

This electronic version (PDF) was scanned by the International Telecommunication Union (ITU) Library & Archives Service from an original paper document in the ITU Library & Archives collections.

La présente version électronique (PDF) a été numérisée par le Service de la bibliothèque et des archives de l'Union internationale des télécommunications (UIT) à partir d'un document papier original des collections de ce service.

Esta versión electrónica (PDF) ha sido escaneada por el Servicio de Biblioteca y Archivos de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) a partir de un documento impreso original de las colecciones del Servicio de Biblioteca y Archivos de la UIT.

هذه النسخة الإلكترونية (PDF) للاتصالات الدولي الاتحاد في والمحفوظات المكتبة قسم أجراه الضوئي بالمسح تصوير نتاج (ITU) والمحفوظات المكتبة قسم في المتوفرة الوثائق ضمن أصلية ورقية وثيقة من نقلاً.

此电子版（PDF版本）由国际电信联盟（ITU）图书馆和档案室利用存于该处的纸质文件扫描提供。

Настоящий электронный вариант (PDF) был подготовлен в библиотечно-архивной службе Международного союза электросвязи путем сканирования исходного документа в бумажной форме из библиотечно-архивной службы МСЭ.

© International Telecommunication Union

XVII A.P.
DÜSSELDORF
21.5-1.6 1990
CCIR

XVII[e] ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE
DÜSSELDORF, 1990

UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

# RAPPORTS DU CCIR, 1990

(AINSI QUE DÉCISIONS)

## ANNEXE AU VOLUME I

# UTILISATION DU SPECTRE ET CONTRÔLE DES ÉMISSIONS

CCIR COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES RADIOCOMMUNICATIONS

Genève, 1990

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

XVII A.P.
DÜSSELDORF
21.5-1.6 1990
CCIR

XVII[e] ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE
DÜSSELDORF, 1990

UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

# RAPPORTS DU CCIR, 1990

(AINSI QUE DÉCISIONS)

## ANNEXE AU VOLUME I

# UTILISATION DU SPECTRE ET CONTRÔLE DES ÉMISSIONS

CCIR COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES RADIOCOMMUNICATIONS

92-61-04162-0

Genève, 1990

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

© U.I.T.

ANNEXE AU VOLUME I

# UTILISATION DU SPECTRE ET ET CONTROLE DES EMISSIONS

(Commission d'études 1)

TABLE DES MATIERES

Page

Plan des Volumes I à XV de la XVII[e] Assemblée plénière du CCIR (voir le Volume I - Recommandations)

Répartition des textes de la XVII[e] Assemblée plénière du CCIR parmi les Volumes I à XV (voir le Volume I - Recommandations)

Table des matières..... I

Index des textes par ordre numérique..... VII

Index des textes supprimés..... IX

*Section 1A - Ingénierie du spectre. Principes et techniques d'assistance par ordinateur*

Rapport 1108 Gestion du spectre..... 1

Rapport 1103 Limitation des paramètres CEM des équipements utilisés pour les communications du service mobile sur la base d'une analyse de l'environnement de brouillage..... 11

Rapport 526-1 Mesure de la qualité de transmission de la parole applicable à l'analyse de compatibilité électromagnétique..... 16

Rapport 1099 Procédure d'analyse de la compatibilité électromagnétique des systèmes radioélectriques avec étalement du spectre et sauts de fréquence..... 24

Rapport 181-4 Tolérances de fréquence des émetteurs..... 36

Rapport 838-1 Rayonnements non essentiels des émetteurs..... 39

Rapport 839 Méthode pour calculer l'amplitude des produits d'intermodulation dans les émetteurs..... 50

Rapport 533-1 Sensibilité des récepteurs pour les émissions de la classe F3E..... 53

Page

Rapport 521-2 Simulation par modèle des effets de non-linéarité des récepteurs aux radiofréquences..... 57

Rapport 840-1 Dégradation de la sensibilité maximale utilisable des récepteurs MF et MA fonctionnant dans des conditions non linéaires..... 67

Rapport 522-2 Méthode pour simuler par modèle les caractéristiques d'intermodulation des récepteurs..... 73

Rapport 974 Procédés d'analyse des brouillages des récepteurs classiques par des signaux à étalement du spectre..... 85

Rapport 1109 Modèle représentant les effets de la combinaison d'un signal brouilleur et du bruit d'un oscillateur local sur le bruit d'un récepteur..... 94

Rapport 324-3 Méthodes de mesure des largeurs de bande des émissions..... 103

Rapport 841-2 Application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique..... 108

Rapport 836-2 Calculs des largeurs de bande nécessaires..... 115

Rapport 977-1 Spectres et largeurs de bande des émissions..... 122

Rapport 972 Réponses en puissance crête à des signaux brouilleurs intermittents..... 147

Rapport 829 Calcul de la probabilité de brouillage..... 156

Rapport 837 Méthodes de calcul de la largeur de bande des émissions des radars à impulsions..... 161

Rapport 1110 Systèmes de base de données de gestion du spectre exploitables sur petits ordinateurs..... 172

*Section 1B - Principes et techniques de partage et de la planification du spectre*

Rapport 1098 Partage entre le service mobile terrestre et le service de radiodiffusion dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques exploitées en partage où les zones de service sont géographiquement distinctes..... 185

Rapport 828-1 Résultats théoriques et expérimentaux relatifs au partage du spectre entre des systèmes MRF-MF et des systèmes radar grâce aux techniques de suppression d'impulsions avec réception en diversité de fréquence..... 192

Page

Rapport 826-1 Exemples de partage des bandes faisant appel à l'utilisation des techniques d'étalement du spectre..... 205

Rapport 654-3 Méthodes pour le calcul de la puissance brouilleuse dans les bandes et canaux adjacents..... 222

Rapport 1102 Calcul de la tension reçue sous l'effet de rayonnements provenant de sources multiples sur la même fréquence..... 235

Rapport 842-2 Assignations de fréquence économiques en spectre aux stations de terre pour des valeurs données de séparation fréquence-distance..... 244

Rapport 655-2 Méthode de calcul du brouillage dû à l'intermodulation dans le service mobile terrestre..... 256

Rapport 525-3 Qualité et rapports de protection des systèmes à modulation analogique et numérique nécessaires pour l'utilisation du spectre..... 265

Rapport 659 Rapports de protection en radiofréquence entre le service de radiodiffusion à modulation de fréquence et le service mobile terrestre..... 293

Rapport 528-1 Effets des brouillages dans un même canal sur les performances des systèmes à modulation par déplacement de phase m-valents (ou systèmes MDPM)..... 296

Rapport 1111 Considérations relatives à la planification pour la gestion du spectre radioélectrique..... 304

Rapport 1112 Mesures de l'utilisation composite du spectre dans une bande de fréquences..... 311

Rapport 976 Méthode de planification systématique pour l'utilisation de bandes de fréquences non assignées..... 323

Rapport 1113 Méthode de réassignation des fréquences pour mieux utiliser les canaux..... 326

Rapport 662-3 Définition de l'utilisation du spectre et de l'efficacité d'emploi du spectre..... 337

Rapport 656 Application des méthodes probabilistes à l'emploi efficace du spectre radioélectrique..... 359

Rapport 1097 Efficacité des techniques de modulation à bande étroite du point de vue de l'utilisation du spectre..... 368

Rapport 1114 Application de la notion d'efficacité d'utilisation du spectre aux faisceaux hertziens..... 375

Page

*Section 1C - Techniques de contrôle des émissions*


Rapport 1105 Gestion du spectre radioélectrique et contrôle des émissions ..... 387

Rapport 1115 Techniques de contrôle des émissions liées à la gestion du spectre ..... 394

Rapport 371-2 Contrôle international des émissions dans les pays en développement ..... 400

Rapport 277-3 Mesures dans les stations mobiles de contrôle ..... 407

Rapport 1116 Stations aéroportées pour le contrôle des émissions ..... 414

Rapport 834 Résultats récents dans le domaine des systèmes peu coûteux de radioralliement mobiles ..... 429

Rapport 1106 Mises au point de contrôle à distance automatisé ..... 433

Rapport 1107 Méthodes de traitement des signaux numériques dans le contrôle du spectre ..... 436

Rapport 273-7 Mesures de champ dans les stations de contrôle des émissions ..... 456

Rapport 275-5 Mesure des largeurs de bande dans les stations de contrôle .. 458

Rapport 272-5 Mesure des fréquences dans les stations de contrôle ..... 467

Rapport 978-1 Identification automatique des stations radioélectriques .... 472

Rapport 276-6 Contrôle, dans les stations fixes de contrôle, des émissions radioélectriques en provenance des engins spatiaux ..... 474

Rapport 372-6 Radiogoniométrie dans les stations de contrôle ..... 507

Rapport 979-1 Techniques de contrôle des émissions pour la détection et la localisation de sources de brouillage susceptibles de perturber le système de radiobalises de localisation des sinistres du service mobile par satellite (Terre vers espace) dans la bande 406-406,1 MHz ..... 525

Rapport 835-2 Saisie automatique de données sur l'occupation du spectre des fréquences radioélectriques et leur utilisation pour la gestion du spectre ..... 530

Rapport 279-4 Contrôle visuel du spectre radioélectrique ..... 539

Rapport 668-3 Système d'analyse automatique du spectre des fréquences radioélectriques ..... 541

Page

*Section 1D - Utilisation du spectre et applications*


Rapport 830-1 Emploi de suppresseurs de brouillage (SB) en vue d'accroître l'utilisation du spectre..... 561

Rapport 831-1 Amélioration de la protection des liaisons de radiocommunication contre le brouillage à l'aide d'écrans spéciaux.. 578

Rapport 973 Antennes adaptatives permettant de réduire le brouillage dans le même canal pour les applications du service mobile terrestre..... 598

Rapport 832 Problèmes posés par les radiocommunications par paquets..... 603

Rapport 833 Systèmes de télécommunication à fonctions multiples..... 609

Rapport 664-1 Examen de l'utilisation du spectre radioélectrique de 40 GHz à 3 000 GHz environ..... 610

Rapport 666 Systèmes de télécommunications utilisant le spectre des ondes électromagnétiques au-dessus de 3 000 GHz..... 621

Rapport 667 Brouillages des liaisons par communication optique causés par rayonnement direct et rayonnement par diffusion..... 629

Rapport 663-2 Caractéristiques de grandes antennes à réflecteurs fonctionnant en ondes millimétriques et décimillimétriques.. 634

Rapport 665-2 Nouvelle technologie des antennes à faisceaux multiples et à réflecteur décalé..... 641

Rapport 827 Utilisation du spectre par les radars..... 651

Rapport 651-2 Techniques d'étalement du spectre..... 659

Rapport 975 Application des techniques d'étalement du spectre à la radiolocalisation et compatibilité radioélectrique..... 671

Rapport 671-1 Protection contre les rayonnements radioélectriques..... 675

Rapport 1117 Détermination du champ électrique dans la zone du champ d'induction d'antennes de grande puissance en ondes kilométriques et hectrométriques..... 688

Rapport 1100 Influence de l'affaiblissement atmosphérique sur la gestion du spectre au-dessus de 20 GHz..... 700

Rapport 1104 Limitation du rayonnement émis par les appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM)..... 707

Page

Rapport 1101 Etude préliminaire des limites du brouillage radioélectrique pour les décodeurs MAC/paquets ..... 737

Rapport 1118 Etude relative à la réduction du bruit radioélectrique provenant de sous-stations d'alimentation électrique - Importance d'une maintenance appropriée ..... 766

Rapport 670-1 Niveau minimal de bruit externe: Spécification mondiale (0,1 Hz à 100 GHz) ..... 769

*Décisions*

Décision 27-2 Application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique ..... 775

Décision 53-2 Actualisation du manuel à l'usage des stations de contrôle .. 777

Décision 54-2 Rayonnement d'appareils ISM ..... 779

Décision 56 Transfert de technologie ..... 781

Décision 100 Préparatifs de la Conférence administrative mondiale des radiocommunications de 1992 ..... 782

# INDEX DES TEXTES PAR ORDRE NUMERIQUE

## ANNEXE AU VOLUME I

Page

SECTION 1A: Ingénierie du spectre. Principes et techniques d'assistance par ordinateur..... 1

SECTION 1B: Principes et techniques de partage et de la planification du spectre..... 185

SECTION 1C: Techniques de contrôle des émissions..... 387

SECTION 1D: Utilisation du spectre et applications..... 561

| RAPPORTS | Section | Page | RAPPORTS | Section | Page |
|---|---|---|---|---|---|
| 181-4 | 1A | 36 | 835-1 | 1C | 530 |
| 272-5 | 1C | 467 | 836-2 | 1A | 115 |
| 273-7 | 1C | 456 | 837 | 1A | 161 |
| 275-5 | 1C | 458 | 838-1 | 1A | 39 |
| 276-6 | 1C | 474 | 839 | 1A | 50 |
| 277-3 | 1C | 407 | 840-1 | 1A | 67 |
| 279-4 | 1C | 539 | 841-2 | 1A | 108 |
| 324-3 | 1A | 103 | 842-2 | 1B | 244 |
| 371-2 | 1C | 400 | 972 | 1A | 147 |
| 372-6 | 1C | 507 | 973 | 1D | 598 |
| 521-2 | 1A | 57 | 974 | 1A | 86 |
| 522-2 | 1A | 73 | 975 | 1D | 671 |
| 525-3 | 1B | 265 | 976 | 1B | 323 |
| 526-1 | 1A | 16 | 977-1 | 1A | 122 |
| 528-1 | 1B | 296 | 978-1 | 1C | 472 |
| 533-1 | 1A | 53 | 979-1 | 1C | 525 |
| 651-2 | 1D | 659 | 1097 | 1B | 368 |
| 654-3 | 1B | 222 | 1098 | 1B | 185 |
| 655-2 | 1B | 256 | 1099 | 1A | 24 |
| 656 | 1B | 359 | 1100 | 1D | 700 |
| 659 | 1B | 293 | 1101 | 1D | 737 |
| 662-3 | 1B | 337 | 1102 | 1B | 235 |
| 663-2 | 1D | 634 | 1103 | 1A | 11 |
| 664-1 | 1D | 610 | 1104 | 1D | 707 |
| 665-2 | 1D | 641 | 1105 | 1C | 387 |
| 666 | 1D | 621 | 1106 | 1C | 433 |
| 667 | 1D | 629 | 1107 | 1C | 436 |
| 668-3 | 1C | 541 | 1108 | 1A | 1 |
| 670-1 | 1D | 769 | 1109 | 1A | 94 |
| 671-1 | 1D | 675 | 1110 | 1A | 172 |
| 826-1 | 1B | 205 | 1111 | 1B | 304 |
| 827 | 1D | 651 | 1112 | 1B | 311 |
| 828-1 | 1B | 192 | 1113 | 1B | 326 |
| 829 | 1A | 156 | 1114 | 1B | 375 |
| 830-1 | 1D | 561 | 1115 | 1C | 394 |
| 831-1 | 1D | 578 | 1116 | 1C | 414 |
| 832 | 1D | 603 | 1117 | 1D | 688 |
| 833 | 1D | 609 | 1118 | 1D | 766 |
| 834 | 1C | 429 | | | |


*Note* - Les Décisions, figurant déjà dans l'ordre numérique à la table des matières, ne sont pas reprises dans le présent index.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

# INDEX DES TEXTES SUPPRIMES A LA FIN DE LA PERIODE D'ETUDES 1986-1990

(Pour permettre de repérer plus facilement les divers textes, le numéro de page du Volume I de la XVI[e] Assemblée plénière (Dubrovnik, 1986) est indiqué.)

ANNEXE AU VOLUME I


| Texte | Titre | N° de la page Vol. Dubrovnik, 1986 |
|---|---|---|
| Rapport 184-3 | Choix de la fréquence intermédiaire et protection contre les réponses non désirées des récepteurs superhétérodynes | 373 |
| Rapport 420-1 | Résultats des mesures comparatives, effectuées par différentes méthodes, des largeurs de bandes, occupée et à *x* dB | 420 |
| Rapport 519 | Modèle de performance pour récepteur à fonctionnement cohérent | 113 |
| Rapport 520-1 | Modèle de performance pour récepteur fonctionnant sans cohérence | 120 |
| Rapport 524-1 | Modèles de système pour l'évaluation des brouillages. *Modèle pour l'étude des équipements situés en un même emplacement* | 30 |
| Rapport 530-1 | Les synthétiseurs de fréquences et leurs applications | 319 |
| Rapport 534-2 | Mesure de la température de bruit des récepteurs à faible niveau de bruit | 356 |
| Rapport 653 | Une technique d'élaboration de modèle pour la mise au point d'un programme d'assignation des canaux | 215 |
| Rapport 657-2 | Modèle statistique pour la détermination des critères de partage des bandes de fréquences | 207 |
| Rapport 660 | Une cotation de la compatibilité électromagnétique pour des systèmes radiotéléphoniques à une seule voie | 438 |
| Rapport 661 | Méthodes de mesure pour la cotation de la compatibilité électromagnétique pour des systèmes radiotéléphoniques à une seule voie | 445 |
| Décision 73 | Etudes du CCIR à effectuer pendant la période intersessions pour présentation à la seconde session de la CAMR ORB-88 | 621 |

SECTION 1A: INGENIERIE DU SPECTRE - PRINCIPES ET TECHNIQUES D'ASSISTANCE PAR ORDINATEUR

RAPPORT 1108

**GESTION DU SPECTRE**

(Question 68/1)

(1990)

1. Généralités

La gestion du spectre est une combinaison de procédures administratives (juridiques, économiques), scientifiques et techniques nécessaires pour assurer une exploitation efficace des équipements et des services de radiocommunication, sans causer de brouillages préjudiciables. La gestion du spectre comprend des aspects nationaux et des aspects internationaux. Le présent Rapport met l'accent sur les premiers. Avec les références bibliographiques citées, il oriente le lecteur vers les informations plus détaillées qui figurent dans les textes pertinents du CCIR. Deux documents ont été établis en application de la Résolution N° 7 et de la Recommandation 31 de la CAMR-79: il s'agit, respectivement, de la Brochure IFRB/CCIR sur la gestion nationale des fréquences et du Manuel du CCIR sur l'application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique. Le présent Rapport récapitule certaines des conclusions de ces documents relatives aux fonctions, à la structure et aux techniques de gestion nationale du spectre.

Pour appliquer les dispositions de la Constitution, du Règlement des radiocommunications et des accords bilatéraux ou multilatéraux conclus, le cas échéant, avec des pays voisins, il doit exister dans chaque pays une autorité responsable de la gestion du spectre, elle doit être identifiable et dotée des pouvoirs nécessaires et des services d'appui appropriés. Chaque pays devrait mettre en place une autorité responsable de la gestion du spectre adaptée à ses besoins particuliers et aux ressources disponibles et la doter de la structure administrative qui convient le mieux à l'exécution des tâches requises.

Conscients des liens très étroits qui relient les fonctions nationales et internationales de gestion du spectre, presque tous les pays ont jugé bon de confier ces tâches à une autorité unique, qui constitue "l'administration" (définie au numéro 3 du Règlement des radiocommunications) du pays concerné.

2. Fonctions de base d'un service national de gestion du spectre (Rapport 841, § 2.2)

Les fonctions de base dont s'acquitte un service de gestion du spectre au profit de l'autorité nationale sont les suivantes:

- politique et planification à long terme de la gestion du spectre;
- établissement d'un tableau national d'attribution des bandes de fréquences et d'une réglementation nationale;

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

- assignation des fréquences;
- délivrance de licences et autorisations pour l'utilisation des équipements de radiocommunications;
- recouvrement des redevances, le cas échéant.
- échange d'informations et liaison avec les usagers des services de radiocommunication;
- coordination nationale et internationale;
- élaboration de normes techniques et mise en place de moyens d'appui technique;
- tenue à jour des fichiers;
- inspection des installations;
- contrôle de l'utilisation du spectre.

Les tâches spécifiques du service national de gestion du spectre sont les suivantes:

a) planifier, coordonner, réglementer et gérer l'utilisation des fréquences radioélectriques dans le pays;

b) établir les règlements, caractéristiques et normes techniques régissant l'utilisation de chaque bande de fréquences ou de chaque fréquence particulière par les stations des différents services, compte tenu des règlements et accords internationaux en vigueur;

c) optimiser l'utilisation du spectre des fréquences radioélectriques et de l'orbite des satellites géostationnaires, de façon que les différents services utilisateurs puissent fonctionner harmonieusement;

d) attribuer les bandes de fréquences conformément aux règlements internationaux et aux priorités nationales et assigner des fréquences déterminées en fonction des besoins;

e) autoriser l'installation et l'exploitation de stations de radiocommunication et d'opérateurs radio, assigner les indicatifs d'appel, délivrer les licences appropriées et recouvrer les redevances, le cas échéant.

f) mettre à jour tous les renseignements sur les systèmes de radiocommunication autorisés: fréquences, emplacement des stations, puissance, indicatifs d'appel, etc. et les notifier à l'IFRB, si nécessaire;

g) communiquer les renseignements à inclure dans les publications et documents de service de l'UIT;

h) dans les réunions nationales et internationales représenter l'administration, selon les besoins, établir des relations avec les industries de télécommunication et le grand public, coordonner et élaborer des critères techniques en matière d'utilisation des fréquences;

i) mesurer les paramètres techniques des émissions des stations de radiocommunication, le cas échéant;

j) procéder à des inspections des stations de radiocommunication pour vérifier qu'elles sont en conformité avec les normes et paramètres techniques en fonction desquels leur équipement a été homologué et leur exploitation autorisée;

k) en matière d'utilisation des fréquences, participer à des plans de développement et projets relatifs à tous les services de radiocommunication, en veillant à ce que ces plans et projets soient en harmonie avec les dispositions des règlements internationaux et nationaux en vigueur;

l) résoudre les problèmes de brouillage des fréquences radioélectriques;

m) préparer la participation aux conférences administratives mondiales organisées par l'UIT et mettre en oeuvre leurs décisions;

n) en ce qui concerne la gestion du spectre et les problèmes qu'elle pose, négocier avec les autres pays et les organismes internationaux;

o) constituer une instance technique nationale pour les travaux ayant trait aux activités des Commissions d'études et des Groupes de travail du CCIR, préparer la participation d'experts aux réunions du CCIR et participer à celles-ci;

p) constituer un organisme national de liaison avec les organisations internationales autres que l'UIT chargé des questions techniques, réglementaires, administratives, de coopération technique et d'autres questions liées à l'utilisation du spectre des fréquences radioélectriques et de l'orbite des satellites géostationnaires.

## 3. Organisation (Rapport 841, § 2.3)

Un service national de gestion du spectre capable de s'acquitter des tâches énumérées au § 2 peut être organisé de plusieurs façons différentes selon les besoins et les ressources du pays considéré: il n'existe pas en ce domaine de solution universelle. Cependant, la Figure 1 représente les unités que doit comporter un service national de gestion des fréquences bien organisé. Le rôle de chacune d'elles est examiné aux § 3.1 à 3.6 ci-après.

### 3.1 Planification et politique

Cette unité est généralement chargée de la mise au point régulière, au niveau national, des plans et de la politique régissant l'utilisation du spectre des fréquences radioélectriques, en fonction des progrès techniques ainsi que des réalités sociales, économiques et politiques.

L'élaboration de la politique nationale en matière de télécommunications est couramment associée à celle de la réglementation, puisque ces deux aspects sont étroitement liés. En conséquence, une des fonctions essentielles de cette unité pourra être de déterminer les besoins de télécommunication actuels et futurs du pays et d'élaborer des politiques propres à garantir le choix d'une combinaison optimale faisant appel aux systèmes radioélectriques, au réseau et aux systèmes câblés pour satisfaire les besoins recensés.

La politique nationale de réglementation des radiocommunications qui en découle doit s'appuyer sur une documentation complète et être conforme au Règlement des radiocommunications de l'UIT, notamment au Tableau d'attribution des bandes de fréquences.

3.2 Coordination internationale

Les conférences administratives mondiales et régionales des radiocommunications de l'UIT, de même que d'autres conférences et réunions, peuvent exiger de longs travaux préparatoires, selon le niveau de participation souhaité par l'administration et les questions à l'ordre du jour. Pour pouvoir participer efficacement à ces assemblées, l'administration pourra constituer des Groupes de travail chargés de définir la position nationale sur les questions clés, sous la direction de cette unité de coordination, en collaboration étroite, selon les besoins avec l'unité chargée de la planification et de la politique et avec l'unité d'appui technique et les utilisateurs.

Un autre aspect du travail de cette unité pourrait être l'élaboration d'accords bilatéraux avec les pays voisins, pour régler des problèmes de politique ou d'exploitation, en vue de coordonner la mise en oeuvre de systèmes de communication, et d'autres questions d'intérêt commun dans ce domaine des radiocommunications.

3.3 Assignation, délivrance de licences et fonctions de liaison

Les fonctions d'assignation, de délivrance des licences et de liaison pourraient être organisées en trois sections:

3.3.1 Section assignation de fréquence

Cette section étudie la compatibilité électromagnétique et assigne des fréquences aux systèmes de radiocommunication. Elle peut aussi adresser les demandes à l'unité Inspection et contrôle des émissions pour le contrôle de l'emploi de certaines fréquences ou bandes de fréquences, afin de faciliter l'examen technique des assignations demandées.

Elle est chargée de coordonner toutes les assignations en projet avec les assignations en vigueur au niveau national, régional ou international. Elle notifie à l'IFRB les assignations de fréquences conformément au Règlement des radiocommunications. Elle entreprend aussi sur demande ou quand des renseignements relatifs à des assignations notifiées par d'autres administrations sont publiés dans la Circulaire hebdomadaire de l'IFRB, une coordination et des actions connexes pour protéger le réseau de télécommunications national contre les brouillages.

3.3.2 Section délivrance des licences

Cette section joue un rôle essentiel dans tout service bien structuré de gestion du spectre. Elle applique la législation, la réglementation, les politiques et les procédures régissant les radiocommunications au niveau national et contrôle l'exploitation des stations ainsi que l'utilisation des fréquences. Elle s'acquitte des tâches suivantes:

- examiner les demandes de licence et leurs justificatifs pour déterminer le droit du demandeur à la licence du point de vue juridique et réglementaire et l'acceptabilité technique des équipements radioélectriques proposés;

- accorder une autorisation à des organismes qui n'ont pas besoin de licence, par exemple des organismes publics;

- assigner les indicatifs d'appel aux stations;

- délivrer les licences et percevoir les redevances, le cas échéant;

- renouveler ou annuler les licences, selon le cas;

- faire passer les examens et délivrer les certificats d'opérateurs.

3.3.3 Section Information et liaison

La section "Information et liaison" est chargée d'assurer la liaison entre le service de gestion du spectre et la communauté des usagers des services de radiocommunication - industrie des télécommunications, services publics utilisateurs, le cas échéant, grand public. Elle diffuse des informations sur les politiques, les règlements et les pratiques de l'administration et applique des mécanismes qui permettent un retour d'information pour évaluer les résultats de ces politiques, règlement et pratiques. Elle établit des relations avec les médias, présente des communiqués publics, organise des réunions et joue un rôle de médiateur pour résoudre les problèmes de brouillage entre usagers, avec l'appui des services d'inspection, de contrôle des émissions et d'enquêtes.

3.4 Inspection et contrôle des émissions

L'unité Inspection et contrôle des émissions peut être subdivisée en deux sections qui seront centralisées ou non, selon la dimension et les besoins du pays concerné.

3.4.1 Section Inspection

Cette section est dotée des équipements et des moyens de déplacement nécessaires pour assurer l'exécution des dispositions juridiques et réglementaires nationales et internationales relatives à la gestion des fréquences. Elle recueille des renseignements en coopération étroite avec la section contrôle des émissions et avec l'unité Assignation et délivrance des licences.

Les fonctions de cette section peuvent inclure:

- des enquêtes sur les plaintes en brouillage;
- des enquêtes sur les rayonnements émis par des appareils pour applications industrielles, scientifiques et médicales;
- des enquêtes sur les stations exploitées illégalement et sur celles qui sont en infraction avec les clauses de la licence;
- la constitution de dossiers pour les poursuites judiciaires et l'assistance aux organismes chargés de l'application de la loi;
- la vérification que les opérateurs de stations de radiocommunication possèdent les qualifications exigées par les dispositions juridiques et réglementaires nationales et internationales.

3.4.2 Section Contrôle des émissions (Rapports 371, 1103, 1115 et 1116)

Cette section a deux tâches essentielles pour la gestion du spectre des fréquences. La première est de fournir sur l'occupation du spectre des renseignements statistiques de nature technique et d'exploitation; la seconde est d'obtenir sur l'exploitation de chaque station de radiocommunication des renseignements pour les besoins de la réglementation et de l'application des règlements. Une autre fonction importante de cette section consiste à repérer les emplacements et à identifier les stations causant des brouillages.

Suivant les ressources dont il dispose, un pays pourra souhaiter participer au système international de contrôle des émissions existant dont le but est d'aider, dans la mesure du possible, à mettre en oeuvre le Règlement des radiocommunications, notamment d'assurer l'utilisation efficace et rationnelle du spectre des fréquences et d'accélérer la suppression des brouillages préjudiciables (voir l'article 20 du Règlement des radiocommunications et le Manuel du CCIR à l'usage des stations de contrôle des émissions).

3.5 Appui technique

Le rôle de l'Appui technique est essentiel pour le plein développement d'un service national de gestion des fréquences, car la gestion du spectre des fréquences radioélectriques a de plus en plus besoin d'un tel appui. Ces fonctions peuvent être assumées par les deux sections indiquées ci-après.

3.5.1 Section Normes et spécifications

Cette section est chargée d'établir des procédures d'homologation des équipements radioélectriques et de rédiger les spécifications des normes radioélectriques (documents qui définissent les normes minimales de qualité pour l'homologation des émetteurs et récepteurs et d'autres équipements).

3.5.2 Section Ingénierie du spectre (Rapport 841, § 3)

Cette section est un service technique qui fournit en général les prestations suivantes pour les opérations courantes de gestion des fréquences:

- essais en laboratoire des émetteurs et récepteurs conformément aux procédures prescrites pour l'homologation des prototypes;

- maintenance et étalonnage des équipements pour les essais en laboratoire et d'autres équipements utilisés par l'unité Inspection et Contrôle des émissions;

- évaluation de la conformité des équipements acquis pour les besoins de l'inspection et du contrôle des émissions;

- équipement de véhicules spéciaux et étalonnage de leur matériel de contrôle.

3.6 Appui informatique (Recommandations 667 et 668; Rapports 841, §5 et 1110)

L'importance des moyens informatiques mis à la disposition de l'autorité chargée de la gestion des fréquences et utilisés par elle dépend des ressources, des priorités et des besoins particuliers du pays concerné. Pour commencer, l'emploi de l'informatique pourra être limité, par exemple, aux fichiers de délivrance des licences ou aux calculs techniques complexes mais, par la suite, il permettra la mise au point, la fourniture et la maintenance des systèmes associés à presque toutes les activités de gestion du spectre, y compris la tenue des fichiers, les prévisions et la gestion financière liées à la délivrance des licences.

Le Manuel du CCIR sur l'application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique examine de manière très approfondie l'utilisation des ordinateurs dans ce contexte.

4. Techniques de gestion du spectre (Rapport 841)

On a recensé, aux § 2 et 3, les fonctions et les tâches essentielles découlant de ces fonctions ainsi que la structure administrative possible d'un service de gestion nationale du spectre. Il faut faire appel à différentes techniques de gestion du spectre pour assurer une exploitation des services de radiocommunication nationaux sans brouillages. Signalons notamment la normalisation, la planification, les assignations de fréquence et l'inscription internationale.

4.1 Normalisation (Recommandations 239, 326, 328, 329, 331 et 332)

La normalisation a essentiellement pour but de spécifier à l'aide de textes juridiques ou administratifs, les conditions auxquelles doivent satisfaire les équipements d'émission et de réception ainsi que tout autre appareil susceptible de causer des brouillages, afin de mieux utiliser le spectre. Ces conditions s'expriment parfois sous la forme de restrictions imposées aux caractéristiques techniques en vertu des dispositions du Règlement des radiocommunications, par exemple les tolérances de fréquence, les niveaux de tolérance des rayonnements non essentiels, etc. Chaque administration conserve la faculté, pour tenir compte de ses besoins et de ses possibilités propres, d'adopter des restrictions différentes de celles que prévoit le Règlement, pourvu qu'elles ne soient pas moins strictes que celles du Règlement.

Cette normalisation est indispensable à l'utilisation efficace du spectre. Par exemple, si le bruit artificiel n'est soumis à aucune réglementation, il risque d'atteindre des niveaux très élevés dans les grands centres urbains où sont généralement installées les stations radioélectriques, qui seront alors amenées à rayonner une puissance considérable pour assurer une réception satisfaisante, compte tenu de ce genre de bruit. Ce faisant, elles vont augmenter la probabilité de brouillage d'autres utilisateurs.

4.2 Planification (Rapports 976 et 1111)

Dans le cadre de cette fonction, l'un des principaux objectifs consiste à déterminer et à mettre à jour régulièrement les besoins actuels et futurs des différents services de radiocommunication. Le Tableau d'attribution des bandes de fréquences du Règlement des radiocommunications devrait constituer le document de base pour la planification nationale du spectre. Les conférences administratives des radiocommunications de l'UIT attribuent des bandes de fréquences à des services. Une administration peut donc juger bon d'adopter des dispositions administratives plus détaillées que celles du Tableau d'attribution des bandes de fréquences, mais elles doivent rester dans les limites des dispositions du Tableau. Prenons, par exemple, le cas d'une bande que, selon le Tableau, deux services A et B se partagent avec égalité des droits; une administration peut décider de la diviser en deux portions, l'une attribuée en exclusivité au service A et l'autre attribuée dans les mêmes conditions au service B. Dans ce domaine, à savoir l'utilisation des bandes de fréquences, l'autorité chargée de la gestion du spectre doit coordonner les besoins des différents utilisateurs.

Après avoir déterminé les besoins des utilisateurs, l'administration doit absolument élaborer un plan de fréquences national pour ses services de radiocommunications, lequel pourrait se diviser en sous-catégories. Tel est le cas du service mobile terrestre, pour lequel on doit définir des catégories d'usagers. Ces catégories sont normalement déterminées selon la profession ou l'activité. Une catégorie pourrait être celle de la sécurité publique comprenant les services de la police, des pompiers et des ambulances. Comme autres catégories, on peut citer les taxis et les systèmes radiotéléphoniques mobiles publics. Pour les différentes catégories d'usager, on peut être amené à fixer différentes priorités d'accès au spectre. Certaines fréquences seront ainsi réservées à certaines catégories. C'est l'autorité chargée de la gestion du spectre qui doit être responsable de cette planification.

4.3 Assignation des fréquences (Rapports 842 et 1113)

La technique de l'assignation des fréquences doit garantir que les assignations proposées ou demandées ne causent pas de brouillage préjudiciable aux assignations nationales et, parfois, internationales en vigueur. Elle comprend l'analyse des besoins pour les services de radiocommunication projetés ainsi que les études éventuellement nécessaires et l'assignation des fréquences à utiliser conformément au plan national. Il convient aussi de prendre les mesures nécessaires pour protéger les systèmes de radiocommunication du pays contre les brouillages éventuels provenant d'assignations d'un autre pays publiées dans la dernière édition de la Liste internationale des fréquences (LIF), Liste I, et dans les circulaires hebdomadaires ultérieures.

Une fois qu'une fréquence a été assignée à une station d'émission ou de réception, il faut porter dans le fichier de référence national toutes les données techniques et d'exploitation qui précisent la largeur de spectre et la zone géographique occupées par l'assignation en question. Ce fichier ne sert pas seulement de référence pour le choix ultérieur d'autres fréquences, mais il fournit aussi les indications fondamentales requises pour adapter la planification nationale aux besoins réels des divers utilisateurs. Il convient de faire preuve du plus grand soin pour établir le fichier national et le tenir à jour; il doit pouvoir contenir un nombre suffisant d'assignations et tous les renseignements qui contribuent à une description claire et complète de chacune d'elles. Si ce nombre dépasse environ 5 000 inscriptions, il pourrait être très utile de faire appel à des techniques informatiques modernes de traitement et d'enregistrement des données.

4.4 Inscription internationale des assignations de fréquence

L'inscription internationale des assignations de fréquence d'une administration assure la reconnaissance et la protection internationale de l'exploitation des stations. Une administration a tout intérêt à inscrire toutes les assignations de fréquence qu'elle juge nécessaire de protéger, contre d'autres utilisateurs internationaux. Dans certaines circonstances, les administrations sont tenues en vertu du Règlement des radiocommunications, de notifier leur utilisation du spectre.

Conformément aux dispositions du Règlement des radiocommunications, toute assignation de fréquence, sauf exceptions spécifiées, doit être notifiée à l'IFRB:

a) si l'utilisation de la fréquence est susceptible d'entraîner des brouillages préjudiciables à un service quelconque d'une autre administration;

b) si la fréquence doit être utilisée pour des radiocommunications internationales;

c) ou encore si l'on désire obtenir une reconnaissance internationale de l'utilisation de cette fréquence.

Les procédures de notification et d'inscription des assignations de fréquence dans le Fichier de référence international des fréquences (MIFR) peuvent se répartir, grosso modo, en quatre phases: coordination, notification, examen et inscription. Le Chapitre IV du Règlement des radiocommunications décrit les procédures spécifiques à suivre pour chacune d'elles.

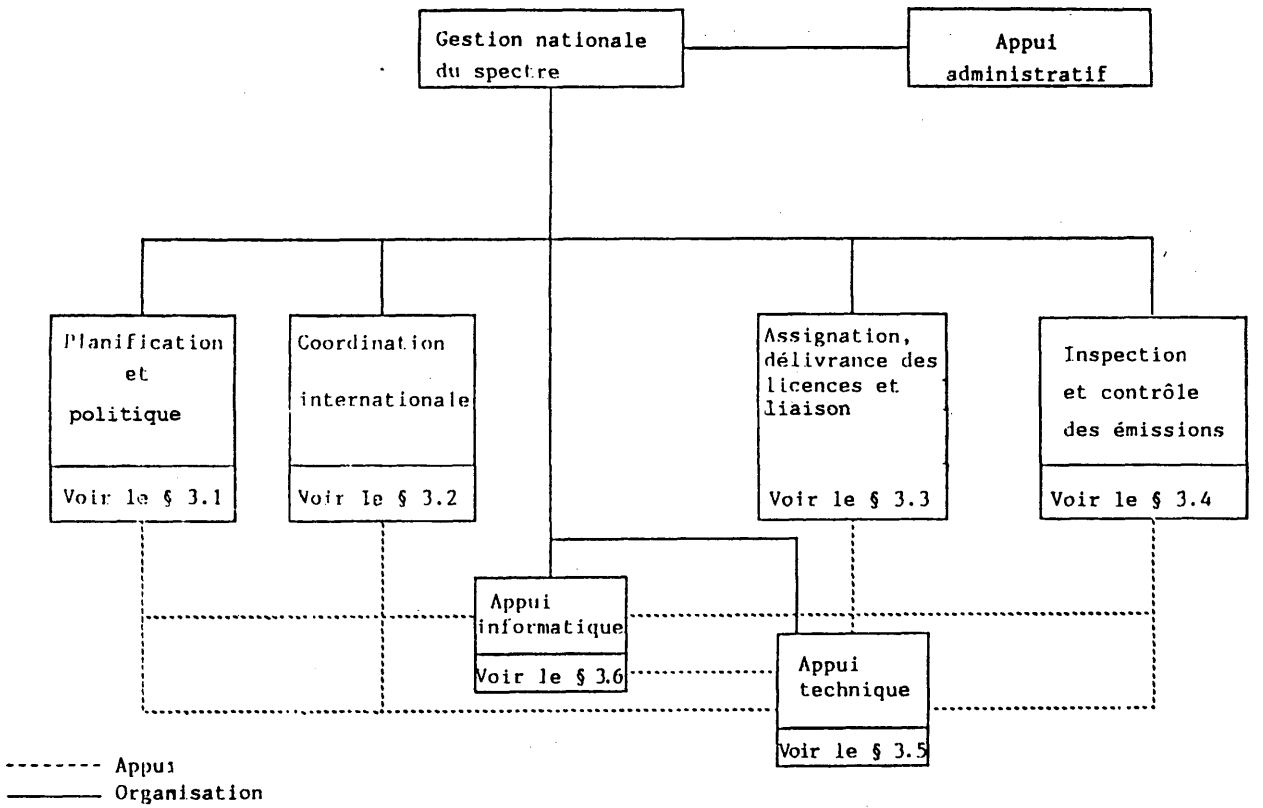



FIGURE 1

Fonctions de gestion nationale des fréquences

## BIBLIOGRAPHIE

Brochure de l'IFRB et du CCIR sur la gestion nationale des fréquences. Genève, 1988.

Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions. Genève, 1988.

Manuel sur l'application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique. Genève, 1983, révisé en 1986.

Règlement des radiocommunications. Genève, 1982, révisé en 1985, 1986 et 1988.

RAPPORT 1103

# LIMITATION DES PARAMETRES CEM DES EQUIPEMENTS UTILISES POUR LES COMMUNICATIONS DU SERVICE MOBILE SUR LA BASE D'UNE ANALYSE DE L'ENVIRONNEMENT DE BROUILLAGE

(Questions 18/1 et 44/1)

(1990)

## 1. Introduction

Dans le passé, on a mis au point un grand nombre de paramètres CEM que l'on utilise désormais pour caractériser d'une part la sensibilité des récepteurs aux signaux brouilleurs présents dans les canaux de fréquences non fondamentales et d'autre part les rayonnements aux fréquences non fondamentales des émetteurs. Ces paramètres sont entre autres la sensibilité des récepteurs aux phénomènes tels que les signaux non essentiels, le blocage, l'intermodulation et les mélanges réciproques [Winn, R., 1974, Rohde, U., 1975] ainsi que les rayonnements hors bande et non essentiels des émetteurs.

L'actuel système de limitation des paramètres CEM vise dans la mesure du possible, à réduire au minimum les paramètres CEM des émetteurs et des récepteurs. Par ailleurs, il n'y a pas de lien évident entre les caractéristiques des paramètres CEM et les conditions d'utilisation des équipements, c'est-à-dire l'environnement de brouillage (EB) au point de réception. Il est évident que les valeurs des paramètres CEM des récepteurs et des émetteurs ne devraient pas être supérieures ou inférieures à un niveau qui garantira une qualité de réception donnée du signal utile dans un EB type. En outre, l'actuel système de normalisation rend difficile la comparaison de divers types de récepteurs et d'émetteurs, et il ne permet aucune évaluation quantitative de l'amélioration de la CEM d'installation de radiocommunication lorsqu'ils sont regroupés, si l'un des paramètres CEM des émetteurs ou des récepteurs est modifié.

Le présent Rapport propose diverses solutions possibles aux problèmes de la limitation optimum des paramètres CEM des récepteurs et des émetteurs qui garantiront une qualité donnée de réception dans un EB type. La méthode proposée permet d'une part de mesurer qualitativement l'amélioration de la qualité de réception (probabilité totale d'une non-réception) si l'on améliore les paramètres CEM des récepteurs et des émetteurs et d'autre part d'optimiser les paramètres CEM dans l'angle des coûts de production des équipements de radiocommunication.

## 2. Paramètres CEM d'un groupe d'installations de radiocommunication

Pour tenter de résoudre les problèmes que pose la limitation des paramètres CEM des récepteurs et des émetteurs, il est nécessaire de définir un EB type relatif au fonctionnement des installations de radiocommunication et de tenir compte de tous les paramètres CEM des récepteurs. Les paramètres ci-après sont proposés pour caractériser l'EME, ou la CEM d'un groupe d'installations de radiocommunication: probabilité de non-réception d'un signal

*Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 8.

par le i-ième mode de brouillage $q_i$ et fonction de distribution cumulative $F_i$ ($P_{ui}$), où $P_{ui}$ est la valeur par laquelle la puissance du signal brouilleur à l'entrée du récepteur provoquant le i-ième mode de brouilage ($P_{Ri}$) dépasse une valeur admissible: $P_{ui} = P_{Ri} - P_{RiN}$.

La probabilité d'une non-réception $q_i$ est égale au rapport du nombre de canaux supprimés par le i-ième mode de brouillage pour lequel $P_{ui} > 0$, au nombre total de canaux utilisés par les installations de radiocommunication du groupe. Si l'on traite statistiquement les valeurs de $P_{ui}$ pour toutes les installations de radiocommunication du groupe, on peut obtenir la fonction de distribution cumulative $F_i$ ($P_{ui}$) des valeurs de $P_{ui}$.

On peut calculer les paramètres proposés pour la CEM d'un groupe $q_i$ et $F_i$ ($P_{ui}$) en mesurant les niveaux des signaux brouilleurs $P_{Ri}$ à l'entrée des récepteurs et en les comparant aux niveaux admissibles des signaux brouilleurs $P_{RiN}$. On a effectué ce genre de mesures sur une longue période pour des systèmes de radiodiffusion fonctionnant dans les bandes d'ondes kilométriques, hectométriques et décamétriques [Bank, M.U., 1973] ainsi que pour des communications commerciales dans la bande d'ondes décamétriques [Sosin, B., 1971]. En ce qui concerne les systèmes de communication mobiles fonctionnant de façon discontinue, il est préférable, pour définir les paramètres CEM d'un groupe, d'utiliser une méthode de modélisation mathématique CEM sur ordinateur. Les modes de brouillage (i) dont il faudra tenir compte seront: 1) l'incidence du rayonnement hors bande de l'émetteur sur le canal de réception aux fréquences fondamentales de l'installation réceptrice; 2) l'incidence des rayonnements harmoniques de l'émetteur sur le canal de réception aux fréquences fondamentales; 3) l'incidence du rayonnement fondamental de l'émetteur sur un canal de réception non essentiel; 4) l'incidence du rayonnement harmonique sur un canal de réception non essentiel; 5) l'effet dû à la transformation du bruit de l'hétérodyne ou à un blocage; 6) le brouillage d'intermodulation du troisième ordre avec deux signaux brouilleurs, etc.

La probabilité totale de non-réception à cause d'au moins un des canaux de réception aux fréquences fondamentales ou non fondamentales se calcule d'après la loi d'addition des probabilités d'éléments cohérents, indépendants, aléatoires, élémentaires.

$$q_\Sigma = 1 - \prod_{i=1}^{n_i} (1 - q_i) \qquad (1)$$

où $n_i$ est le nombre de modes de brouillage dont il est tenu compte.

C'est pourquoi l'on peut utiliser des mesures expérimentales ou un modèle mathématique pour obtenir les valeurs initiales de $q_i$, $q_\Sigma$, $F_i$ nécessaire pour limiter les paramètres CEM des récepteurs et des émetteurs qui garantiront une qualité donnée de réception $q_{\Sigma N}$ du point de vue de l'EB.

3. Limitation et amélioration effective des paramètres CEM des récepteurs et des émetteurs

Une diminution de la sensibilité d'un récepteur pour un i-ième mode de brouillage donné ainsi qu'une réduction du niveau des rayonnements harmoniques ou des rayonnements hors bande de l'émetteur d'un facteur K dB entraîneront une diminution $\Delta P_{ui}$ du niveau de brouillage supplémentaire à l'entrée du récepteur $P_{ui}$, et par conséquent, une diminution de la probabilité de non-réception $q_i$ correspondant à $q_{iK}$. On peut déterminer la valeur de $q_{iK}$ en utilisant une fonction de distribution pour la valeur de K choisie:

$$q_{iK} = q_i \, [1 - F_i(K)]. \qquad (2)$$

Il est donc possible, en modifiant successivement dans chacun des paramètres CEM des récepteurs et des émetteurs la même valeur K, d'obtenir une nouvelle valeur pour probabilité de non-réception $q_{iK}$ et, compte tenu de la relation (1), la valeur de $q\Sigma$. En comparant les valeurs de $q_i$ et $q_{iK}$, nous pouvons alors déterminer les paramètres pour lesquels une amélioration produira une modification sensible de $q_{iK}$ par rapport à $q_i$ ainsi que les paramètres qui ont peu d'incidence sur $q_{iK}$. Il est de toute évidence conseillé de parfaire les paramètres qui permettent de réduire sensiblement $q_{iK}$ et donc d'améliorer la CEM du groupe $q_\Sigma$.

Aux fins de limitation des paramètres CEM des installations d'émission et de réception qui garantiront une qualité de réception donnée $q_{\Sigma N}$ (c'est-à-dire une probabilité totale donnée de non-réception) dans un EB type, il faut satisfaire à la condition suivante:

$$q_\Sigma \leq q_{\Sigma N}$$

On peut résoudre ce problème en utilisant diverses caractéristiques pour $q_i$. Le choix d'une caractéristique spécifique dépend de la faisabilité technique et de considérations économiques. Afin d'optimiser les coûts des récepteurs et des émetteurs et par ailleurs garantir une qualité de réception donnée, il faut satisfaire à la condition:

$$C_\Sigma = \sum_{i=1}^{m} C_i\ (K_i) = \min \qquad \text{où} \quad q_\Sigma \leq q_{\Sigma N},$$

où $C_i\ (K_i)$ est le coût correspondant à l'amélioration du i-ième paramètre d'un facteur $K_i$;
et
m est le nombre de paramètres CEM améliorés.

4. Exemple d'utilisation de la méthode

Afin d'appliquer la méthode de limitation proposée aux installations de radiocommunication du service mobile terrestre, on a établi un modèle mathématique sur ordinateur pour un groupe de stations de base du service mobile exploité dans les bandes 40, 160 et 330 MHz (j = 1,3). Le système de modélisation automatique est décrit dans [Vasilev A.V., Kaganer M.B., Rubinshtein G.R., 1982]. Pour modéliser la CEM du groupe de stations, on a introduit dans l'ordinateur les données suivantes: fréquences de travail des récepteurs et des émetteurs; emplacement géographique et hauteur des antennes; paramètres des modèles de l'équipement d'émission-réception et de l'environnement de propagation.

Les informations obtenues concernent le niveau $P_{ui}$, les fréquences du canal dans lequel la réception est bloquée et celles de l'émetteur brouilleur. Les résultats des calculs de $q_i$ dans le cas des six modes de brouillage indiqués (i = 1,6) et les trois bandes (j = 1,3) sont indiqués dans le Tableau ci-dessous [Alter L.S., 1986].

| Mode de brouillage | $q_i$ pour une bande de fréquences en MHz | | | $q_{iK}$ pour une bande de fréquence en MHz | |
|---|---|---|---|---|---|
| | 40 | 160 | 330 | 40 | 160 |
| 1 | 0,106 | 0,106 | 0,013 | 0,037 | 0,072 |
| 2 | - | 0,030 | 0,047 | - | 0,012 |
| 3 | 0,008 | 0,030 | - | 0,007 | 0,015 |
| 5 | 0,052 | 0,016 | - | 0,031 | 0,011 |
| 6 | 0,025 | 0,025 | - | 0,022 | 0,022 |
| $q_\Sigma$ | 0,180 | 0,191 | 0,060 | - | - |

Les fonctions de distribution cumulatives sont indiquées sur la Figure 1; les courbes 1 et 2 correspondent aux bandes à 40 et à 160 MHz et la courbe 3 donne la fonction $F_3$ pour 40 MHz. La valeur de $q_4$ est négligable ($q_4$ = 0,0004).

En utilisant les fonctions cumulatives obtenues pour K = 10 dB sur la base de la relation (2), on a calculé les valeurs de $q_{iK}$ ; ces valeurs sont indiquées à droite du tableau. En utilisant ensuite les valeurs de $q_{iK}$ conformément à la relation (1), on a calculé les valeurs de $q_\Sigma$ pour des équipements ayant des paramètres CEM améliorés. Ainsi, une amélioration de K = 10 dB pour un seul des paramètres ci-après - niveau du rayonnement hors bande de l'émetteur (i = 1), sensibilité au bruit de l'hétérodyne (i = 5), intermodulation (i = 6), canal non essentiel (i = 3) -, tous les autres paramètres étant inchangés, a permis de ramener la probabilité de non-réception $q_{\Sigma K}$ à 0,117, 0,162, 0,178 et 0,179, respectivement dans l'équipement amélioré, utilisé dans la bande des 40 MHz. On obtient donc le gain maximum par rapport à la probabilité actuelle $q_\Sigma$ = 0,180, si les niveaux de rayonnement hors bande et la sensibilité au bruit de l'hétérodyne diminue. Cette réduction de la sensibilité dans les canaux subissant un brouillage d'intermodulation et dans les canaux de réception non essentiels n'entraîne qu'une faible diminution de la probabilité de non-réception.

De même, dans un équipement amélioré, utilisé dans la bande des 160 MHz, une variation de K = 10 dB dans l'un des paramètres suivants: niveau de rayonnement hors bande (i = 1), sensibilité dans les canaux de réception non essentiels (i = 3), niveau des rayonnements harmoniques dans le récepteur (i = 2), sensibilité au bruit de l'hétérodyne (i = 5), canal d'intermodulation (i = 6), tous les autres paramètres étant inchangés, ramène la probabilité de non-réception dans le canal $q_{\Sigma K}$ à 0,161, 0,177, 0,179, 0,187 et 0,189 respectivement. On constate que l'on obtient le gain maximum par rapport à la probabilité actuelle $q_\Sigma$ = 0,191 si les niveaux de rayonnement hors bande diminuent.

Pour obtenir $q_{\Sigma N}$ = 0,15 dans les conditions envisagées, il est nécessaire de diminuer le niveau des rayonnements hors bande d'un émetteur fonctionnant dans la bande des 40 MHz d'un facteur K = 5 dB, et dans la bande des 160 MHz d'un facteur K = 10 dB.

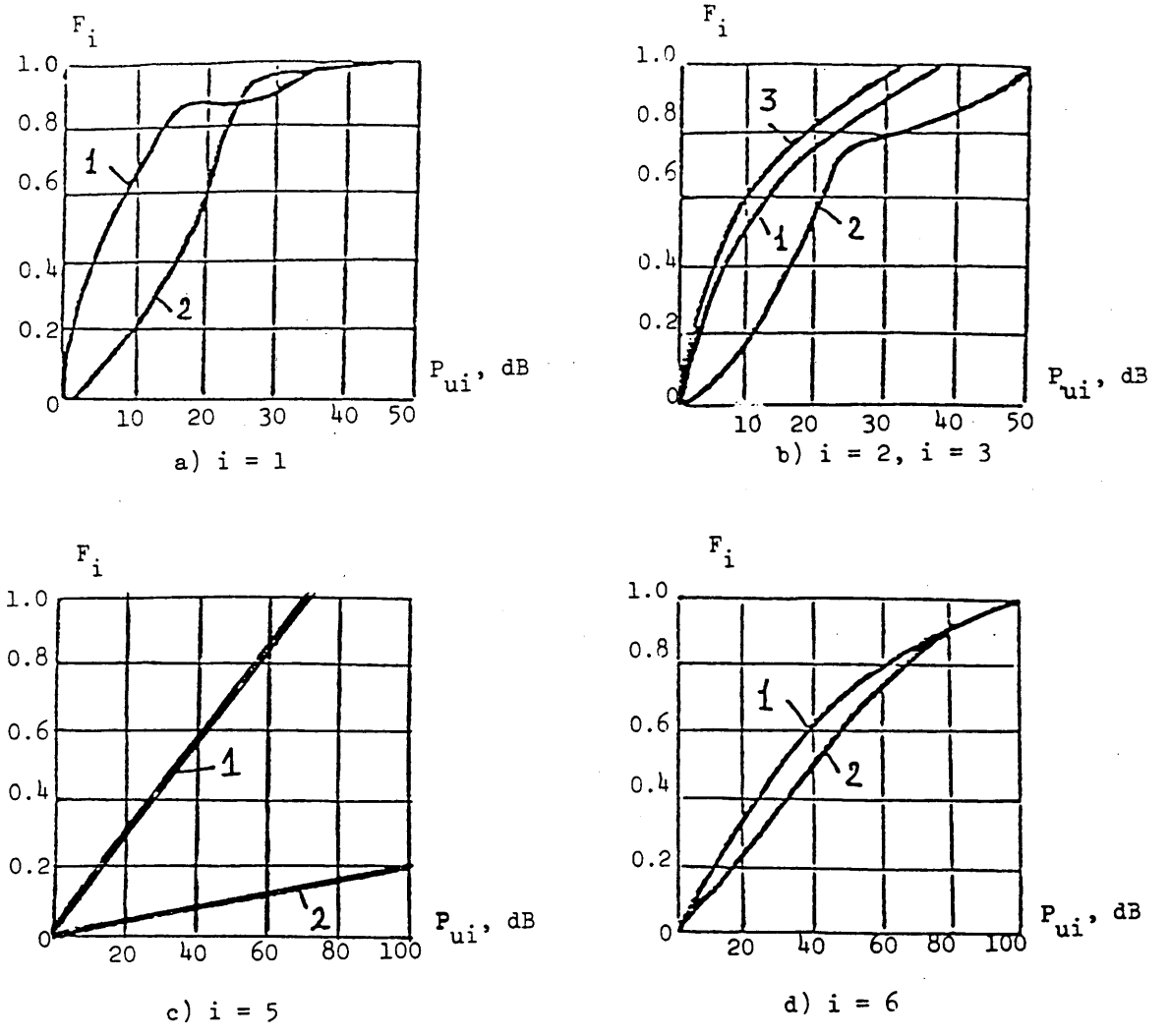



FIGURE I

Les fonctions de distribution cumulatives $F_i(P_{ui})$, où $P_{ui}$ est la valeur par laquelle la puissance du ième mode de brouillage dépasse une valeur admissible.

Les courbes 1 et 3 correspondent à la bande des 40 MHz, la courbe 2 à celle des 160 MHz.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ALTER, L S. [1986]. Otsenka effektivnosti normirovaniya parametrov EMS priemoperedayushchei apparatury sukhoputnoi podvizhnoi sluzhby (Evaluation de l'efficacité de la méthode utilisée pour la normalisation des paramètres CEM des équipements de réception/émission dans le service mobile terrestre), Elektrosvyaz, 7, pp. 52-54.

BANK, M.U. [1973]. Issledovanie veroyatostnykh kharakteristik urovnei signalov na vkhode radioveshchatelnogo priemnika (Etude des caractéristiques de probabilité des niveaux des signaux à l'entrée d'un récepteur de radiodiffusion), Radiotekhnika, 8, pp. 25-28

ROHDE, U.L. [1975]. Eight ways to better radio receiver design. Electronics, 4.

SOSIN, B.M. [1971]. HF communication receiver performance requirements and realization. The Radio and Electronic Engineer, 7, pp. 321-329.

VASILEV, A.V., KAGANER, M.B. et RUBINSHTEIN, G.R. [1982]. Avtomatizirovannaya sistema analiza i prognozirovaniya elektromagnitnoi sovmestimosti radiosredstv metrovogo diapazona (Système automatique pour l'analyse et la prévision de la compatibilité des équipements de radiocommunication à ondes métriques), Trudy NIIR, 4, p. 52.

WINN, R.F.E. [1974]. Operational aspects of HF receiver design. Electronics a. Power, V.20, 11, pp. 440-444.

---

RAPPORT 526-1 *

## MESURE DE LA QUALITÉ DE TRANSMISSION DE LA PAROLE APPLICABLE A L'ANALYSE DE COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

(Question 44/1)

(1974-1978)

### 1. Considérations générales

Le présent Rapport traite de la mesure des signaux (utiles et brouilleurs) à la sortie en bande de base, pour évaluer la dégradation de la qualité de transmission d'un système à modulation par la parole. Cette mesure est importante car elle permet de déterminer quantitativement l'influence des brouillages sur l'utilisation du spectre; elle peut servir à présenter les rapports de protection «signal/brouillage», comme on le fait dans le Rapport 525. Une mesure objective est intéressante quand on veut calculer les effets des brouillages, comme dans le Rapport 520.

---

* Le Directeur du CCIR est prié de transmettre ce Rapport au Directeur du CCITT pour commentaires par les Commissions compétentes de ce Comité.

Une analyse prévisionnelle a pour objet l'établissement d'un modèle mathématique «complet» du fonctionnement d'un système. Cependant, comme il n'existe pas un traitement mathématique unique pour analyser le fonctionnement de tous les types de système, on est amené à avoir recours aux mesures qui sont les mieux appropriées à un système particulier (par exemple, des mesures de moyennes quadratiques ou de probabilité). La difficulté majeure est de trouver le mode exact d'évaluation à appliquer à la dégradation due au brouillage. Malgré l'ampleur des recherches qu'on a faites pour évaluer la dégradation de la qualité, la qualité souhaitée à la sortie d'un système de réception n'est encore caractérisée que par un petit nombre d'aspects fondamentaux. En particulier, pour les systèmes de transmission de la parole, le principal critère d'intelligibilité est toujours la note d'appréciation de la netteté (exprimée par le pourcentage des mots reçus correctement). Pour les systèmes numériques, on désire connaître la probabilité de détection des erreurs et la probabilité de fausse alarme. Pour les signaux analogiques, on désire généralement connaître la moyenne quadratique de l'erreur.

L'exposé qui suit porte sur la mesure de la qualité des systèmes de transmission de la parole au moyen de la note d'appréciation de la netteté, de l'indice de netteté, de la méthode CORODIM et du seuil inférieur du brouillage perceptible.

## 2. Note d'appréciation de la netteté

L'intelligibilité propre à un système de transmission de la parole s'exprime en principe par le pourcentage des mots qui sont compris correctement après transmission sur une voie perturbée par un brouillage. Cette expression, appelée note d'appréciation de la netteté, se mesure généralement sur des mots ou des syllabes de types particuliers, compte tenu de paramètres spécifiques du système [Robertson, 1962]. Pour tenter de définir les principales caractéristiques vocales à considérer, on a mené des expériences en faisant varier (aux fréquences acoustiques) le nombre des syllabes contenues dans les mots, la largeur de bande, le rapport signal/bruit AF et les particularités des sujets qui parlent et des sujets qui écoutent (notamment la mesure dans laquelle les sujets de ces deux catégories se connaissent les uns les autres). Ces expériences ont fourni, en fonction de ces variables, des notes d'appréciation de la netteté qui, comme il fallait s'y attendre, varient dans le même sens que chacune des variables.

En soumettant le système, à la réception, à une gamme de facteurs de distorsion ou de masques sonores, on peut déterminer la note d'appréciation de la netteté en fonction des caractéristiques du brouillage. La famille de courbes de la Fig. 1 représente typiquement la variation de cette note en fonction du brouillage dû à un bruit blanc de différentes largeurs de bande, pour différents groupes des mots phonétiquement équilibrés [Robertson, 1962]. Le bruit blanc, c'est-à-dire un bruit à spectre uniforme et continu, constitue l'un des masques les plus efficaces de la parole et sert souvent de brouillage de référence dans les études d'intelligibilité.

Dans les essais de netteté, la méthode expérimentale n'est pas simple et n'a d'ailleurs pas encore été normalisée. Comme les essais font appel à l'intervention de l'homme, leurs résultats risquent de différer d'un cas à un autre, si l'on ne prend pas les précautions statistiques appropriées, c'est-à-dire qu'ils ne sont en général statistiquement significatifs qu'à condition de faire intervenir un nombre suffisant de sujets qui écoutent. Des essais convenablement exécutés sont longs et fastidieux. Les choses sont encore aggravées par le fait qu'on doit entraîner les sujets pour éviter qu'ils ne donnent une appréciation favorable après l'audition répétée de la plupart des listes de mots. Enfin, les chercheurs n'emploient pas tous la même méthode et la même matière expérimentale ni le même procédé pour la mesure de la puissance moyenne des signaux utiles et perturbateurs.

En dépit de leurs inconvénients, ce sont les essais subjectifs de netteté qui constituent le meilleur moyen dont on dispose pour évaluer l'intelligibilité propre à un système, ou à un élément de système, servant aux communications vocales. Quand ces essais sont soigneusement organisés et menés, les notes d'appréciation de la netteté ainsi obtenues sont reproductibles à 2 dB près dans une proportion de 68%.

La note d'appréciation de la netteté sert généralement de critère fondamental de l'intelligibilité. Toutefois, une étude sur l'influence du brouillage peut nécessiter des mesures de dégradation qui mettent en œuvre la variation d'un grand nombre de paramètres, notamment le rapport signal/bruit, la durée des impulsions du signal perturbateur et la cadence de récurrence de celles-ci. Le temps nécessaire à l'exécution des essais dans toutes les combinaisons de paramètres justifie l'automatisation des mesures. La suite de cet exposé porte sur des méthodes dont l'application peut être automatique.

## 3. Indice de netteté

Le meilleur indice d'intelligibilité de la parole, dans une voie perturbée par un bruit, par un brouillage, ou encore par l'un et l'autre, est le pourcentage de mots correctement perçus par un groupe d'auditeurs préalablement entraînés (méthode de la note d'appréciation de la netteté). Dans la section précédente, on a indiqué les difficultés que présentent les essais d'appréciation de la netteté. C'est pour parer à ces difficultés qu'on a mis au point la méthode de l'indice de netteté (IN), qui vaut également pour le brouillage dû au bruit blanc. Afin de pouvoir appliquer la méthode IN à différents types de récepteurs brouillés par des signaux perturbateurs de différents

types, on a étudié des courbes d'étalonnage qui établissent une relation entre l'indice de netteté et des notes d'appréciation de la netteté attribuées simultanément. Thompson [1966 et 1967] a étudié ce problème; il a mis en évidence les variations possibles de l'indice de netteté en fonction de la note d'appréciation de la netteté lorsque l'indice est mesuré au moyen de l'appareil VIAS (Voice Intelligibility Analysis Set), pour des signaux brouilleurs non pulsés. Hatch et autres [1970] ont étudié le même problème pour des signaux pulsés brouillant des récepteurs à modulation d'amplitude. Il ressort de ces études que, dans les cas de modulation continue et de signaux brouilleurs pulsés, la relation entre la note d'appréciation de la netteté et l'indice de netteté n'est pas constante.

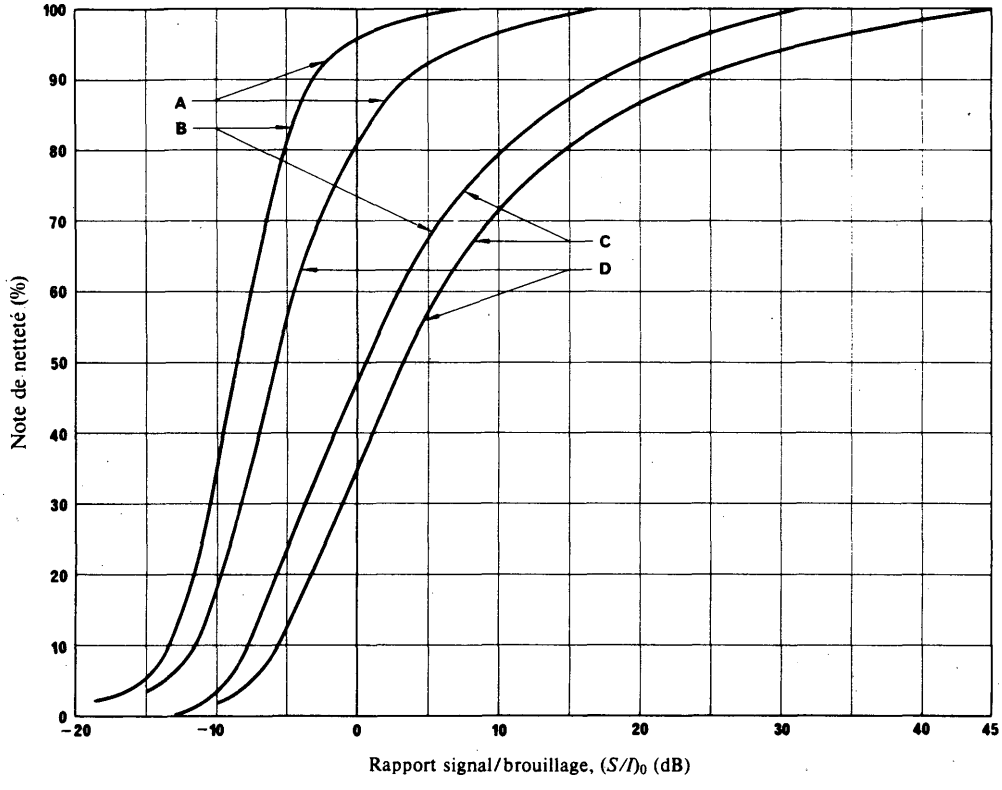



FIGURE 1 - *Variation de la note de netteté en fonction du brouillage dû au bruit*

A: groupe de 50 mots phonétiquement équilibrés

B: largeur de bande du bruit blanc ⩾ 6 kHz

C: groupe de 1000 mots phonétiquement équilibrés

D: largeur de bande du bruit blanc ≈ 3 kHz

L'expérience a montré que la plus petite valeur de IN permettant d'obtenir en toutes circonstances un transfert correct d'information pour une structure linguistique normale est de 0,7, dans une échelle allant de 0 à 1, et que la plus petite valeur acceptable de IN, pour une liaison utilisable, est de 0,3 [Kryter et Licklider, 1963]. Pour les cas de brouillages de transmissions MA, MF et BLU à bande étroite, les résultats de Thompson indiquent que la gamme de variations des notes d'appréciation de la netteté sont respectivement de 8 et 26% pour les critères typiques IN = 0,7 et 0,3. C'est pourquoi le critère IN = 0,7 constitue une norme raisonnablement constante pour les notes d'appréciation de la netteté. Toutefois, le critère IN = 0,3 peut donner, pour la note d'appréciation de la netteté, des valeurs qui se situent entre 11 et 37% pour les cas de modulation MA, MF et BLU avec les mêmes types de brouillages. C'est la raison pour laquelle il convient de préciser le type de la modulation utile et du brouillage, si l'on veut pouvoir déterminer avec précision une limite inférieure d'acceptabilité.

Pour les cas de brouillage pulsé, la note d'appréciation de la netteté est, en première approximation, indépendante de la note IN [Hatch et autres, 1970] car la redondance d'un signal vocal est considérable, alors que le facteur de forme du brouillage pulsé est faible. Les notes d'appréciation de la netteté se situent généralement entre 98 et 95% lorsque IN varie de 0,7 et de 0,3 respectivement. Etant donné la variation plus grande des IN, pour une modification relativement faible des notes d'appréciation de la netteté, une valeur IN de 0,7 a été choisie pour spécifier la limite inférieure dans le cas du brouillage pulsé [Hatch et autres, 1970].

Il existe plusieurs méthodes pour la mesure de l'influence des signaux perturbateurs sur les systèmes de transmission de la parole, par le calcul et/ou la mesure d'une grandeur de référence dans plusieurs bandes du spectre des fréquences vocales. Celle de l'indice de netteté est relativement bien connue. Il y a aussi la méthode tonale et la méthode de l'indice de correspondance spectrale.

Dans toutes ces méthodes, on se fonde sur le spectre de puissance à court terme pour mesurer la qualité de la parole. Leur principe repose sur des travaux originaux de French et Steinberg, qui conduisirent à la notion d'indice de netteté [French et Steinberg, 1947]. Il s'agit essentiellement de la possibilité de diviser le spectre des fréquences vocales en $n$ bandes contiguës de largeurs inégales, dont les contributions respectives à l'intelligibilité (exprimée par la note d'appréciation de la netteté) sont égales. La notion repose sur l'hypothèse théorique que les sons vocaux d'une bande, en masquant ou en affectant de quelque façon les composantes sonores d'une autre bande, n'ont qu'une influence négligeable sur l'intelligibilité. Le bruit et d'autres facteurs (brouillage, distorsion) empêchent chacune de ces bandes de contribuer à l'intelligibilité autant qu'elles le pourraient. La puissance vocale varie d'une bande à une autre. Pour ces raisons et d'autres encore, on doit attribuer un coefficient de pondération à chaque bande de façon à compenser la diminution de la contribution apportée par certaines bandes à l'intelligibilité. Le coefficient de pondération de chaque bande est proportionnel au rapport de la puissance vocale émise dans celle-ci à la puissance vocale correspondant à son seuil d'audibilité. On admet que lorsque le niveau de ce rapport est d'au moins 30 dB, la contribution de la bande considérée est à son maximum et que son coefficient de pondération est donc égal à l'unité. Quand le niveau du rapport est compris entre 0 et 30 dB, la contribution de la bande est proportionnelle à sa puissance vocale, exprimée en décibels. Quand ce niveau est négatif, c'est-à-dire que la puissance vocale émise dans la bande est inférieure au seuil d'audibilité, la bande ne contribue pas à l'intelligibilité, et son coefficient de pondération est nul. Les coefficients de pondération des différentes bandes sont additifs, et l'on peut déterminer l'indice de netteté correspondant en comparant leur somme avec des courbes établies empiriquement.

Au demeurant, la méthode French et Steinberg est encore assez compliquée, et l'on a mis au point des méthodes plus simples. Parmi celles-ci, la méthode tonale repose sur l'hypohèse que l'intelligibilité de la parole dépend, non pas de la valeur absolue de la puissance vocale et de la puissance audible du signal perturbateur, mais plutôt de la valeur dont la puissance vocale dépasse le seuil d'audibilité pour un type de bruit particulier. On détermine cette valeur relative de perception dans vingt bandes, qui s'étendent de 100 à 10 000 Hz et dont les contributions à l'intelligibilité sont égales, pour un contenu vocal normalisé et des signaux perturbateurs particuliers. Cette méthode tonale, ou méthode de l'intelligibilité naissante («formant intelligibility») [Tkachenko, 1955], repose sur la propriété d'additivité des contributions des différentes bandes, dont la somme fournit donc l'intelligibilité totale.

La méthode de l'intelligibilité naissante peut se mettre en œuvre pratiquement sans difficulté: il suffit d'émettre successivement, dans chacune des $n$ bandes de fréquences vocales, des tonalités pures produites par une source artificielle de sons vocaux. Les sujets qui écoutent mesurent alors la valeur relative de la puissance vocale au-dessus du seuil d'audibilité dans chaque bande, en présence du bruit considéré, en affaiblissant le signal d'essai normalisé jusqu'à que celui-ci devienne tout juste audible. On peut alors former la relation entre l'intelligibilité syllabique et l'intelligibilité naissante, avec des courbes établies empiriquement. L'intérêt de cette méthode est qu'elle élimine la plupart des facteurs d'irreproductibilité associés à la transmission du signal et qu'elle permet de se dispenser d'appliquer la méthode de la note d'appréciation de la netteté. Néanmoins, elle ne permet pas d'éviter l'appréciation subjective d'auditeurs.

On a mis au point d'autres méthodes qui permettent de mesurer l'influence de signaux perturbateurs, sans appréciation subjective humaine. Deux d'entre elles ont conduit à réaliser des machines d'essai, en se fondant sur l'hypothèse que la parole est intelligible principalement grâce au spectre à court terme [Licklider et autres, 1959; Thompson, 1967].

Une de ces machines permet de mesurer un nombre appelé «indice de correspondance spectrale» [Licklider et autres, 1959], qui exprime la corrélation existant entre un spectre vocal sans brouillage et le même spectre vocal avec brouillage. En fait, pour déterminer cet indice, on calcule la différence moyenne entre le spectre de phrases enregistrées sans brouillage et celui des mêmes phrases affectées de brouillage pendant leur transmission. Théoriquement, l'indice de correspondance spectrale est en relation monotone avec la note d'appréciation de la netteté, et la valeur de référence doit être mesurée pour un bruit blanc. On admet que la courbe relative au bruit blanc peut s'appliquer universellement en fonction du rapport signal/bruit, quel que soit le type de brouillage. Si l'on dispose de courbes représentant la variation de la note d'appréciation de la netteté en fonction du bruit, pour le signal perturbateur considéré, on peut convertir directement les unes dans les autres les valeurs de cette note et celles de l'indice de correspondance spectrale. La machine mesure l'autocorrélation entre le signal utile et le signal perturbé. Il s'ensuit que, à moins d'éventuelles défectuosités mécaniques, la possibilité d'appliquer la méthode dépend de l'efficacité de cette mesure d'autocorrélation pour la perturbation considérée.

L'autre machine, qui est destinée à mesurer mécaniquement l'intelligibilité de la parole, est désignée par le sigle VIAS (Voice Intelligibility Analysis Set) [Thompson, 1967; Fitts, 1963]. Elle aussi fonctionne sur le principe, décrit plus haut, de la division du spectre en plusieurs bandes contiguës (dans ce cas 14) de largeurs inégales et mesure le rapport du signal utile au signal perturbateur, rapporté au seuil d'audibilité. Les largeurs des différentes bandes sont choisies de façon que celles-ci contribuent toutes également à l'intelligibilité. Après avoir déterminé les indices de netteté des quatorze bandes, on calcule leur moyenne pour obtenir l'indice de netteté global. La Fig. 2 représente les quatorze bandes de fréquences utilisées dans la machine VIAS, tandis que la Fig. 3 montre graphiquement comment se calcule l'indice. Pour permettre ce calcul, on transmet sur la voie d'essai un signal vocal utile, engendré artificiellement sous forme d'une onde sinusoïdale de 950 Hz à modulation triangulaire, qu'on analyse dans l'élément enregistreur de la machine, pour déterminer les puissances vocales représentatives du signal utile dans les quatorze bandes. On mesure alors la puissance moyenne (sur 17 secondes) du signal perturbateur dans les quatorze bandes, ce qui permet de calculer le rapport signal utile/signal perturbateur dans chaque bande. La sommation des contributions respectives des quatorze bandes fournit l'indice de netteté. La machine VIAS fait intervenir des coefficients de correction établis empiriquement, pour tenir compte de l'étalement de l'effet de masque vers le haut. On entend par là le phénomène par lequel un brouillage à une certaine fréquence masque une portion du spectre vocal qui contient des fréquences supérieures à celles du brouillage. Une correction doit aussi être apportée manuellement pour tenir compte des caractéristiques de fréquence du récepteur, qu'on détermine en soumettant le système à des mesures. On trouvera dans [Thompson, 1967] une étude détaillée du coefficent de correction correspondant. La différence importante entre l'utilisation des machines à déterminer l'indice de netteté et l'application de la méthode tonale est que, dans les premières, un seul signal d'essai est utilisé, ce qui est une simplification, et qu'il n'y a pas d'appréciation subjective. Le principe du fonctionnement de la machine VIAS est fondé sur l'hypothèse selon laquelle les effets de brouillage sont indépendants et, par conséquent, additifs. Or, l'hypothèse de l'additivité est particulièrement fragile puisque, dans les cas où les signaux perturbateurs (brouillage) ne sont pas additifs, il reste à prouver la validité de l'indice obtenu par cette méthode, même dans son application la plus simple (application à la comparaison des qualités de fonctionnement de deux systèmes, et non à la mesure de la qualité d'un système donné).

Une autre machine qui permet de calculer automatiquement l'indice de netteté, avec une modalité légèrement différente, est le mesureur de l'indice de netteté des communications vocales (Speech Communications Index Meter) (SCIM) [Hudson et Limburg, 1964]. La principale différence entre cette machine et la machine VIAS est la manière dont le signal vocal artificiel est engendré. Dans la machine SCIM, le spectre du bruit transmis a été filtré ou modelé en fréquence pour correspondre au spectre moyen de la parole. Après décomposition en neuf bandes de fréquences, par filtrage, ce signal sert à calculer le rapport du signal utile au signal perturbateur dans chaque bande. Théoriquement, cette machine a donc sur la VIAS l'avantage que la puissance du signal artificiel utilisée dans chaque bande $n$ est sa valeur réelle, et non une valeur extrapolée. En outre, la machine SCIM tient compte de l'étalement, vers les fréquences supérieures, de l'effet de masque du signal perturbateur.

La version la plus moderne du calculateur automatique de l'indice de netteté est la machine PSI/COMP. Celle-ci devrait donner des résultats très similaires à ceux de la machine SCIM, puisque le principe du traitement des signaux y est le même.

L'American National Standards Institute (ANSI) a spécifié une méthode de calcul de IN [ANSI, 1969]. La principale différence entre cette méthode et les méthodes de notation précédentes faisant appel à des machines est que le calcul de l'IN se fait sur 20 bandes.

Une autre méthode, appelée CORODIM (Correlation of the Recognition of Degradation with Intelligibility Measurements) (Corrélation de la reconnaissance de la dégradation avec les mesures d'intelligibilité), a été aussi mise au point [Strohmeyer et autres, 1967]. Elle est similaire aux méthodes susmentionnées en ce que, ici encore, c'est le spectre de la puissance dans la bande de base qui sert de mesure fondamentale. Le CORODIM diffère des autres méthodes pour la mesure automatique de l'intelligibilité en ce qu'il implique l'émission d'un signal d'essai composé de sons, assimilables à des sons vocaux, qui sont représentatifs de consonnes phonémiques. La dégradation se manifeste sous la forme d'un «spectre de bruit efficace», que l'on mesure et que l'on met en correspondance avec un spectre de bruit de référence choisi dans une collection de tels bruits. Dans chaque spectre de bruit de référence, on accumule des données qui mettent en relation la probabilité d'une reconnaissance phonémique avec le rapport signal vocal/bruit. Ainsi, par mise en correspondance de spectres et par mesure de rapports signal vocal/bruit, on affecte une probabilité de reconnaissance à chaque son composant du signal d'essai. On pondère les valeurs obtenues, en leur appliquant des coefficients de probabilité d'occurrence des phonèmes, on les somme et on les normalise, ce qui donne une note représentative de l'intelligibilité des mots d'après la reconnaissance de la consonne initiale ou finale. La machine CORODIM établit des notes pour les consonnes initiales et les consonnes finales et en fait le produit, qui est la note d'intelligibilité globale des mots.

Les notes fournies par la machine CORODIM sont comparables telles quelles avec celles fournies par des groupes de sujets qui écoutent [Strohmeyer et autres, 1967]. Si les spectres de fréquences audibles que l'on a essayés préalablement sont suffisamment nombreux, ces notes de netteté devraient être applicables aussi à d'autres signaux perturbateurs (mais pas nécessairement à tous les autres). La méthode CORODIM a donc un avantage théorique important sur toutes les autres méthodes précédemment employées pour la mesure automatique de l'intelligibilité.

A l'avenir, pour évaluer l'altération de la parole, on pourra utiliser la machine CORODIM. En particulier, pour obtenir des notes de netteté par simulation, il suffit de la brancher sur la sortie du simulateur de récepteur décrit dans le Rapport 520.

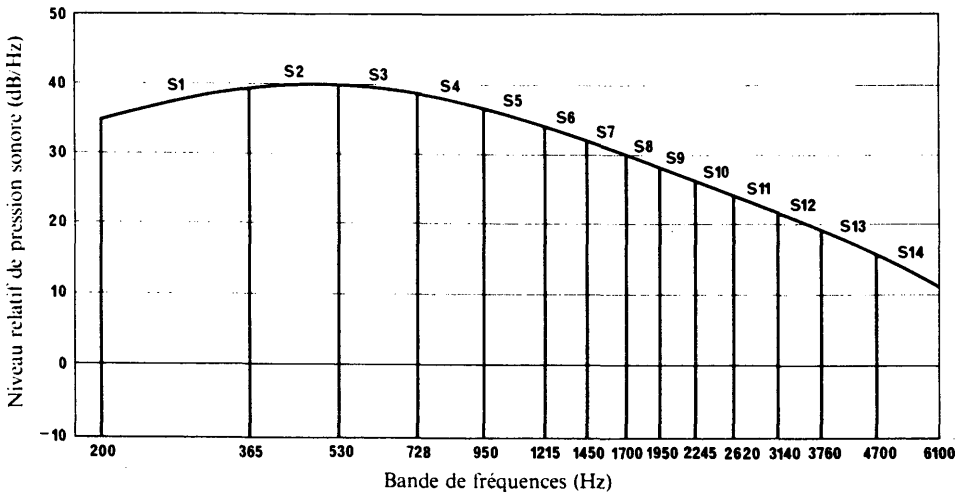
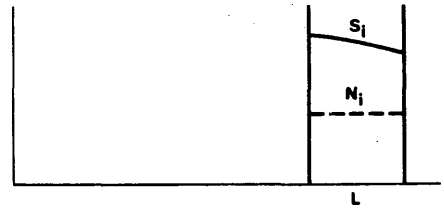
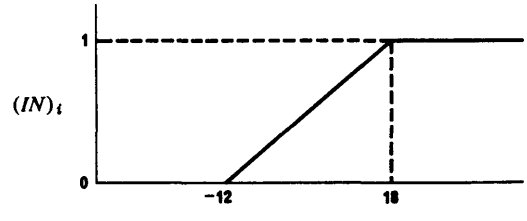



FIGURE 2 — *Spectre de la parole à long terme et bandes correspondantes pour l'indice de netteté*

*Note.* – La courbe représente le spectre de la voix, les S se rapportent aux bandes successives pour l'indice de netteté.




*i*-ème bande de fréquences




$$(S/N)_i = 10 \log \frac{S_i}{N_i} \qquad IN = \frac{\sum_{i=1}^{14} (IN)_i}{14}$$

FIGURE 3 - *Calcul théorique de l'indice de netteté (IN)*

*S:* signal utile *N:* bruit

## 4. Seuils inférieurs de brouillage

Un seuil de dégradation, ou seuil inférieur de brouillage (SIB) ne constitue pas une mesure du seuil de performance, mais il permet d'évaluer les effets du brouillage sur la transmission de la parole. C'est le niveau auquel on commence à percevoir le brouillage à la sortie audiofréquences. Comme ce niveau se détermine par évaluation subjective, le résultat obtenu peut varier pour deux raisons: la subjectivité inhérente à l'intervention humaine et la manière dont on fait percevoir le seuil aux sujets qui écoutent. En particulier, cette perception peut se faire par élévation ou abaissement du niveau du signal brouilleur par rapport à un niveau fixe du signal utile. Dans le premier cas, l'essai commence par un brouillage nettement perceptible et s'arrête, après diminution, quand le brouillage devient juste perceptible. Dans le second cas, on augmente le brouillage jusqu'à ce que le sujet indique qu'il commence de l'entendre. Le premier mode expérimental conduit à une meilleure reproductibilité que le second, mais il faut veiller à ce que le niveau noté soit effectivement le niveau le plus bas auquel le brouillage puisse être entendu. On y arrive facilement en permettant au sujet de régler le niveau du brouillage au-dessus et au-dessous du seuil, jusqu'à ce qu'il soit parfaitement sûr de la limite entre l'audibilité et l'inaudibilité.

L'essai peut se faire aussi en l'absence de signal utile. On procède ainsi pour mesurer la qualité de transmission de systèmes à haute fidélité ou la qualité d'un canal son d'un système de télévision, où la présence d'un signal brouilleur, transmis alors que l'auditeur ne perçoit pas de signal utile, risque d'être inacceptable. En effet, comme le signal utile tend à masquer la présence du signal brouilleur, le seuil à imposer à celui-ci doit être plus bas dans ce cas qu'en présence du signal utile.

La validité d'une mesure de ce genre est analysée dans [Egan, 1944]. Pour déterminer le seuil inférieur de brouillage (SIB) pour le bruit masquant la parole, on faisait intervenir deux équipes distinctes de sujets qui écoutent. L'une se composait de trois sujets expérimentés et l'autre de huit sujets inexpérimentés. Chaque sujet réglait le rapport signal utile/bruit ($S/N$) jusqu'à ce qu'il se trouvât à son seuil de perceptibilité. A l'exception d'un sujet de l'équipe des huit, les sujets qui écoutaient durent faire varier le rapport $S/N$ de 3 dB au maximum. La différence moyenne entre les valeurs du rapport $S/N$ réglées par l'une et l'autre équipes était inférieure à 1 dB.

On peut aussi déterminer le SIB objectivement, en mesurant le niveau de brouillage qui modifie de 1 dB environ le rapport du signal utile à la somme du brouillage et du bruit. Ce facteur est appelé «différence tout juste perceptible» dans [Miller, 1947]. Ici encore, pour automatiser la mesure, on peut se brancher à la sortie du simulateur de récepteur décrit dans le Rapport 520 et déterminer le niveau d'entrée du brouillage qui correspond à une variation de 1 dB du rapport du signal utile (sortant du simulateur) au signal perturbant.

Des mesures effectuées, il ressort que le SIB est une fonction du rapport brouillage/bruit. C'est pourquoi, pour une valeur donnée du rapport signal/bruit, le SIB correspond également à un rapport signal/brouillage. Dans la partie linéaire du fonctionnement du récepteur, une modification du niveau du signal utile produit une variation correspondante du rapport signal/bruit et modifie linéairement le rapport signal/brouillage, bien que le rapport brouillage/bruit reste constant.

Le SIB est un seuil qui peut servir à délimiter une zone à brouillage négligeable par rapport à une zone à brouillage admissible; il peut contribuer à la solution de problèmes de coordination des fréquences (voir [CCIR, 1974-78]).

## 5. Qualité de la parole

La notion de qualité de la parole s'étend à l'impression globale que celle-ci exerce sur une personne qui écoute. Outre l'intelligibilité, les facteurs qui entrent en jeu dans cette impression sont parmi de nombreux autres, la force des sons, le degré de naturel et de clarté, la possibilité de reconnaître la personne qui parle, le timbre et le rythme de la voix, des distorsions systématiques en amplitude ou dans le temps. La fidélité de la parole se mesure généralement par des méthodes subjectives. C'est le cas le plus souvent, et par opposition aux méthodes objectives, quand la note de netteté qui exprime l'intelligibilité atteint presque 100%. Une commission spéciale [IEEE, 1969] a été constituée en 1963 pour étudier les mesures *subjectives* de la qualité de la parole et recommander une pratique à suivre à cet effet. Au bout de six années d'étude, cette commission a conclu qu'il ne convenait pas de recommander l'emploi d'une méthode unique. Cependant, elle a limité sa sélection à trois méthodes seulement: la méthode d'équipréférence, la méthode de la préférence relative et la méthode du jugement par catégorie. Ces trois méthodes de mesure *subjective* nécessitent chacune une équipe de sujets entraînés à l'écoute, qui doivent comparer un signal d'essai avec un signal de référence et choisir entre ces deux signaux. Elles sont difficiles à mettre en œuvre parce qu'elles font intervenir un grand nombre de personnes et que l'exécution d'un essai nécessite beaucoup de temps.

## 6. Méthode psophométrique

Les effets perturbateurs du bruit additif, du brouillage ou de l'un et l'autre à la fois, sur un signal vocal ont également été évalués au moyen de la méthode psophométrique [CCITT, 1980; Belger et von Rautenfeld, 1965]. Un psophomètre est un appareil de mesure de la puissance qui contient un filtre de bande de base ayant une réponse en fréquence qui simule la réponse type d'un transducteur électro-acoustique (tel qu'un écouteur ou un haut-parleur) et celle de l'oreille humaine. Lorsque les effets perturbateurs d'un bruit additif, ou de signaux brouilleurs, ou des deux à la fois, altèrent gravement la qualité de la voix, on peut, pour évaluer la qualité préférée subjectivement, remplacer les essais d'écoute par des mesures du rapport entre la puissance du signal vocal et le bruit à pondération psophométrique et/ou la puissance de brouillage. Cependant, pour que cette

méthode puisse être appliquée efficacement à l'ensemble du spectre, il faut évaluer subjectivement les différents critères de rapport de puissance pour plusieurs types de signaux brouilleurs démodulés dans la bande de base, MA, MF, BLU, pulsés, etc. Ainsi, par exemple, il est nécessaire de déterminer subjectivement quel est le rapport signal/brouillage psophométrique à la sortie qui correspond à une «bonne qualité commerciale» pour un brouillage MF démodulé par un récepteur MF, en présence d'un signal utile MF. Une évaluation de ce type n'a été faite que pour le bruit blanc gaussien.

## 7. Conclusions

On a décrit plusieurs méthodes qui permettent d'évaluer, en mesurant la puissance des signaux (utile et perturbateur) dans la bande de base, l'altération que subit la parole transmise sous l'action du brouillage ou du bruit, ou des deux à la fois. Les méthodes se prêtant le mieux au traitement informatique sont celles de l'indice de netteté et la méthode SIB. On les a appliquées à la mesure de l'altération de la parole à la sortie du Modèle de performance pour récepteur qui est décrit dans le Rapport 520 et qui a fait l'objet d'une publication [ECAC, 1975].

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


ANSI [1969] Methods of calculation of articulation index. ANSI S3.5-1969. American National Standards Institute, New-York.

BELGER, E. et VON RAUTENFELD, F. [1965] Mesure objective du rapport signal/brouilleur HF en radiodiffusion à modulation d'amplitude, *Revue UER*, **90**, pt.A, 57 à 64.

CCITT [1980] Psophomètres (appareils pour la mesure objective des bruits de circuit), Recommandation P.53 du CCITT, Tome V du Livre jaune.

ECAC [août 1975] Communications/electronics receiver performance degradation handbook. The Spectrum Management Support Division, Office of Telecommunications, US Department of Commerce and the Electromagnetic Compatibility Analysis Center (ECAC), ESD-TR-75-013, NTIS AD-A016400. (Peut être obtenu auprès du US Department of Commerce, National Technical Information Service, Springfield, Virginie, Etats-Unis d'Amérique.)

EGAN, J. [novembre 1944] Articulation testing methods II. OSRD Report No. 3802, Reseach on Sound Control, Psycho-Acoustic Laboratory, Harvard University, Cambridge. Massachusetts.

FITTS, R. [août 1963] Electronic evaluation of voice communications systems. RADC-TDR-63-355; National Technical Information Service (NTIS), US Dept. of Commerce, Washington.

FRENCH, N. et STEINBERG, J. [1947] Factors governing the intelligibility of speech sounds. *J. Acous. Soc. of Amer.*, Vol. 19, 90-119.

HATCH, W., HINKLE, R. et MAYHER, R. [1970] Analysis of pulsed interference to amplitude modulated receiver. IEEE International Electromagnetic Compatibility Symposium Record, Philadelphia, Pensylvania.

HUDSON, C. et LIMBURG, W. [novembre 1964] Loss of system effectiveness due to electromagnetic interference. Tenth Tri-Service Conference on Electromagnetic Compatibility, Chicago, Illinois; National Technical Information Service (NTIS), US Dept. of Commerce, Washington.

IEEE [septembre 1969] Special Committee, IEEE Trans. Audio and Electroacoustics, Vol. AU-17, **3**.

KRYTER, K. D. et LICKLIDER, J. C. R. [1963] *Human Engineering Guide to Equipment Design*, (édité par Morgan, Cook, Chapanis et Lund), McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, NY.

LICKLIDER, J. C. R., BISBERG, A. et SCHWARZLANDER, H. [1959] An electronic device to measure the intelligibility of speech. Proceedings of the National Electronic Conference, **15**.

MILLER, G. A. [1947] Sensitivity to changes in the intensity of white noise and its relation to masking and loudness. *J. Acous. Soc. of Amer.*, Vol. 19, 609.

ROBERTSON, D. [avril 1962] A comparison of the procedures and results of intelligibility tests for a number of interference conditions. ECAC Technical Memorandum No. X003-10; National Technical Information Service (NTIS), US Dept. of Commerce, Washington.

STROHMEYER, G., RICHARDS, J. et SCHULTZ, J. [août 1967] Voice quality determination study. RADC-TR-67-319. National Technical Information Service (NTIS), US Dept. of Commerce, Washington.

THOMPSON, A. [avril 1966] Articulation index as a predictor of communication link performance in a RFI environment. 1966 IEEE Region Six Conference Record, Tucson, Arizona.

THOMPSON, A. [novembre 1967] The application of the voice interference analysis system to the prediction of voice intelligibility. Partie I, Bell Report No. A70009-280; National Technical Information Service (NTIS), US Dept. of Commerce, Washington.

TKACHENKO, A. [janvier-juin 1955] Tonal method for determining the intelligibility of speech transmitted by communications channels. *Soviet Phys.-Acoustics*, Vol. 1, **2**.

*Documents du CCIR*

[1974-78]: 1/23 (Etats-Unis d'Amérique).

RAPPORT 1099

# PROCEDURE D'ANALYSE DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE DES SYSTEMES RADIOELECTRIQUES AVEC ETALEMENT DU SPECTRE ET SAUTS DE FREQUENCE

(Programme d'études 18B/1)

(1990)

## 1. Introduction

On trouvera ci-après une procédure permettant d'analyser la compatibilité électromagnétique (CEM) d'un récepteur brouillé avec un système radioélectrique à sauts de fréquence. Le récepteur brouillé peut être un système à sauts de fréquence ou à fréquence fixe. La procédure précitée concerne le problème de la CEM entre emplacements et constitue un outil utile pour évaluer les stratégies de gestion des fréquences. Elle convient à des combinaisons différentes de types d'équipements radioélectriques, de configurations de sauts de fréquence, de facteurs d'utilisation et d'emplacements de stations radioélectriques. Les configurations de fréquences pour les sauts de fréquence peuvent comprendre des ressources de fréquence utilisées sans partage, entièrement ou partiellement en partage. La zone d'implantation des stations du réseau peut coïncider totalement ou partiellement avec la zone occupée par des réseaux radioélectriques à fréquence fixe.

## 2. Hypothèses

Les procédures reposent sur les hypothèses suivantes :

- Un seul élément d'un réseau émet à un moment quelconque.
- Tous les émetteurs d'un réseau ont les mêmes caractéristiques, c'est-à-dire la même puissance d'émission, le même gain d'antenne, etc., mais ils peuvent avoir des facteurs d'utilisation différents.
- L'affaiblissement de transmission de référence ne dépend pas de l'orientation par rapport à la source de brouillage mais de l'irrégularité du terrain dans la zone, de la fréquence, de la hauteur d'antenne et de la distance.
- Le bruit du récepteur est à la fois d'origine interne et artificielle ou externe.
- L'affaiblissement de transmission de référence et les distances minimales requises entre le récepteur brouillé et les émetteurs brouilleurs pour éviter l'effaçage du signal pendant que la transmission à sauts de fréquence reste sur la fréquence du récepteur brouillé doivent être calculés seulement pour quelques fréquences seulement (de 1 à 3 - portions basse, moyenne et haute de la bande), en raison de la différence d'affaiblissement de propagation entre l'extrémité inférieure et l'extrémité supérieure de la bande du spectre étudié, par exemple 30-50 MHz, et non pour chaque fréquence utilisée par le récepteur brouillé.

- Les spectres d'émission sont dus au bruit de l'émetteur ainsi qu'au signal de bande de base.

- Le récepteur est traité comme un filtre passif de bande passante fonctionnant comme un dispositif linéaire; les réponses parasites ne sont pas prises en considération et il n'y a pas de seuil de sélectivité du récepteur.

- Les séquences de saut sont traitées comme étant aléatoires et un canal peut être occupé par un ou plusieurs émetteurs à un moment donné. Cette situation ne se produira pas dans un contexte électromagnétique où tous les émetteurs à saut de fréquence fonctionnent en synchronisme (c'est-à-dire par rapport à un même système de référence de base de temps) et avec les mêmes paramètres techniques d'émetteur et de récepteur.

- La mesure fondamentale de la qualité de fonctionnement est la probabilité d'effaçage pendant l'"intervalle de sensibilisation", c'est-à-dire la probabilité que l'information du signal utile soit occultée ou effacée par la réception d'une émission non désirée pendant la durée d'un intervalle de sensibilisation. Le comportement du récepteur pendant un "intervalle de sensibilisation" est, soit satisfaisant (aucun effaçage), soit non satisfaisant (un effaçage se produit en raison du brouillage par un ou plusieurs émetteurs environnants).

- La procédure consiste seulement à analyser le brouillage dans le même canal et par le canal adjacent.

3. Paramètres à introduire pour la procédure d'analyse

3.1 Caractéristiques d'équipement des émetteurs environnants

- puissance (dBm);
- gain d'antenne (dBi);
- hauteur d'antenne (mètres);
- limites du spectre d'émission.

3.2 Caractéristiques d'équipement du récepteur brouillé

- facteur de bruit (dB);
- gain d'antenne (dBi);
- hauteur d'antenne (mètres);
- largeur de bande à 3 dB de la courbe de sélectivité;
- rapport signal/(brouillage plus bruit) (S/(N+I)) minimum nécessaire pour empêcher que l'information du signal utile soit occultée ou effacée.

3.3 Limites de zone de chaque réseau où l'emplacement exact des éléments ne peut pas être spécifié (voir la Fig.1)

Cette Figure montre que des emplacements discrets et des emplacements aléatoires peuvent être spécifiés. Il suffit que les emplacements aléatoires pour les systèmes mobiles soient spécifiés par une zone d'emplacement.

3.4 Assignations de fréquence pour:

- les émetteurs de fréquence fixe,
- les jeux de sauts de fréquence utilisés par le réseau d'émetteurs à sauts de fréquence dont fait partie le récepteur brouillé,
- chaque jeu de sauts de fréquence utilisé par les réseaux d'émetteurs à sauts de fréquence dont le récepteur brouillé ne fait pas partie.

3.5 Cycles d'utilisation des réseaux

- Cycle d'utilisation de chaque réseau (fraction de temps pendant laquelle le réseau est actif).
- Fraction de temps pendant laquelle la station de base des réseaux est l'élément actif lorsqu'il y a lieu.

3.6 Courbes d'affaiblissement sur le trajet de propagation, avec les hauteurs d'antenne et les fréquences considérées

4. Procédure d'analyse

La procédure d'analyse comprend quatre étapes (voir l'organigramme de la Figure 2). Elle calcule la probabilité P(>0) pour qu'un ou plusieurs émetteurs environnants causent un effaçage dû au maintien au récepteur brouillé, à la fois à long terme (par rapport aux longueurs types de message) et à court terme dans le cas le plus défavorable.

L'étape 1 détermine la probabilité pour que les canaux d'un jeu de fréquences pour sauts de fréquence soient décalés d'au moins j canaux.

L'étape 2 détermine la séparation minimale entre un émetteur brouilleur de type donné et le récepteur brouillé pour éviter un effaçage du signal pendant l'intervalle de sensibilisation.

L'étape 3 consiste à déterminer selon quelle probabilité l'élément actif (émetteur en action) d'un réseau respecte la séparation requise pour causer un effaçage pendant le "maintien" si le décalage est inférieur à la séparation requise entre les canaux.

L'étape 4 utilise les résultats des étapes 1 et 3 pour déterminer selon quelles probabilités à long terme et à court terme dans le cas le plus défavorable un ou plusieurs canaux causeront un effaçage pendant le "maintien" de la transmission sur la fréquence du récepteur brouillé.

5. Description des étapes

5.1 Les probabilités calculées pour les jeux de fréquences à l'étape 1 sont désignées par $[Am(k)]_j$, correspondant à la probabilité pour un canal dans le $m^{ième}$ jeu de fréquences Hm (composé de Nm canaux) d'être décalé d'au moins j canaux par rapport au récepteur, quand celui-ci occupe le $k^{ième}$ canal de la bande. La Figure 3 est l'organigramme de cette étape, qui utilise l'expression suivante :

$$[Am(k)]_j = \begin{cases} Hv(k) & \text{pour } j=0 \\ Hv(k)\,[1-Hm(k)/Nm] & \text{pour } j=1 \\ Hv(k)\,[1-1/Nm \quad Hm(k+u)] & \text{pour } j=2,3,.. \end{cases}$$

5.2 La Figure 4 est l'organigramme de l'étape 2. Les paramètres d'entrée nécessaires sont énumérés plus haut. La puissance de bruit dans la bande passante du récepteur brouillé est obtenue par :

$$Nr = -174 + NF + 10 \text{ Log } Br \quad \text{en dBm}$$

où

Br = largeur de bande à 3 dB, Hz

NF = 10 Log [antilog (NFr/10) + antilog (NFe/10) -1 ], en dBm

NFr = facteur de bruit du récepteur, en dB

NFe = facteur de bruit externe, en dB

Niveaux moyens de bruit artificiel dans les zones résidentielles [Hagn, 1980]:

NFe = 76,8 - 27,7 Log F (MHz)

Dans une zone d'affaires NFe est plus élevé d'environ 5 dB.

Le rapport signal utile/bruit peut se calculer comme suit :

$$S/N = Pt + Gt + Gr - Lp - Ls - Nr \quad \text{en dB}$$

où Ls désigne l'affaiblissement du système de l'équipement, Lp l'affaiblissement de propagation et les autres paramètres sont définis plus haut.

Le rapport S/(N+I) désiré est le niveau de seuil auquel le récepteur brouillé ne subira pas d'effaçage pendant le maintien de la transmission sur sa fréquence.

La marge du brouillage Mi est définie par :

$$Mi = S/N - S/(N+I) \quad \text{en dB}$$

Le seuil de brouillage/bruit $(I/N)_t$ est obtenu ainsi :

$$(I/N)_t = 10 \text{ Log } (10^{Mi/10} - 1)$$

La valeur moyenne de I/N dans la largeur de bande du récepteur est donnée par :

$$I/N = Pt + Gt + Gr - Nr - OTR - OFR - L_p$$

où OTR est le rejet à la fréquence d'accord et OFR est le rejet hors fréquence, en dB (voir le Rapport 654 et Kuebler et Cameron, 1979). Les autres termes sont définis plus haut.

5.3 La Figure 5 donne l'organigramme de l'étape 3, qui calcule les zones correspondant aux distances de séparation minimales. La Figure 6 décrit ces zones : la région $(Rz)_j$ est celle qui est délimitée par les cercles de rayon $(Dz)_j$ et dont le centre est le récepteur brouillé. Le facteur d'utilisation du réseau ou les pourcentages de temps de réseau actif sont également compris dans cette étape.

5.4 La Figure 7 donne l'organigramme de l'étape 4. Les paramètres d'entrée sont les probabilités pour les diverses fréquences du jeu de fréquences (à partir de l'étape 1), les probabilités de zone (à partir de l'étape 3) et les assignations de fréquence du jeu de fréquences du réseau. La probabilité pour que les membres du $z^{ième}$ réseau soient décalés d'un nombre suffisant de canaux et qu'il ne se produise pas d'effaçage du signal pendant la transmission à la fréquence du récepteur brouillé quand celui-ci occupe le $k^{ième}$ canal est fournie par qz(k) et s'obtient par :

$$qz(k) = (1-DCz)+DCz \sum_{j=o}^{J} (nz)_j [Az(k)]_j,$$

où DCz est le facteur d'utilisation du $z^{ième}$ réseau et $[Az(k)]_j$ est la probabilité pour les différentes fréquences du jeu de fréquences du $z^{ième}$ réseau. La probabilité pour qu'aucun des réseaux ne cause d'effacement du signal pendant le "maintien" quand le récepteur occupe le $k^{ième}$ canal est indiquée par q(k). Elle est obtenue par :

$$q(k) = \prod_{z=1}^{Z} qz(k)$$

La probabilité P(0) pour qu'aucun des réseaux ne cause l'effaçage du signal pendant l'intervalle de sensibilisation, à un moment quelconque, est donnée par :

$$P(0) = 1/Nv \sum_{k=1}^{K} q(k)$$

La probabilité P(>0) pour qu'un ou plusieurs réseaux causent l'effaçage du signal pendant l'intervalle des sensibilisation, est donnée par :

$$P(>0) = 1- P(0)$$

P(>0) est la fraction de temps pendant laquelle un ou plusieurs des émetteurs environnants peuvent causer individuellement l'effaçage du signal pendant le maintien.

L'autre phase de l'étape 4 consiste à calculer la probabilité de brouillage à court terme dans le cas le plus défavorable. Il faut pour cela déterminer quelle zone contient la source de brouillage et la probabilité d'effaçage pendant le maintien due à cette source pendant la durée de son émission. La question de savoir si l'effaçage intermittent du signal pendant le maintien causera une dégradation inacceptable à une liaison ou à un réseau de télécommunication peut dépendre du nombre d'effaçages de ce type au cours d'une période donnée, par exemple pendant un mot ou une portion de message. Cela pourrait être décrit comme le nombre d'effaçages se produisant au cours d'un nombre spécifié de maintiens consécutifs. La probabilité pour que se produisent au moins m effaçages pendant une durée de n maintiens consécutifs P(>=m) peut être calculée à l'aide de la distribution binomiale :

$$P(>=m) = \sum_{i=m}^{n} \binom{n}{i} [P(>0)]^{i} [P(0)]^{n-i}$$

dans laquelle

$$\binom{n}{i} = \frac{n!}{i!(n-i)!}$$

## 6. Conclusion

La procédure décrite permet de calculer le brouillage qui peut se produire entre systèmes radioélectriques mobiles à fréquence fixe et à sauts de fréquence. Elle peut être calculée manuellement ou automatisée et être utilisée pour déterminer la possibilité d'utilisation en partage des ressources de fréquence ou les exclusions nécessaires si le brouillage devient intolérable. Un exemple numérique complet est fourni à l'Annexe.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

HAGN, H. [septembre 1980] VHF Radio System Performance Model for Predicting Operational Range in Irregular Terrain , IEEE Transactions on Communications, 1637-1644.

KUEBLER, W. et CAMERON S. [novembre 1979] The Definition of Frequency Dependent Rejection , IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol EMC-21, 349-350.

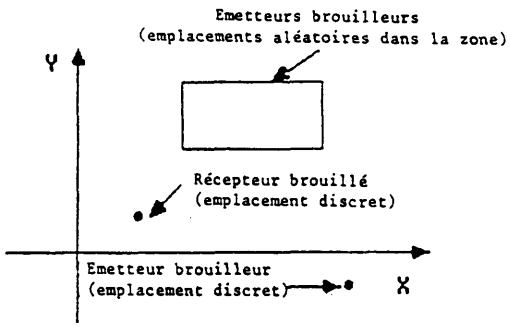



FIGURE 1 - Zones d'implantation des émetteurs

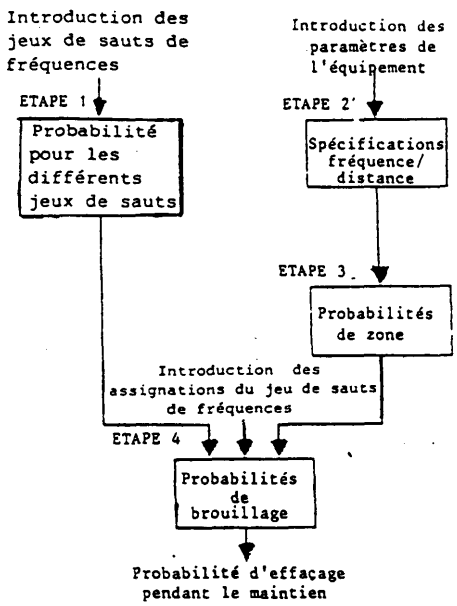



FIGURE 2 - Procédure d'analyse

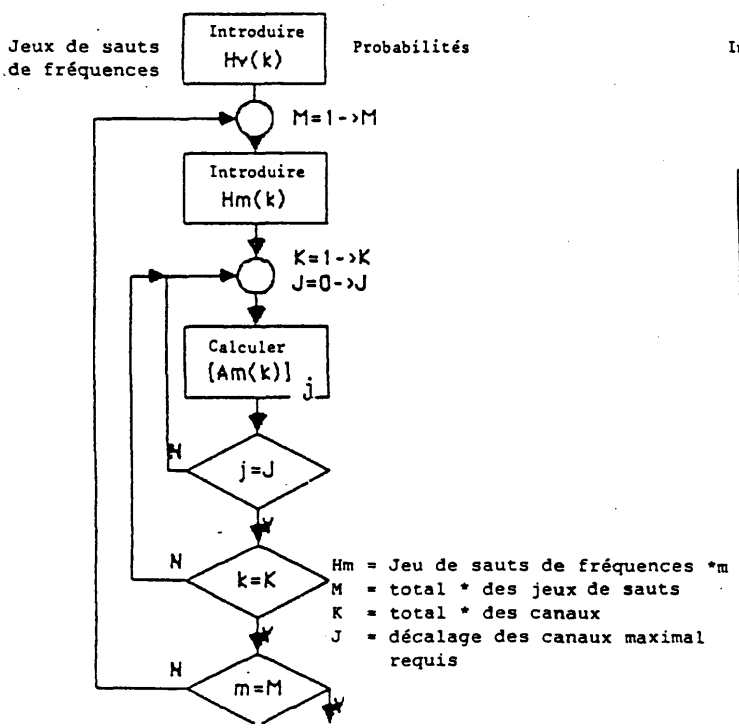



FIGURE 3 - Etape 1

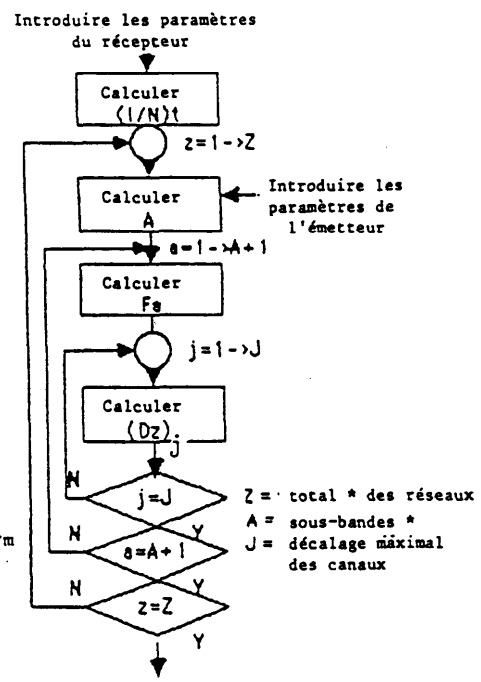



FIGURE 4 - Etape 2

Probabilités de zone

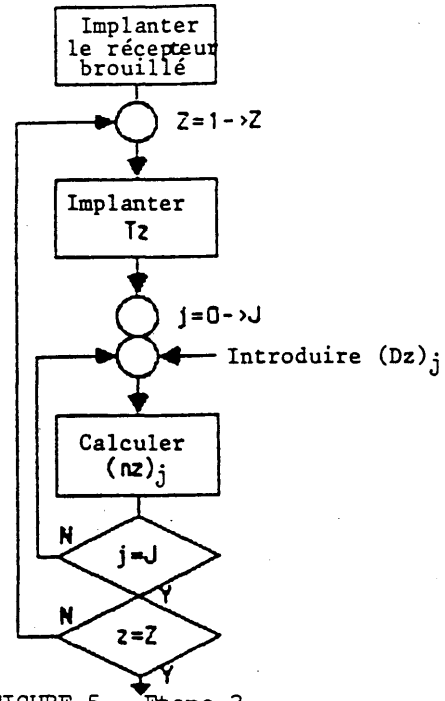



FIGURE 5 - Etape 3

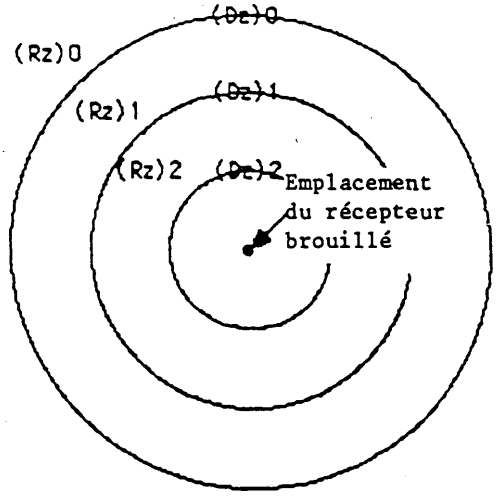



FIGURE 6 - Zone de délimitation

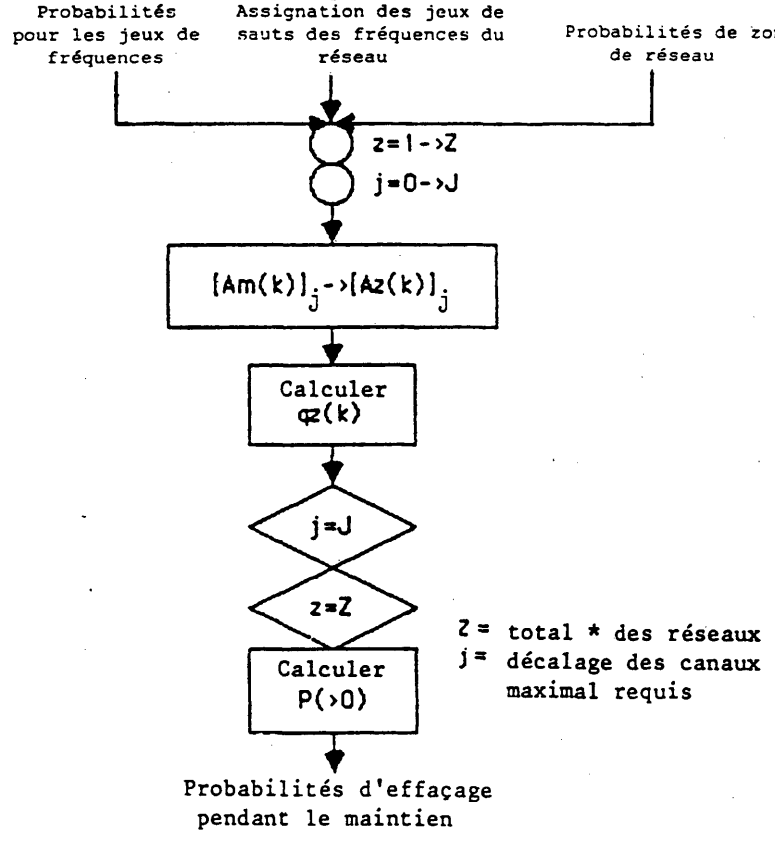



FIGURE 7 - Etape 4

ANNEXE

Exemple numérique

Pour cet exemple numérique, le récepteur brouillé est soumis à un brouillage par trois émetteurs; la Figure 8 en indique l'emplacement par rapport aux limites géographiques des trois émetteurs. Tous les systèmes radioélectriques fonctionnent avec sauts de fréquence, l'émission est du type MDM à 15 kbit/s, l'espacement des canaux est de 25 kHz, le rapport I/N est fixé à (I/N)t, l'OTR est nul du fait que les signaux utile et brouilleur ont la même largeur de bande et on admet par hypothèse que l'OFR est :

$$OFR(j) = \begin{cases} 0, & j=0 \\ 40 \log (jFs), & j=1,2,\ldots,6 \end{cases}$$

où Fs est l'espacement des canaux RF en kHz.

Le récepteur brouillé utilise le jeu de fréquences Hv, le réseau numéro 1 le jeu de fréquences H1 et les réseaux 2 et 3 le jeu de fréquences H2. Les probabilités pour les fréquences du jeu de fréquences sont calculées au cours des étapes 1 et 2 des Tableaux I et II.

Pour les besoins de cet exemple numérique, la probabilité d'effaçage du signal pendant le maintien est calculée pour trois situations, à savoir des distances utiles de liaison 5, 10 et 20 km. Chaque réseau a un facteur d'utilisation de 25 %. L'affaiblissement de transmission de référence diminue à 40 dB chaque fois que la distance augmente d'un facteur 10. L'effaçage pendant maintien se produit quand on suppose que le S/I est inférieur à 5 dB.

La condition requise pour que S/I = > 5 dB est :

$$(Li + OFR) = Ls + 5$$

$$OFR - 5 => (Ls - Li)$$

où Li et Ls sont les affaiblissements de transmission de référence entre le récepteur brouillé et respectivement un émetteur brouilleur et l'émetteur utile. Cette relation simple est valable dans cet exemple numérique parce que tous les systèmes radioélectriques sont identiques.

La distance de séparation minimale requise pour satisfaire à l'expression ci-dessus est :

$$Dj = \text{antilog}\,[(\log Ds) - ((OFR(j) - 5)/40)]$$

où Ds est la distance entre l'émetteur utile et le récepteur brouillé. Les distances de séparation requises sont énumérées au Tableau III.

Les probabilités de zone obtenues au moyen de l'étape 3 sont présentées dans les Tableaux IV , V et VI . Au moyen de l'étape 4, on a calculé la probabilité d'effaçage pendant maintien P(>0) qui se produit dans le récepteur brouillé dans plusieurs situations et les résultats sont présentés au Tableau VII.

La valeur de P(>0) augmente à mesure que diminue la longueur de la liaison utile Ds. Le réseau N° 2, qui est le plus isolé par rapport au récepteur brouillé donne lieu à la plus faible probabilité d'effaçage pendant maintien. Le réseau N° 3, qui est le moins isolé, donne lieu à la plus forte probabilité d'effaçage pendant maintien.

Quand le I/N est fixé à une valeur égale à $(I/N)_t$, le seuil sera dépassé avec une probabilité de 50 %. Une moindre probabilité peut être obtenue quand l'affaiblissement requis sur le trajet est suffisamment important pour que $I/N = (I/N)_t - x\,\sigma$, où x est un facteur de confiance et $\sigma$ l'écart-type de I/N. Par exemple, si le I/N (en dB) a une distribution normale et x = 1,64, le I/N peut dépasser $(I/n)_t$ avec une probabilité de 5 % seulement. Les coefficients statistiques sont étudiés en détail dans [Hagn, 1980].

TABLEAU I

Probabilités $(A1(k))_j$ pour les jeux de fréquences Hv et H1

| j \ k | 1 | 3 | 5 | 7 |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 4/5 | 1 |
| 2 | 4/5 | 3/5 | 3/5 | 4/5 |
| 3 | 4/5 | 2/5 | 3/5 | 3/5 |
| 4 | 3/5 | 2/5 | 1/5 | 1/5 |
| 5 | 2/5 | 2/5 | 1/5 | 1/5 |

TABLEAU II

Probabilités $(A2(k))_j$ pour les jeux de fréquences Hv et H2

| j \ k | 1 | 3 | 5 | 7 |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 3/4 | 1 | 1 | 1 |
| 2 | 3/4 | 3/4 | 2/4 | 3/4 |
| 3 | 3/4 | 2/4 | 2/4 | 2/4 |
| 4 | 2/4 | 1/4 | 2/4 | 1/4 |
| 5 | 2/4 | 1/4 | 0 | 1/4 |

TABLEAU III

Distances de séparation requises
(obtenues au cours de l'étape 2)

| j | OFR(j) | Dj Ds=5 km | Ds=10 km | Ds=20 km |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 dB | 6,67 km | 13,33 km | 26,60 km |
| 1 | 28,0 | 1,33 | 2,66 | 5,31 |
| 2 | 40,0 | 0,67 | 1,33 | 2,66 |
| 3 | 47,0 | 0,45 | 0,89 | 1,78 |
| 4 | 52,0 | 0,33 | 0,67 | 1,33 |
| 5 | 55,9 | 0,27 | 0,53 | 1,06 |

TABLEAU IV

Probabilités de zone quand la liaison utile est de 5 km

| j | (n1)j | (n2)j | (n3)j |
|---|---|---|---|
| 0 | 0,889 | 1,000 | 0,403 |
| 1 | 0,106 | ----- | 0,569 |
| 2 | 0,003 | ----- | 0,021 |
| 3 | ----- | ----- | ----- |
| 4 | ----- | ----- | ----- |
| 5 | ----- | ----- | ----- |

TABLEAU V

Probabilités de zone quand la liaison utile est de 10 km

| j | (n1)j | (n2)j | (n3)j |
|---|---|---|---|
| 0 | 0,558 | 0,702 | 0,000 |
| 1 | 0,424 | 0,298 | 0,885 |
| 2 | 0,014 | ----- | 0,089 |
| 3 | 0,002 | ----- | 0,014 |
| 4 | ----- | ----- | 0,005 |
| 5 | ----- | ----- | ----- |

TABLEAU VI

Probabilités de zone quand la liaison utile est de 20 km

| j | (n1)j | (n2)j | (n3)j |
|---|---|---|---|
| 0 | 0,000 | 0,000 | 0,000 |
| 1 | 0,930 | 1,000 | 0,476 |
| 2 | 0,053 | ----- | 0,413 |
| 3 | 0,010 | ----- | 0,061 |
| 4 | 0,004 | ----- | 0,022 |
| 5 | 0,002 | ----- | 0,010 |

TABLEAU VII

Probabilité d'effaçage pendant maintien dans le récepteur brouilleur
(due à chaque réseau et à tous les réseaux)

| Distance par rapport à l'émetteur utile | Réseau #1 P(>0) | Réseau #2 P(>0) | Réseau #3 P(>0) | Tous réseaux P(>0) |
|---|---|---|---|---|
| 5 km | 0,0019 | 0,0000 | 0,0112 | 0,0137 |
| 10 | 0,0067 | 0,0047 | 0,0249 | 0,0362 |
| 20 | 0,0181 | 0,0156 | 0,0562 | 0,0876 |

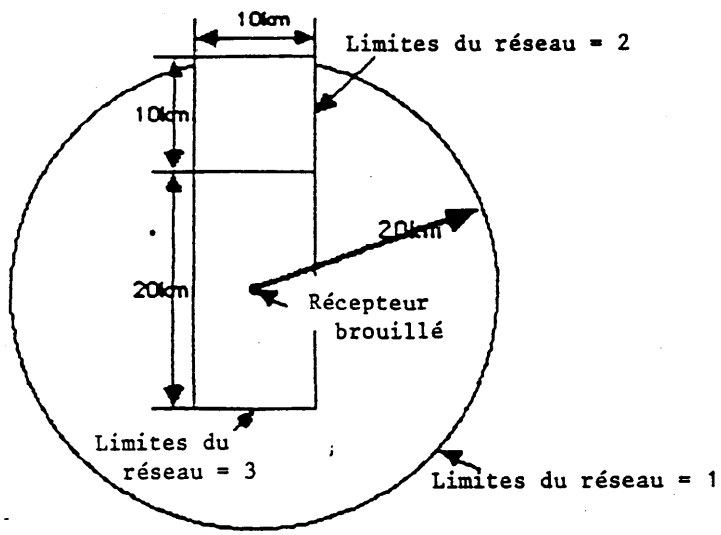



FIGURE 8

Exemples de limites de réseau

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

HAGN, H. [septembre 1980] VHF Radio System Performance Model for Predicting Operational Range in Irregular Terrain , IEEE Transactions on Communications, 1637-1644.

RAPPORT 181-4

# TOLÉRANCES DE FRÉQUENCE DES ÉMETTEURS

(Question 54/1)

(1963-1966-1974-1978-1982)

## 1. Introduction

La Question 54/1 invite le CCIR à poursuivre l'étude des tolérances de fréquence en vue de permettre une utilisation plus économique du spectre radioélectrique, à faire des prévisions sur les valeurs limites de ces tolérances dans les conditions d'exploitation actuellement connues, à faire un rapport sur la possibilité d'atteindre ces valeurs limites, compte tenu des impératifs techniques et économiques, enfin à indiquer celles des tolérances actuellement spécifiées qui ont déjà atteint ces valeurs limites.

La plus grosse difficulté que soulève l'adoption de tolérances plus strictes réside dans le problème économique posé par les nombreux émetteurs qui sont actuellement en service et qui ont été construits en fonction des tolérances actuelles. C'est pourquoi, conformément à la Question 54/1, le Tableau I a été établi. Il s'applique à certaines catégories de stations pour lesquelles on peut prévoir que des tolérances plus strictes sont souhaitables et réalisables pour les nouveaux appareils qui seront construits dans un avenir rapproché. Il a pour objet de donner des directives aux constructeurs des appareils nouveaux afin de rendre possible, ultérieurement, l'adoption de tolérances plus strictes, sans pour autant entraîner de graves inconvénients d'ordre économique du fait de l'existence d'un grand nombre d'appareils incapables de respecter les nouvelles tolérances.

## 2. Facteurs qui influent sur les tolérances de fréquence

La première condition à satisfaire pour un emploi rationnel du spectre radioélectrique est que les largeurs de bande perdues par suite des instabilités ne représentent qu'une petite partie de la largeur de bande nécessaire pour les radiocommunications. A titre d'illustration, ± 1% de la largeur de bande représentative d'une classe d'émission a été proposé, dans chaque cas, comme estimation de la tolérance de fréquence acceptable du point de vue de l'économie du spectre.

La réduction des largeurs de bande perdues en raison des instabilités ne constitue pas le seul critère de bonne économie du spectre radioélectrique. Par exemple, en radiodiffusion A3E et dans les autres catégories d'émission de classe A3E, la tolérance doit être assez petite pour permettre de réduire les brouillages dans un même canal, causés par le battement entre porteuses décalées.

En raison de l'encombrement croissant des bandes de radiodiffusion (B.km, B.hm et B.dam), les variations de fréquence admises dans le Tableau I ne permettent vraisemblablement pas de faire un usage optimal du spectre disponible. Quand le rapport de puissance signal utile/signal brouilleur dans le même canal est suffisamment faible, de petites différences de fréquence peuvent produire des variations d'amplitude gênantes avant que la modulation du signal brouilleur elle-même cause des dégradations sérieuses. En particulier, les variations cycliques de fréquence constante peuvent causer des dégradations sérieuses lorsque la différence des fréquences est de l'ordre de quelques hertz.

Pour éviter de telles variations d'amplitude gênantes, il pourra être nécessaire, à l'avenir, d'admettre une différence maximale d'environ 0,2 Hz entre fréquences porteuses, par exemple, lorsqu'il convient de réduire ou de supprimer les forts brouillages prédominant dans le même canal. Des équipements ayant la stabilité voulue sont disponibles moyennant une légère augmentation de prix.

Dans les émissions radiotéléphoniques à bande latérale unique transmises par plusieurs stations sur une fréquence unique, la tolérance devrait être assez petite pour permettre la suppression de la porteuse et pour assurer une intelligibilité satisfaisante des signaux téléphoniques sans nouveau réglage des récepteurs.

Il existe certaines catégories de stations pour lesquelles on ne devrait pas exiger une tolérance stricte, cela pour des raisons touchant à l'exploitation et à l'administration. Un exemple en est fourni par les radiodétecteurs mobiles pour lesquels, du point de vue administratif, il est inutile actuellement de prévoir des assignations de fréquence très rigoureuses, tandis que, du point de vue de l'exploitation, on arrive à réduire les brouillages en veillant à ce que les tolérances normales de fabrication donnent une certaine répartition des émissions à l'intérieur des bandes de fréquences assignées.

Les avantages résultant de tolérances plus serrées sur les émetteurs ne pourront être complètement obtenus que lorsque les améliorations correspondantes seront apportées à certains récepteurs.

## 3. Présentation du tableau

Le Tableau I énumère les catégories de stations pour lesquelles il paraît possible de faire des recommandations, compte tenu de l'état actuel de la technique. Au fur et à mesure que se poursuivront les études demandées par la Question 54/1, on peut espérer pouvoir ajouter à ce tableau d'autres catégories de stations, dans d'autres gammes de fréquences.

TABLEAU I

| Bandes de fréquences et catégories de stations | Valeur représentative de la largeur de bande nécessaire de l'émission (kHz) | Tolérance réalisable dès maintenant ou dans un avenir proche (Hz) | Valeur limite de tolérance (Hz) |
|---|---|---|---|
| (1) | (2) | (3) | (4) |
| *Bande de 535-1605 kHz* | | | |
| Stations de radiodiffusion | 10 | 10 (3) | 10 (3) |
| *Bande de 1605-4000 kHz* | | | |
| 1. Stations fixes: | | | |
| A3E | 6 | 60 | 60 |
| H3E-J3E | 3 | 10 | 10 |
| R3E-B8E | 3-6 | 10 | 10 |
| 2. Stations terrestres: | | | |
| A3E | 6 | 20 | 10 |
| H3E-R3E-J3E | 3 | 20 | 10 |
| 3. Stations mobiles: | | | |
| *a)* Stations de navire: H3E-R3E-J3E | 3 | 100 | 20 |
| *b)* Stations mobiles terrestres: H3E-J3E | 3 | 100 | 20 |
| *c)* Stations d'aéronef: H3E-J3E | 3 | 20 | 20 |
| 4. Stations de radiodiffusion | 10 | 10 (3) | 10 (3) |
| *Bande de 4-29,7 MHz* | | | |
| 1. Stations fixes: | | | |
| *a)* Réseau radiotéléphonique comprenant plusieurs stations émettant sur une même fréquence: R3E-J3E | 3 | 10 | 10 |
| *b)* Autres stations fixes | 1,7 à 12 | 10 | 3 |
| 2. Stations terrestres: | | | |
| *a)* Stations côtières: | | | |
| H3E-R3E-J3E | 3 | 10 | 10 |
| R7B | 3 | 3 | 3 (1) |
| A1A-A1B | 0,1 | 100 | 100 |
| Autres que A1A-A1B | 1,7 | 17 | 17 |
| *b)* Stations aéronautiques: H3E-J3E | 3 | 10 | 10 |
| *c)* Stations de base: H3E-J3E | 3 | 20 | 10 |
| 3. Stations mobiles: | | | |
| *a)* Stations de navire: H3E-R3E-J3E | 3 | 50 | 20 |
| F1B | 0,2 | 10 | 10 (1) |
| *b)* Stations d'aéronef: H3E-J3E | 3 | 20 | 20 |
| *c)* Stations mobiles terrestres: H3E-J3E | 3 | 50 | 20 |
| 4. Stations de radiodiffusion | 10 | 10 (3) | 10 (3) |
| *Bande de 29,7-108 MHz* | | (kHz) | (kHz) |
| 1. Stations terrestres (50 MHz) | 16 | 1 | |
| 2. Stations mobiles (50 MHz) | 16 | 1 | |
| 3. Stations de radiodiffusion à modulation de fréquence | 200 | 2 | 2 |
| 4. Stations de télévision | 6000 | 2,5 Hz (2) | 2,5 Hz (2) |

TABLEAU I *(suite)*

| Bandes de fréquences et catégories de stations | Valeur représentative de la largeur de bande nécessaire de l'émission (kHz) | Tolérance réalisable dès maintenant ou dans un avenir proche (Hz) | Valeur limite de tolérance (Hz) |
|---|---|---|---|
| (1) | (2) | (3) | (4) |
| *Bande de 108-470 MHz* | | (kHz) | (kHz) |
| 1. Stations terrestres: | | | |
| *a)* Stations côtières (156 MHz) . . . . . | 16 | 1 | |
| *b)* Stations de base (470 MHz) . . . . . | 16 | 1,5 | 0,36 |
| 2. Stations mobiles: | | | |
| *a)* Stations de navire (156 MHz) . . . . . | 16 | 1,6 | |
| *b)* Stations mobiles terrestres (470 MHz) . . . | 16 | 2,5 | |
| 3. Stations de télévision . . . . . | 6000 | 2,5 Hz (2) | 2,5 Hz (2) |

(1) Cette stabilité est nécessaire pour la réception, sans commande automatique d'accord de voies télégraphiques à bande étroite et à déplacement de fréquence.

(2) La tolérance de la porteuse son par rapport à la porteuse vision est de 1 kHz.

(3) Il est suggéré que les administrations évitent des différences de fréquence porteuse de l'ordre de quelques hertz, qui causent des dégradations analogues à celles des évanouissements périodiques. Il convient pour ce faire, que la tolérance de fréquence soit de 0,1 Hz; cette tolérance conviendrait également pour les émissions à bande latérale unique.

On trouvera, ci-après, des explications relatives aux diverses colonnes:

(1) Bandes de fréquences, catégorie de la station et classe d'émission.

(2) Valeur de la largeur de bande nécessaire considérée comme représentative.

(3) Tolérances pouvant être atteintes, dès maintenant ou dans un avenir proche, compte tenu des facteurs d'ordre économique ou des conditions extérieures. Ces tolérances ne devraient pas être adoptées par une Conférence administrative des radiocommunications tant que les appareils actuels ne seront pas remplacés, en grande partie, par des appareils nouveaux qui satisferaient ces tolérances.

(4) Valeurs limites des tolérances égales ou inférieures à ± 1% de la largeur de bande nécessaire représentative, sauf dans des cas exceptionnels. Le choix de ces valeurs devrait tenir compte des avantages pratiques découlant de l'adoption de tolérances strictes, par exemple, dans les émissions de radiodiffusion A3E et dans le service radiotéléphonique J3E (voir le § 2 ci-dessus). Il n'est pas nécessaire que ces tolérances soient réalisables dans un avenir rapproché.

RAPPORT 838-1 *

# RAYONNEMENTS NON ESSENTIELS DES ÉMETTEURS

(Question 55/1)

(1982-1986)

## 1. Introduction

Si l'on considère la qualité de fonctionnement des émetteurs qui est réalisable de nos jours, lors de la conception et de la construction, par l'emploi des meilleures techniques, on se trouve amené à examiner quatre types de rayonnements non essentiels qui risquent d'être des plus gênants et que l'on peut étudier séparément.

Lorsqu'une station comporte plusieurs émetteurs fonctionnant sur des fréquences voisines et une antenne commune ou plusieurs antennes voisines l'une de l'autre, il peut se produire des rayonnements non essentiels, dus au fait que des produits d'intermodulation prennent naissance entre différentes émissions fondamentales.

Les circuits de sortie de la plupart des émetteurs fonctionnant dans les bandes des ondes décamétriques sont réalisés selon la configuration classique des filtres en П-Г, c'est-à-dire constitués de sections en П suivies d'une section en Г. Ce montage permet d'assurer une bonne syntonie et de réaliser facilement la transformation d'impédance. Dans bien des cas, il est nécessaire de perfectionner le circuit de base car, compte tenu des dimensions des composants utilisés dans les circuits à grande puissance, on risque d'aboutir à des types de circuits susceptibles d'introduire des réponses perturbatrices et de renforcer les oscillations non essentielles.

## 2. Rayonnement harmonique

### 2.1 *Rayonnements harmoniques par les émetteurs*

Les composantes harmoniques produites dans les étages de commande ne causent généralement aucune difficulté dans les émetteurs classiques, car elles sont supprimées dans les étages d'amplification sélectifs. En revanche, lorsque la plus grande partie de l'amplification est fournie par des amplificateurs à large bande, le fonctionnement des étages précédant ces amplificateurs doit satisfaire aux exigences de fonctionnement de l'ensemble des appareils.

La plupart des rayonnements harmoniques créés par les émetteurs proviennent de la distorsion du signal dans les amplificateurs de puissance à fréquence radioélectrique. Par ailleurs, il arrive fréquemment que les impédances du circuit anodique et des circuits de sortie se conjuguent pour produire une résonance sur une fréquence harmonique et, dans ce cas, le rayonnement harmonique se trouve amplifié au-delà du niveau admissible. L'élimination ou l'atténuation de cette résonance constitue un des principaux problèmes à résoudre au stade des projets; en effet, toute modification matérielle des circuits a pour effet de déplacer la fréquence de résonance plutôt que de la supprimer, à moins que l'on n'utilise des résistances d'absorption.

La conception et le montage des appareils nécessitent donc beaucoup de soin si l'on veut éviter les résonances sur des fréquences harmoniques qui pourraient devenir gênantes. Ces résonances peuvent se produire si la réactance présentée par le condensateur d'accord du circuit anodique et par les connexions associées, devient inductive et qu'elle entre en résonance avec la réactance capacitive de sortie du tube. Des réactances égales et de signes opposés peuvent aussi se produire dans les réseaux de couplage et d'adaptation, donnant ainsi naissance à un circuit à impédance élevée sur une fréquence harmonique, qui n'est plus alors suffisamment affaiblie.

En règle générale, si l'on apporte suffisamment de soin à la réalisation des circuits dès le stade initial du projet, on peut, en utilisant des circuits anodiques simples du type П-Г, réduire le niveau des harmoniques, dans la bande des ondes décamétriques, à $-60$ dB environ par rapport à l'émission utile. Lorsqu'il s'agit d'émetteurs de grande puissance, il faut quelquefois insérer des filtres accordés afin d'abaisser la puissance des harmoniques au-dessous du niveau admissible qui est actuellement de 50 mW.

Il faut tenir compte de l'influence que peut avoir une désadaptation de la ligne de transmission aux fréquences harmoniques sur l'atténuation de ces filtres, plus particulièrement dans le cas des émetteurs à ondes décamétriques. Lors de la conception de tels filtres, il faut se baser sur un taux d'onde stationnaire au moins égal à 10 pour les fréquences harmoniques [CCIR, 1963-66a].

Les valeurs limites indiquées dans la Recommandation 329 pour les rayonnements non essentiels sont suffisantes en ce qui concerne la protection des récepteurs fonctionnant à de grandes distances des émetteurs, mais elles risquent d'être trop élevées pour éviter le brouillage d'autres services exploités localement (par exemple, le service de télévision et le service mobile). Les rayonnements non essentiels produits en dehors des bandes des ondes décamétriques peuvent être supprimés par application d'un certain nombre de méthodes. On peut aussi placer sur la sortie de l'émetteur des filtres passe-bas ayant pour fonction d'affaiblir les harmoniques sur des

---

* Ce Rapport, qui doit être porté à l'attention de la Commission d'études 8, résulte de la fusion des Rapports 326, 532 et 838. Les Rapports 326 et 532 sont en conséquence supprimés.

fréquences supérieures à 40 MHz environ [CCIR, 1963-66b]. En utilisant ce procédé, on peut obtenir un affaiblissement supplémentaire atteignant 30 dB moyennant une dépense raisonnable. Il faut tenir compte éventuellement des répercussions que l'insertion de tels filtres peut avoir sur les valeurs nécessaires des paramètres de réglage de l'émetteur [CCIR, 1963-66c]. Dans certains cas, l'affaiblissement de composantes harmoniques sur des fréquences discrètes peut s'avérer nécessaire. Cet affaiblissement peut être obtenu par une ligne ouverte résonnant en quart d'onde sur la fréquence considérée. Cette ligne peut être constituée par une ligne coaxiale ou une ligne symétrique à deux conducteurs [CCIR, 1963-66d].

### 2.2 *Valeurs du champ rayonné*

Des études ont été effectuées en URSS sur le champ de l'onde de sol rayonnée aux fréquences fondamentales et harmoniques par une antenne d'émission à ondes courtes et sa ligne d'alimentation. Ces études ont comporté à la fois des calculs théoriques et des mesures effectuées dans les conditions réelles d'exploitation [CCIR, 1970-74a].

Les calculs ont été faits au moyen des formules tirées de [Norton, 1937; Aizenberg, 1962] pour les maximums de la composante de champ verticale $E_z$ et la composante horizontale $E_\varphi$. Les formules utilisées pour les calculs ont été publiées dans [Rubinstein, 1968 et 1971]. Elles figurent également, avec une description de la méthode expérimentale appliquée pour vérifier les valeurs théoriques, dans le document [CCIR, 1970-74b].

L'étude a porté sur trois types d'antennes d'émission à ondes courtes et de systèmes d'alimentation (Tableau I).

Les valeurs de champ calculées figurent au Tableau I. On les a obtenues pour une distance de 5 km à partir de l'antenne, pour trois types de sol (humide, semi-humide et sec), dans l'hypothèse où l'émetteur fournit une puissance de 1 W à la fréquence fondamentale et à chaque fréquence harmonique à l'entrée de la ligne d'alimentation de l'antenne et pour un point de réception situé à une hauteur de 2 à 20 m au-dessus du sol.

Les antennes d'émission étaient alimentées, lors des mesures, par des lignes d'alimentation à deux ou quatre fils, en opposition de phase, la transformation de la ligne à quatre fils au branchement à deux fils sur l'émetteur et l'antenne étant faite lorsque c'est nécessaire.

On a constaté une concordance satisfaisante entre les valeurs théorique et mesurée du champ de l'onde de sol, puisque les écarts ne dépassaient pas 10 dB.

C'est seulement si cette puissance est appliquée sous forme d'une onde en phase à l'entrée d'un système dont la ligne d'alimentation a plus de 500 m de longueur et que celle-ci est alors pratiquement le seul élément rayonnant, que les maximums de la composante verticale $E_z$ du champ peuvent dépasser ceux indiqués dans le Tableau I et atteindre 5 mV/m pour une puissance de 1 W des harmoniques à l'entrée de la ligne d'alimentation. Cette valeur du champ peut apparaître dans un étroit secteur de 15° à 25°, symétrique par rapport à l'axe de la ligne. Si cette dernière n'est pas rectiligne, le diagramme de rayonnement ne répond pas à la description ci-dessus et l'on peut tirer du Tableau I les valeurs correspondantes du champ.

## 3. Rayonnements parasites

Les fréquences des oscillations parasites ne sont pas en relation avec celles des signaux d'entrée de l'émetteur. Il est impossible d'énoncer des règles générales sur la méthode de suppression des oscillations parasites car elles ne sont pas en relation avec le fonctionnement normal et chaque cas particulier doit être traité selon son importance. Toutefois, ces oscillations sont principalement dues à quatre causes:

- blindage insuffisant entre les circuits à faible niveau et les circuits à niveau élevé;
- défauts de câblage entre les différentes parties de l'émetteur. Le câblage des différents éléments et celui des circuits de commande doivent, dans toute la mesure possible, être maintenus à l'extérieur des châssis dans lesquels sont montés les circuits à fréquence radioélectrique et tous les conducteurs qui pénètrent dans ces châssis doivent être équipés de filtres;
- les circuits servant à supprimer l'oscillation sur une certaine fréquence sont susceptibles de créer une boucle de réaction sur une autre fréquence qui est généralement plus élevée que la fréquence fondamentale, par exemple des circuits de neutrodynage dans les amplificateurs avec cathode à la masse;
- les amplificateurs à transistors présentent des capacitances qui dépendent de la tension; si le découplage des circuits est insuffisant aux fréquences basses, il peut se produire une oscillation haute fréquence sans rapport avec le fondamental.

En règle générale, les circuits symétriques sont plus sensibles à ce type d'oscillation du fait que, de par leur nature même, ils contiennent un plus grand nombre de trajets possibles.

TABLEAU I – *Maxima calculés des composantes du champ rayonné sur les fréquences fondamentales et harmoniques d'un système d'antenne d'émission à ondes courtes à une distance de 5000 m*

| Composantes du champ | Fondamentale et harmonique N° | Hauteur du point de réception au-dessus du sol (m) | DPH | | | | RHO/4/1/65 | | | | HR/4/4/– | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | φ° | Sol humide $\varepsilon = 20$ $\sigma = 10^{-1}$ S/m | Sol semi-humide $\varepsilon = 8$ $\sigma = 10^{-2}$ S/m | Sol sec $\varepsilon = 3$ $\sigma = 10^{-3}$ S/m | φ° | Sol humide $\varepsilon = 20$ $\sigma = 10^{-1}$ S/m | Sol semi-humide $\varepsilon = 8$ $\sigma = 10^{-2}$ S/m | Sol sec $\varepsilon = 3$ $\sigma = 10^{-3}$ S/m | φ° | Sol humide $\varepsilon = 20$ $\sigma = 10^{-1}$ S/m | Sol semi-humide $\varepsilon = 8$ $\sigma = 10^{-2}$ S/m | Sol sec $\varepsilon = 3$ $\sigma = 10^{-3}$ S/m |
| Composante horizontale $E_\varphi$ (μV/m) | Fondamentale | 2 | 90 | 7,0 | 10 | 20 | 0 | 50 | 65 | 105 | 90 | 90 | 100 | 130 |
| | | 20 | 90 | 60 | 65 | 75 | 0 | 435 | 450 | 500 | 90 | 785 | 800 | 800 |
| | 2 | 2 | 50 | 16 | 20 | 30 | 0<br>10 | 50 | 60 | 70 | 20 | 95 | 100 | 110 |
| | | 20 | 50 | 145 | 150 | 160 | 0<br>10 | 445 | 450 | 450 | 20 | 850 | 850 | 850 |
| | 3 | 2 | 33 | 8,5 | 10 | 13 | 5 | 75 | 80 | 90 | 20<br>70 | 175 | 180 | 185 |
| | | 20 | 33 | 88 | 90 | 90 | 5 | 660 | 660 | 660 | 20<br>70 | 1750 | 1750 | 1750 |
| | 4 | 2 | 53 | 27 | 30 | 36 | 18 | 190 | 200 | 220 | 90 | 295 | 300 | 300 |
| | | 20 | 53 | 250 | 260 | 260 | 18 | 1700 | 1700 | 1700 | 90 | 2900 | 2900 | 2900 |
| | 5 | 2 | 42 | 60 | 65 | 70 | 18 | 240 | 250 | 260 | 35 | 300 | 300 | 300 |
| | | 20 | 42 | 580 | 580 | 580 | 18 | 2400 | 2400 | 2400 | 35 | 3000 | 3000 | 3000 |
| Composante verticale $E_z$ (μV/m) | Fondamentale | 20 | 0 | 75 | 30 | 10 | 8 | 325 | 100 | 110 | 0 | 85 | 25 | 25 |
| | 2 | 20 | 0 | 140 | 35 | 35 | 30 | 250 | 250 | 270 | 0 | 70 | 70 | 77 |
| | 3 | 20 | 0 | 45 | 25 | 25 | 20 | 420 | 500 | 525 | 0 | 130 | 150 | 160 |
| | 4 | 20 | 0 | 60 | 65 | 65 | 18 | 450 | 520 | 550 | 0 | 120 | 130 | 135 |
| | 5 | 20 | 0 | 45 | 50 | 55 | 35 | 650 | 720 | 720 | 37 | 90 | 95 | 100 |

*Notes relatives au Tableau I:*

*Note 1.* – DPH: dipôle replié horizontal à large bande;

RHO/4/1/65: losange double, 65° étant la moitié de l'angle obtus du losange, 4 étant la longueur du côté du losange et 1 la hauteur au-dessus du sol, exprimées en longueurs d'onde correspondant à la fréquence optimale de l'antenne;

HR/4/4/–: système d'antennes doublet accordées en phase, soit 4 doublets sur chaque rangée et 4 doublets dans chaque colonne, avec réflecteur apériodique en treillis.

*Note 2.* – Les maximums indiqués dans ce tableau sont valables quel que soit le rapport entre les composantes en opposition de phase et en phase des rayonnements non essentiels pour une puissance totale de 1 W (mis à part le cas indiqué dans le corps du texte).

*Note 3.* – Les valeurs indiquées par les antennes du type DPH et RHO/4/1/65 sont valables dans toute la gamme de fonctionnement de ces antennes (c'est-à-dire, pour les fréquences fondamentales, dans la gamme 3 à 30 MHz).

*Note 4.* – Les valeurs indiquées pour les antennes de type HR/4/4/– sont valables lorsque l'antenne fonctionne sur une longueur d'onde égale à 0,41 $l$, $l$ étant la longueur du bras de l'élément rayonnant.

*Note 5.* – Symboles:

$\varphi°$: distance azimutale par rapport aux axes de l'antenne quand les composantes $E_z$ et $E_\varphi$ sont à leurs maximums, l'axe de l'antenne HR/4/4/– étant une droite horizontale dans le plan de l'antenne (c'est-à-dire parallèle aux doublets de l'antenne), l'axe de l'antenne RHO/4/1/65 étant la grande diagonale du losange, l'axe de l'antenne DPH étant une droite horizontale coaxiale avec le doublet;

$\varepsilon$: constante diélectrique du sol;

$\sigma$: conductivité du sol.

## 4. Autres rayonnements non essentiels

D'autres rayonnements non essentiels peuvent être produits par diverses sources; ils contiennent, généralement, des composantes perturbatrices qui ne sont pas en relation harmonique avec la porteuse ou les fréquences de modulation. Celles qui sont en relation avec la porteuse prennent naissance dans les circuits de production de fréquences de l'émetteur, notamment dans les modulateurs et dans les oscillateurs à fréquences multiples. Ces rayonnements ne sont pas engendrés dans les derniers étages d'amplification; ils peuvent se produire aussi bien dans la bande que hors bande. Ceux qui sont en relation avec les fréquences de modulation sont des produits d'intermodulation imputables à la non-linéarité des étages d'amplification.

Dans certains émetteurs, le signal rayonné ($F_r$) résulte de la modulation d'une oscillation sur une fréquence de conversion ($F_a$) par le signal porteur de l'information sur une sous-porteuse ($F_b$). La modulation produit un nombre de composantes qui peut s'exprimer par $pF_a \pm qF_b$, $p$ et $q$ étant des nombres entiers. Le signal utile est la composante pour laquelle $p = q = 1$. Le modulateur doit être conçu de façon à maintenir le niveau des composantes d'ordre élevé à des valeurs faibles.

Un cas particulièrement difficile est celui où l'on a

$$F_r = \pm F_b\left(\frac{p-q}{p-1}\right)$$

notamment, en pratique, lorsque $F_r$ est un multiple de $F_b$, car il est impossible d'éliminer la composante perturbatrice en accordant l'étage de modulation. Toutefois, si l'on choisit soigneusement les niveaux de fonctionnement du modulateur, on peut ramener la composante non désirée à 60 dB au-dessous du niveau de la composante utile. On évite dans une large mesure la production de composantes d'ordre pair en utilisant un modulateur symétrique. Après le modulateur, la sélectivité doit être suffisante pour éviter la formation de produits d'intermodulation sur la grille de l'amplificateur suivant.

## 5. Produits d'intermodulation entre émetteurs situés au même emplacement

On trouvera ci-après un examen préliminaire du mécanisme qui est à l'origine des produits d'intermodulation du troisième ordre des émetteurs ainsi que des mécanismes dominants pour divers types de matériels et de services. Une étude supplémentaire est nécessaire pour les produits d'intermodulation d'ordre supérieur.

Le Rapport 524 décrit un modèle de système dont on peut se servir pour évaluer les brouillages mutuels en un emplacement où se trouve un grand nombre d'appareils d'émission et de réception situés à proximité les uns des autres et capables de produire une intermodulation entre émetteurs.

### 5.1 *D'où proviennent les produits d'intermodulation?*

Des produits d'intermodulation prennent naissance lorsque deux signaux ou plus sont appliqués à un dispositif non linéaire.

La fréquence d'un produit d'intermodulation typique peut s'exprimer par:

$$f_i = C_1 \cdot f_1 + C_2 \cdot f_2 + \ldots + C_n \cdot f_n$$

La somme $|C_1| + |C_2| + \ldots + |C_n|$ est l'ordre du produit, les coefficients $C_1$, $C_2 \ldots C_n$ sont des entiers, positifs, négatifs ou nuls, les fréquences $f_1$, $f_2 \ldots f_n$ sont celles des signaux appliqués au dispositif non linéaire.

Les produits d'intermodulation les plus importants sont ceux du 3e ordre et des ordres impairs supérieurs pour les émetteurs dont les étages de sortie et les antennes sont accordés, cela parce que ces produits sont, dans le spectre des fréquences, voisins des signaux utiles. Les fréquences des produits d'intermodulation du 3e ordre sont $(2f_1 - f_2)$ et $(2f_2 - f_1)$, $f_1$ et $f_2$ étant les fréquences fondamentales des deux émetteurs situés au même emplacement. Il peut être nécessaire de tenir compte des produits d'ordre plus élevé lorsque de nombreux émetteurs sont situés au même emplacement. La relation entre le nombre de produits d'ordre élevé et le nombre d'émetteurs est donnée dans la réf. [Wass, 1948].

En général, les produits d'intermodulation peuvent prendre naissance:

- dans des éléments non linéaires de structures voisines de l'émetteur,
- dans l'étage de sortie non linéaire de l'émetteur, lorsque les conditions suivantes sont réalisées:
  - antennes d'émission très voisines,
  - antenne ou amplificateur commun à plusieurs émetteurs.

Ces rayonnements non essentiels en provenance d'un emplacement commun à plusieurs émetteurs peuvent, selon le service dont il s'agit, induire dans un récepteur des brouillages de caractère local ou mondial. Dans les services de radiocommunication bidirectionnels, les récepteurs utilisés pour la liaison de retour risquent de subir de graves brouillages s'ils sont situés au même emplacement que les émetteurs ou à proximité. Lorsqu'il s'agit de services mobiles en ondes décamétriques, métriques et décimétriques, les récepteurs et les émetteurs sont souvent situés au même emplacement. Lorsqu'il s'agit de services en ondes kilométriques ou hectométriques, les récepteurs et les émetteurs sont généralement situés en des emplacements différents.

### 5.2 *Emetteurs dont les antennes sont voisines les unes des autres*

En raison du couplage mutuel entre les antennes, des signaux indésirables sont réinjectés dans les étages de puissance de sortie de chaque émetteur. L'étage de sortie d'un amplificateur de puissance peut présenter aux signaux ainsi réinjectés dans l'émetteur une impédance non linéaire, d'où le risque de production et de rerayonnement de produits d'intermodulation. L'importance du signal non essentiel rayonné résultant de ces processus dépend essentiellement:

- de la puissance de l'émetteur brouilleur,
- de l'affaiblissement de couplage entre les antennes. Il s'agit du rapport de la puissance émise par un émetteur brouilleur à la puissance de cette même émission mesurée à la sortie de l'émetteur brouillé qui est susceptible d'engendrer le produit d'intermodulation non désiré,
- de l'affaiblissement de conversion: il s'agit du rapport de la puissance du signal brouilleur provenant d'une source extérieure à la puissance du produit d'intermodulation, toutes deux mesurées à la sortie de l'émetteur brouillé; la sélectivité en fréquence à la sortie de l'émetteur et de l'antenne n'est pas comprise,
- de la sélectivité en fréquence des circuits de sortie de l'émetteur et de l'antenne.

#### 5.2.1 *Affaiblissement de couplage entre les antennes*

L'affaiblissement de couplage entre les antennes dépend du type de ces dernières. Dans les 2 paragraphes suivants, on examine le cas de deux services particuliers, mais celui d'autres services demande à être étudié plus à fond.

a) *Cas des services mobiles à ondes métriques et décimétriques*

L'affaiblissement de couplage entre les antennes est en général de l'ordre de 15 dB à 30 dB, lorsque la fréquence du signal brouilleur diffère de moins de ± 5% de celle du signal désiré. Le Rapport 524 donne une relation entre la perte par couplage des antennes et la séparation des antennes ainsi que leur orientation. De manière générale, l'affaiblissement de couplage entre des antennes très voisines fonctionnant en polarisation verticale est plus grand, à égalité d'espacement entre les antennes, lorsque la séparation est verticale que lorsqu'elle est horizontale [Sachs, 1980]. On peut utiliser des filtres et des isolateurs afin d'augmenter l'affaiblissement de couplage entre émetteurs (voir le Rapport 739).

b) *Cas de services en ondes kilométriques, hectométriques et décamétriques*

Le Tableau II montre que, pour des antennes à ondes kilométriques ou décamétriques, l'affaiblissement de couplage est généralement supérieur à 20 dB. Il dépend de la distance au sol entre les antennes, distance qui est normalement restreinte du fait des dimensions du terrain dont on dispose [Sosin et Butt, 1976]. Lors de l'implantation des antennes, on cherche à faire en sorte que le couplage mutuel entre les antennes ne déforme pas les diagrammes de rayonnement des antennes des émetteurs désirés de plus de 2 dB. Cela exige en général un affaiblissement de couplage d'au moins 25 dB.

TABLEAU II – *Valeurs typiques de l'affaiblissement de couplage entre antennes en ondes kilométriques, hectométriques et décamétriques*

| Bande de fréquence | Type d'antenne | Affaiblissement de couplage (valeur type) (1) (dB) |
|---|---|---|
| 40 kHz-150 kHz | Parapluie, «T» | 20 |
| 140 kHz-30 MHz | Elément rayonnant vertical | 25 |
| 2 MHz-30 MHz | Antenne équidirective à large bande fonctionnant en polarisation verticale | 30 |
| 2 MHz-10 MHz | Antenne rayonnant sous un angle élevé | 25 |
| 2 MHz-30 MHz | Antenne log-périodique | 20 |

(1) Les valeurs de l'affaiblissement de couplage entre antennes semblables proviennent de mesures effectuées sur plusieurs emplacements d'antenne.

5.2.2 *Affaiblissement de conversion (pour les produits du 3e ordre)*

L'affaiblissement de conversion de l'étage de sortie d'un émetteur est déterminé par la partie non linéaire à large bande de l'étage de sortie et par le degré d'isolement entre cette partie non linéaire et la charge. Cet affaiblissement ne tient pas compte de la sélectivité de l'étage de sortie de l'émetteur.

Pour les émetteurs du service mobile terrestre, qui utilisent des amplificateurs de puissance transistorisés, l'affaiblissement de conversion est de l'ordre de 3 à 20 dB. Un affaiblissement de conversion aussi petit s'explique par le fait que le transistor de sortie fonctionne au point de saturation et que le collecteur final présente des effets résistifs et réactifs non linéaires.

Pour les émetteurs d'ondes décamétriques à bande latérale unique, l'affaiblissement de conversion d'un amplificateur à tube de grande puissance est de l'ordre de 50 dB. L'affaiblissement de conversion est élevé parce que, en général, on utilise un tube tétrode fonctionnant de façon linéaire.

Pour les émetteurs de radiodiffusion à ondes kilométriques, hectométriques et décamétriques, l'affaiblissement de conversion d'un tel amplificateur peut être de seulement 10 dB. Cet affaiblissement de conversion peu élevé s'explique par le fait que l'anode du tube fonctionne en régime de saturation, ce qui produit un effet de mélange qui est moins efficace que dans le cas des transistors considérés plus haut.

5.2.3 *Sélectivité des étages de sortie de l'émetteur et de l'antenne*

La sélectivité des étages de sortie de l'émetteur est déterminée par le facteur $Q$ du circuit de sortie, lequel dépend du service considéré et de la bande de fréquences. L'antenne n'améliore pas nécessairement la sélectivité réelle de l'émetteur. La sélectivité du circuit de sortie de l'émetteur brouillé n'agit pas seulement sur les signaux brouilleurs qui pénètrent par les bornes de sortie de l'émetteur, mais aussi sur les signaux non essentiels qui sont engendrés puis rerayonnés.

Les émetteurs dont le circuit de sortie a un facteur $Q$ élevé limitent essentiellement le rayonnement des produits d'intermodulation à ceux qui tombent à l'intérieur de la largeur de bande du service, mais cela n'empêche pas que certains brouillages puissent être causés au détriment de services voisins exploités dans les bandes de fréquences adjacentes.

Pour les émetteurs à ondes kilométriques, fonctionnant sur des fréquences inférieures à 100 kHz environ, l'accord du circuit de sortie et celui de l'antenne suffisent en général pour que les produits d'intermodulation soient très affaiblis. Cela est dû aux restrictions imposées aux dimensions des antennes pour ondes kilométriques utilisées dans la pratique; du fait de ces restrictions, la longueur électrique des antennes ne représente qu'une petite fraction de la longueur d'onde. Le facteur $Q$ d'un circuit d'accord complet anode/antenne devient, de ce fait, très élevé.

5.2.4 *Portée de brouillage des produits d'intermodulation*

Cette portée dépend essentiellement:

- de la puissance apparente rayonnée (p.a.r.) des produits d'intermodulation,
- du niveau minimal utilisable du signal au récepteur et du rapport de protection nécessaire,
- des caractéristiques de la propagation.

a) *P.a.r. des produits d'intermodulation*

Cette puissance est facile à calculer si l'on connaît le niveau du ou des signaux d'intermodulation par rapport à celui de la porteuse utile.

Les Tableaux III, IV et V montrent pour divers types d'émetteurs, le niveau des produits d'intermodulation du troisième ordre par rapport à celui de la porteuse.

b) *Caractéristiques du récepteur*

La portée de brouillage est déterminée par la distance à laquelle les rayonnements non essentiels provenant des emplacements des émetteurs ont un niveau suffisant pour que la qualité du signal utile à la sortie du récepteur soit sérieusement dégradée. Le niveau maximal admissible d'un signal brouilleur est spécifié par deux grandeurs: le niveau minimal utilisable du signal par le récepteur et le rapport de protection nécessaire.

c) *Caractéristiques de la propagation*

Les caractéristiques de propagation correspondant à la bande de fréquences et à l'antenne utilisée sont indiquées dans les Recommandations 368, 370, 435 et 533. Il est probable que la portée de brouillage, dans le cas des ondes décamétriques (propagation par l'onde ionosphérique) et dans celui des ondes kilométriques, dépasse notablement celle des ondes hectométriques utilisées dans la radiodiffusion par onde de sol. Les Tableaux III, IV et V donnent des exemples des portées de brouillage probables pour divers types d'émetteurs.

Les émetteurs de télévision à ondes métriques ou décimétriques comportent généralement des réseaux de combinaison avec couplage mutuel minimal et haute sélectivité. Les administrations n'ont rencontré que très peu de difficultés pour ce qui est des produits d'intermodulation.

TABLEAU III — *Exemple de calcul de la portée de brouillage des produits d'intermodulation du 3e ordre — émetteurs de radiocommunication à ondes décamétriques situés en un même emplacement*

| Fréquence (MHz) | Différence de fréquence (MHz) | Sortie de l'émetteur | | Rayonnement d'intermodulation (dBW) (2) | Facteur de dégradation du bruit (dB) (3) | Bruit équivalent à l'entrée du récepteur (dBW) (4) | Affaiblissement requis du trajet (dB) (5) | Portée de brouillage | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | Facteur $Q$ | Affaiblissement (dB) (1) | | | | | Espace libre (km) | Onde de sol (km) (6) | Onde ionosphérique (km) (7) |
| 2 | 0,1 | 10 | 10 | −50 | 42 | −127 | 77 | 85 | 25 | |
| 2 | 0,2 | 10 | 18 | −58 | 42 | −127 | 69 | 34 | 12 | (7) |
| 2 | 0,5 | 10 | 32 | −72 | 42 | −127 | 55 | 7 | <5 | |
| 10 | 0,1 | 10 | 1 | −41 | 30 | −139 | 98 | 190 | 8 | |
| 10 | 0,2 | 10 | 3 | −43 | 30 | −139 | 96 | 150 | 5 | (7) |
| 10 | 0,5 | 10 | 10 | −50 | 30 | −139 | 89 | 67 | <5 | |
| 10 | 1,0 | 10 | 18 | −58 | 30 | −139 | 81 | 27 | <5 | |
| 10 | 2,0 | 10 | 28 | −68 | 30 | −139 | 71 | 9 | <5 | |
| 30 | 0,2 | 15 | 1 | −41 | 15 | −154 | 113 | 356 | 10 | |
| 30 | 0,5 | 15 | 4 | −44 | 15 | −154 | 110 | 251 | 7 | |
| 30 | 1,0 | 15 | 10 | −50 | 15 | −154 | 104 | 126 | <5 | (7) |
| 30 | 2,0 | 15 | 19 | −59 | 15 | −154 | 95 | 45 | <5 | |

(1) Affaiblissement du signal indésirable provenant de l'émetteur adjacent, augmenté de celui du produit d'intermodulation.

(2) Ces valeurs s'appliquent pour les paramètres suivants: p.a.r. = 1 kW; affaiblissement de couplage de l'antenne = 20 dB; affaiblissement de conversion = 50 dB (amplificateur de puissance linéaire prévu pour fonctionner en bande latérale unique).

(3) Bruit atmosphérique, bruit de l'environnement et bruit galactique au-dessus du bruit thermique, en des lieux et à des moments calmes.

(4) Ce bruit est égal à la somme du bruit thermique à l'entrée du récepteur pour une largeur de bande de 3 kHz (−169 dBW) et du facteur de dégradation du bruit approprié. On admet que les produits d'intermodulation sont dans la bande des fréquences de communication.

(5) On a admis que la puissance maximale admissible des rayonnements non essentiels à l'entrée du récepteur ne doit pas dépasser la puissance équivalente de bruit.

(6) Les valeurs inscrites dans cette colonne sont typiques pour les conditions de la note (3) ci-dessus. Lorsque le mode de propagation dominant n'est pas celui de l'onde de sol, il convient de consulter les Recommandations 368 et 370 pour déterminer la portée de brouillage.

(7) L'affaiblissement de propagation de l'onde ionosphérique dépasse l'affaiblissement en espace libre, de sorte que le brouillage sur le trajet de l'onde ionosphérique peut être négligé.

TABLEAU IV — *Exemple de calcul de la portée de brouillage des produits d'intermodulation du 3e ordre — émetteurs de radiodiffusion à ondes décamétriques situés en un même emplacement*

| Fréquence (MHz) | Différence de fréquence (MHz) | Sortie de l'émetteur | | Rayonnement d'intermodulation (dBW) (2) | Facteur de dégradation du bruit (dB) (3) | Bruit équivalent à l'entrée du récepteur (dBW) (4) | Affaiblissement requis du trajet (dB) (5) | Portée de brouillage | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | Facteur *Q* | Affaiblissement (dB) (1) | | | | | Espace libre (km) | Onde de sol (km) (6) | Onde ionosphérique (km × 1000) (6) et (7) | |
| | | | | | | | | | | nuit | jour |
| 2,4 | 0,1 | 10 | 8 | 9 | 40 | −129 | 138 | 79 000 | 180 | 22 | 0 |
| 2,4 | 0,2 | 10 | 16 | 1 | 40 | −129 | 130 | 32 000 | 120 | 9 | 0 |
| 2,4 | 0,3 | 10 | 29 | −12 | 40 | −129 | 117 | 7 000 | 80 | 2 | 0 |
| 9,6 | 0,1 | 10 | 1 | 16 | 30 | −139 | 155 | 140 000 | 100 | 22 | 18 |
| 9,6 | 0,2 | 10 | 3 | 14 | 30 | −139 | 153 | 111 000 | 85 | 22 | 15 |
| 9,6 | 0,5 | 10 | 10 | 7 | 30 | −139 | 146 | 50 000 | 65 | 22 | 7 |
| 9,6 | 1,0 | 10 | 19 | −2 | 30 | −139 | 137 | 17 600 | 55 | 8 | 2 |
| 9,6 | 2,0 | 10 | 29 | −12 | 30 | −139 | 127 | 5 600 | 30 | 3 | 1 |
| 26 | 0,2 | 15 | 1 | 16 | 15 | −154 | 170 | 290 000 | 55 | 0 | 22 |
| 26 | 0,5 | 15 | 5 | 12 | 15 | −154 | 166 | 183 000 | 45 | 0 | 22 |
| 26 | 1,0 | 15 | 11 | 6 | 15 | −154 | 160 | 92 000 | 35 | 0 | 22 |
| 26 | 2.0 | 15 | 21 | −4 | 15 | −154 | 150 | 29 000 | 25 | 0 | 11 |

(1) Affaiblissement du signal provenant de l'émetteur adjacent, augmenté de celui du produit d'intermodulation.

(2) Ces valeurs s'appliquent pour les paramètres suivants: p.a.r. = 50 kW; affaiblissement de couplage de l'antenne = 20 dB; affaiblissement de conversion = 10 dB (modulation anodique à saturation).

(3) Bruit atmosphérique, bruit de l'environnement et bruit galactique au-dessus du bruit thermique, en des lieux et à des moments calmes (Rapport 322).

(4) Ce bruit est égal à la somme du bruit thermique à l'entrée du récepteur pour une largeur de bande de 3 kHz (−169 dBW) et du facteur de dégradation du bruit approprié. On admet que les produits d'intermodulation sont dans la bande des fréquences de communication.

(5) On a admis que la puissance maximale admissible des rayonnements non essentiels à l'entrée du récepteur ne doit pas dépasser la puissance équivalente de bruit.

(6) Les valeurs inscrites dans cette colonne sont typiques pour les conditions de la note (3) ci-dessus. Lorsque le mode de propagation dominant n'est pas celui de l'onde de sol, il convient de consulter les Recommandations 368 et 370 pour déterminer la portée de brouillage.

(7) Les portées de brouillage par onde ionosphérique typiques ont été déterminées à l'aide du Rapport 252.

TABLEAU V — *Exemple de calcul de la portée de brouillage des produits d'intermodulation du 3e ordre — émetteurs du service mobile terrestre à ondes métriques situés en un même emplacement (450 à 470 MHz)*

| Différence de fréquence (MHz) | Affaiblissement (dB) (1) | Rayonnement d'intermodulation (dBW) (2) | Champ minimal utilisable (dB (μV/m)) (3) | Rapport de protection (dB) | Portée de brouillage (km) (4) |
|---|---|---|---|---|---|
| < 0,25 | 0 | −18 | 20 | 17 | 5 |
| 5 | 2 | −23 | 20 | 17 | 4 |

(1) Affaiblissement du signal provenant de l'émetteur adjacent, augmenté de celui du produit d'intermodulation.

(2) Ces valeurs s'appliquent pour les paramètres hypothétiques suivants: p.a.r. = 10 W; affaiblissement de couplage de l'antenne = 20 dB; affaiblissement de conversion de l'émetteur = 8 dB; la p.a.r. d'un produit d'intermodulation de la forme $(2f_1-f_2)$ et $(2f_2-f_1)$ est 10 dBW − 20 dB − 8 dB = −18 dBW.

(3) On admet que le champ minimum utilisable est de +20 dB (μV/m), et soit 17 dB de la valeur du rapport de protection nécessaire. L'antenne de réception est à 1,5 m au-dessus du sol; son gain est de 0 dB par rapport à un doublet demi-onde.

(4) Le champ maximum admissible d'un rayonnement non essentiel au récepteur est de +3 dB (μV/m); hauteur équivalente de l'antenne = 30 m et l'on peut, en se référant au Rapport 567, déterminer la valeur médiane de la portée de brouillage.

5.3 *Génération de produits d'intermodulation par des émetteurs alimentant une antenne ou un amplificateur commun*

Des émetteurs situés en un même emplacement sont reliés à une antenne commune au moyen d'un organe de combinaison placé à la suite de leurs amplificateurs de puissance, à moins que la combinaison n'ait lieu avant l'amplification de puissance.

5.3.1 *Cas où les émetteurs partagent une même antenne*

Il peut se faire qu'il y ait un transfert d'énergie entre les émetteurs par l'organe de combinaison.

Ce couplage mutuel par l'organe de combinaison peut être considéré comme équivalant à un affaiblissement de couplage entre antennes. Ce qui a été dit au § 5.2 s'applique donc: on remplacera les valeurs d'affaiblissement de couplage entre antennes par celles de l'affaiblissement du couplage mutuel.

5.3.2 *Cas où les émetteurs partagent un même amplificateur de puissance*

La non-linéarité inhérente à un gros amplificateur de puissance est de nature à donner lieu à des produits d'intermodulation.

Il convient de poursuivre l'étude du problème général que pose l'installation en un même emplacement d'émetteurs fonctionnant selon ce mode.

5.4 *Rayonnement de signaux non essentiels de produits d'intermodulation dû à la présence d'éléments non linéaires au voisinage des antennes*

5.4.1 *Présence d'éléments non linéaires dans des structures voisines des antennes*

Bien qu'il ne s'agisse pas à proprement parler d'un problème de construction d'émetteurs, il ne faut pas perdre de vue la production éventuelle de composantes harmoniques et de composantes d'intermodulation, par suite de l'excitation de conducteurs présentant entre eux des contacts à effet non linéaire, dans les antennes et dans d'autres installations voisines des émetteurs [CCIR, 1963-66d]. On a démontré, dans au moins un cas d'installation comprenant plusieurs émetteurs, que ce phénomène est capable d'accroître de 30 dB le niveau des rayonnements non essentiels [CCIR, 1963-66e]. Des éléments non linéaires peuvent exister aux jonctions métal à métal dans les pylônes et les lignes d'alimentation des antennes et il peut se faire qu'ils soient en couplage serré avec des antennes voisines [Watson, 1980]. Certains sont dus au fait que l'on utilise inévitablement des métaux différents, ainsi qu'à la corrosion.

La corrosion constitue un danger potentiel toujours présent, surtout près de la mer et dans les zones de pollution atmosphérique. Il y a lieu de poursuivre les études conduisant à déterminer des valeurs typiques de l'affaiblissement de couplage et de l'affaiblissement de conversion, de manière que l'on puisse évaluer les risques de brouillage dus aux rayonnements non essentiels d'une telle origine. Le seul moyen de supprimer cet effet consiste à relier entre eux électriquement avec le plus grand soin tous les éléments des structures métalliques et des antennes.

5.4.2 *Présence de récepteurs au même emplacement que les émetteurs*

Des signaux indésirables produits à l'entrée du récepteur par des émetteurs situés au même emplacement peuvent avoir pour effet que celui-ci engendre des produits d'intermodulation qui sont rerayonnés.

La génération de produits d'intermodulation dépend essentiellement:

- de l'affaiblissement par couplage mutuel entre les antennes d'émission et l'antenne de réception,
- de la sélectivité de l'antenne de réception,
- de l'affaiblissement de conversion de l'étage d'entrée du récepteur,
- de la sélectivité de cet étage.

Le mécanisme de la génération des produits d'intermodulation est semblable à celui dont il a été question aux § 5.2.1 à 5.2.3 inclus.

## 6. Blindage et mise à la terre

Etant donné que tous les émetteurs produisent des oscillations harmoniques et d'autres oscillations non essentielles, il convient, si l'on veut réduire leur rayonnement, de prévoir une enceinte blindée comprenant aussi bien les murs que le plancher et le plafond. La présence de courants extérieurs à fréquence radioélectrique dans les divers éléments et panneaux qui constituent l'enceinte doit être évitée et il est essentiel d'assurer un bon contact électrique entre les différents éléments. Il est conseillé d'assurer des contacts électriques rapprochés sur tous les panneaux et portes amovibles et d'utiliser, de préférence, des loquets de blocage.

Les ouvertures et les fentes présentes dans les parois des émetteurs peuvent, sur leur fréquence de résonance, donner naissance à des rayonnements intenses et extrêmement directifs. On peut y remédier en plaçant des écrans appropriés derrière ces ouvertures.

Il faut parfois blinder les conducteurs d'alimentation de l'émetteur, ainsi que les câbles des dispositifs de commande et les autres câbles connectés à l'équipement extérieur. Des filtres peuvent être nécessaires aux points où ces câbles traversent les parois de l'enceinte. Chacun des filtres insérés dans les lignes de sortie à fréquence radioélectrique doit être blindé et fixé dans la paroi de l'enceinte de blindage.

Une bonne mise à la terre du bâti de l'émetteur et de l'enceinte est souhaitable afin de réduire, le plus possible, le rayonnement qui est engendré inévitablement par les courants à fréquence radioélectrique circulant dans l'enceinte de l'émetteur. Cette mise à la terre est de toute façon indispensable, ne serait-ce que pour assurer la sécurité du personnel. Dans le cas de lignes symétriques, il convient de réduire l'effet des courants de terre en veillant à la bonne symétrie des courants dans la ligne. Les extrémités des lignes coaxiales de sortie doivent être conçues de manière à éviter la formation de tensions sur leur surface extérieure. Lorsqu'on passe du mode asymétrique au mode symétrique (ou vice versa), le point milieu du transformateur ou de tout autre dispositif utilisé doit être connecté à la terre par une connexion présentant une faible réactance.

Il est d'usage courant de réaliser les connexions à fréquence radioélectrique entre les divers éléments de l'émetteur par des câbles coaxiaux. Ces câbles doivent arriver le plus près possible des bornes du générateur et de la charge, afin d'éviter la formation de circuits perturbateurs (à travers les bâtis, etc.) qui peuvent provoquer des résonances marquées sur les fréquences harmoniques et contribuer, dans bien des cas, à une diaphonie importante entre les câbles coaxiaux. En règle générale, le couplage entre les câbles d'alimentation ou les armoires d'équipement est faible si on a veillé à une bonne réalisation technique.

## 7. Conclusions

Les niveaux des rayonnements non essentiels dépendent, pour une large part, des caractéristiques du réseau de couplage à l'antenne. On peut généralement ramener ces niveaux aux valeurs prescrites par le Règlement des radiocommunications pour les émetteurs modernes de grande puissance à ondes décamétriques. Toutefois, dans bien des cas, il faut prévoir un affaiblissement supplémentaire afin d'éviter les brouillages causés à d'autres services fonctionnant en dehors des bandes à ondes décamétriques.

Les oscillateurs, les changeurs de fréquence, la non-linéarité des amplificateurs et des conducteurs extérieurs à l'émetteur peuvent produire d'autres rayonnements non essentiels. Ces rayonnements non essentiels peuvent être maintenus à de faibles valeurs en tenant compte simplement des paramètres correspondants lors de la construction. Certains de ces paramètres ont été mentionnés dans ce Rapport.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

AIZENBERG, G. Z. [1962] Korotkovolnovye antenny (Antennes à ondes courtes). *Svyazizdat.*

NORTON, K. A. [1973] The propagation of radio waves over the earth and in the upper atmosphere. *PIRE*, Vol. 25, **9**.

RUBINSTEIN, G. R. [1968] Polio paverkhnostnykh voln, izloutchaïemyé tipovymi KV antennami VGD i VGDch na osnovnoï tchastotié i garmonikakh (Champ de l'onde de sol, rayonné par des antennes typiques VGD et VGDch à ondes courtes sur la fréquence fondamentale et sur les harmoniques). *Trudy NIIR*, **3**.

RUBINSTEIN, G. R. [1971] Analiz napriajennosti polia poverkhnostnykh voln, izloutchaïémykh antennami RGD i SGD 4/4 RA na osnovnoï tchastotié i garmonikakh (Analyse du champ de l'onde de sol, rayonné par des antennes RGD et SGD 4/4 RA sur la fréquence fondamentale et sur les harmoniques). *Trudy NIIR*, **3**.

SACHS, H. M. [1980] Land mobile base station antenna site design consideration. IERE Conf. Proc. N° 47.

SOSIN, B. M. et BUTT, I. K. [1976] HF communication antennas in the 70's. IEE Conf. Publ. N° 139, 30-34.

WASS, C. A. A. [1948] A table of intermodulation products. *J. Inst. Elec. Engrs.* (Londres), Vol. 95, Part III, **3**.

WATSON, A. W. D. [1980] The measurement, detection, location and suppression of external non-linearities which affect radio systems. IERE Conf. Proc. N° 47.

*Documents du CCIR*

[1963-66]: **a.** I/46 (URSS); **b.** I/9 (Royaume-Uni); **c.** I/45 (URSS); **d.** I/3 (République fédérale d'Allemagne); **e.** I/8 (Royaume-Uni).

[1966-69]: I/21 (URSS).

[1970-74]: **a.** 1/48 (URSS); **b.** 1/153 (URSS).

---

RAPPORT 839

# MÉTHODE POUR CALCULER L'AMPLITUDE DES PRODUITS D'INTERMODULATION DANS LES ÉMETTEURS

(Questions 44/1 et 55/1)

(1982)

## 1. Introduction

Les Rapports 524 et 838 décrivent des techniques d'analyse d'intermodulation dans les émetteurs, qui devraient être prises en considération pour l'étude des installations situées en un même emplacement. Les mécanismes de brouillage considérés comprennent les effets des signaux adjacents (qui, à leur tour, comprennent les effets du bruit à large spectre de l'émetteur), les réponses parasites des récepteurs, l'intermodulation dans les récepteurs et les réponses parasites des émetteurs (à bande étroite). Tous ces mécanismes, faisant intervenir le couplage d'antenne à antenne, devraient être pris en considération dans l'évaluation des performances des émetteurs et des récepteurs fonctionnant en un même emplacement.

On trouvera dans ce Rapport une version modifiée du modèle d'intermodulation dans l'émetteur, présentée dans le Rapport 524, fondée sur des résultats récents [Maiuzzo et Mackouse, 1981]. On y trouvera également quelques estimations numériques de certaines valeurs typiques. Il faut noter que des incertitudes relativement importantes peuvent être prévues dans les calculs d'intermodulation dans les émetteurs.

## 2. Description du modèle

Les effets de l'intermodulation à deux signaux, dans les émetteurs, nécessitent la mise en formule de relations de fréquence et de puissance. La relation de fréquence est:

$$f_r = \pm mf_a \pm nf_i \qquad (1)$$

où

$f_r$ : fréquence du récepteur considéré,

$f_a$ : fréquence de l'émetteur brouillé,

$f_i$ : fréquence de l'émetteur brouilleur,

$m$ et $n$ : nombres entiers positifs.

L'ordre de combinaison est $m + n$.

La relation de puissance est:

$$P_R = n\,[P_I - \beta_{ai}] - \beta_{ar} - K_{(m),n} \qquad (2)$$

où

$P_R$ : niveau de puissance (en dBm) du produit d'intermodulation à la fréquence $f_r$, à la sortie de l'émetteur brouillé;

$P_I$ : niveau (en dBm) de la puissance de brouillage à la fréquence $f_i$, au terminal de sortie de l'émetteur brouillé. Ce niveau de puissance peut être obtenu en soustrayant la perte par couplage entre les émetteurs du niveau de puissance des émetteurs brouilleurs (voir le Rapport 524, formule (1) ou valeurs pratiques indiquées dans le Rapport 838);

$\beta_{ai}$ : affaiblissement en dB de la puissance brouilleuse, dû à la sortie et aux circuits d'antenne de l'émetteur brouillé, à la fréquence $f_i$;

$\beta_{ar}$ : affaiblissement en dB des produits d'intermodulation engendrés, dû à la sortie et aux circuits d'antenne de l'émetteur brouillé, à la fréquence $f_r$.

$K_{(m),n}$ est un coefficient de conversion de perte qui est différent de celui utilisé dans le Rapport 524. On démontre que ce facteur est relativement indépendant de $m$ [Maiuzzo et Mackouse, 1981]. En conséquence, $K_{(1),1}$ est approximativement égal à $K_{(2),1}$, $K_{(3),1}$, etc. Les parenthèses autour du premier indice signifient que $K$ est indépendant de $m$; ce nombre est nécessaire pour tenir compte de la relation de fréquence.

Les termes d'affaiblissement $\beta_{ai}$ et $\beta_{ar}$ sont fonction de $Q$ (facteur qualité du circuit), de $N$ (le nombre d'étages accordés, normalement un pour les émetteurs) et des fréquences présentant un intérêt. La formule est:

$$\beta = 10\,N \log \left[1 + Q^2 \left[\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right]^2\right] \qquad (3)$$

$f_0$ : fréquence accordée,

$f = f_i$ ou $f_r$, selon les cas.

Le Tableau I récapitule certaines valeurs de $Q$, fournies par une étude qui a porté sur environ 60 émetteurs de puissance faible ou moyenne, situés en divers points. On voit que $Q$ a tendance à augmenter avec la fréquence de fonctionnement. Comme indiqué ci-dessus, $N$ est presque toujours égal à 1.

TABLEAU I — *Gamme des valeurs Q*

| Gamme de fréquences (MHz) | Valeur moyenne (1) | Gamme de valeurs $Q$ |
|---|---|---|
| 2-30 | 10 | 3-25 |
| 30-100 | 15 | 5-30 |
| 100-200 | 25 | 15-30 |
| 200-400 | 45 | 20-60 |

(1) Pour des émetteurs de grande puissance, on prévoit que les valeurs moyennes de $Q$ indiquées dans le Tableau I seront respectivement 10, 10, 15 et 20 pour les gammes de fréquences 2-30, 30-100, 100-200 et 200-400 MHz.

La gamme des valeurs de $K_{(2),1}$ va de 3 à 40; 18 représente une valeur moyenne estimée. En fait, ces valeurs seront utilisables pour toutes les valeurs de $K_{(m),1}$.

Selon une étude préliminaire, on peut appliquer les relations approchées ci-après:

Pour des dispositifs avec tubes à vide:

$$K_{(m),n} \approx K_{(m),1} + 40\,(n - 1) \qquad \text{(dB)} \qquad (4)$$

Pour des dispositifs transistorisés:

$$K_{(m),n} \approx K_{(m),1} + 30\,(n - 1) \qquad \text{(dB)} \qquad (5)$$

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

Il est vraisemblable que des recherches complémentaires permettront de dégager des estimations plus précises. Par exemple, il est probable que la classe de fonctionnement (par exemple, les classes avec amplification, A, B ou C) aura un certain effet sur le degré de non-linéarité.

Il convient également de noter que les circuits accordés présentent un «plancher» d'affaiblissement effectif: un étage accordé unique produira rarement plus de 40 dB d'affaiblissement. Toutefois, lorsque les produits d'intermodulation apparaissent à l'extérieur de la gamme d'accord de l'émetteur, on peut prévoir des pertes supplémentaires, dues par exemple à des défauts d'adaptation. La situation est la même en ce qui concerne un signal brouilleur hors bande.

## 3. Conclusions

A partir de modèles appropriés des pertes par couplage pour des installations implantées au même point ou en des endroits différents (voir le Rapport 524), les indications qui précèdent permettent d'estimer les niveaux des produits d'intermodulation typiques ou correspondant au cas le plus défavorable. Toutefois, il convient de noter que l'effet des produits d'intermodulation dans les récepteurs peut, dans de nombreux cas, masquer l'effet de l'intermodulation dans les émetteurs. Ces deux types de mécanismes brouilleurs, de même que d'autres phénomènes importants qui se produisent dans des installations implantées au même point (voir ci-dessus) devraient être pris en compte dans les évaluations de brouillage.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

MAIUZZO, M. et MACKOUSE, E. [18-20 août 1981] Transmitter intermodulation product amplitudes. Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Boulder, CO, Etats-Unis d'Amérique.

RAPPORT 533-1 *

# SENSIBILITÉ DES RÉCEPTEURS POUR LES ÉMISSIONS DE LA CLASSE F3E

(Question 57/1)

(1974-1978)

## 1. Introduction

On peut utiliser deux méthodes pour obtenir des signaux de référence pour la mesure de la sensibilité et d'autres caractéristiques (sélectivité, réponses parasites, etc.) d'un récepteur. Ce sont:

- la méthode SINAD, dans laquelle la grandeur prise comme référence est le rapport (signal + bruit + distorsion)/(bruit + distorsion), ($SND/ND$). Les valeurs du numérateur ($SND$) et du dénominateur ($ND$) se déterminent en présence d'une modulation. Le signal utile ($S$) est supprimé dans le dénominateur au moyen d'un filtre analyseur de distorsion à élimination de bande;
- la méthode «signal plus bruit plus distorsion sur bruit», qui comporte l'emploi du rapport (signal + bruit + distorsion)/(bruit). Ce rapport est généralement abrégé en $SND/N_0$ où $N_0$ représente le bruit produit en l'absence de modulation. **

On peut modifier ces deux méthodes en filtrant les signaux de sortie du récepteur de manière à obtenir des signaux de sortie normalisés après filtrage. Dans le cas particulier d'un récepteur connecté à un réseau téléphonique, un filtre psophométrique est généralement utilisé pour représenter les effets subjectifs du bruit sur un signal vocal passant par un appareil téléphonique de type classique. On pourrait donc utiliser une méthode spéciale pour mesurer les signaux de sortie dans un système téléphonique, en complétant par un filtre psophométrique. ***

Il convient de noter que les Recommandations 331 (§ 11) et 332 (§ 4 et 6) et la Norme proposée par la CEI recommandent actuellement que la méthode SINAD sans filtrage spécial soit employée généralement pour les mesures sur les récepteurs à une seule voie à modulation de fréquence.

On trouvera ci-après les résultats des mesures obtenus avec la méthode SINAD et la méthode $SND/N_0$ avec et sans filtre psophométrique.

Les rapports SINAD et $SND/N_0$ ont été déterminés avec et sans filtre psophométrique, comme l'indique la Fig. 1.

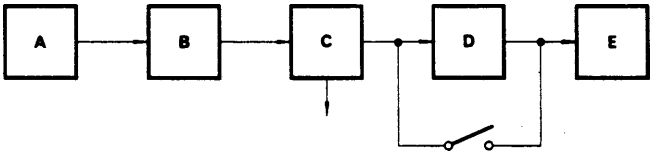



FIGURE 1

A: Générateur audiofréquence
B: Générateur de signal
C: Appareil essayé
D: Réseau de pondération psophométrique
E: Distorsiomètre

* Ce Rapport devra être porté à l'attention de la Commission d'études 8.

** Les caractéristiques spectrales du bruit en l'absence de modulation, $N_0$, sont différentes des caractéristiques spectrales du bruit $N$ en présence d'une modulation.

*** Filtre conforme aux spécifications de la Recommandation P.53, Tome V du *Livre jaune* du CCITT.

## 2. Comparaison de deux méthodes de mesure de la sensibilité

Le document [CCIR, 1970-74] donne les résultats obtenus en comparant les méthodes de mesure $SND/N_0$ et SINAD, à partir des valeurs mesurées sur un récepteur radiotéléphonique MF à 160 MHz d'un type classique utilisé ave le réseau téléphonique public en Suisse. Cette comparaison est donnée pour les méthodes $SND/N_0$ et SINAD, avec et sans filtre psophométrique. La Fig. 2 résume les résultats de cette comparaison et montre que pour des rapports signal/bruit jusqu'à environ 20 dB, les deux méthodes de mesure donnent des résultats identiques, si les deux rapports sont déterminés soit avec soit sans filtre. Au-delà de 20 dB, le résultat de la méthode SINAD tend asymptotiquement vers un niveau qui dépend de la distorsion résiduelle du récepteur tandis que la méthode $SND/N_0$ (modulation par tout ou rien) devrait tendre asymptotiquement vers le niveau maximum de réglage silencieux du récepteur. La Fig. 2 ne fait pas apparaître d'asymptote pour la méthode $SND/N_0$.

La Fig. 2 illustre aussi la différence entre les deux méthodes, avec et sans filtre psophométrique. Cette figure montre que l'on obtient, pour ce récepteur en particulier, des valeurs égales pour la sensibilité, que celle-ci soit mesurée sur la base d'un rapport $SND/N_0$ de 20 dB, avec un filtre psophométrique, ou d'un rapport SINAD de 12 dB, sans filtre psophométrique.

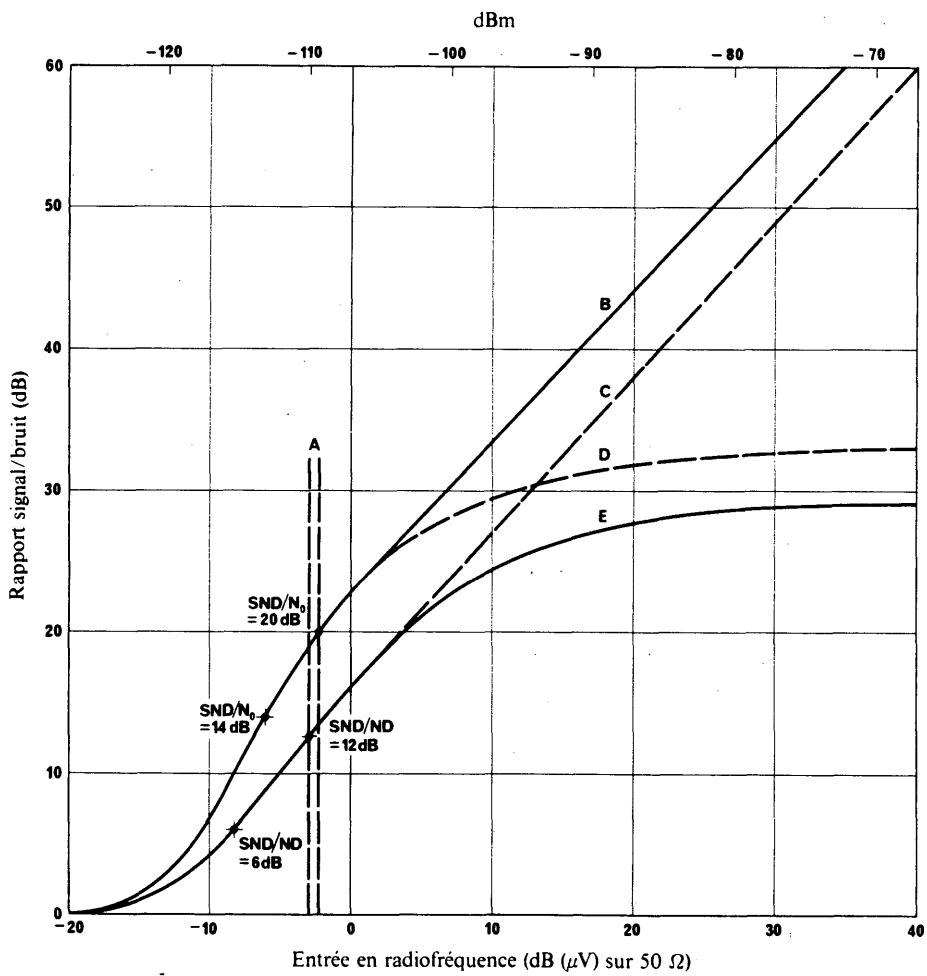



FIGURE 2 — *Variation du rapport signal/bruit aux fréquences audibles en fonction de la tension d'entrée dans un récepteur de radiotéléphonie à 160 MHz, de type classique, pour voies espacées de 25 kHz (mesuré par les méthodes SINAD et du $SND/N_0$ avec une fréquence modulante de 1000 Hz et une excursion de fréquence de 3 kHz).*

A: Sensibilité de référence du récepteur pour les deux critères

B: $SND/N_0$ avec filtre psophométrique

C: $SND/N_0$ sans filtre psophométrique

D: SINAD avec filtre psophométrique

E: SINAD sans filtre psophométrique

Des mesures supplémentaires réalisées sur plusieurs récepteurs de haute qualité à 159 MHz à modulation de fréquence sont décrites dans le doc. [CCIR, 1974-78a] et les résultats sont indiqués à la Fig. 3. Cette figure met en évidence une différence très importante entre les deux méthodes de mesure. La méthode $SND/N_0$ fournit une valeur de la sensibilité pour un rapport signal/bruit de 12 dB avec un avantage de 4 dB par rapport à la méthode SINAD. L'adjonction d'un filtre psophométrique ne modifierait pas les résultats.

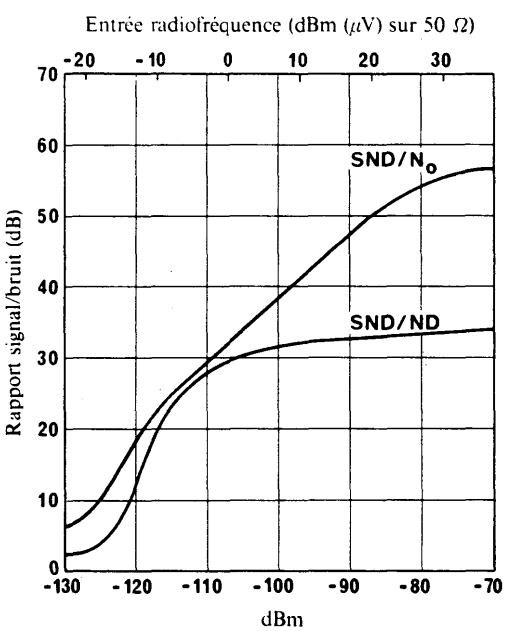



FIGURE 3 — *Rapport signal-bruit aux audiofréquences en fonction de la tension d'entrée dans un récepteur radiotéléphonique de type classique à 159 MHz réglé pour un espacement de 25 kHz entre les voies (mesuré par les méthodes SINAD et $SND/N_0$ sans filtre psophométrique et à une fréquence modulante de 1000 Hz, avec une excursion de fréquence de 3 kHz)*

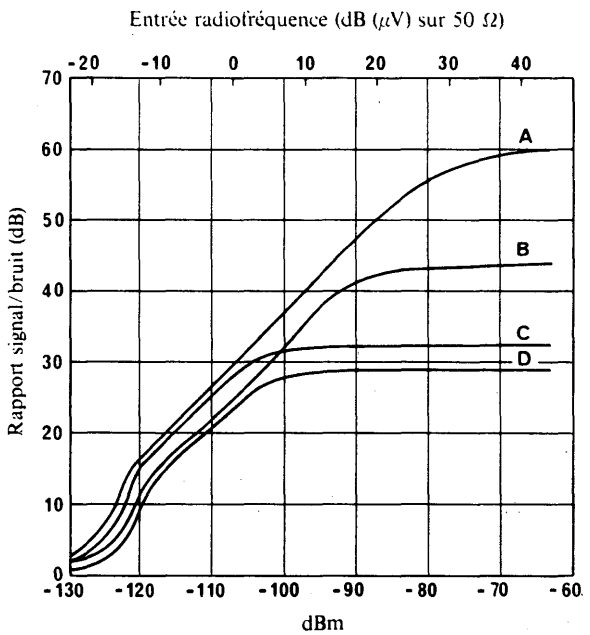



FIGURE 4 — *Rapport signal/bruit aux fréquences audibles en fonction de la tension d'entrée dans un récepteur radiotéléphonique de type classique, à 400 MHz, réglé pour un espacement de 12,5 kHz entre voies (mesuré par les méthodes SINAD et $SND/N_0$, avec une fréquence de modulation de 1000 Hz et une excursion de fréquence de 1,5 kHz).*

A: $SND/N_0$ avec filtre psophométrique

B: $SND/N_0$ sans filtre psophométrique

C: SINAD avec filtre psophométrique

D: SINAD sans filtre psophométrique

On a également effectué au Japon [CCIR, 1974-78b] des mesures au moyen d'un appareil radiotéléphonique typique fonctionnant sur 400 MHz, conçu pour un espacement de 12,5 kHz entre les voies, en appliquant la méthode SINAD et la méthode $SND/N_0$, avec ou sans réseau de pondération. La Fig. 4 montre les résultats obtenus.

Pour des rapports signal/bruit atteignant approximativement 20 dB, les deux méthodes ont donné des résultats presque identiques. Il y a donc concordance avec les résultats des recherches faites en Suisse (Fig. 2). Toutefois, la différence entre les niveaux de sensibilité mesurée avec et sans réseau de pondération était légèrement inférieure à celle de la Fig. 2. Cela peut être dû à des caractéristiques différentes (par exemple, largeur de bande FI, caractéristiques de distorsion) des récepteurs mesurés.

D'une manière générale, on peut conclure ce qui suit:

- pour les signaux faibles, la méthode $SND/N_0$ et la méthode SINAD, avec ou sans filtre psophométrique donneront les mêmes résultats, ou des résultats différents, selon les caractéristiques de distorsion et de bruit du récepteur essayé;

- pour les signaux forts, les deux méthodes, avec ou sans filtre, donnent des résultats différents.

## 3. Résumé

3.1 Les deux types de rapports signal/bruit généralement appliqués pour mesurer la sensibilité des récepteurs de la classe d'émissions F3E utilisés dans les services mobiles terrestre et maritime sont les suivants:

$$SND/ND \text{ (ou SINAD)} = 12 \text{ dB},$$

mesurés en présence d'une modulation par un filtre éliminateur du signal d'essai, et

$$SND/N_0 = 20 \text{ dB},$$

mesurés au moyen du réseau de pondération psophométrique décrit dans la Recommandation P.53, Volume V du Livre jaune du CCITT. Ce dernier réseau tient compte de la courbe de sensibilité moyenne d'audition et des caractéristiques moyennes d'un poste téléphonique d'abonné. Dans les deux cas, il convient de procéder aux mesures de la sensibilité en utilisant s'il y a lieu, dans le récepteur, le filtre de bande de base prévu pour l'appareil.

3.2 Des essais ont montré que les résultats des mesures de la sensibilité faites sur la base du critère $SND/ND$ de 12 dB peuvent ne pas toujours concorder avec les mesures obtenues avec le critère $SND/N_0$ de 20 dB, avec un filtre psophométrique.

3.3 Il est noté que la CEI a été priée de ne recommander qu'une seule méthode d'établissement de la sensibilité de référence; cette organisation a adopté la méthode fondée sur le critère $SND/ND$ de 12 dB, avec un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure d'approximativement trois fois la fréquence maximale de modulation.

3.4 Bien que l'adoption d'une méthode unique facilite la comparaison des différentes mesures, il faut relever que, pour certaines applications, il pourrait être souhaitable de procéder aux mesures avec un réseau de pondération approprié. Si, par exemple, le récepteur doit être relié au réseau téléphonique public, il semble approprié de faire les mesures en appliquant le critère $SND/N_0$ de 20 dB avec le filtre psophométrique mentionné au § 3.1 ci-dessus.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

*Documents du CCIR*

[1970-74]: 1/56 (Suisse).

[1974-78]: **a.** 1/44 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 1/142 (Japon).

RAPPORT 521-2

# SIMULATION PAR MODÈLE DES EFFETS DE NON-LINÉARITÉ DES RÉCEPTEURS AUX RADIOFRÉQUENCES

(Question 44/1)

(1974-1978-1986)

## 1. Généralités

On trouvera dans ce Rapport l'exposé de l'analyse fondamentale qui sert de base à la simulation par modèle des effets de non-linéarité des récepteurs en radiofréquence, à savoir la diaphonie, l'intermodulation, la baisse de sensibilité, etc. Il est souvent nécessaire d'avoir recours à cette analyse dans l'étude des problèmes d'utilisation du spectre. Les essais de validation de ces méthodes montrent que l'analyse permet d'obtenir une précision satisfaisante lorsqu'on dispose d'une description adéquate des non-linéarités.

## 2. Modèles types des non-linéarités des récepteurs

Un récepteur de trafic (ou un récepteur de radar, de télémesure, etc.) peut être divisé en un certain nombre d'étages tels que des amplificateurs, des changeurs de fréquence, des démodulateurs, etc. Certains de ces étages sont conçus pour appliquer aux signaux un traitement nominalement linéaire; c'est le cas par exemple des amplificateurs à radiofréquence et à fréquence intermédiaire (filtrage linéaire) et des changeurs de fréquence (translation de fréquence). D'autres étages ont pour fonction de produire des traitements non linéaires, par exemple les discriminateurs de fréquence (extraction de la fréquence instantanée du signal) et les limitateurs stricts (suppression des variations d'amplitude). Pour faire la simulation d'un récepteur de trafic complet, on peut construire des modèles respectivement pour les étages nominalement linéaires et pour les étages non linéaires [Graham et Ehrman, 1972 et 1973; Bello, 1972; Ehrman et Ahmed Meer, 1972; O'Donnell, 1972].

On peut mettre au point des modèles types pour un système de réception non linéaire, la structure de ces modèles étant indépendante du système mais certains de leurs paramètres dépendant du système non linéaire. Avec ces modèles canoniques, on peut caractériser des effets non linéaires bien connus des récepteurs, par exemple la baisse de sensibilité, la diaphonie, la distorsion d'intermodulation et la réponse parasite pour des catégories générales de signaux (par exemple, un signal à large spectre étroit ou un signal multiple).

Chaque étage d'un récepteur peut être représenté par un circuit, et chaque composant par un modèle de circuit (généralement) non linéaire. Pour déterminer la réponse de ce type de circuits, il faut résoudre un système d'équations différentielles non linéaires simultanées. Cette simulation détaillée par modèle risque d'être extrêmement complexe, et tout à fait superflue pour décrire la transformation des signaux d'entrée en signaux de sortie. Le comportement entrée-sortie peut être caractérisé par des modèles types dont il est possible d'adapter la complexité en y incorporant les restrictions imposées au signal d'entrée (par exemple largeur de spectre et puissance) et au traitement des signaux (par exemple, mémoire à capacité finie et largeur de bande). Pour déterminer les paramètres du modèle type, on peut procéder soit par mesure, soit par analyse de circuit assistée par ordinateur.

Etant donné le caractère de généralité des systèmes de réception non linéaires, il est difficile de caractériser ces systèmes. Le cas échéant, la représentation la plus satisfaisante des relations entrée-sortie se fait par le moyen de la fonctionnelle de Volterra [Volterra, 1930; Brilliant, 1958; George, 1959] et par les transformées de Fourier des fonctionnelles de Volterra. Ces relations s'appellent respectivement des réponses impulsionnelles non linéaires et des fonctions de transfert non linéaires. Les modèles types constituent des interprétations des développements de ces réponses impulsionnelles et de ces fonctions de transfert. (On peut les considérer comme des généralisations, aux systèmes non linéaires, des modèles canoniques établis par Kailath [1959] et Bello [1963] pour les systèmes linéaires à variation temporelle.)

L'établissement [Graham et Ehrman, 1973; Bello, 1972] des modèles types se fait par trois opérations fondamentales. La première opération consiste à représenter un étage de récepteur par une combinaison parallèle de blocs élémentaires (plus simples), disposés dans l'ordre croissant de non-linéarité (développement de la fonctionnelle de Volterra). Dans la deuxième opération, on remplace chacun de ces blocs ordonnés par un ensemble de blocs fonctionnels équivalents, aux entrées desquels sont appliquées les représentations complexes passe-bas des signaux à spectre limité pour entrées multiples. La troisième opération consiste dans la représentation des blocs fonctionnels pour entrées multiples.

Il existe deux méthodes fondamentales de représentation des blocs fonctionnels, mais d'autres méthodes sont possibles. La première de ces méthodes est celle du modèle avec ligne à retard à prises. La seconde méthode est celle du développement en série en fonction de la fréquence; cette méthode est utile dans les cas où les fonctions de transfert des systèmes non linéaires varient lentement en fonction de la fréquence dans la largeur de spectre des différents signaux d'entrée.

La série des fonctionnelles de Volterra converge rapidement pour les faibles signaux d'entrée. Il s'agit des cas dans lesquels il faut considérer des signaux intenses et plusieurs bornes d'entrée. Par exemple, lorsqu'il s'agit de simuler par modèle une deuxième borne d'entrée, il faut tenir compte de l'entrée de l'oscillateur local. Pour traiter des cas de ce genre, on peut généraliser le développement de Volterra au cas de plusieurs bornes d'entrée, étant entendu qu'on applique à certaines de ces bornes, mais non à toutes, des excitations «fortes». A partir de ce développement généralisé, on peut définir des modèles types non linéaires par analogie avec le cas de la borne à une seule entrée.

## 3. Exposé succinct des séries de Volterra

On trouvera dans ce paragraphe un résumé des relations importantes entrée-sortie pour les développements des fonctionnelles de Volterra.

Si le signal d'entrée $x(t)$ et le signal de sortie $y(t)$ sont représentés comme des fonctions du temps, on a le développement suivant:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int\int \ldots \int h_n(\tau_1, \tau_2, \ldots \tau_n)\, x(t-\tau_1)\, x(t-\tau_2) \ldots x(t-\tau_n)\, d\tau_1 \ldots d\tau_n \qquad (1)$$

dans lequel $h_n(\tau_1, \tau_2, \ldots \tau_n)$ est appelé réponse impulsionnelle non linéaire d'ordre $n$. La transformée de Fourier du noyau dans le domaine des temps s'appelle la fonction de transfert non linéaire d'ordre $n$. Cette fonction de transfert a pour expression:

$$H_n(f_1, f_2, \ldots f_n) = \int \ldots \int h_n(\tau_1, \ldots \tau_n)\, e^{-j2\pi(f_1\tau_1 + \ldots f_n\tau_n)}\, d\tau_1 \ldots d\tau_n \qquad (2)$$

Si $h_n(\tau_1, \ldots \tau_n)$ est exprimé comme la transformée de Fourier de $H_n(f_1, \ldots f_n)$ dans l'expression (1), on trouve immédiatement:

$$y(t) = \sum_n \int\int \ldots \int H_n(f_1, \ldots f_n)\, X(f_1)\, X(f_2) \ldots X(f_n)\, e^{j2\pi(f_1 + \ldots f_n)t}\, df_1\, df_2 \ldots df_n \qquad (3)$$

On a ainsi une relation entre la fonction temporelle du signal de sortie et le spectre du signal d'entrée $X(f)$.

En prenant les transformées de Fourier des deux membres de l'expression (3), on obtient une relation entre le spectre à l'entrée et le spectre à la sortie:

$$Y(f) = \sum_n \int\int \ldots \int H_n(f_1, \ldots f_n)\, X(f_1) \ldots X(f_n)\, \delta(f - f_1 - f_2 \ldots - f_n)\, df_1\, df_2 \ldots df_n \qquad (4)$$

où $Y(f)$ est le spectre de $y(t)$ et $\delta(\,.\,)$ est la fonction impulsionnelle unité.

On démontre aisément que le signal de sortie du système peut être caractérisé par des fonctions de transfert d'ordre $n$ qui dépendent de la fréquence. Les fonctions de transfert non linéaires déterminent la sortie (signal faible) d'un récepteur à la fréquence $f_1 + f_2 + \ldots + f_n$, si on a à l'entrée des signaux exponentiels unitaires appliqués simultanément aux fréquences $f_1, f_2, \ldots f_n$. On peut alors exprimer la réponse du récepteur à des entrées arbitraires, par la fonction de transfert non linéaire, en utilisant la série de Volterra sous la forme qu'elle a dans le domaine des fréquences.

## 4. Description d'un modèle type non linéaire élémentaire

La représentation la plus simple et souvent la plus utile d'un système de réception par un modèle canonique non linéaire est le premier terme du modèle qui correspond au développement en série des fréquences. Le Tableau I énumère les réponses importantes, linéaires ou non linéaires, d'un système auquel on a appliqué à l'entrée un signal désiré et deux signaux non désirés plus intenses. Les réponses énumérées dans ce tableau sont formées par les composantes de l'enveloppe complexe à la sortie, associées à la fréquence indiquée dans la deuxième colonne.

La variation de la réponse en fonction de la fréquence est contenue implicitement dans la fonction de transfert non linéaire; de son côté, la variation en fonction des amplitudes des signaux d'entrée est contenue explicitement dans le facteur multiplicatif de l'enveloppe complexe. Par exemple, la réponse en tension à la sortie, aux bornes de l'impédance de charge du circuit à la fréquence $f_1$, a pour expression:

$$v_0(t) = \mathrm{Re}\left[\overline{V}_0(t)\, e^{j2\pi f_1 t}\right] \tag{5}$$

l'enveloppe complexe ayant elle-même pour expression:

$$\left.\begin{aligned} V_0(t) = H_1(f_1)\, S_1(t) + \frac{3}{2}\, H_3(f_1, f_1, -f_1)\, S_1^2(t)\, S_1^*(t) + \\ + \frac{3}{2}\, H_3(f_1, f_2, -f_2)\, I_2(t)\, I_2^*(t)\, S_1(t) \end{aligned}\right\} \tag{6}$$

La fréquence non désirée $f_3$ n'apparaît pas dans ces formules. Les effets du troisième ordre qui contribuent à la compression du gain, à la diaphonie et à la baisse de sensibilité sont contenus dans $V_0(t)$. On peut analyser la distorsion de modulation d'amplitude introduite par les termes non linéaires en étudiant la valeur de $V_0$. De même, on peut analyser la distorsion de modulation de fréquence en étudiant la dérivée de la phase de $V_0$.

TABLEAU I – *Quelques composantes de signal pour un système légèrement non linéaire recevant à l'entrée des signaux à spectre étroit*

| Composante du signal | Fréquence | Enveloppe complexe |
|---|---|---|
| *Entrées:* | | |
| Désirées | $f_1$ | $S_1 = S_1(t)$ |
| Non désirées | $f_2$ | $I_2 = I_2(t)$ |
| Non désirées | $f_3$ | $I_3 = I_3(t)$ |
| *Sorties:* | | |
| *Premier ordre* | | |
| Désirées | $f_1$ | $H_1(f_1)S_1$ |
| Dans le canal adjacent ou dans le même canal | $f_2$ | $H_1(f_2)I_2$ |
| Dans le canal adjacent ou dans le même canal | $f_3$ | $H_1(f_3)I_3$ |
| *Deuxième ordre* | | |
| Intermodulation | $f_2 + f_3$ | $H_2(f_2, f_3)I_2I_3$ |
| Intermodulation | $f_2 - f_3$ | $H_2(f_2, -f_3)I_2I_3^*$ |
| *Troisième ordre* | | |
| «Compression» de gain – signal désiré | $f_1$ | $3/4\ H_3(f_1, f_1, -f_1)S_1^2S_1^*$ |
| «Compression» de gain – signal non désiré | $f_2$ | $3/4\ H_3(f_2, f_2, -f_2)I_2^2I_2^*$ |
| «Compression» de gain – signal non désiré | $f_3$ | $3/4\ H_3(f_3, f_3, -f_3)I_3^2I_3^*$ |
| Diaphonie et baisse de sensibilité | $f_1$ | $3/2\ H_3(f_1, f_2, -f_2)I_2I_2^*S_1$ |
| Diaphonie et baisse de sensibilité | $f_1$ | $3/2\ H_3(f_1, f_3, -f_3)I_3I_3^*S_1$ |
| Intermodulation | $2f_2 - f_3$ | $3/4\ H_3(f_2, f_2, -f_3)I_2^2I_3^*$ |
| Intermodulation | $2f_3 - f_2$ | $3/4\ H_3(-f_2, f_3, f_3)I_3^*I_3$ |

La simulation par modèle d'un récepteur est fondée sur l'étude de la structure du récepteur et de la structure des signaux. Cette étude permet alors de choisir le modèle type non linéaire approprié au récepteur. On détermine ensuite les fonctions de transfert à utiliser comme paramètre dans le modèle canonique et on étudie les signaux de sortie du récepteur. Les fonctions de transfert peuvent être déterminées par analyse directe du circuit ou par la mesure.

## 5. Distorsion d'intermodulation pour les signaux faibles

La Fig. 1 représente graphiquement, sous une forme particulièrement utile, les données d'intermodulation correspondant à deux fréquences acoustiques de même intensité, pour un système non linéaire excité modérément et fonctionnant dans la zone des signaux faibles (fonctionnement normal). Dans ce graphique, la réponse du premier ordre, ou réponse linéaire, a une pente égale à l'unité. La composante d'intermodulation du deuxième ordre a une pente égale à 2 et le terme du troisième ordre une pente égale à 3. On a représenté également les points d'intersection du deuxième et du troisième ordre, $I_2$ et $I_3$, ainsi que les ordonnées $O_1$, $O_2$ et $O_3$ représentant la puissance de sortie pour une puissance d'entrée de 0 dBm. Connaissant ces ordonnées, on peut tracer immédiatement les courbes de distorsion d'intermodulation pour les signaux faibles. Il est extrêmement intéressant d'avoir une expression simple pour $P_{lim}$, limite supérieure de la puissance d'entrée pour laquelle on peut appliquer la théorie des signaux faibles. Le Tableau II donne des expressions particulièrement simples, en termes de fonctions de transfert non linéaires, pour ces points critiques, et pour cette limite. La limite pour les signaux faibles est exprimée en compression de gain à l'entrée pour une seule fréquence acoustique. Les expressions indiquées dans le Tableau II s'appliquent à des systèmes non linéaires dont les sources et les charges ont une impédance de 50 Ω.

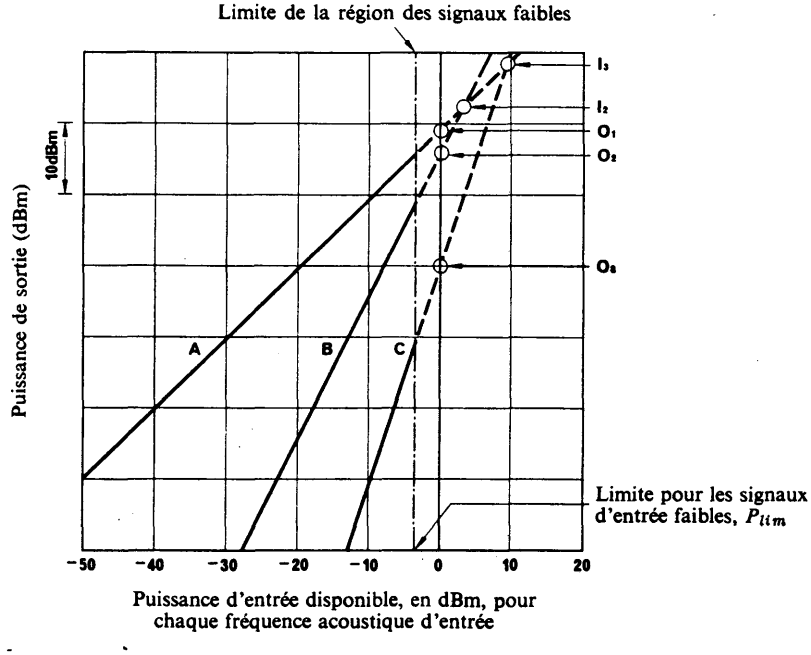



FIGURE 1

*Réponses en amplitude à des signaux faibles, pour une distorsion d'intermodulation avec deux fréquences acoustiques*

A : Premier ordre
B : Deuxième ordre
C : Troisième ordre

## 6. Confirmation expérimentale des fonctions de transfert non linéaires

On trouvera dans ce paragraphe des estimations théoriques et des résultats expérimentaux obtenus avec des circuits de récepteurs de trafic typiques. On présente une série d'exemples théoriques expérimentaux pour des circuits d'essais et pour un récepteur à ondes métriques. Dans chaque cas, le résultat théorique a été obtenu par application des expressions simples des Tableaux I et II, complétée par l'analyse d'un modèle de circuit non linéaire qui fournit les fonctions de transfert non linéaires requises [Graham et Ehrman, 1973; Ehrman et Ahmed Meer, 1972; Wiener, 1942; Narayanan, 1967 et 1969]. Le degré de concordance dépend dans une large mesure du modèle de circuit utilisé et de l'exactitude des paramètres associés aux modèles. La simulation des circuits a pu être réalisée avec suffisamment de précision pour pouvoir attribuer des valeurs aux composants linéaires passifs et pour pouvoir remplacer les dispositifs non linéaires par leurs circuits équivalents non linéaires extrapolés; les valeurs des paramètres dépendent des points de fonctionnement dans le circuit réel.

TABLEAU II – *Paramètres importants des réponses non linéaires d'intermodulation pour deux fréquences acoustiques, dans le cas d'un système à 50 ohms*

| |
|---|
| *Ordonnées à l'origine (0 dBm à l'entrée)*<br>Premier ordre: $O_1 = 20 \log_{10} \lvert H_1 \rvert + 6$ dBm<br>Deuxième ordre: $O_2 = 20 \log_{10} \lvert H_2 \rvert + 2$ dBm<br>Troisième ordre: $O_3 = 20 \log_{10} \lvert H_3 \rvert + 4{,}4$ dBm |
| *Points d'intersection*<br>Deuxième ordre: $I_2 = 40 \log_{10} \lvert H_1 \rvert - 20 \log_{10} \lvert H_2 \rvert + 10$ dBm<br>Troisième ordre: $2I_3 = 60 \log_{10} \lvert H_1 \rvert - 20 \log_{10} \lvert H_3 \rvert + 22{,}4$ dBm |
| *Limite pour des signaux faibles à l'entrée* (compression de gain)<br>$P_{lim} \cong -10 \log_{10} \left[ \frac{1}{x} \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3}{H_1} \right\} \right] - 4{,}2$ dBm<br>avec $x$ = compression de gain en dB |

## 7. Amplificateur transistorisé à un seul étage

Le premier exemple pour la comparaison des performances mesurées et estimées est fourni par un amplificateur transistorisé non accordé, à un seul étage. La Fig. 2 présente les valeurs mesurées et estimées du gain d'insertion pour les signaux faibles, en fonction de la fréquence. On voit que la concordance est parfaite dans toute la gamme de fréquences. La Fig. 3 permet de faire la comparaison entre les valeurs mesurées et estimées de l'intermodulation à deux fréquences acoustiques, pour des signaux d'entrée appliqués dans la bande (2,5 et 3,0 MHz). Les résultats théoriques sont en excellent accord avec les résultats de mesure. De même, on peut faire des estimations précises des points d'intersection $I_2$ et $I_3$ au moyen des expressions simples du Tableau II. On a indiqué $-16{,}5$ dBm comme limite supérieure des niveaux de puissance d'entrée pour la région des signaux faibles (région à comportement normal). Le critère considéré est une compression de gain de 0,3 dB pour une fréquence acoustique unique appliquée à l'entrée. La Fig. 4 donne une comparaison plus complète des valeurs mesurées et estimées de la compression de gain pour une fréquence acoustique unique à l'entrée.

Outre la variation de l'intermodulation et de la compression de gain en fonction de la puissance d'entrée, on a constaté que l'utilisation du modèle non linéaire pour estimer la variation, avec la fréquence, des fonctions de transfert non linéaires du deuxième et du troisième ordres donne des résultats qui sont en excellent accord avec la mesure. Ces résultats sont illustrés par les Fig. 5 et 6. On peut prévoir une concordance excellente entre la mesure et l'estimation, pour des circuits dont la simulation par modèle a été réalisée avec soin. La concordance sera bonne sur une large gamme de fréquences, sans dégradation de la précision des estimations sur des fréquences très éloignées de la fréquence centrale de la bande et de la fréquence de coupure.

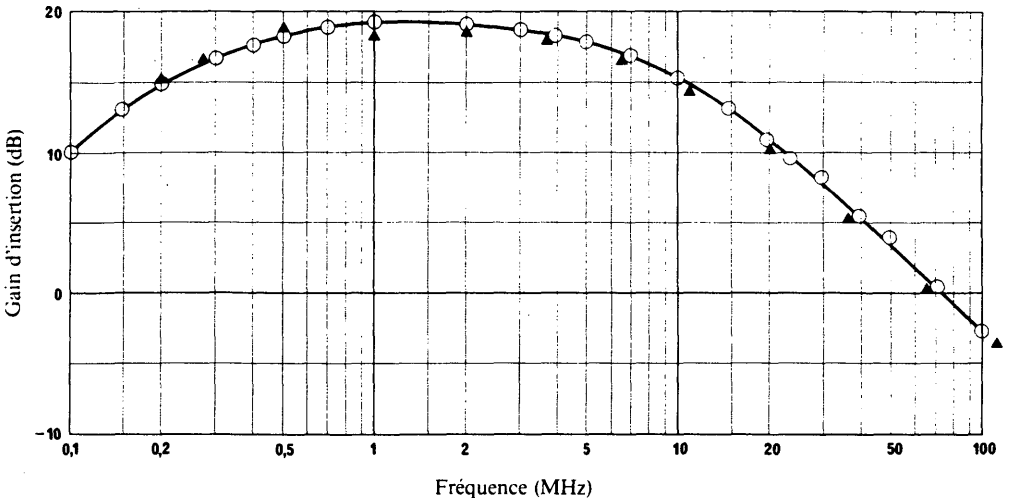



FIGURE 2 — *Comparaison des gains d'insertion pour l'amplificateur à émetteur commun utilisant le transistor 2N2950*

—○—○— Mesuré

▲ Calculé avec le modèle

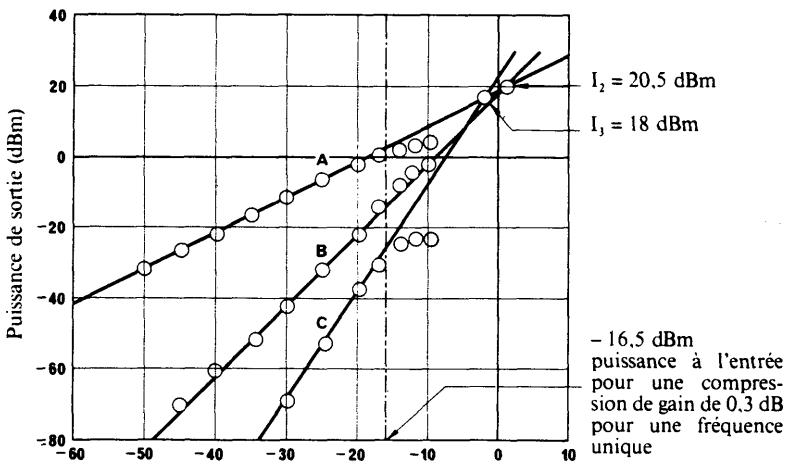



FIGURE 3 — *Résultats expérimentaux pour deux signaux avec l'amplificateur utilisant le transistor 2N2950*

$V_c$ = + 10V $I_c$ = 10 mA —— courbe théorique ○ points mesurés

Courbe A: $f_1$ = 2,5 MHz, $f_2$ = 3,0 MHz Courbe B: $f_2 - f_1$ = 0,5 MHz

Courbe C: $2f_2 - f_1$ = 3,5 MHz

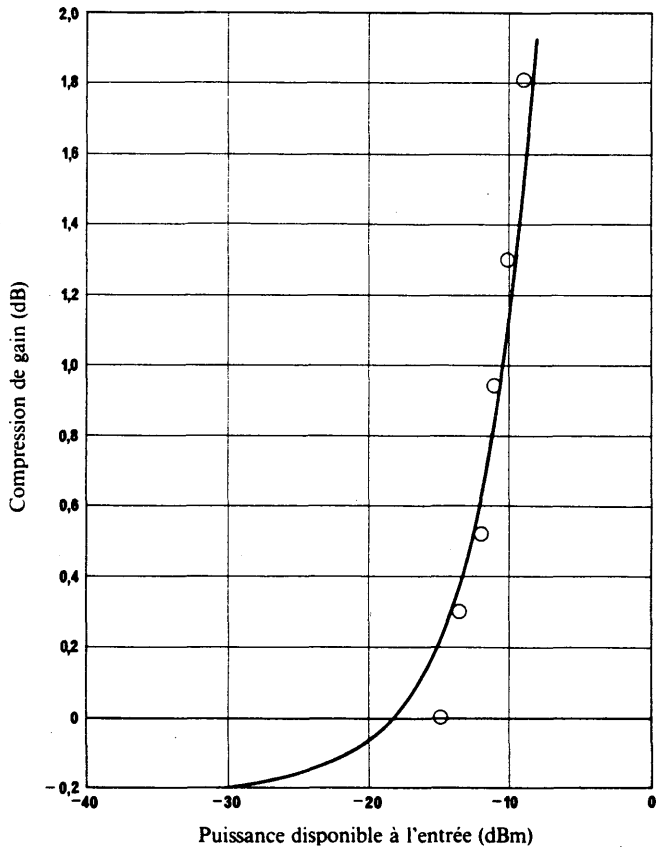



FIGURE 4 — *Compression de gain pour l'amplificateur 2N2950 à 3,0 MHz*

—— Courbe théorique ○ Points mesurés

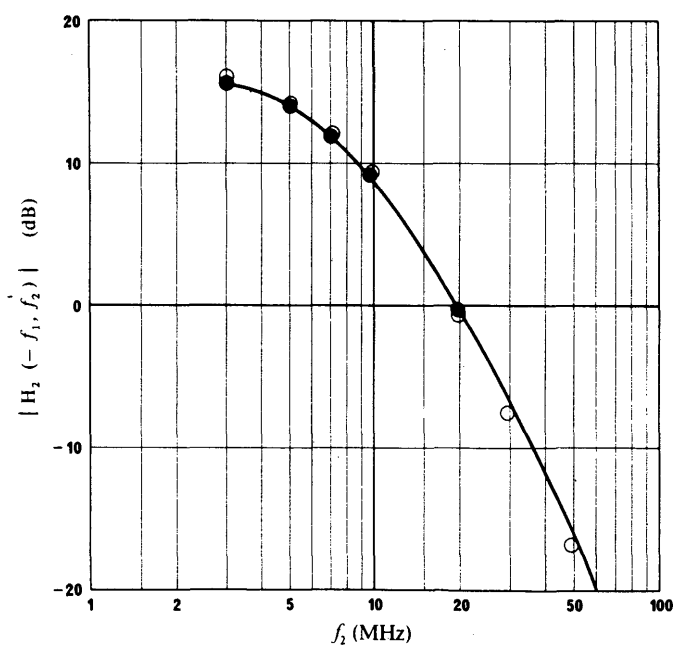



FIGURE 5 — *Fonction de transfert non linéaire du deuxième ordre pour l'amplificateur à émetteur commun avec le transistor amplificateur 2N2950*

$f_1 = f_2 - 0{,}5$ MHz —— Courbe théorique ○ Points mesurés

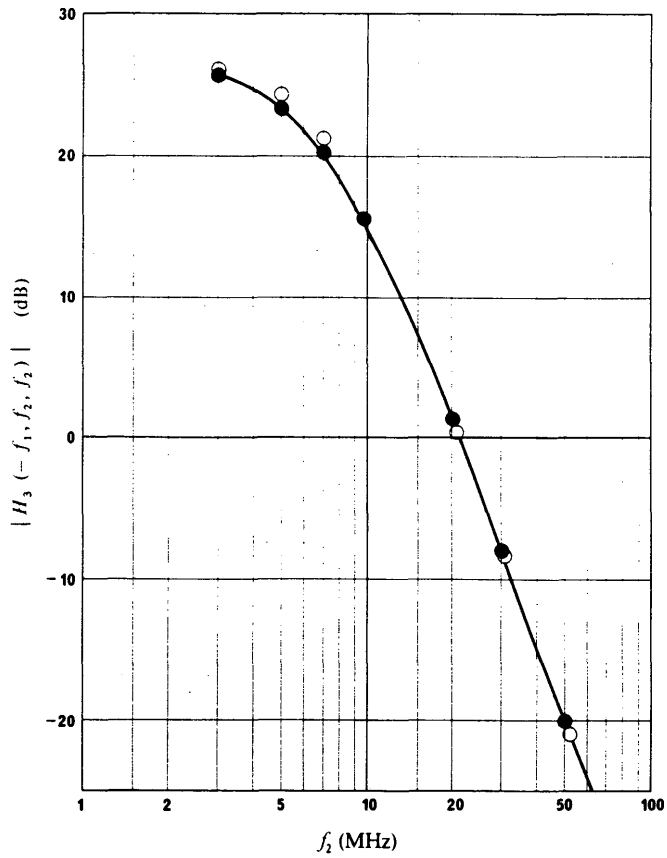



FIGURE 6 — *Fonction de transfert non linéaire du troisième ordre pour l'amplificateur à émetteur commun avec le transistor 2N2950*

$f_1 = f_2 - 0{,}5$ MHz —— Courbe théorique ○ Points mesurés

## 8. Exemple d'application de cette méthode à un récepteur de trafic VHF

Un récepteur typique à ondes métriques, capable de détecter la modulation d'amplitude ou la modulation de fréquence dans la bande 30-100 MHz, a été utilisé dans l'exemple. Le dispositif d'accord est entièrement transistorisé et se compose de deux étages d'amplification radiofréquence, d'un étage changeur de fréquence et d'un étage d'amplification FI. De l'entrée à la sortie, le trajet du signal passe par les différents étages par l'intermédiaire de 5 réseaux linéaires.

La simulation par modèles nominaux se fait au moyen d'un programme d'analyse de circuits non linéaires (Non-linear Circuit Analysis Program (NCAP)) [Graham, Ehrman, 1973]. Le NCAP permet d'établir le modèle du dispositif d'accord en radiofréquence, en injectant dans l'ordinateur les données correspondant aux valeurs individuelles des composants du dispositif, telles qu'elles sont spécifiées dans son schéma de circuit. Dans le cas de composants d'accord, les valeurs pertinentes s'obtiennent en utilisant le programme d'ordinateur pour simuler la méthode d'alignement prévue par le fabricant. Les modèles des transistors du dispositif d'accord sont établis à partir d'un circuit T équivalent non linéaire. Lorsque les paramètres non linéaires nécessaires à l'établissement des modèles de transistors ne sont pas indiqués dans les fiches de spécification des transistors, on obtient expérimentalement les valeurs nominales en soumettant à certaines mesures des transistors provenant des stocks du laboratoire [Graham, Ehrman, 1973]. Les valeurs propres aux composants, obtenues grâce aux schémas de circuits, à la méthode d'alignement et aux mesures faites sur les transistors servent à décrire le dispositif d'accord.

La fonction de transfert non linéaire du deuxième ordre représente le mélange du signal d'entrée avec celui de l'oscillateur local qui produit un signal à la fréquence intermédiaire. La fréquence de l'oscillateur local étant de 21,4 MHz supérieure à la fréquence d'accord, la première est fixée à 66,4 MHz alors que la fréquence d'entrée varie entre 30 et 100 MHz. Dans le cas d'une tension d'excitation unitaire de l'appareil, la fonction de transfert non linéaire du deuxième ordre donne l'ampleur et la phase de la réponse FI pour la fréquence différentielle entre la fréquence de l'oscillateur local et la fréquence du signal.

La Fig. 7 indique les valeurs calculées et mesurées de la fonction de transfert non linéaire nominale du deuxième ordre. On notera que le maximum voulu a été atteint à la fréquence accordée de 45 MHz et le maximum secondaire aux environs de 90 MHz. Ce maximum secondaire provient de la réponse image du dispositif d'accord et se produit lorsque la fréquence du signal d'entrée est égale à la somme de la FI et de la fréquence de l'oscillateur local. Dans le cas du dispositif d'accord considéré, le maximum secondaire intervient à 21,4 + 66,4 = 87,8 MHz. De plus, un minimum se produit lorsque la fréquence d'entrée est égale à la fréquence de l'oscillateur local (66,4 MHz), ce qui donne lieu à un battement zéro.

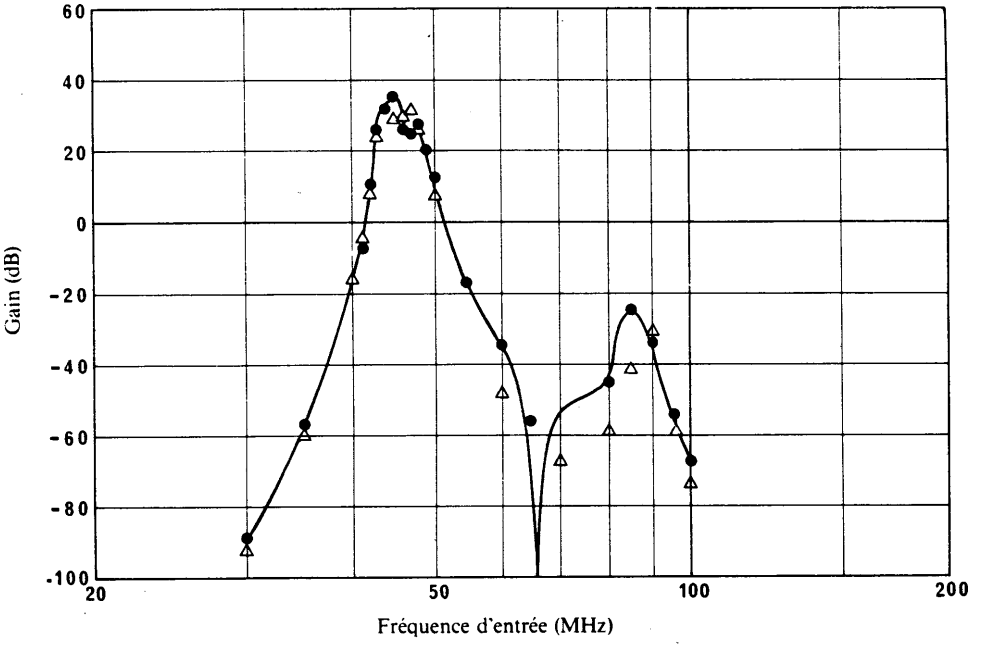



FIGURE 7 — *Fonction de transfert du 2e ordre: comparaison des valeurs nominales et des valeurs mesurées*

△ Mesures

● Prévisions (schéma)

La fonction de transfert non linéaire du troisième ordre se calcule avec un signal d'entrée à deux fréquences. Les deux fréquences $f_1$ et $f_2$ sont choisies de telle sorte que la somme $f_1 \pm f_2$ soit égale à 45 MHz. Les valeurs de la fonction de transfert sont indicatives de la réponse FI à la fréquence constante $f_{LO} - (f_1 \pm f_2)$ = 21,4 MHz. La courbe correspondante de la Fig. 8 est tracée en fonction de $f_1$. Le maximum de la fonction de transfert se produit entre 80 et 100 MHz, cet intervalle correspondant à une variation de $f_2$ allant de 35 à 55 MHz encadrant à la fréquence accordée de 45 MHz.

Etant donné les différences qui existent entre les paramètres des composants et des dispositifs actifs, à chaque dispositif d'accord fabriqué est associé un groupe particulier de fonctions de transfert non linéaires. Il est donc intéressant de connaître l'étalement des caractéristiques que l'on peut attendre d'appareil à appareil lorsque les valeurs s'écartent des valeurs nominales.

L'effet des variations des paramètres non linéaires des transistors sur les fonctions de transfert non linéaires est un élément important qu'il est facile d'étudier grâce au programme d'ordinateur. A titre d'exemple, la Fig. 9 indique l'effet que l'on obtient sur la fonction de transfert non linéaire du deuxième ordre en faisant varier de ± 10% les paramètres qui caractérisent la capacité non linéaire base-émetteur. On remarquera que l'écart maximal est inférieur à 3 dB.

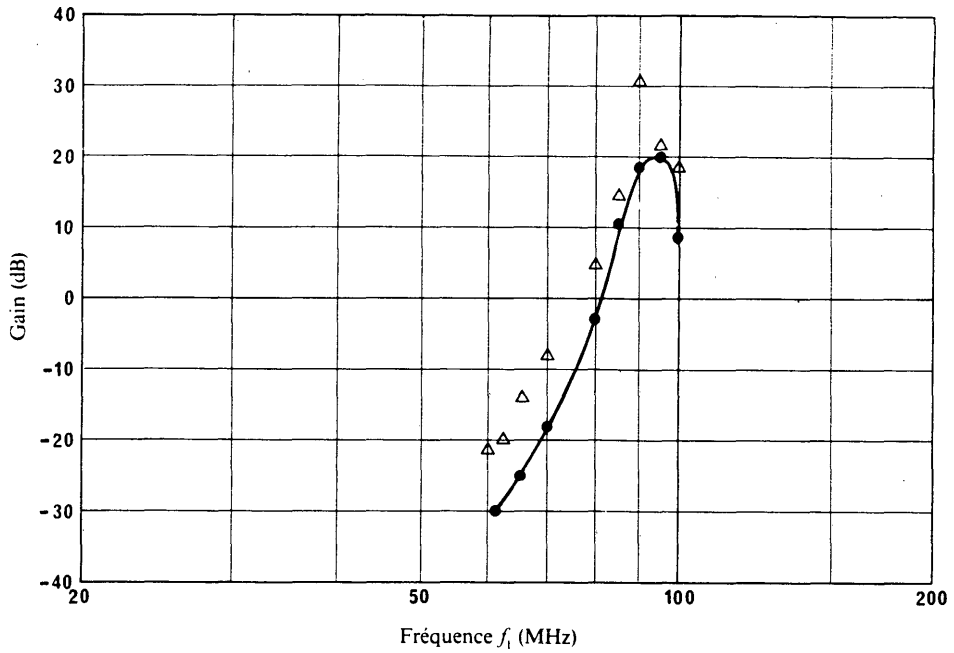



FIGURE 8 — *Fonction de transfert du 3e ordre: comparaison des valeurs nominales et des valeurs mesurées*

● Mesures
△ Prévisions (schéma)

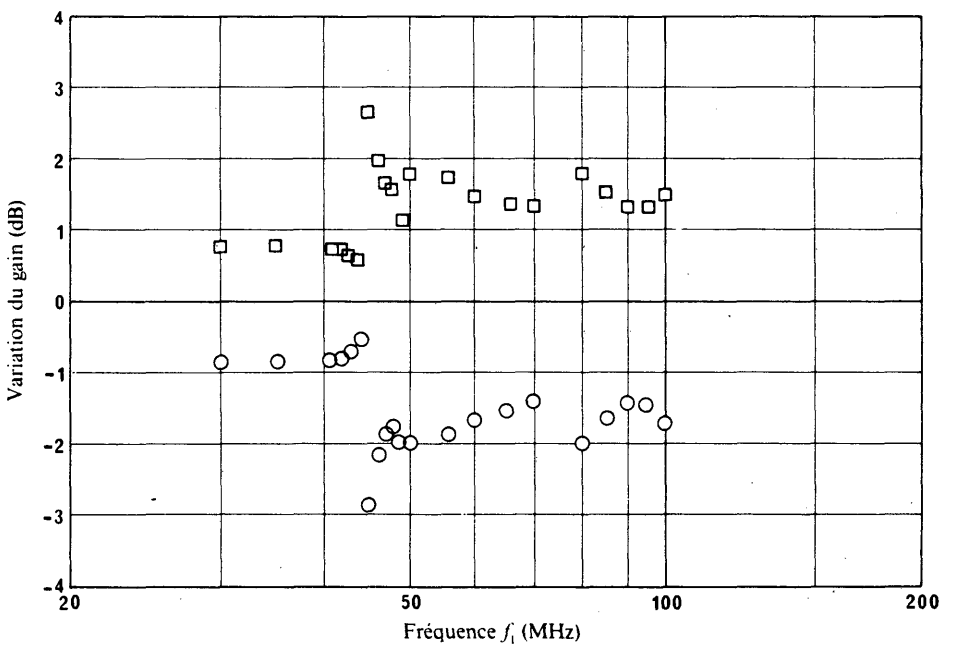



FIGURE 9 — *Variation de la fonction de transfert du 2e ordre pour un changement de ± 10% de la capacité non linéaire B-E*

□ + 10 %
○ − 10 %

## 9. Conclusions

Le Rapport spécifie les conditions de l'analyse pour la simulation des effets non linéaires en HF; il fournit donc une réponse partielle à la Question 44/1. On voit que, moyennant une description convenable des dispositifs non linéaires, il est possible de prévoir avec précision des effets de brouillage et de construire des modèles qui permettent d'étudier l'utilisation du spectre.

Les données nécessaires pour l'analyse peuvent se déduire:

- de la liste des composants et des schémas de circuits figurant dans le manuel d'instruction du récepteur,
- des caractéristiques des transistors ou autres organes d'amplification tirées soit des fiches de spécification soit de mesures effectuées sur des pièces provenant des stocks.

La méthode d'analyse peut également servir à étudier les effets de brouillage dus aux variations des paramètres et des éléments parasites.

### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


BELLO, P. A. [décembre 1963] Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels. *IEEE Trans. Comm. Systems*, 360-393.

BELLO, P. A. [juin 1972] Communication Receivers Interference Modeling: Nonlinear Canonic Models of Receivers. Conf. Record 1972 IEEE Intl. Conf. on Communications.

BRILLIANT, M. B. [1958] Theory of the Analysis of Nonlinear Systems, Report N° 345, RLE, MIT, 1958.

EHRMAN, L. et AHMED MEER, S. [juin 1972] Nonlinear Transfer Functions from Circuit Analysis: Mild Excitation. Conf. Record 1972, IEEE Intl. Conf. on Communications.

GEORGE, D. A. [1959] Continuous non-linear systems. (Report N° 355, RLE, MIT, 1959).

GRAHAM, J. W. et EHRMAN, L. [juin 1972] Communication Receivers Interference Modeling: Experimental Validation of the Nonlinear Transfer Function Approach to Receiver Modeling. Conf. Record 1972 IEEE Intl. Conf. on Communications.

GRAHAM, J. W. et EHRMAN, L. [juin 1973] Editors, Nonlinear System Modeling and Analysis with Applications to Communications Receivers. RADC-TR-73-178 (approuvé pour publication), Rome Air Development Center, National Technical Information Service (NTIS) US Dept. of Commerce, Washington.

KAILATH, T. [1959] Sampling Models for Linear Time-Variant Filter. MIT Research Lab. of Electronics, Cambridge, Mass., (Report N° 352, 25 mai 1959).

NARAYANAN, S. [mai-juin 1967] Transistor Distortion Analysis Using Volterra Series Representation. *BSTJ*, Vol. 46, 991.

NARAYANAN, S. [juin 1969] Intermodulation Distortion of Cascaded Transistors. *IEEE J. Solid State Circuits.* Vol. SC-4, 97-106.

O'DONNELL, J. [juin 1972] Communication Receivers Interference Modeling: Nonlinear Transfer Functions from Circuit Analysis: Strong Excitation. Conf. Record 1972 IEEE Intl. Conf. on Communications.

VOLTERRA, V. [1930] *Theory of Functionals of Integral and Integro-Differential Equations.* Blackie & Sons Ltd., Londres.

WIENER, N. [avril 1942] Response of a Nonlinear Device to Noise. (MIT Radiation Lab. Report V-16S).


---

## RAPPORT 840-1 *

# DÉGRADATION DE LA SENSIBILITÉ MAXIMALE UTILISABLE DES RÉCEPTEURS MF ET MA FONCTIONNANT DANS DES CONDITIONS NON LINÉAIRES

(Question 44/1)

(1982-1986)

## 1. Sensibilité du récepteur

1.1 La Recommandation 331 définit la sensibilité maximale utilisable pour les divers types de récepteurs fonctionnant dans le mode linéaire.

1.2 Dans les conditions actuelles d'exploitation, la sensibilité maximale utilisable peut être dégradée par des effets non linéaires ou autres (dus par exemple à un mélange réciproque) à l'entrée du récepteur et aux étages de conversion de fréquence lorsqu'un signal brouilleur est présent à une fréquence proche de la porteuse utile et à l'extérieur de la bande passante du récepteur. Ce phénomène est similaire à celui qui est désigné par le concept de sélectivité du signal adjacent défini dans le § 6.3 de la Recommandation 332.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 8 et 10.

1.3 Les résultats de certaines mesures effectuées en Yougoslavie sont donnés ci-après et indiquent les valeurs typiques de la dégradation de sensibilité d'un récepteur à modulation de fréquence fonctionnant à une fréquence de 160 MHz et avec une sensibilité maximale utilisable de $-113$ dBm. La dégradation de sensibilité indiquée est le niveau d'entrée au récepteur exprimé en décibels au-dessus du seuil de sensibilité maximale utilisable. Les valeurs de dégradation de la sensibilité représentent l'augmentation du niveau du signal utile nécessaire pour obtenir un rapport $(S + N + D)/(N + D)$ ((signal + bruit + distorsion)/(bruit + distorsion)) de 12 dB en présence des niveaux de signal brouilleur pour des espacements de fréquence compris entre les signaux utiles et brouilleurs de 1 MHz et 5 MHz.

La Fig. 1 illustre les caractéristiques de la dégradation ($D$) de la sensibilité maximale utilisable en fonction du niveau ($U$) du signal brouilleur.

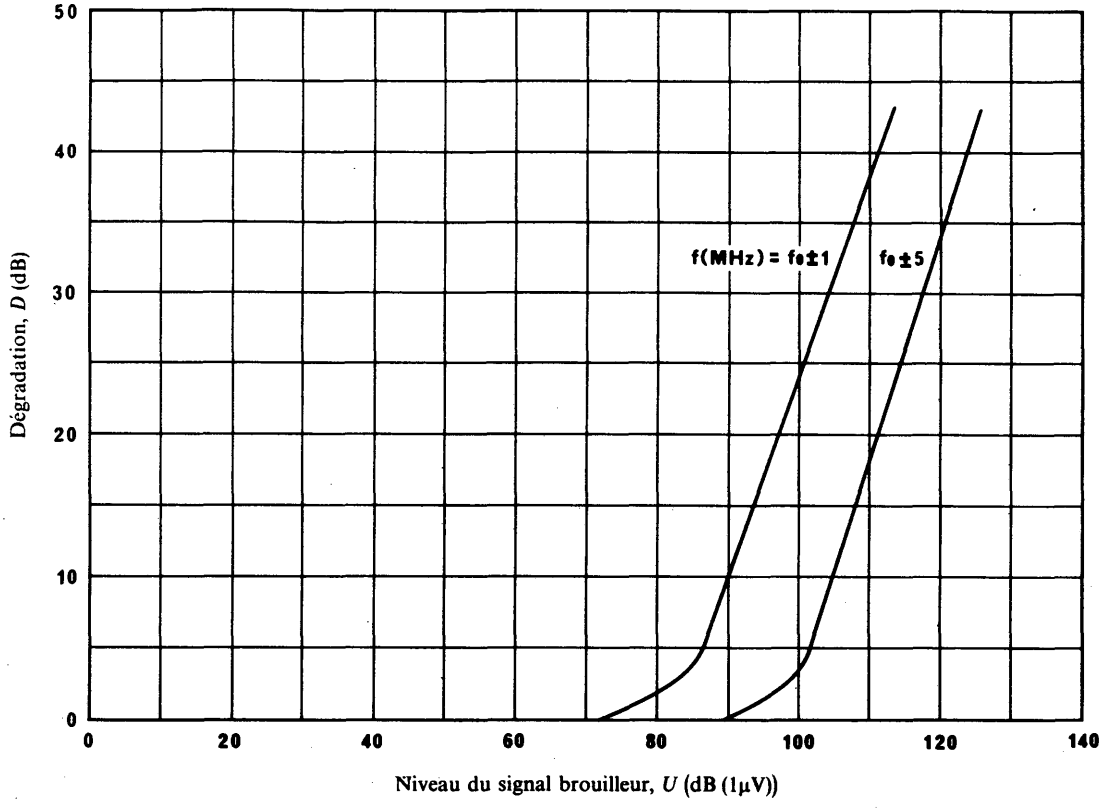



FIGURE 1 — *Caractéristique typique de dégradation*

## 2. Caractéristiques d'intermodulation des récepteurs en modulation de fréquence

2.1 Une méthode qui peut être utilisée pour obtenir les caractéristiques d'intermodulation est décrite ci-après. Cette méthode est fondée sur des mesures du degré de non-linéarité des caractéristiques de transfert du récepteur. On utilise, pour obtenir ces caractéristiques, les courbes de dégradation de la sensibilité maximale utilisable du récepteur [Stevančevič, 1980].

2.2 Les mesures effectuées en Yougoslavie portaient sur la détermination du degré de non-linéarité de la caractéristique de transfert du récepteur et son influence sur l'apparition des produits du troisième ordre sous la forme:

$$f_0 = 2f_1 - f_2 \qquad (1)$$

2.3 En général, il est nécessaire d'amener le point de fonctionnement du récepteur dans la région non linéaire pour qu'apparaissent les produits d'intermodulation. Lorsque le niveau d'entrée augmente $U_{(x)}$, le passage du domaine linéaire au domaine non linéaire n'est pas discontinu et, en première approximation, le point A (Fig. 2) détermine la limite supérieure du domaine linéaire. La dépendance non linéaire commence aux faibles niveaux des signaux d'entrée et devient plus prononcée lorsque le niveau des signaux d'entrée augmente. Lorsque la non-linéarité de la caractéristique de transfert est évidente, l'élévation du niveau des signaux d'entrée par $n$ dB entraîne une augmentation de la valeur des produits d'intermodulation $U_{(y)}$ de $K \cdot n$ dB.

2.4 Par exemple, pour les produits d'intermodulation du troisième ordre, cette augmentation est donnée par l'équation:

$$\Delta U_{(y)}\,(\mathrm{dB}) = 3 \cdot \Delta U_{(x)} \qquad (\mathrm{dB}) \qquad (2)$$

Lorsque la non-linéarité de la caractéristique de transfert est faible, cette équation n'est pas applicable. Les études effectuées dans le domaine des faibles non-linéarités des caractéristiques de transfert avaient donc pour objet de déterminer le point à partir duquel les produits d'intermodulation du troisième ordre ayant la forme $(2f_1 - f_2)$ seraient prédominants (point B, Fig. 2).

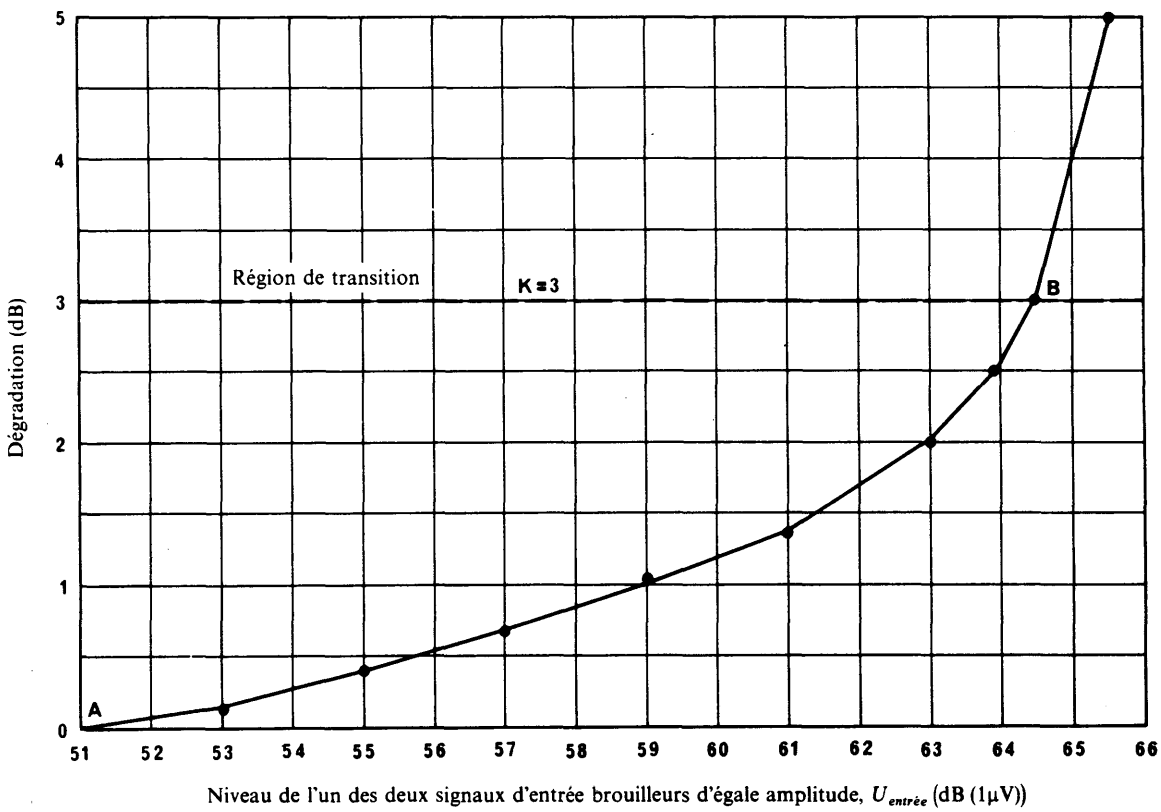



FIGURE 2 — *Dégradation en fonction de la tension d'entrée avec indication de la région de transition*

2.5 L'analyse du domaine non linéaire montre qu'il est possible de diviser celui-ci en deux sous-domaines séparés par une frontière clairement exprimée au point B où la dégradation est égale à 3 dB. Dans le sous-domaine de faible non-linéarité entre les points A et B, la dégradation est due à un certain nombre d'effets; par conséquent, l'équation (2) ne s'applique pas.

Au-dessous du point B, le produit d'intermodulation du troisième ordre est prédominant. Cela se produit lorsque la dégradation de la sensibilité maximale utilisable est supérieure à 3 dB.

Quand la dégradation est élevée (> 18 dB), le terme du cinquième ordre est prédominant et l'on peut écrire la relation $\Delta U_{(y)} = 5\Delta U_{(x)}$.

2.6 La forme générale de la caractéristique de transfert d'un récepteur, exprimée à l'aide des courbes de dégradation de la sensibilité maximale utilisable du récepteur, est représentée sur la Fig. 3.

Il en est de même pour tous les récepteurs en modulation de fréquence.

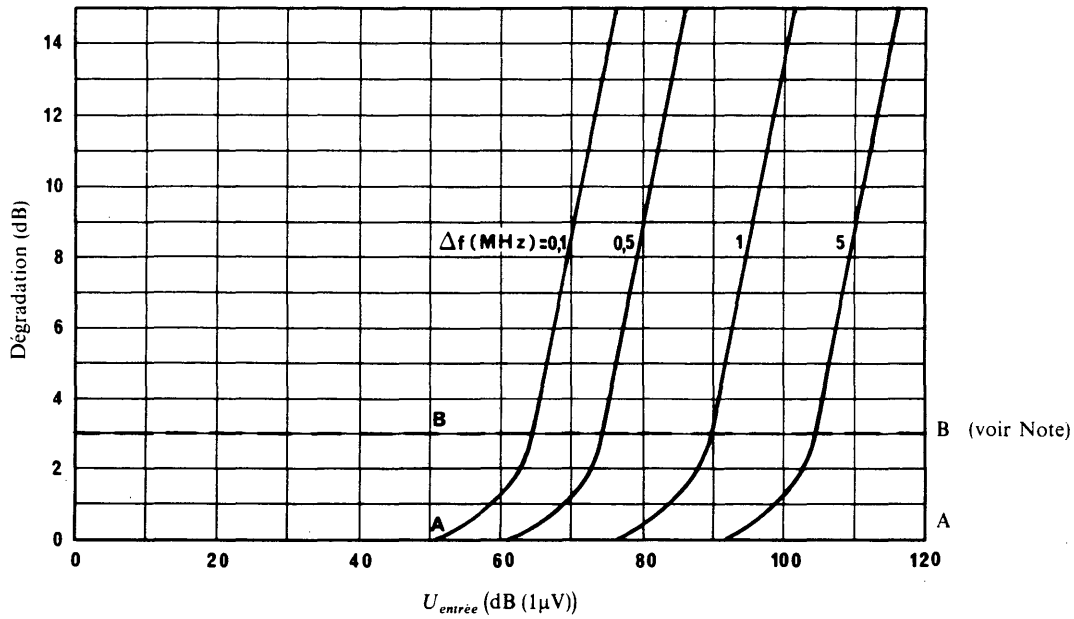



FIGURE 3 — *Dégradation pour différentes valeurs de* $\Delta f$

*Note.* — Les points d'intersection avec les courbes correspondent aux valeurs du niveau du produit d'intermodulation du troisième ordre pour un rapport $(S+N+D)/(N+D)$ de 12 dB et à un niveau d'entrée du signal d'entrée utile supérieur de 3 dB à la sensibilité maximale utilisable conformément à la norme de la CEI pour les récepteurs à modulation de fréquence du service mobile (Publication 489-3 de la CEI).

Ces courbes indiquent que le point de dégradation de 3 dB est le même pour toute valeur de $\Delta f$.

## 3. Caractéristiques de transmodulation des récepteurs en modulation d'amplitude et en modulation de fréquence

3.1 La transmodulation est le résultat d'effets de non-linéarité indésirables qui apparaissent dans les récepteurs à modulation d'amplitude et à modulation de fréquence. Elle est donc directement liée à la dégradation de la sensibilité maximale utilisable à condition qu'il n'y ait pas de mélange réciproque.

En général, la transmodulation se traduit par une transmodulation d'amplitude dans les récepteurs à modulation d'amplitude, mais elle peut également faire apparaître une transmodulation de phase dans les récepteurs à modulation de fréquence.

3.2 *Transmodulation d'amplitude*

Pour obtenir un critère quantitatif de transmodulation dans les récepteurs à modulation d'amplitude, on suppose la présence de deux signaux à l'entrée d'un récepteur à modulation d'amplitude: un signal utile non modulé et un signal brouilleur modulé $U_{un}$ dont le taux de modulation est $m_{un}$.

L'équation:

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + \ldots + a_n x^n(t) \qquad (3)$$

permet d'exprimer le taux de transmodulation au moyen de la formule:

$$m_{CM} \approx 3 \frac{a_3}{a_1} U_{un}^2 m_{un} \qquad (4)$$

si les termes au-delà du troisième ordre sont négligeables.

La formule (4) montre que le taux de transmodulation ne dépend pas du niveau du signal utile, mais qu'il est directement proportionnel au taux de modulation du signal brouilleur et au carré du niveau du signal brouilleur.

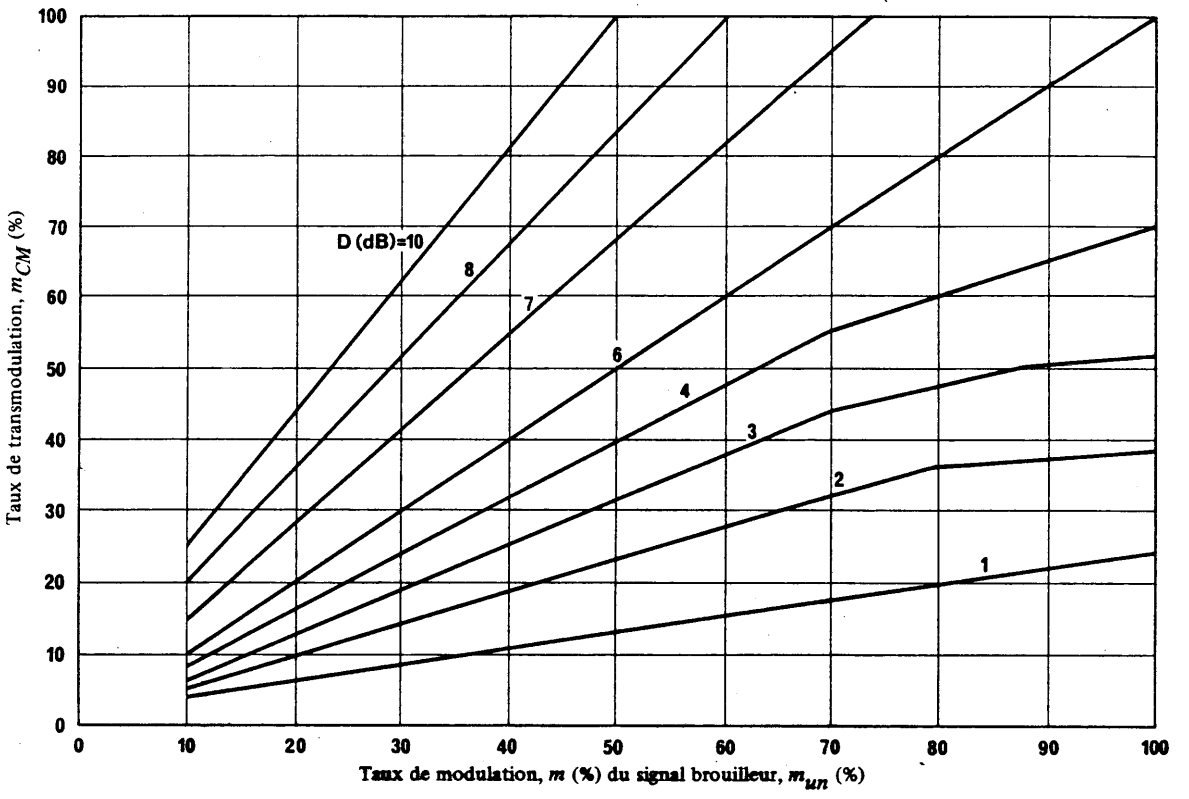



FIGURE 4 – *Taux de transmodulation, $m_{CM}$ (%) en fonction de la dégradation, D, et du taux de modulation du signal brouilleur, $m_{un}$*

Les mesures dont les résultats sont indiqués à la Fig. 4 montrent qu'il existe une relation linéaire entre le taux de modulation du signal brouilleur et le taux de transmodulation (on applique alors la formule (4)) quand la dégradation est supérieure à 6 dB. Dans ce cas, le taux de transmodulation est toujours plus élevé que le taux de modulation du signal brouilleur.

Les portions de courbes linéaires de la Fig. 4 sont des courbes généralisées pour tous les types de récepteurs à modulation d'amplitude.

### 3.3 *Transmodulation de phase*

La transmodulation de phase peut apparaître dans un récepteur à modulation de fréquence à la suite d'émissions à modulation d'amplitude à différentes fréquences. Dans ce cas, les équations (3) et (4) ne sont pas applicables. Les résultats des mesures sont indiqués à la Fig. 5, sur laquelle on voit clairement que d'importantes dégradations de la sensibilité maximale utilisable du récepteur provoquent d'importantes excursions de fréquences de transmodulation.

## 4. Conclusions

4.1 Les effets produits par un signal brouilleur de fort niveau se traduisent par une dégradation de la sensibilité maximale utilisable d'un récepteur.

4.2 Les signaux brouilleurs de fort niveau génèrent des produits d'intermodulation; ceci se traduit par une dégradation de la sensibilité maximale utilisable. Une dégradation de 3 dB du niveau de sensibilité maximale utilisable est considérée comme acceptable. Quand les niveaux d'entrée des signaux augmentent simultanément, la valeur des produits d'intermodulation du 3$^e$ ordre est proportionnelle au cube de l'amplitude de la variation des signaux d'entrée.

Les résultats de mesures montrent que, dans le cas de dégradation élevée ($>$ 18 dB), le terme du 5$^e$ ordre est prédominant.

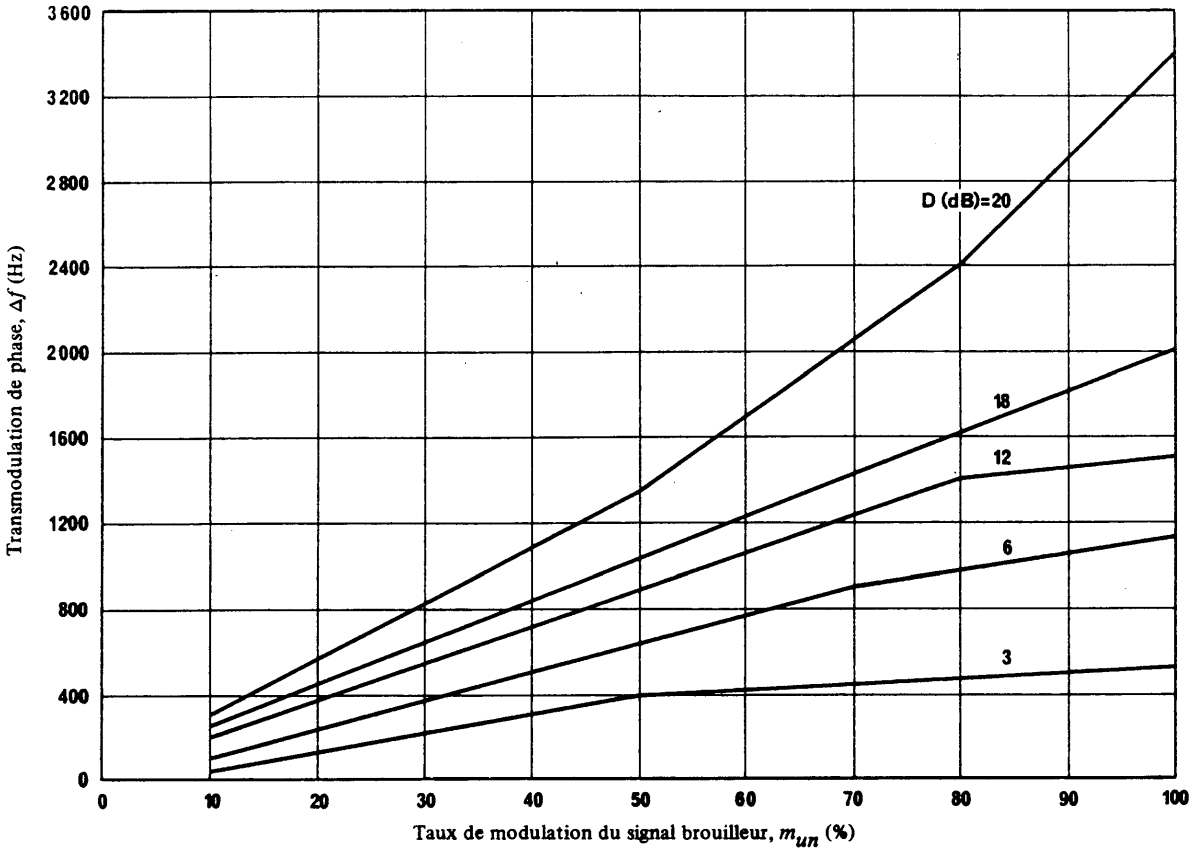



FIGURE 5 – *Transmodulation de phase Δf (Hz) en fonction de la dégradation, D, et du taux de modulation du signal brouilleur, $m_{un}$*

4.3 La formule (4) pour la transmodulation s'applique uniquement à des récepteurs à modulation d'amplitude si le niveau du signal brouilleur provoque une dégradation égale ou supérieure à 6 dB.

4.4 La transmodulation de phase a une importance pour les récepteurs en modulation de fréquence uniquement si le niveau du signal brouilleur provoque une dégradation égale ou supérieure à 18 dB.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

STEVANČEVIČ, M. [1980] Degradation of maximum usable sensitivity of the receiver. *Tehnika, Electrotehnika* (29e année), Vol. 11, République socialiste fédérative de Yougoslavie.

RAPPORT 522-2

# MÉTHODE POUR SIMULER PAR MODÈLE LES CARACTÉRISTIQUES D'INTERMODULATION DES RÉCEPTEURS

(Question 44/1)

(1974-1978-1990)

## 1. Résumé

On décrit dans le présent Rapport une méthode de calcul des caractéristiques d'intermodulation des récepteurs (IMR). L'exposé de cette méthode est suivi d'un exemple spécifique, donné à titre d'illustration. On suggère un modèle générique, qui permet d'établir une relation entre les paramètres de modèles et les caractéristiques des circuits du récepteur. On donne des critères typiques de séparation fréquence/distance nécessaires pour éviter les phénomènes d'intermodulation, ainsi qu'une méthode de mesure, en indiquant la manière de l'appliquer selon les normes de qualité des équipements.

## 2. Introduction

Le présent Rapport décrit une méthode analytique qui peut être utilisée pour simuler par modèle les caractéristiques d'intermodulation de récepteurs captant 2 ou 3 signaux. Le modèle en question est spécifié dans la référence [Lustgarten, 1970], qui décrit brièvement le Modèle analytique pour équipements situés au même endroit (COSAM)* dont fait partie le modèle IMR. On donne dans le référence [Lustgarten et Hughes, 1972] les résultats obtenus dans une étude de validation de modèle.

Le récepteur est simulé sous une forme fonctionnelle. On considère qu'un circuit accordé est suivi d'un circuit non linéaire; celui-ci est à son tour suivi d'un ou de plusieurs circuits accordés, puis d'un deuxième circuit non linéaire.

On suppose que les caractéristiques du circuit accordé peuvent être représentées par $Q$ (facteur de qualité du circuit) et $N$, nombre de circuits accordés. En utilisant $Q$, on peut tenir compte de la fréquence d'accord du récepteur, $f_0$. Le circuit non linéaire est sensé dépendre du ou des niveaux de puissance à l'entrée; il est caractérisé par un facteur de perte par conversion, $K_{m,n}$. (La somme $m + n$ donne l'ordre de l'interaction; pour le troisième ordre, $m = 2$, $n = 1$.) Cela revient à dire que chaque ordre d'intermodulation (par exemple $2^e$, $3^e$, $5^e$, etc.) nécessite la spécification de deux facteurs de perte par conversion, à savoir $K_{m,n}$ et $K'_{m,n}$.

On considère une valeur seuil pour le niveau de puissance du brouillage, $P_{ib}$, pour déterminer laquelle des deux valeurs de $K_{m,n}$ il convient d'appliquer. La prévision est de nature statistique, en ce sens que les valeurs de $K_{m,n}$ sont des estimations moyennes avec des valeurs associées d'écart type.

Le paramètre prédit est appelé $P_{ino}$, niveau de puissance effectif d'entrée à l'accord, qui produirait le même niveau de sortie que l'intermodulation considérée. Dans le modèle analytique précité, on ajoute à cette valeur toutes celles qui résultent des autres interactions; on détermine la distribution du signal désiré et on calcule un rapport $(S + I + N)$ sortie$/(I + N)$ à la sortie.

On décrit dans le présent Rapport un modèle générique de récepteur qui semble pouvoir être utilisé pour une gamme étendue d'appareils. On y donne une série de résultats de mesure relatifs à un récepteur de trafic à une seule voie téléphonique, ainsi que les méthodes de calcul de $Q$, $N$, $K_{m,n}$ et $K'_{m,n}$.

Connaissant les caractéristiques d'intermodulation d'un récepteur, on peut déterminer si l'appareil satisfait à une norme de qualité donnée, s'il subira un brouillage dans un contexte de fonctionnement donné, et quelles sont les mesures à prendre pour éviter une dégradation nuisible.

* Voir le Rapport 524 (Dubrovnik, 1986).

On peut d'ailleurs appliquer la même méthode générale au problème de l'intermodulation dans les émetteurs dont le modèle analytique tient également compte.

Le § 9 propose un deuxième modèle de récepteur pour le calcul du brouillage d'intermodulation qui tient compte des variations de la sensibilité en fonction de l'intensité du signal utile à l'entrée d'un récepteur MF.

## 3. Phénomènes fondamentaux d'intermodulation

Les phénomènes fondamentaux d'intermodulation découlent du mélange, dans un circuit non linéaire, de deux ou plusieurs signaux émis sur des fréquences différentes qui produisent un signal d'une fréquence différente.

Dans le cas général:

$$f_0 = \pm mf_1 \pm nf_2 \pm pf_3 \pm \ldots \quad (1)$$

Les facteurs $m$, $n$ et $p$ sont des nombres entiers positifs, $f_0$ est la fréquence du produit d'intermodulation: les autres valeurs de $f$ représentent les fréquences des signaux incidents. Dans le présent Rapport, on se bornera à étudier une seule forme d'intermodulation, qui résulte de l'effet dominant, à savoir le mélange du 3e ordre à deux signaux, qui a pour expression:

$$f_0 = 2f_1 - f_2 \quad (2)$$

L'équation (2) peut encore se mettre sous la forme:

$$|f_1 - f_2| = |f_0 - f_1| = \Delta f \quad (3)$$

Les relations de fréquence sont illustrées dans la Fig. 1.

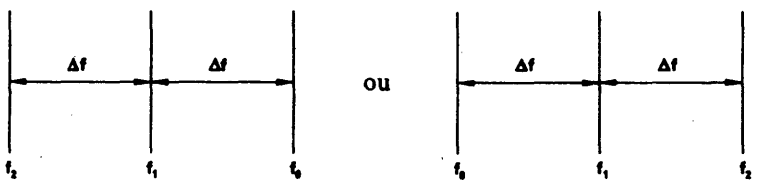



FIGURE 1

*Relations de fréquence pour l'intermodulation du troisième ordre à deux signaux*

Compte tenu de ce qui précède, la relation de puissance correspondant à l'interaction est la suivante:

$$2P_1 + P_2 - K_{2,1} = P_{im} \quad (4)$$

$P_1$ et $P_2$ représentent les niveaux de puissance à l'entrée, en dBm, des signaux aux fréquences $f_1$ et $f_2$. $P_{im}$ est la puissance de sortie, en dBm, du produit d'intermodulation à la fréquence $f_0$. $K_{2,1}$ est le facteur de perte par conversion du troisième ordre.

## 4. Modèle d'intermodulation dans le récepteur, utilisé dans le modèle analytique (COSAM)

Les niveaux de puissance $P_1$ et $P_2$ notés dans l'équation (4) sont censés exister à l'entrée du circuit non linéaire. L'équation (5) ci-après contient les niveaux de puissance à l'entrée du récepteur, ainsi que des termes de sélectivité effective qui donnent des estimations de l'affaiblissement hors fréquence dû aux étages passifs qui précèdent les circuits non linéaires.

$$2(P_{i1} - \beta_1) + (P_{i2} - \beta_2) - K_{2,1} = P_{ino} \qquad (5)$$

$P_{i1}$ est le niveau de la puissance de brouillage à l'entrée, en dBm, à la fréquence $f_1$ ; $P_{i2}$ est le niveau de puissance à $f_2$. $\beta_1$ et $\beta_2$ sont les coefficients d'affaiblissement hors fréquence, en dB, qui s'appliquent respectivement aux séparations de fréquence $\Delta f_1$ et $\Delta f_2$. $\Delta f_1 = |f_1 - f_2|$ et $\Delta f_2 = |f_2 - f_0| = 2\Delta f_1$. $P_{ino}$ (dBm) est défini dans le Rapport 524* comme la puissance d'entrée équivalente du brouillage sur la fréquence d'accord.

On obtient les valeurs de $\beta$ en appliquant la méthode classique de calcul des caractéristiques de sélectivité des circuits accordés. La Fig. 2 donne une représentation graphique de ces caractéristiques généralisées, telles qu'elles sont tirées de la référence [ITT, 1969]. Il convient de relever que $\beta$ est une fonction du paramètre en ordonnée, $k$, qui est égal à $2Q\Delta f/f_0$.

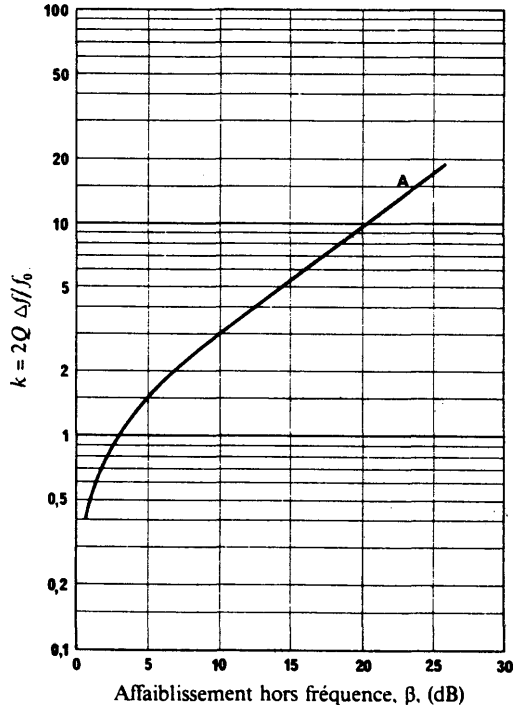



FIGURE 2 — *Caractéristique de sélectivité du circuit accordé d'après [ITT, 1969]*

A: pente de 6 dB/octave

* (Dubrovnik, 1986).

La partie rectiligne de la courbe a une pente de 6 dB par octave, ce qui est caractéristique d'un seul étage accordé. $N$, le nombre d'étages accordés, est égal à 1. Pour $N = 2$, la pente serait de 12 dB par octave, et ainsi de suite.

Ensuite, connaissant $Q$, $N$ et $f_0$, on peut à l'aide de la Fig. 2, calculer $\beta$ pour toute valeur de $\Delta f$. De même, si l'on peut estimer les valeurs de $N$, $\beta_1$ et $\beta_2$ à partir de résultats de mesure, il est possible, $f_0$ étant connu, de calculer $Q$. Ces deux méthodes sont illustrées ci-après.

Sur la base des valeurs des paramètres ci-dessus et de $K_{2,1}$, qui peut être estimé à partir de résultats de mesure, on pourra définir les caractéristiques d'intermodulation du troisième ordre du récepteur. Comme indiqué ci-dessus, on a généralement besoin de plus d'une valeur de $K_{2,1}$ pour décrire les effets de plusieurs sources de non-linéarité à savoir le premier amplificateur RF et le changeur de fréquence. Pour l'exemple traité dans le présent Rapport, il suffit d'avoir une seule valeur de $K_{2,1}$.

## 5. Evaluation des résultats de mesure

La référence [Efremov et Hagn, 1972] contient un très grand nombre de résultats de mesure de l'IMR. La Fig. 3 est tirée de ce document. Elle reprend les points se rapportant au récepteur appelé «Type C». On trouvera dans le Tableau I ces valeurs mesurées.

La valeur de $P_i$ est le niveau de puissance des deux signaux d'entrée nécessaires pour produire une réponse type. La fréquence d'accord ($f_0$) était de 42,0 MHz. La «sensibilité» était de $-123$ dBm. La Fig. 4 donne une représentation graphique des données du Tableau I. Il existe une méthode permettant de calculer le «meilleur ajustement» des données, avec un écart type correspondant ($\sigma$).

Etant donné que la valeur de $\Delta f$ est «faible» (0,02 MHz), c'est-à-dire qu'elle est comprise dans la bande passante FI du récepteur, on peut décrire $\beta_1 = \beta_2 = 0$. En portant ces valeurs dans l'équation (5), on obtient:

$$3\,P_i - K_{2,1} = P_{ino} \tag{6}$$

En utilisant les valeurs mesurées de $P_i = -53$ dBm et $P_{ino} = -123$ dBm, cette dernière équation donne $K_{2,1} = -36$.

Il s'agit maintenant de calculer $Q$. Etant donné que la pente de la partie rectiligne de la courbe de la Fig. 4 est de 6 dB par octave, on peut poser $N = 1$. Par conséquent, on peut récrire comme suit l'équation (5):

$$2\beta_1 + \beta_2 = 3\,P_i - K_{2,1} - P_{ino} \tag{7}$$

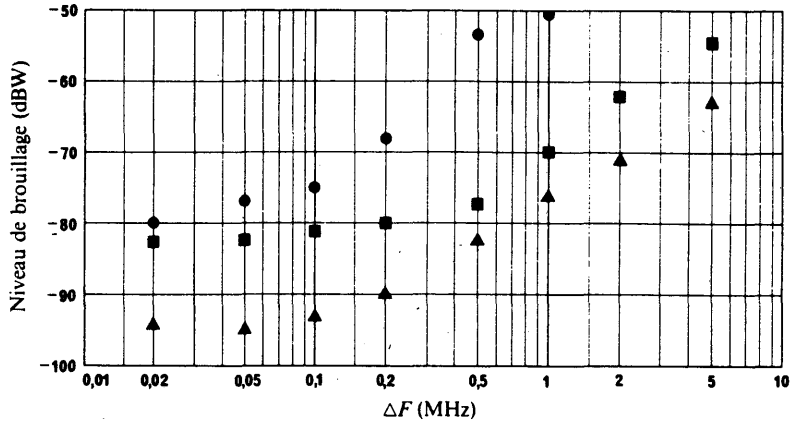



FIGURE 3 — *Niveaux mesurés de brouillage du 3e ordre pour deux signaux, en fonction de $\Delta f$ pour des récepteurs à 42 MHz, niveau d'entrée correspondant à la sensibilité de référence*
[Efremov et Hagn, 1972]

Signal moyen requis = – 153 dBW (moyenne de la sensibilité de référence)

● Type A
▲ Type B
■ Type C

TABLEAU I

*Valeurs mesurées de l'intermodulation du troisième ordre*

| $\Delta f$ (MHz) | $P_i$ (dBm) |
|---|---|
| 0,02 | −53 |
| 0,05 | −53 |
| 0,1 | −52 |
| 0,2 | −51 |
| 0,5 | −46 |
| 1,0 | −40 |
| 2,0 | −32 |
| 5,0 | −24 |

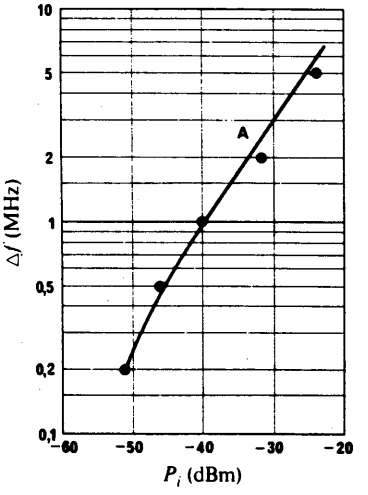



FIGURE 4 — *Caractéristique de l'intermodulation du 3e ordre pour deux signaux*

A : pente de 6 dB/octave

Si l'on choisit pour $\Delta f_1$ et $\Delta f_2$ les valeurs de 1 et 2 MHz, qui se trouvent sur la partie rectiligne de la courbe, il s'ensuit que:

$$\beta_2 = \beta_1 + 6 \qquad (8)$$

Pour $\Delta f_1$, $P_i = -39$ dBm; les valeurs de $K_{2,1}$ et $P_{ino}$ sont données plus haut. On résout alors en $\beta_1$ et $\beta_2$, pour lesquels on obtient respectivement 12 et 18 dB. En utilisant la Fig. 2, on constate que, pour $\beta_1 = 12$ dB, on a $k = 2Q\Delta f/f_0 = 4$. Etant donné que $\Delta f_1 = 1$ MHz et que $f_0 = 42$ MHz, on a $Q = 84$.

Une fois déterminées les valeurs de $K_{2,1}$, $Q$ et $N$, on procède de la manière inverse. Il faut prédire les valeurs de $P_i$, les comparer aux valeurs mesurées (plutôt qu'à la coure lissée), relever les différences et déterminer dans quelle mesure le modèle correspond aux résultats de mesure. (La valeur mesurée de $P_{ino}$ sera utilisée dans les prédictions.)

L'équation de prédiction est encore une autre variante de l'équation (5), à savoir:

$$P_i = (2\beta_1 + \beta_2 + K_{2,1} + P_{ino})/3 \qquad (9)$$

Les valeurs de $\beta$ sont tirées de la Fig. 2. Le Tableau II permet la comparaison entre les valeurs prédites et les valeurs mesurées.

TABLEAU II

*Comparaison entre les valeurs mesurées et prédites*

| $\Delta f$ (MHz) | $P_i$ (dBm mes.) | $P_i$ (dBm préd.) | $\Delta$ (dB) (1) |
|---|---|---|---|
| 0,02 | −53 | −53 | 0 |
| 0,05 | −53 | −53 | 0 |
| 0,1 | −52 | −52 | 0 |
| 0,2 | −51 | −50 | −1 |
| 0,5 | −46 | −44 | −2 |
| 1,0 | −40 | −39 | −1 |
| 2,0 | −32 | −33 | +1 |
| 5,0 | −24 | −24 | 0 |

(1) $\Delta = P_i$ (mes.) − $P_i$ (préd.)

On voit que la différence maximale entre les valeurs mesurées et les valeurs prédites est de 2 dB. La différence moyenne est inférieure à 1 dB. L'écart type des différences est de l'ordre de 1 dB. L'erreur de mesure est d'au moins ± 1 dB. On en conclut que le modèle est parfaitement adapté aux résultats.

## 6. Modèle générique

L'exemple qui précède constitue évidemment un cas particulier. On trouvera dans la Fig. 5 une illustration plus complète des caractéristiques IMR. Ce graphique pourrait être considéré comme un modèle générique d'IMR, car il englobe presque tous les cas connus et fournit une hypothèse justifiée par les lois de la physique pour chaque partie de la courbe, ainsi qu'un modèle pour l'ensemble des phénomènes.

En résumé, pour des niveaux de puissance d'entrée peu élevés et pour de faibles séparations de fréquence, on peut dire que le mélangeur est le circuit le plus important, précédé par plusieurs étages accordés. Pour une certaine valeur seuil de la puissance d'entrée ($P_{ib}$), ce sont les effets de non-linéarité du premier amplificateur RF qui deviennent prédominants. Cet amplificateur est naturellement précédé d'un plus petit nombre d'étages. Il peut exister d'autres étages non linéaires, mais il semble que leurs effets soient masqués par ceux du premier amplificateur et du mélangeur.

Pour des niveaux élevés de puissance d'entrée, la courbe tend à s'aplatir en raison du fait que l'on a atteint une valeur maximale d'affaiblissement du premier étage accordé.

Les valeurs numériques sont données uniquement à titre indicatif.

## 7. Influence des caractéristiques IMR en fonction de la disposition de l'équipement

Théoriquement, ce sont des fréquences non exposées à l'intermodulation qui seraient utilisées dans la pratique [Lustgarten, 1968]. Si les deux émetteurs brouilleurs ont des niveaux de puissance inférieurs à 50 dBm, au voisinage de 50 MHz, et s'ils sont situés à plus de 1,5 km environ du récepteur, il est peu vraisemblable que l'IMR cause un brouillage gênant. En revanche, si l'un des émetteurs se trouve «près» du récepteur, il sera peut-être très difficile de surmonter la difficulté.

Pour donner une idée de l'importance du problème, considérons brièvement un exemple. Supposons les conditions suivantes: le signal désiré est de −90 dBm; le seuil du brouillage acceptable (pour un seuil de confiance de l'ordre de 90%) est de −108 dBm ($P_{ino}$); le niveau de la puissance de brouillage sur place est de 0 dBm, ce qui correspond à $P_{i1}$ (pour $f_1$) dans l'équation (5); la puissance de l'émetteur brouilleur (à $f_2$) est de 50 dBm; la formule ci-après donne la valeur moyenne, $\overline{C}$, pour un modèle simple d'affaiblissement par couplage entre emplacements:

$$\overline{C} = 90 + 40 \log d_{km} \quad \text{dB} \tag{10}$$

L'équation (10) donne une estimation de l'affaiblissement dans la gamme des 50 MHz, valable pour des antennes relativement basses, à polarisation verticale. Dans ce cas, $P_{i2} = 50 - \overline{C}$; $\beta_1$ et $\beta_2$ sont tirés de la Fig. 2 ($Q = 84$, $N = 1$, $f_0 = 42$ MHz).

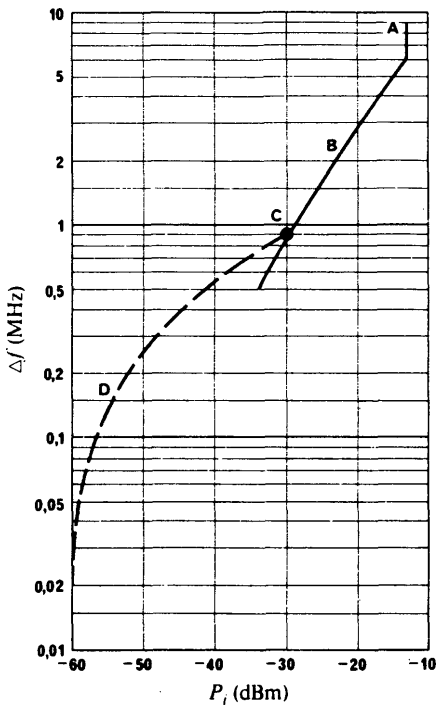



FIGURE 5 — *Modèle générique d'intermodulation dans les récepteurs (les valeurs numériques sont données à titre d'exemple)*

Sensibilité: −120 dBm; $f_0$: 50 MHz

A: premier étage accordé: Affaiblissement maximal (30 dB)

B: non-linéarité du 1er amplificateur RF: $K_{2,1} = -10$; $Q = 100$; $N = 1$

C: $P_{ib} = -30$ dBm

D: non-linéarité du mélangeur: $K_{2,1} = -60$; $Q = 100$; $N = 3$

Sur la base de cette estimation, la Fig. 6 représente la séparation de fréquence en fonction de la distance, pour éviter l'interaction. On voit que des distances jusqu'à 50 km ne permettent pas toujours d'éviter cette difficulté.

## 8. Application aux normes d'équipement

Certaines normes d'IMR nécessitent une seule mesure, avec des niveaux de puissance d'entrée égaux et une «petite» séparation de fréquence. Comme on l'a relevé, cette mesure peut donner une indication de l'aptitude du mélangeur à assurer une protection contre les interactions dues à l'intermodulation, mais elle ne fournira pas d'indication sur l'aptitude du premier amplificateur RF.

Pour des équipements utilisés au même endroit, les séparations de fréquence devront vraisemblablement être relativement grandes, mais la présence d'un émetteur, à plusieurs kilomètres de distance, peut causer une dégradation importante de la qualité de transmission si l'on emploie par inadvertance une combinaison de fréquences donnant lieu à intermodulation.

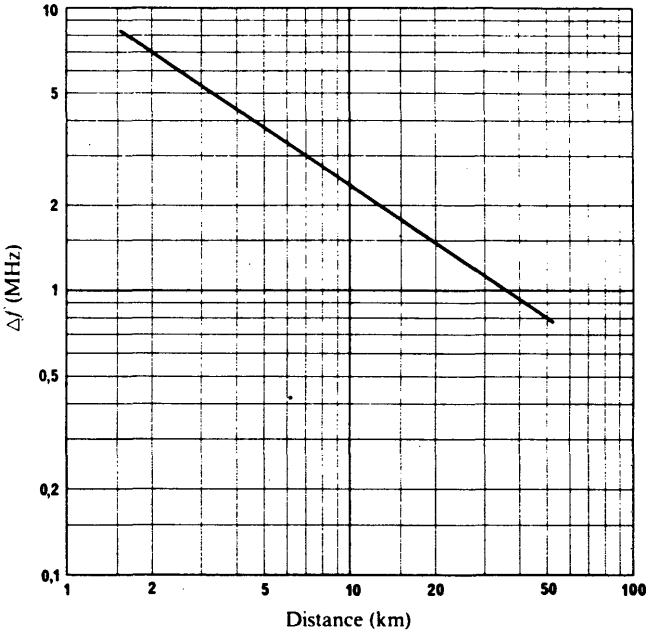



FIGURE 6 — *Exemple de rapport entre les deux critères : écart de fréquence et distance de séparation*

Emetteur situé au même endroit ($f_i$, $P_{ii}$ = 0 dBm); $f_0$ = 50 MHz

Il est donc indispensable de tenir compte, dans les méthodes et les critères de mesure usuels des équipements, de l'influence des grandes séparations de fréquence, qui permettent de contrôler l'aptitude du circuit d'entrée et du premier amplificateur RF à assurer une protection contre l'IMR.

On trouvera ci-après un bref exposé de la méthode de mesure proposée.

On accorde le récepteur sur une fréquence d'essai normalisée. La fréquence $f_1$ n'est pas modulée: dans le cas de modulation d'amplitude, on module à 30% la fréquence $f_2$, à l'aidé d'une tonalité type, dans le cas de la modulation de fréquence, $f_2$ reste sans modulation.

On règle les deux signaux sur un niveau de sortie maximum égal; il est souhaitable d'avoir au moins +20 dBm. On détermine la valeur maximale de $\Delta f$ pour laquelle on obtient une réponse normalisée à la sortie. Pour les signaux modulés, on utilise à la sortie un rapport $(S + N)/N = 10$ dB. Si l'on utilise des signaux MF non modulés, on obtient normalement un niveau de réglage silencieux de 20 dB, mesuré sur un voltmètre donnant les valeurs efficaces vraies.

Connaissant $\Delta f_{max}$, la séparation suivante est $\Delta f_{max}/2$. On prend note du niveau égal de puissance d'entrée nécessaire pour obtenir une réponse normalisée. On répète ce processus jusqu'à ce que $f_1$ soit compris dans la largeur de bande mesurée du récepteur (60 dB). On prend soin d'éviter les réponses parasites.

## 9. Modèle d'intermodulation du troisième ordre avec deux signaux brouilleurs

Il est connu [White, D. 1973]' qu'un récepteur subit un brouillage préjudiciable lorsque la condition suivante est réalisée:

$$2P_1 + P_2 \geq 3W$$

où W est la sensibilité du récepteur au brouillage d'intermodulation (dBm).

Des études théoriques [Alter, L.S., 1986] ont démontré - et ceci a été vérifié par des travaux expérimentaux - que la grandeur W est fonction de la puissance du signal utile à l'entrée et des différences de fréquence des signaux brouilleurs suivant les formules ci-dessous:

$$W = \begin{cases} b_1 \ (1 + P_s/P_{so}) & \text{où } \Delta_1 \leq \Delta_{1,0} \\ b_2 \ (1 + P_s/P_{so})(\Delta_1/f_o) & \text{où } \Delta_1 > \Delta_{1,0} \end{cases}$$

où:

$$\Delta_1 = |f_1 - f_o|;$$

$P_s$: puissance du signal utile à l'entrée du récepteur (mW);

$b_1$, $b_2$, $\Delta_1$, $P_{SO}$: paramètres du modèle

W: sensibilité du récepteur au brouillage d'intermodulation (mW).

La variation de la sensibilité comme fonction de $P_s$ et de $\Delta_1$ ($\Delta_1$: différence de fréquence du signal brouilleur dont la fréquence est la plus rapprochée de $f_0$) est représentée dans les Figures 7 et 8.

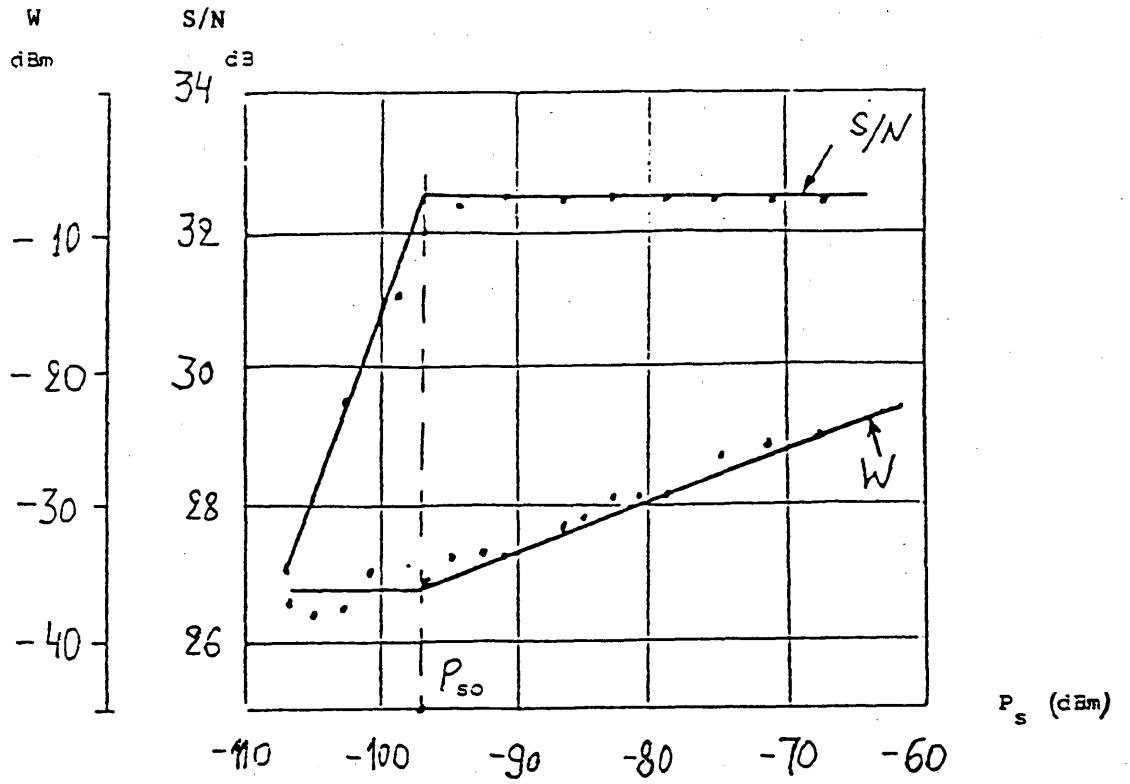



FIGURE 7

Influence de $P_s$ sur W et S/N

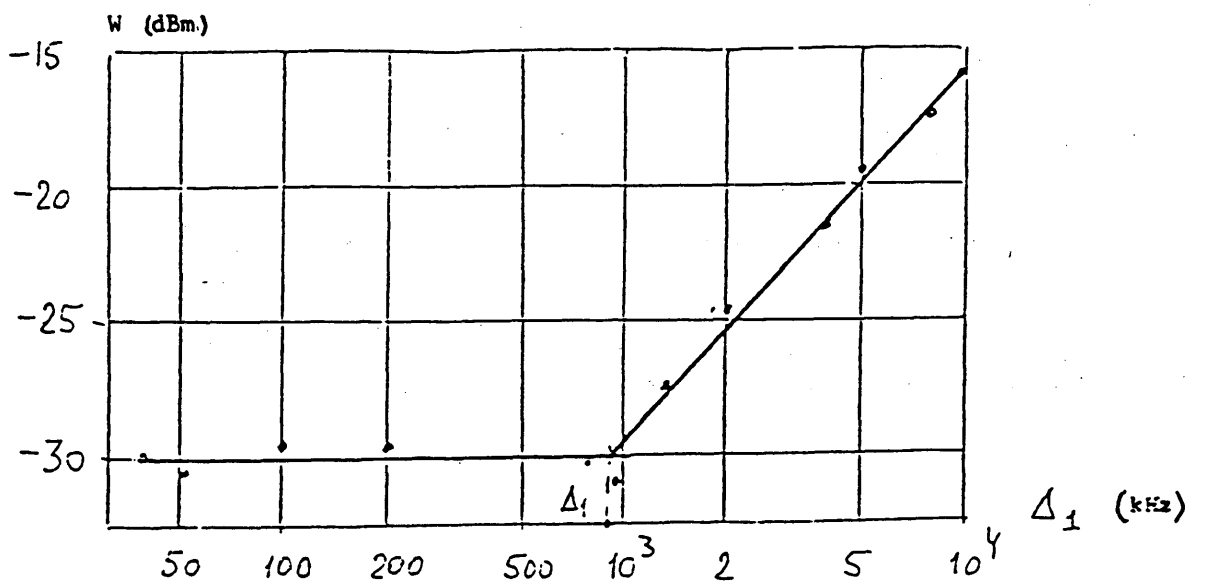



FIGURE 8

Influence de $\Delta_1$ sur W

Le modèle a été vérifié avec des récepteurs à canal unique de différents types du service mobile terrestre dans les bandes de fréquences de 40, 160 et 330 MHz, et une bonne concordance a été relevée entre les résultats et les données expérimentales. La méthode de mesure des paramètres du modèle est décrite dans l'Appendice au présent Rapport.

## 10. Conclusions

Des indications qui précèdent, il ressort que l'on peut simuler efficacement par un modèle les phénomènes complexes d'intermodulation dans le récepteur (IMR), en décrivant les performances des circuits à l'aide de paramètres relativement simples et peu nombreux. Moyennant des mesures adéquates à l'entrée et à la sortie et un nombre raisonnable d'échantillons d'essai, on peut, par cette méthode, construire un modèle statistique des phénomènes étudiés; la méthode peut aussi servir de base pour le calcul d'un facteur de qualité du point de vue compatibilité électromagnétique (EMC) significatif pour cette interaction importante. (Un comité patronné par le groupe EMC de l'IEEE et par l'ECAC a publié un rapport où est décrite cette notion de facteur de qualité [IEEE/ECAC, 1975].)

Des travaux récents semblent indiquer que l'on peut obtenir des estimations raisonnables des valeurs des paramètres non linéaires de l'IMR ($K_{m,n}$) sans procéder à des mesures, si l'on possède un diagramme détaillé des circuits et une connaissance des caractéristiques des éléments actifs dans le récepteur (voir le Rapport 521). Toutefois, il apparaît qu'une connaissance détaillée des éléments passifs, et particulièrement des caractéristiques de désaccord du circuit d'entrée, est tout aussi importante. En fait, ce dernier aspect semble poser un problème plus délicat, car on ne trouve généralement pas, dans les diagrammes de circuits ou dans la documentation des fabricants, les valeurs requises pour les paramètres passifs, par exemple les caractéristiques des transformateurs RF et les valeurs de capacités parasites.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


ALTER, L.S., [1986] **Analiticheskaya model vospriimchivosti radiopriemnika k intermodulyatsionnym pomekhan (Modèle analytique de sensibilité de récepteur au brouillage d'intermodulation), Radiotekhnika N° 1, 28-31.**

EFREMOV et HAGN [juillet 1972] Measurements on Modern Land Mobile Receivers. SRI Technical Note 18, Project 8652-1, Stanford Research Institute, Menlo Park, CA, Etats-Unis d'Amérique.

IEEE/ECAC [février 1975] Final Report of The IEEE/ECAC EMC Figure of Merit (FOM) Committee (Single-Channel Voice Communications Equipment). *IEEE Trans. Electromag. Compt.*, Vol. EMC-17, 1.

ITT [1969] Reference Data for Radio Engineers, Cinquième Edition, ITT.

LUSTGARTEN, M. [1968] A Method for Computing Intermodulation-Free Frequency Lists. Record of the IEEE Symposium on EMC.

LUSTGARTEN, M. [juillet 1970] COSAM (Co-site Analysis Model). IITRI, ECAC, Record of the IEEE Symposium on EMC.

LUSTGARTEN, M. et HUGHES, D. [1972] Validation of the Co-site Analysis Model (COSAM) for Selected UHF AM Equipments. Record of the IEEE Symposium on EMC.

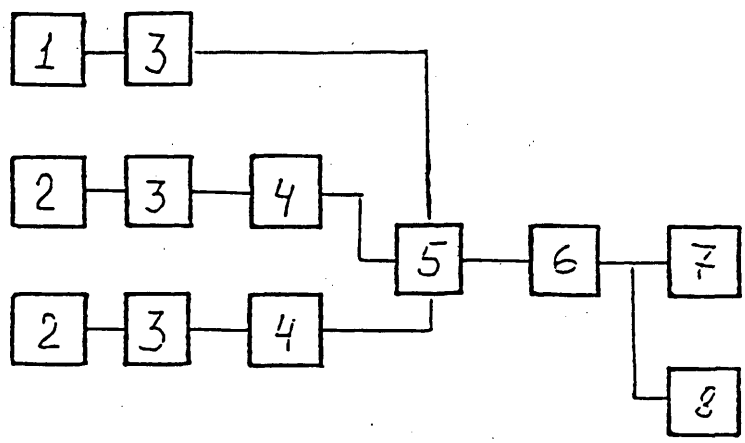
**WHITE, D. [1973] Handbook series on electromagnetic interference and compatibility, Don White Consultants, Inc.**

APPENDICE

Méthode de mesure des paramètres du modèle

Pour déterminer ces paramètres, il est nécessaire, en utilisant la méthode SINAD, de connaître expérimentalement les variations du rapport signal/bruit, S/N, à la sortie du récepteur en fonction du niveau du signal à l'entrée $P_s$. Les points ainsi obtenus détermineront par approximation deux droites dont la première est inclinée suivant un angle de 45° et la deuxième est horizontale. L'intersection correspond au paramètre $P_{so}$ (voir la Figure 7). Le paramètre $P_{so}$ a la signification physique suivante: quant $P_s = P_{so}$, le niveau de bruit converti de l'oscillateur local à partir de la bande $[f_h - B; f_h + B]$ ($f_h$: fréquence de l'oscillateur, B: demi-bande passante du canal principal de sélectivité) lorsqu'il subit l'effet du signal utile $P_s$, est égal à celui du bruit dans les étages d'entrée à la sortie du mélangeur.

Il est alors nécessaire de déterminer la variation de la sensibilité W fonction de $\Delta_1$ lorsque $P_s$ = constante. Les points obtenus détermineront par approximation deux droites (voir Figure 8). Le point $\Delta_1$ correspond à la moitié de la bande passante du présélecteur. La configuration du dispositif de mesure est représenté à la Figure 9.




1. Oscillateur du signal utile
2. Oscillateur du signal brouilleur
3. Atténuateur
4. Filtre d'élimination de bande
5. Dispositif d'adaptation
6. Récepteur
7. Charge
8. Dispositif de mesure de distorsion non linéaire

FIGURE 9 - Configuration du dispositif de mesure

RAPPORT 974

# PROCÉDÉS D'ANALYSE DES BROUILLAGES DES RÉCEPTEURS CLASSIQUES PAR DES SIGNAUX A ÉTALEMENT DU SPECTRE

(Programme d'études 18B/1)

(1986)

## 1. Introduction

Le présent Rapport présente des procédés d'évaluation de l'interaction entre des brouilleurs à étalement du spectre (ES) et les récepteurs classiques. Ces procédés généralisent le concept de rejet dépendant de la fréquence (FDR: frequency dependant rejection) au calcul de la séparation fréquence-distance (FD) que décrit le Rapport 654. FDR et FD sont des données qui facilitent la résolution du partage dans le même canal et des problèmes de brouillage par le canal adjacent en fournissant les séparations minimales nécessaires en distance et en fréquence entre le brouilleur et le récepteur pour que ce dernier fonctionne convenablement.

Le Rapport 651 décrit en détail les techniques de modulation ES. On s'intéressera ici à deux types généraux de techniques ES, la séquence directe (SD) et le saut de fréquence (SF). Les formes hybrides de ces deux méthodes, c'est-à-dire SF/SD et SD à saut temporel (ST/SD) présentent aussi un intérêt.

## 2. Généralités

Pour calculer la courbe FD, le Rapport 654 donne une méthode fondée sur l'inéquation

$$L_b(d) + FDR(\Delta f) \geqslant P_t + G_t + G_r - I_m \qquad (1)$$

où:

$L_b(d)$ : affaiblissement de propagation pour une distance de séparation $d$ entre la source de brouillage et le récepteur (dB)

$P_t$ : puissance moyenne de l'émetteur brouilleur (dBm)

$G_t$ : gain de l'antenne de l'émetteur brouilleur en direction du récepteur (dBi)

$G_r$ : gain de l'antenne du récepteur en direction de l'émetteur brouilleur (dBi)

$I_m$ : puissance brouilleuse moyenne à ne pas dépasser pour que le fonctionnement soit acceptable (dBm)

$FDR(\Delta f)$ : est défini par l'équation (2) du Rapport 654 (dB).

L'inéquation (1) s'applique lorsque l'émission brouilleuse est continue dans le temps et si la réponse qu'elle provoque l'est aussi. Quand l'émission présente des sauts de fréquence ou temporels, la réponse qui en résulte n'est pas forcément continue dans le temps et le fonctionnement dépend davantage des crêtes de la puissance de brouillage que de sa moyenne. On remplace l'inéquation (1) par

$$L_b(d) + \widehat{FDR}(\Delta f) \geqslant \hat{P}_t + G_t + G_r - \hat{I}_m \qquad (2)$$

où:

$\hat{P}_t$ : puissance crête de l'émetteur brouilleur (dBm)

$\hat{I}_m$ : puissance crête de brouillage à ne pas dépasser pour que le fonctionnement soit acceptable (dBm).

La fonction $\widehat{FDR}(\Delta f)$, utilisée quand on s'intéresse aux niveaux de brouillage crête, se calcule au moyen de

$$\widehat{FDR}(\Delta f) = FDR(\Delta f) + \eta_i - \eta_0(\Delta f) \quad (3)$$

On trouvera définis dans le Rapport 972 les termes $\eta_i$, coefficient d'utilisation de l'émission brouilleuse à l'entrée du récepteur et $\eta_0(\Delta f)$ qui est celui du signal réponse. Les expressions données pour ces termes au Tableau III de ce Rapport s'appliquent à des signaux numériques reçus par des récepteurs à fenêtres et peuvent aussi servir lorsque la réponse à l'émission ES consiste en impulsions ou en salves.

Une fois qu'à l'aide des méthodes décrites dans les paragraphes suivants, on a calculé tous les termes, sauf $L_b(d)$, on pourra, en suivant la démarche décrite dans le Rapport 654, tracer une courbe FD.

Le présent Rapport est essentiellement consacré aux méthodes de calcul de $I_m$ et $\hat{I}_m$ en fonction des divers types d'émissions ES.

## 3. Examen du signal réponse

Comme le Rapport 972 l'explique et le met en évidence, les signaux réponse qui résultent d'émissions comportant une signalisation numérique affectent des formes diverses selon les caractéristiques du signal brouilleur et la sélectivité du récepteur [Newhouse, 1978]. En présence d'un type particulier d'émission ES, on choisira la méthode de calcul des niveaux crêtes de brouillage et de FD en fonction du type de signal réponse qui apparaît.

### 3.1 *Réponse du type bruit, continue dans le temps*

Lorsque la réponse est du type bruit et est continue dans le temps, ce qui se produit si le récepteur reçoit une émission SD dont la largeur de bande est supérieure à la sienne, on peut considérer que le brouillage vient s'ajouter au bruit du récepteur, comme l'explique le Rapport 652. On estimera les effets sur le fonctionnement du récepteur, à l'aide d'une méthode de mesure convenant au brouillage par le bruit.

### 3.2 *Réponse continue en amplitude et en temps*

Une réponse continue à la fois en amplitude et en temps est produite par une émission SD dans le même canal lorsque la largeur de bande du récepteur est supérieure à la largeur de bande instantanée de l'émission.

### 3.3 *Réponses aux impulsions et aux salves*

Certains types d'émissions ES, notamment les types ST/SD, SF, SF/SD, produisent en général des réponses qui consistent en impulsions ou salves de bruit espacées de façon aléatoire. Comme il est dit dans le Rapport 972, un brouillage par des émissions SD faites dans le canal adjacent produit aussi des impulsions à espacement aléatoire lorsque la largeur de bande du récepteur est supérieure à celle de l'émission.

On trouve dans les tableaux du Rapport 972 des équations pour calculer les coefficients d'utilisation $\eta_i$ et $\eta_0(\Delta f)$ des signaux d'entrée et de sortie respectivement, pour diverses combinaisons de largeur de bande. La fraction du temps pendant laquelle le signal réponse n'est pas nul est appelée DC et se calcule approximativement comme suit:

$$DC = \text{antilog}\,[0{,}1\ \eta_0(\Delta f)] \quad (4)$$

Lorsque le signal réponse consiste en salves brèves et à un petit coefficient d'utilisation, on peut tolérer des rapports signal/brouillage crête ($S/\hat{I}$) très inférieurs à 0 dB. C'est ainsi que, pour des auditeurs expérimentés, l'intelligibilité, exprimée à l'aide d'une note d'appréciation de la netteté, d'une émission radiotéléphonique en MA brouillée par des impulsions de radar n'est pas réduite même lorsque $S/\hat{I} = -70$ dB pourvu que le coefficient d'utilisation des impulsions à l'entrée n'excède pas 8% [Hatch et autres, 1971]. On a observé, par ailleurs, que les auditeurs ne se plaignaient pas si le coefficient d'utilisation d'une réponse consistant en salves de bruit ne dépassait pas 5%. Bien qu'on dispose de résultats dans le cas de brouillages par des impulsions d'une durée de l'ordre de la microseconde [Licklider et Goffard, 1947], rien n'a été publié pour les salves de durée supérieure qui sont caractéristiques des brouillages ES intermittentes.

La méthode de détermination de $\hat{I}_m$ lorsque le brouillage provoque des réponses intermittentes se trouve dans le Tableau I pour les récepteurs radiotéléphoniques en MA, dans le Tableau II pour les récepteurs radiotéléphoniques en MF et dans le Tableau III pour les récepteurs numériques classiques. Ces tableaux indiquent qu'il faut protéger le récepteur contre un certain nombre de mécanismes de brouillage, notamment: la gêne de l'auditeur, la perte d'intelligibilité, une probabilité excessive d'avoir des symboles erronés, la détérioration de la commande automatique de gain et de la synchronisation.

TABLEAU I – *Méthodes de détermination de $\hat{I}_m$ pour un récepteur radiotéléphonique en MA soumis à des brouillages intermittents* *

| Conditions | Exigence | Méthode |
|---|---|---|
| $\tau_B \leqslant 1$ ms et DC $\leqslant 5\%$ | Eviter la perte d'intelligibilité | Mettre en œuvre les méthodes décrites aux § 4.3.2 ou 4.4.2 |
| $\tau_B \leqslant 1$ ms et DC $> 5\%$ | Eviter de gêner l'auditeur | Agir comme si le coefficient d'utilisation était égal à 100%; recourir aux méthodes que décrit le Rapport 654 (1) |
| $\tau_B > 1$ ms | Eviter de perturber la CAG | Agir comme si le coefficient d'utilisation était égal à 100%; recourir aux méthodes que décrit le Rapport 654 (1) |

$\tau_B$: longueur des salves de brouillage (s).

DC: coefficient d'utilisation de la réponse au brouillage (%).

* Y compris les réponses aux émissions ST/SD, SF et SF/SD.

(1) Cette méthode satisfait aux exigences, mais il n'est pas toujours nécessaire d'y avoir recours. Une méthode plus complète révèlerait qu'il suffit de contraintes moins sévères pour protéger convenablement le récepteur.

TABLEAU II – *Méthodes de détermination de $\hat{I}_m$ pour un récepteur radiotéléphonique en MF soumis à des brouillages intermittents*

| Type d'émission | Conditions | Exigence | Méthode |
|---|---|---|---|
| ST/SD | DC $< 5\%$ et $\tau_B > 100$ ms | Eviter la perte d'intelligibilité | Mettre en œuvre les méthodes décrites au § 4.3.3 |
| ST/SD | DC $> 5\%$ | Eviter de gêner l'auditeur | Agir comme si le coefficient d'utilisation était égal à 100%; recourir aux méthodes que décrit le Rapport 654 (1) |
| SF ou SF/SD | $\tau_B < 100$ ms | Eviter de gêner l'auditeur | Mettre en œuvre la méthode décrite au § 4.4.3 |
| SF ou SF/SD | $\tau_B \geqslant 100$ ms | Eviter de gêner l'auditeur et de nuire à l'intelligibilité | Mettre en œuvre la méthode décrite au § 4.4.3 |

(1) Cette méthode satisfait aux exigences, mais il n'est pas toujours nécessaire d'y avoir recours. Une méthode plus complète révèlerait qu'il suffit de contraintes moins sévères pour protéger convenablement le récepteur.

TABLEAU III – *Méthodes de détermination de $\hat{I}_m$ pour un récepteur numérique classique soumis à des brouillages intermittents*

| Conditions | Exigence | Méthode |
|---|---|---|
| $\tau_B < T_u$ et $\tau_B < T_s$ | Eviter une probabilité excessive d'avoir des symboles erronés | Mettre en œuvre les méthodes décrites aux § 4.3.1 ou 4.4.1 |
| $\tau_B > T_u$ | Eviter de perturber la CAG | Agir comme si le coefficient d'utilisation était égal à 100%; recourir aux méthodes que décrit le Rapport 654 (1) |
| $\tau_B > T_s$ | Eviter de perturber la synchronisation | Agir comme si le coefficient d'utilisation était égal à 100%; recourir aux méthodes que décrit le Rapport 654 (1) |

$\tau_B$: longueur des salves de brouillage (s).

$T_u$: temps de réaction de la CAG (s).

$T_s$: durée de rupture de la synchronisation (s).

(1) Cette méthode satisfait aux exigences, mais il n'est pas toujours nécessaire d'y avoir recours. Une méthode plus complète révèlerait qu'il suffit de contraintes moins sévères pour protéger convenablement le récepteur.

## 4. Méthode de détermination de $\hat{I}_m$

### 4.1 *Généralités*

$\hat{I}_m$ se calcule à l'aide de l'expression générale suivante:

$$\hat{I}_m = N_0 + 10 \log (10^{M_I/10} - 1) \tag{5}$$

où $N_0$ qui est la puissance de bruit du récepteur, se déduit de l'équation (3) du Rapport 654 et où $M_I$ marge de brouillage, se calcule par:

$$M_I = (S/N)_0 - (S/N)_i \tag{6}$$

où:

$(S/N)_0$ : rapport signal/bruit lorsqu'aucune émission non désirée n'affecte le récepteur (dB)

$(S/N)_i$ : rapport signal/bruit plus brouillage lorsque le récepteur est affecté par une émission ES (dB).

Au cours de certaines études de brouillage, on peut spécifier soit $(S/N)_0$ et $(S/N)_i$, soit $M_I$. Dans d'autres cas, on précise la qualité en absence de brouillage et la qualité minimale admissible en présence de brouillage. Pour les émissions en radiotéléphonie, on évalue la qualité au moyen d'une note d'appréciation de la netteté (AS = articulation score); en absence de brouillage AS = $AS_0$ et AS = $AS_i$ en présence de brouillage. On mesure la qualité des émissions numériques à l'aide de la probabilité d'erreur sur les symboles ($P_e$); en l'absence de brouillage, $P_e = P_{e,0}$ et $P_e = P_{e,i}$ en présence de brouillage. $P_{e,I}$ représente la probabilité que soient erronés les symboles qui coïncident avec l'instant où l'émission ES produit une réponse impulsive ou une salve.

Le Rapport 526 donne, dans le cas de brouillages dus au bruit, les courbes d'AS. On peut aussi évaluer une émission radiotéléphonique à l'aide de l'indice de netteté (IN). Le Rapport 652 donne les courbes d'IN pour les brouillages dus au bruit. Divers ouvrages [ECAC, 1975] fournissent les courbes d'AS et d'IN pour d'autres types de brouillage. Weaver [1962] et d'autres publications fournissent les courbes qui donnent $P_e$ pour les brouillages dus au bruit. On trouve aussi [Juroshek, 1976; Rosenbaum, 1968] des méthodes de calcul de $P_e$ pour les brouillages dans le même canal (analogue à une onde entretenue). Comme il est expliqué dans le Rapport 972 et les exemples qu'il contient, la réponse s'apparentera à un bruit ou à une onde entretenue en fonction des caractéristiques de l'émission et de la sélectivité du récepteur.

### 4.2 *Méthode employée pour les émissions SD*

La réponse que produit une émission SD est permanente pourvu que la largeur de bande émise soit plus grande que celle du récepteur. En ce cas, on recourt à l'inéquation (1) et aux méthodes du Rapport 654 pour déterminer $I_m$ et FD. Il est très improbable que la largeur de bande d'une émission SD soit inférieure à celle du récepteur radiotéléphonique en MA ou en MF. C'est pourquoi on n'a pas décrit de méthode qui s'appliquerait dans ce cas. Pour un récepteur numérique dont la largeur de bande dépasse celle de l'émission SD, on appliquera la méthode du § 4.3.1. Lorsqu'on calcule DC à l'aide de l'équation (4), on tire $\eta_0(\Delta f)$ du Tableau III du Rapport 972 au moyen de l'équation qui correspond à des signaux d'entrée continus.

4.3 *Méthode employée pour les émissions ST/SD*

Ce qui caractérise essentiellement le signal réponse qu'engendrent les émissions ES, c'est la fraction du temps pendant laquelle l'amplitude du signal réponse n'est pas nulle. Le coefficient d'utilisation à la sortie, $\eta_0(\Delta/f)$, qui est une fonction de $\tau_g$, $T_g$, $B_r$ et $\Delta f$ est une valeur approximative de cette fraction. $\eta_0(\Delta f)$ est défini dans le Rapport 972 dont le Tableau III récapitule les expressions à utiliser pour calculer cette fonction pour des réponses aux émissions ST/SD.

4.3.1 *Récepteurs numériques*

Dans le cas de récepteurs numériques, pour déterminer $\hat{I}_m$, il faut d'abord calculer $P_{e.I}$ à l'aide de l'équation:

$$P_{e.I} = \left[P_{e.i}\ DC^{-1}(\Delta f)\right] + \left[P_{e.0}\ (1 - DC^{-1}(\Delta f))\right] \tag{7}$$

Après avoir calculé $P_{e.I}$, on détermine le niveau de brouillage correspondant à $P_{e.I}$. Quand la réponse a l'allure d'un bruit, on évalue $(S/N)_i$ à l'aide d'une expression ou d'une courbe qui représente $P_e(S/N)$. Quand la réponse s'apparente à une onde entretenue, c'est-à-dire si son amplitude est constante, on évalue $S/\hat{I}$ à l'aide d'une expression ou d'une courbe qui représente $P_e(S/N,\ S/I)$ [Juroshek, 1976]. On tire $\hat{I}_m$ de:

$$\hat{I}_m = (S/N)_0 - (S/\hat{I}) + N_0 \tag{8}$$

où on évalue $(S/N)_0$ à l'aide d'une courbe représentant $P_e(S/N)$; $(S/N)_0$ est le rapport signal/bruit qui fournit la valeur de $P_{e.0}$ spécifiée. On tire le bruit $N_0$ du récepteur de l'équation (3) du Rapport 654.

Une fois obtenus $(S/N)_i$ et $(S/N)_0$, on calcule $M_I$ à l'aide de l'équation (6) et enfin $\hat{I}_m$ se déduit de l'équation (5).

4.3.2 *Récepteurs radiotéléphoniques en MA*

Dans le cas des récepteurs radiotéléphoniques en MA, on calcule $\hat{I}_m$ à l'aide de l'équation:

$$\hat{I}_m = 10 \log \left[\left(\frac{(S/N)_0}{(S/N)_i} - 1\right) \frac{N_0}{DC(\Delta f)}\right] \tag{9}$$

où:

$(S/N)_0$ : rapport signal/bruit qui correspond à $AS_0$

$(S/N)_i$ : rapport signal/bruit plus brouillage qui correspond à $AS_i$.

On trouvera dans le Rapport 526 les courbes qui représentent AS en fonction du brouillage dû au bruit.

*Note* – Les rapports et les termes qui figurent dans cette équation ne sont pas exprimés en dB.

4.3.3 *Récepteurs radiotéléphoniques en MF*

Lorsqu'un récepteur radiotéléphonique est soumis à une émission ST/SD qui provoque une réponse dont la puissance crête est supérieure à la puissance du signal désiré, la qualité dépend davantage du coefficient d'utilisation du signal réponse que de la puissance moyenne ou de crête. Lorsque $\tau_B > 100$ ms, il n'y aura pas de détérioration inacceptable si:

$$(1 - DC)\ 100 > AS_i \tag{10}$$

où:

$\tau_B$ : longueur de salve de la réponse

$AS_i$ : note d'appréciation de la netteté minimale acceptable.

Pour que l'auditeur ne soit pas gêné, $DC$ doit rester inférieur à 0,05 (5%). Si $DC$ dépasse 5%, il faut alors considérer que l'émission ST/SD est continue dans le temps, ce qui revient à dire que $DC = 1{,}0$. Dans ce cas, $\hat{I}_m = I_m$ et on recourra aux méthodes que décrit le Rapport 654 qui concerne les émissions continues dans le temps.

4.4 *Méthode appropriée aux émissions SF et SF/SD*

Pour les émissions SF, on détermine la puissance de brouillage maximale tolérable à l'aide d'une méthode d'essais et d'erreurs. On évalue la puissance crête de la réponse au brouillage, $\hat{I}(\Delta f_j)$, associée à chacune des fréquences qu'émet l'émetteur SF, au moyen de l'équation:

$$\hat{I}(\Delta f_j) = \hat{I}_a - \widehat{FDR}(\Delta f_j) \qquad j = 1, 2, \ldots, N_F \tag{11}$$

où $\hat{I}_a$ est une valeur qu'on a choisie pour le brouillage crête maximal admissible à l'entrée du récepteur (à la sortie de l'antenne de réception). La discussion ci-après montre que la valeur correcte de $\hat{I}_a$ est déterminée à l'aide d'une méthode d'essais et d'erreurs. $\widehat{FDR}(\Delta f_j)$ s'obtient au moyen de l'équation (3), $N_F$ est le nombre total des fréquences de l'émetteur SF et:

$$\Delta f_j = f_r - f_j \tag{12}$$

où:

$f_r$: fréquence d'accord du récepteur (Hz)

$f_j$: $j^{\text{ème}}$ fréquence de l'émetteur SF (Hz).

4.4.1 *Récepteurs numériques*

Lorsque la réponse a l'allure d'un bruit, la probabilité $P_{e,j}$ que soient erronés les symboles qui coïncident en temps avec la salve de brouillage ou l'impulsion associée à la $j^{\text{ème}}$ fréquence de saut est fonction de $(S/N)_j$ qu'on calcule à l'aide de:

$$(S/N)_j = \frac{(S/N)_0}{1 + \dfrac{\hat{I}(\Delta f_j)}{N_0}} \qquad j = 1, 2, \ldots, N_F \tag{13}$$

où $N_0$ se calcule à l'aide de l'équation (3) du Rapport 654; on le convertit ensuite de dBm en mW.

*Note* – Aucun des termes de l'équation (13) n'est en décibels.

Lorsque la réponse s'apparente à une onde entretenue, $P_{e,j}$ est fonction de $(S/N)_0$ et de $S/\hat{I}(\Delta f_j)$ où:

$$S/\hat{I}(\Delta f_j) = (S/N)_0 - \hat{I}(\Delta f_j) + N_0 \tag{14}$$

En fonction de la valeur de $\hat{I}_a$ choisie, on compte sur une probabilité $P_e$ d'avoir des symboles erronés donnée par:

$$P_e = \frac{1}{N_F} \sum_{j=1}^{N_F} \left[P_{e,j}\, \eta_f(\Delta f_j) + P_{e,0}\,(1 - \eta_f(\Delta f_j))\right] \tag{15}$$

où:

$$\eta_f(\Delta f) = (\tau_0/\tau_f)\, DC(\Delta f) \tag{16}$$

$\tau_0$ est la longueur à demi-puissance de la salve et $\tau_f$ le temps de maintien de la fréquence qui est égal à l'inverse du taux de saut $R_h$. Comme le montre la Fig. 1, l'émetteur est coupé pendant l'intervalle de durée $\sigma_0$ pendant lequel la fréquence change. Une fois qu'on a calculé $P_e$, on le compare à $P_{e,i}$. Si $P_e \neq P_{e,i}$, on prend pour $\hat{I}_a$ une autre valeur et on reprend le calcul des équations (11), (13), (14) et (15). Si $P_e = P_{e,i}$, la valeur qu'on a choisie pour $\hat{I}_a$ et portée dans l'équation (11) est le niveau de brouillage crête maximal admissible à l'entrée du récepteur.

Le fonctionnement du récepteur n'est jugé satisfaisant que si:

$$L_b(d) \geqslant P_t + G_t + G_r - \hat{I}_a \tag{17}$$

A partir de la valeur de $L_b(d)$ obtenue ci-dessus, on peut calculer la distance de séparation nécessaire au moyen de la méthode du Rapport 654. En vue de tracer une courbe FD, on donne à $f_r$ différentes valeurs (voir l'équation (12)) et pour chacune d'elles on réitère le processus ci-dessus.

4.4.2 *Récepteurs radiotéléphoniques en MA*

Dans le cas des récepteurs radiotéléphoniques MA et sous les conditions définies dans le Tableau I, AS dépend de la puissance moyenne de brouillage $I$ qui tombe dans la largeur de bande du récepteur. Après qu'on ait choisi une valeur $\hat{I}_a$ et qu'on ait calculé $\hat{I}(\Delta f_j)$, $j = 1, 2, \ldots N_F$, au moyen de l'équation (11) la puissance moyenne de brouillage s'obtient comme suit:

$$I = \frac{1}{N_F} \sum_{j=1}^{N_F} \eta_f(\Delta f_j) \cdot \text{antilog} \left[0{,}1\ \hat{I}(\Delta f_j)\right] \tag{18}$$

où $\eta_f(\Delta f_j)$ est tiré de l'équation (16). On calcule la puissance de brouillage moyenne maximale admissible à l'aide de l'expression:

$$I_m = \left(\frac{(S/N)_0}{(S/N)_i} - 1\right) N_0 \tag{19}$$

où $N_0$ est tiré de l'équation (3) du Rapport 654, puis converti de dBm en mW. On suppose ici que $AS_i \geqslant 70\%$; dans ce cas, la puissance crête maximale admissible de la réponse sera inférieure au niveau d'écrêtage de l'amplification audio.

*Note.* – Aucun des termes de l'équation (19) n'est en décibels.

Si $I \neq I_m$, on choisit pour $\hat{I}_a$ une nouvelle valeur et on reprend le calcul des équations (11) à (18). Si $I = I_m$, la valeur de $\hat{I}_a$ qu'on a choisie est le brouillage crête maximal admissible à l'entrée du récepteur. On porte $\hat{I}_a$ dans l'inéquation (17) pour déterminer la valeur de $L_b(d)$ minimale admissible. La distance de séparation nécessaire s'obtient alors par la méthode du Rapport 654. En vue de tracer une courbe FD, on donne à $f_r$ différentes valeurs (voir l'équation (12)) et pour chacune d'elles on réitère le processus ci-dessus.

4.4.3 *Récepteurs radiotéléphoniques en MF*

La qualité obtenue avec des récepteurs radiotéléphoniques en MF soumis à des émissions SF ou SF/SD dépend davantage du coefficient d'utilisation de la réponse que de la puissance moyenne de crête, lorsque la puissance crête de la réponse au brouilleur dépasse $S - 3$ dB, $S$ étant le signal utile.

Quand $\tau_B \geqslant 100$ ms, on observera une détérioration inacceptable si l'inégalité (10) n'est pas vérifiée.

Quand $\tau_B < 100$ ms, l'auditeur percevra une gêne si $DC$ vient à dépasser 5%. Cette exigence imposée au coefficient d'utilisation est satisfaite si

$$N_c = 0{,}05\ N_F (\tau_f/\tau_0) \tag{20}$$

où $N_c$ est le nombre maximal de fréquences (comprises dans le jeu des fréquences de saut de l'émetteur) pour lesquelles $\hat{I} \geqslant S - 3$; $\hat{I}$ est la puissance crête de la réponse FI, $S$ est la puissance du signal utile, $N_F$ est le nombre total des fréquences de saut, $\tau_f$ est le temps de maintien sur chaque fréquence et $\tau_0$ la durée pendant laquelle la puissance prend réellement sa valeur crête pendant le maintien (Fig. 1).

Le signal brouilleur aura un coefficient d'utilisation de 5% ou moins lorsque l'inégalité suivante sera vérifiée:

$$L_b(d) + \widehat{FDR}(\Delta f_x) > \hat{P}_t + G_t + G_r - \hat{I}_m \tag{21}$$

où:

$$\hat{I}_m = S - 3 \tag{22}$$

$$\Delta f_x = max \left[ |\Delta f_h| - \left(\frac{N_F}{2} - N_c\right) \Delta f_c,\ \frac{N_c}{2} \Delta f_c \right] \tag{23}$$

$\Delta f_c$ : écart supposé uniforme entre les fréquences du jeu de saut (Hz)

$\Delta f_h = f_r - f_h$ et $f_h$ est le centre de la bande de saut.

Si les caractéristiques de l'émission et du récepteur sont telles que le coefficient d'utilisation reste supérieur à 5%, si par exemple $N_F < 20$, il faut alors considérer que l'émission est continue, soit $DC = 100\%$. En ce cas, $\hat{I}_m = I_m$ et on recourra aux méthodes du Rapport 654 qui s'appliquent aux émissions continues dans le temps.

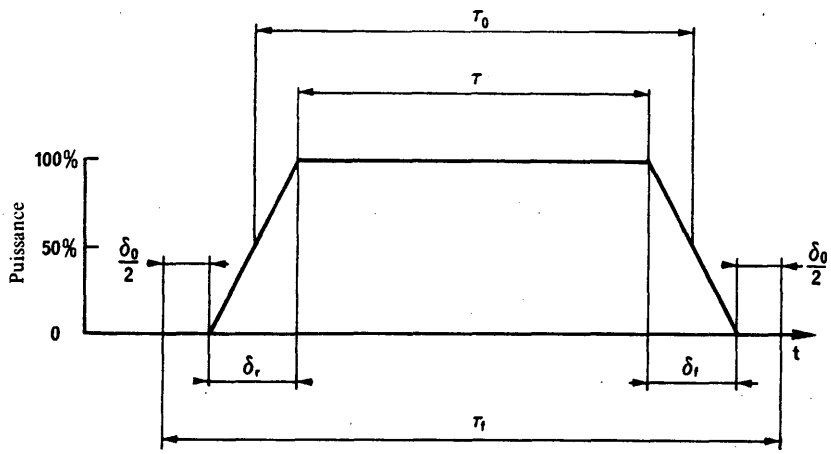



FIGURE 1 – *Enveloppe d'une émission SF*

$\tau_t$ : temps de maintien sur une fréquence

$\delta_r$ : temps de montée

$\delta_f$ : temps de descente

$\delta_0$ : temps de coupure

## 5. Conclusions

On a indiqué diverses méthodes pour calculer la puissance de brouillage maximale admissible qui peut entacher la réponse d'un récepteur à un certain type d'émissions à étalement du spectre. Le résultat obtenu peut servir à calculer la séparation en distance et en fréquence nécessaire entre un brouilleur à étalement du spectre et un récepteur classique. Ces calculs sont nécessaires pour résoudre des problèmes de partage en présence de brouillage dans le même canal et de brouillage en provenance des canaux adjacents. Si le calcul de la distance de séparation nécessaire donne une distance suffisamment courte pour être assimilable à une situation où les équipements sont situés au même emplacement, les calculs supplémentaires de brouillages pour cette situation doivent être effectués.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ECAC [1975] *Communications/Electronics Receiver Performance Degradation Handbook.* ESD-TR-75-013, NTIS Accession No. AD-A016400. The Spectrum Management Support Division, Office of Telecommunications, US Dept. of Commerce and the Electromagnetic Compatibility Analysis Center (ECAC). Disponible auprès de «US Dept. of Commerce, National Technical Information Service», Springfield, VA 22161.

HATCH, W., HINKLE, R. et MAYHER, R. [1971] Modeling of pulsed interference in amplitude modulated receivers. Conf. Record, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC '71), Philadelphia, PA, Etats-Unis d'Amérique.

JUROSHEK, J. R. [1976] Performance of digital models with cochannel interference and Gaussian noise. OT Report 76-82. US Dept. of Commerce, Office of Telecommunications, Institute for Telecommunication Sciences, Boulder, CO 80303.

LICKLIDER, J. C. R. et GOFFARD, S. J. [1947] Effects of impulsive interference upon AM voice communications. *J. Acous. Soc. Amer.*, Vol. 19, 4.

NEWHOUSE, P. [1978] Procedure for analyzing interference caused by spread-spectrum signals. ESD-TR-77-003, NTIS Accession No. AD-A056911. Dept. of Defense, Electromagnetic Compatibility Analysis Center (ECAC). Disponible auprès de «US Dept. of Commerce, National Technical Information Service», Springfield, VA 22161.

ROSENBAUM, A. S. [1968] PSK error performance with Gaussian noise and interference. *BSTJ*, Vol. 47, 413-442.

WEAVER, C. S. [mars 1962] A comparison of several types of modulation. *IRE Trans. Comm. Systems*, Vol. CS-10, 1, 96-101.

RAPPORT 1109*

# MODELE REPRESENTANT LES EFFETS DE LA COMBINAISON D'UN SIGNAL BROUILLEUR ET DU BRUIT D'UN OSCILLATEUR LOCAL SUR LE BRUIT D'UN RECEPTEUR

(Question 44/1)

(1990)

## 1. Résumé

Le présent document décrit un modèle qui explique les effets de la combinaison du bruit de l'oscillateur local et d'un signal brouilleur hors-bande intense sur le bruit et la sensibilité du récepteur. Ce modèle a été testé sur plusieurs récepteurs de signaux MF du service mobile et de faisceaux hertziens à ondes métriques et s'est révélé d'une précision de calcul satisfaisante pour résoudre les problèmes de compatibilité électromagnétique (analyse et prévisions du brouillage, détermination des espaces fréquence-distance qui peuvent éliminer les brouillages, etc.). Ce modèle traite seulement des effets de cette contribution au bruit du récepteur et doit être utilisé conjointement avec d'autres modèles, notamment lorsqu'il s'agit de brouillages dans le canal adjacent ou à proximité du canal adjacent. Une méthode permettant de calculer les valeurs quantitatives des paramètres du modèle est décrite.

## 2. Sensibilité du modèle de récepteur à un brouillage de source unique

Il est bien connu [Rapport 704, Recommandation 612; Grebenkemper C.J., 1981; Bogdanovich, B.M., 1984 (page 39)] que le brouillage peut se traduire par une augmentation du niveau de bruit à la sortie du récepteur. Ce processus peut être décrit comme indiqué ci-après dans le cas d'un signal brouilleur unique combiné au bruit de l'oscillateur local.

Outre l'oscillation principale à la fréquence $f_{LO}$, le signal de l'oscillateur local contient également un spectre de bruit plus faible qui occupe une grande largeur de bande. Le bruit dans le signal de l'oscillateur local se traduit par un accroissement du niveau des deux composantes de bruit dans le signal suivant, à la fréquence intermédiaire (FI). La première source de bruit est due à la conversion, dans le mélangeur, du bruit de l'oscillateur local de la bande de fréquences $f_{LO} \pm B$ avec le signal utile, B étant égal à la moitié de la largeur de bande de l'étage FI (voir la Figure 1). La deuxième source de bruit résulte de la conversion, dans le mélangeur, du bruit de l'oscillateur local de la bande de fréquences $f_{LO} + \Delta f_i \pm B$ avec le signal brouilleur $f_i$, $f_i$ étant égal à $f_o - \Delta f_i$ (voir la Figure 2).

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 3.

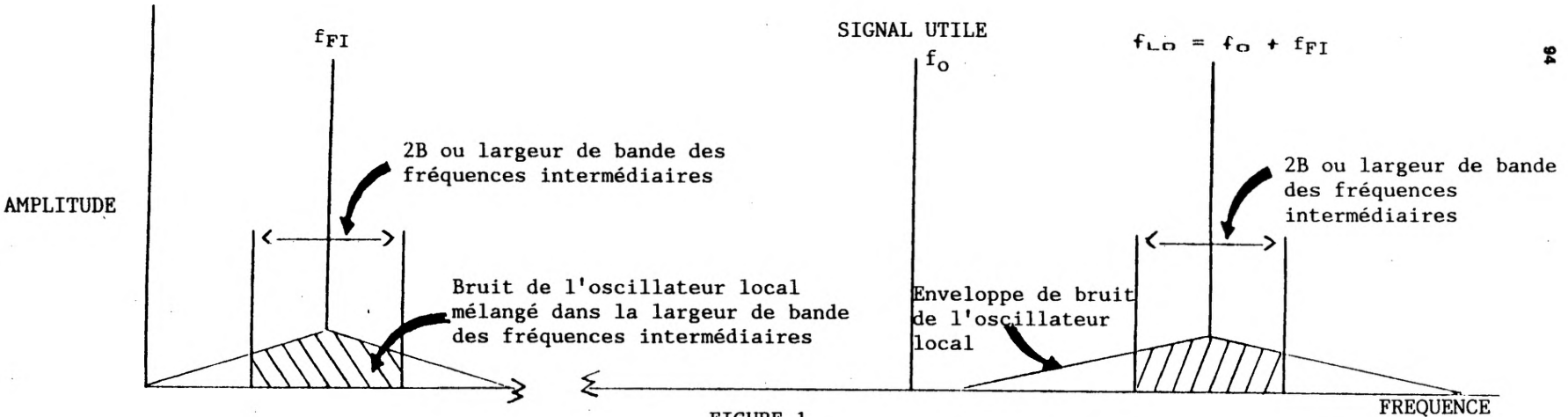



FIGURE 1

Bruit aux fréquences intermédiaires sans signal brouilleur



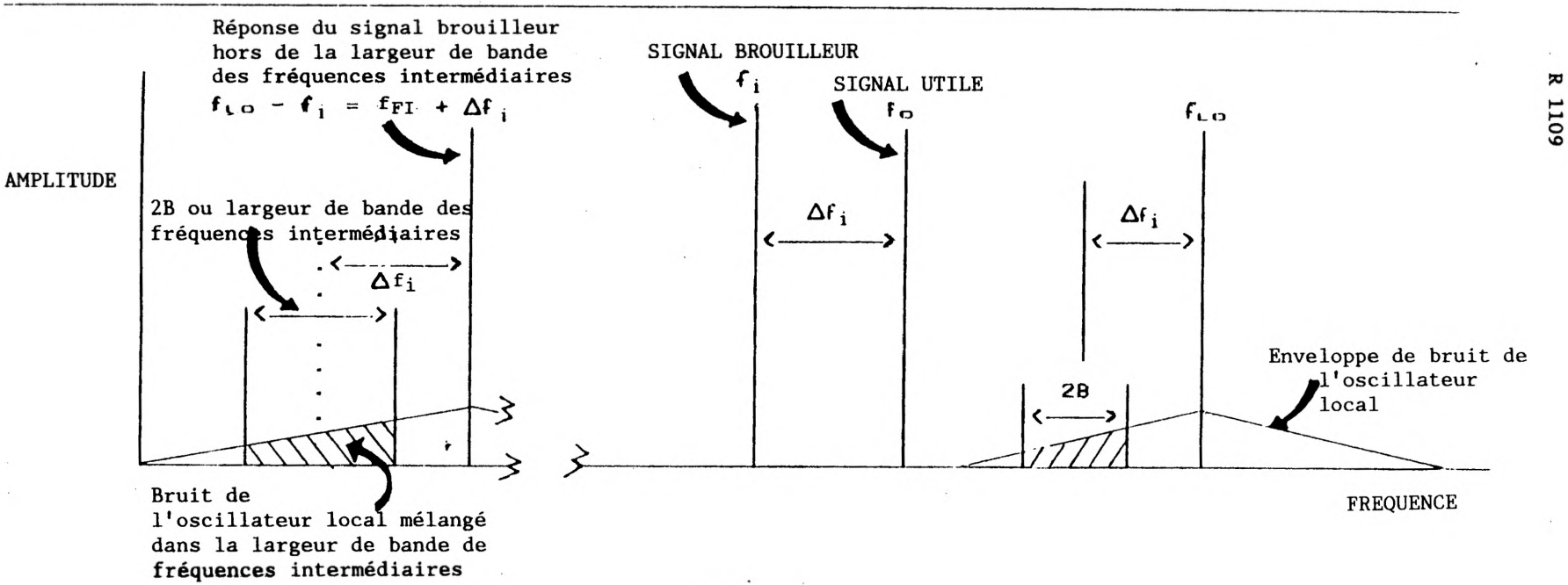



FIGURE 2

Bruit supplémentaire aux fréquences intermédiaires imputable au mélange du bruit de l'oscillateur local et du signal brouilleur

Dans certains cas, s'agissant par exemple pour des récepteurs de signaux MF du service mobile terrestre, la conversion du bruit hétérodyne n'a aucun effet, étant donné qu'elle se produit à un niveau inférieur aux seuils de traitement ultérieurs. Dans certains cas en revanche, on constate des effets sur la réduction de la sensibilité. On trouvera dans l'annexe au présent document une analyse de la conversion du bruit hétérodyne. En utilisant une approximation partiellement linéaire de la courbe de fréquence du bruit hétérodyne et du bruit du présélecteur, Alter, L. Sh. (1984) a obtenu une équation pour $p_n$, le niveau admissible à l'entrée du récepteur d'un signal brouilleur unique qui se combine avec le bruit de l'oscillateur local:

$$P_n = 10 \log (1 + p_s/p_{co}) + E_1 + u_1 \log \Delta f_i \quad \text{où} \quad f_i \leq d \qquad (1)$$

$$P_n = 10 \log (1 + p_s/p_{co}) + E_2 + u_2 \log \Delta f_i \quad \text{où} \quad f_i > d \qquad (2)$$

où:

$p_s$ est le niveau du signal utile à l'entrée du récepteur exprimé en mW; et

$p_{co}$, d, $E_1$, $E_2$, $u_1$, et $u_2$ sont les paramètres du modèle de récepteur (calculés dans l'Annexe et établis à l'aide des méthodes indiquées au § 3) exprimés respectivement en mW, kHz, dBmW, dBmW, dB/décade et dB/décade.

La relation entre le niveau de brouillage admissible ($p_n$) et $\Delta f_i$ peut être représentée approximativement par deux sections linéaires sur une échelle logarithmique. L'intersection des deux lignes détermine la valeur seuil ($\Delta f_i$=d), ce qui permet d'établir une relation appropriée, (1) ou (2). Pour des écarts de fréquence faibles ($\Delta f_i$< d), $p_n$ est déterminé principalement par les caractéristiques du bruit de l'oscillateur local tandis que pour des décalages de fréquence importants ($\Delta f_i$ > d), $p_n$ est déterminé principalement par les caractéristiques du présélecteur RF. Des exemples graphiques du modèle sont présentés sur les Figures 3 et 4 (ATTENTION: $p_s$ et $p_{co}$ sont exprimés en mW dans les équations (1) et (2) et sont devenus $p_s$ et $p_{co}$ exprimés en dBm dans les Figures 3 et 4). Sur la Figure 3A, $P_n$ est mis en relation avec $p_s$ pour une constante $\Delta f_i$ = 200 kHz et sur la Figure 4, $p_n$ est mis en relation avec $\Delta f_i$ à la sensibilité maximale du récepteur. Ces figures sont fondées sur des mesures effectuées sur un récepteur donné.

## 3. Méthode pour déterminer les paramètres du modèle de récepteur

Les paramètres du modèle de récepteur sont mesurés suivant le schéma de principe de la Figure 5. Le générateur 1 fournit le signal utile $f_o$ et le générateur 2 le signal brouilleur $f_i$. Au besoin, un filtre à élimination de bande est raccordé à la sortie du générateur $f_i$ pour en affaiblir le bruit dans la bande RF du récepteur.

Pour déterminer le paramètre $p_{co}$ du modèle, le générateur $f_i$ étant déconnecté, on calcule le rapport S/N en fonction de $p_s$. En faisant varier par étape le niveau du signal utile $p_s$ à l'entrée du récepteur du niveau de sensibilité du récepteur au niveau maximum pouvant être atteint dans la pratique, on peut déterminer le rapport S/N correspondant à la sortie du récepteur. Les données obtenues sont utilisées pour tracer une courbe dont deux segments de droite donneront une approximation, comme le montre la Figure 3B. L'intersection des deux lignes droites correspond à la valeur $p_s = p_{co}$.

Pour déterminer les modèles de paramètres d, $E_1$, $E_2$, $u_1$ et $u_2$ on calcule la relation de $p_n$ en fonction de $\Delta f_i$, pour une valeur constante de $P_s$. A cette fin, $p_s$ est envoyé par le générateur 1 à un niveau égal à celui de la sensibilité du récepteur, la tonalité de modulation étant de 1 kHz pour un écart de fréquence nominal, alors que le générateur 2 produit un signal non modulé $f_i$ pour une valeur de $\Delta f_i$ choisie, augmentant de niveau jusqu'à ce que le rapport S/N à la sortie du récepteur se trouve réduit de 6 dB. Le niveau de puissance du brouillage ainsi obtenu à l'entrée du récepteur constitue le niveau maximum admissible d'un signal brouilleur unique $p_n$ pour cette valeur de $\Delta f_i$. Si l'on répète ce processus pour diverses valeurs de $\Delta f_i$, on obtient des données permettant de tracer une courbe dont deux segments de droite donneront une approximation sur une échelle logarithmique, comme l'indique la Figure 4. Le paramètre d est déterminé comme correspondant à l'abcisse de l'intersection des deux lignes droites inclinées. Les paramètres $u_1$, $u_2$, $E_1$, et $E_2$ sont calculés à l'aide des formules ci-après établies par Alter, L. Sh. (1984).

$$u_1 = (P_n'' - P_n')/(\log d - \log d') \quad (3)$$

$$E_1 = P_n'' - u_1 \log d \quad (4)$$

$$u_2 = (P_n''' - P_n'')/(\log d''' - \log d) \quad (5)$$

$$E_2 = P_n''' - u_2 \log d''' \quad (6)$$

La Figure 6 représente plusieurs courbes $p_n$ en fonction de $p_s$ pour diverses valeurs de $\Delta f_i$. Comme le montre l'expression $(1 + p_s/p_{co})$ des équations (1) et (2), pour chaque valeur de $\Delta f_i$, le niveau du signal brouilleur admissible est presque constant tant que le niveau du signal utile est inférieur à $p_{co}$. Au-dessus de $p_{co}$, le niveau du brouillage admissible croît en proportion directe du niveau du signal utile ($p_s$). Les détails de cette méthode sont donnés en annexe.

## 4. Calcul type

Dans le cas du récepteur utilisé pour établir la Figure 3, on peut déterminer les paramètres $E_1$, $E_2$, $u_1$ et $u_2$ à l'aide des formules (3 à 6). D'après la figure:

$d' = 60$ kHz $\quad P_n' = -35$ dBm

$d = 800$ kHz $\quad P_n'' = -12$ dBm

$d''' = 7000$ kHz $\quad P_n''' = -2$ dBm

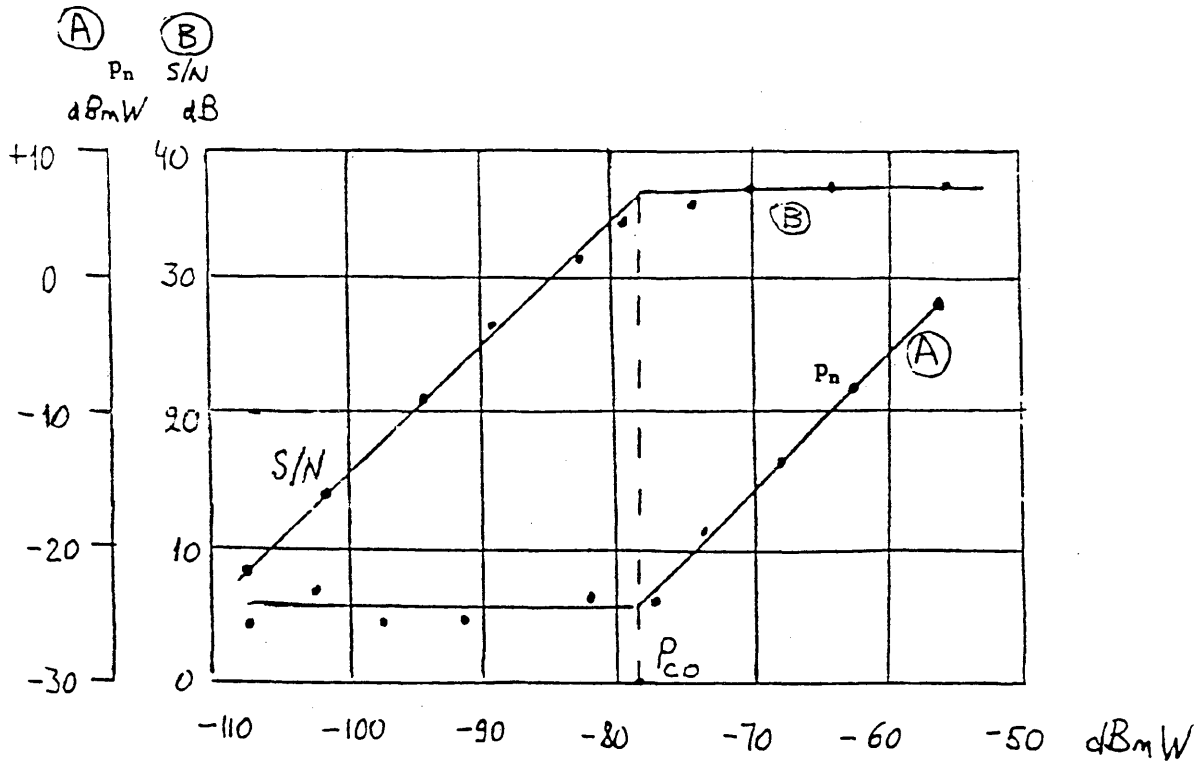
A l'aide de ces valeurs:

$$u_1 = [-12 - (-35)] / \log (800/60)$$

$$= 20{,}45 \text{ dB/décade}$$

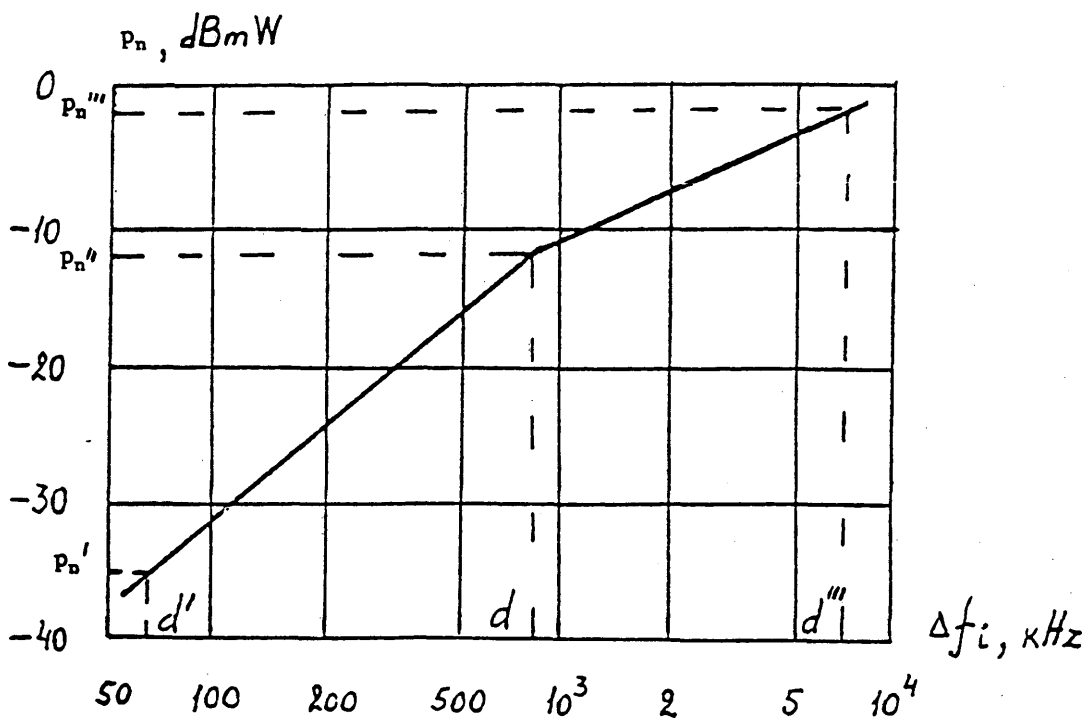
$$E_1 = (-12) - 20{,}45 \log 800$$

$$= -71{,}4 \text{ dBm}$$




A: $p_n$ en fonction de $p_s$ pour une valeur constante de $\Delta f_i$ = 200 kHz
B: Rapport S/N en fonction de $p_s$ $\Delta f_i$ déconnecté

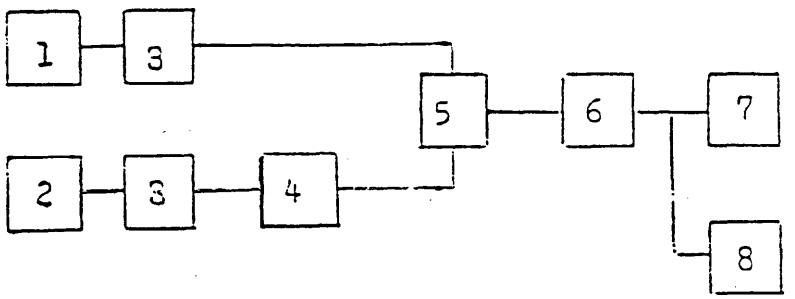
FIGURE 3




$p_n$ en fonction de $\Delta f_i$ avec $p_s$ à la limite de la sensibilité du récepteur

FIGURE 4

$p_n$ : puissance de brouillage admise
$p_s$ : puissance du signal brouilleur




1. Générateur du signal utile;
2. Générateur du signal brouilleur;
3. Affaiblisseur;
4. Filtre éliminateur de bande;
5. Dispositif d'adaptation;
6. Récepteur;
7. Charge;
8. Mesureur de la distorsion non linéaire

FIGURE 5

Montage expérimental permettant de déterminer les paramètres du modèle

De même:

$u_2$ = 10,6 dB/décade
$E_2$ = -42,76 dBm

Pour vérification, admettons que $\Delta f_i$ = 1 MHz ($\Delta f_i > d$) et $p_s$ = -60 dBm:

$p_n = 10 \log [1+(10^{-6}/10^{-7,8})] + (-42,76) + 10,6 \log 1000$
$= 7,1$ dBm

Voir le point de repère sur la Figure 6.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

GREBENKEMPER, C.J. [1981] - Local oscillator phase noise and its effect on receiver performance. Tech-notes. Watkins-Johnson Company, V. 8, N° 6 novembre/décembre, pages 1-14.

BOGDANOVICH B.M. [1984] - Radiopriemnye ustroistva s bolshim dinamicheskim diapazonom (Récepteurs radioélectriques ayant une grande portée dynamique), Moscou, Radio i svyaz.

ALTER L.Sh. [1984] - Osobennosti modeli vospriimchivosti priemnika podvizhnoi sluzhby k odinochnoi pomekhe (Caractéristiques de sensibilité d'un récepteur du service mobile à un brouillage de source unique). Proceedings of NIIR, N° 4, pages 81-86.

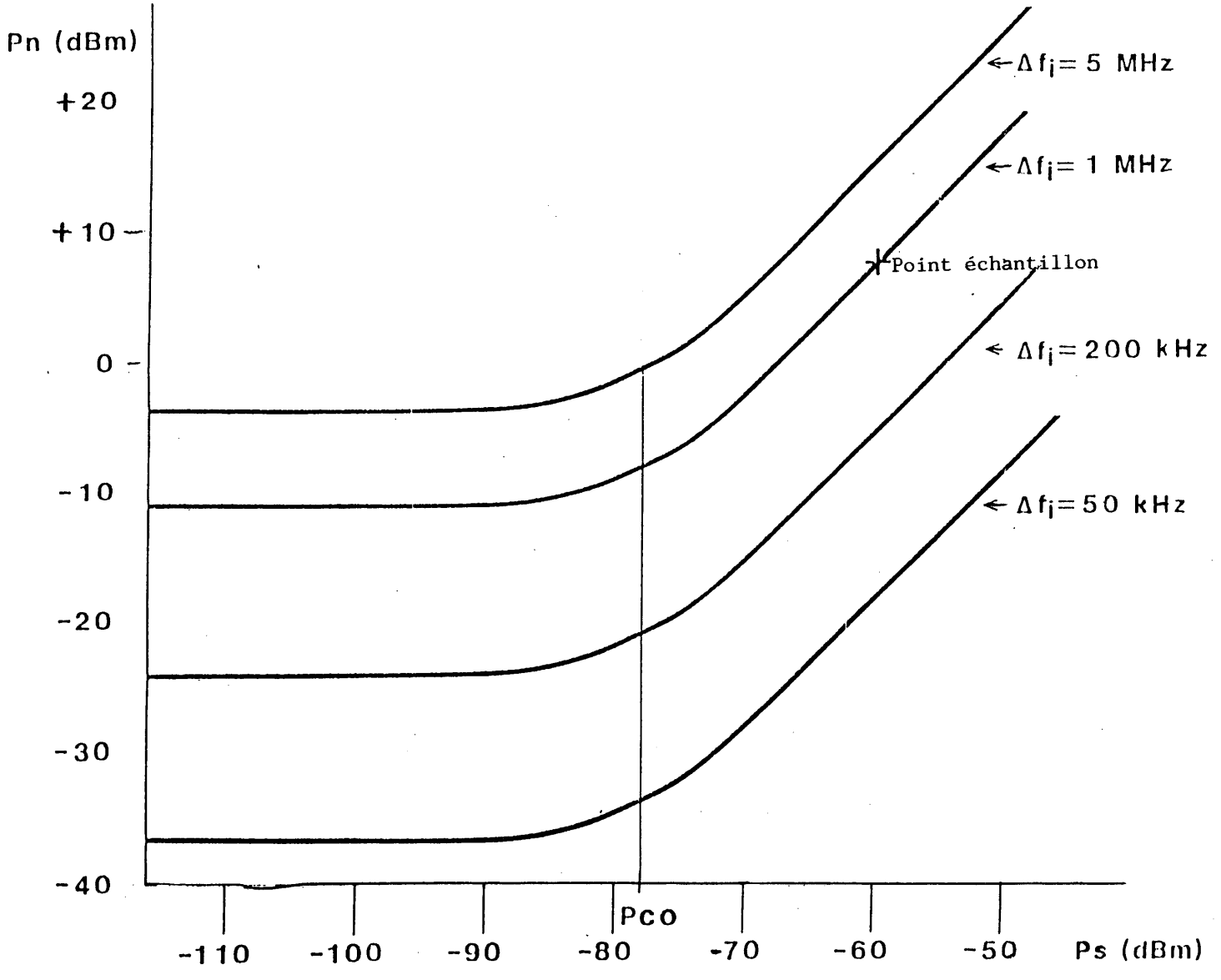



FIGURE 6

Puissance de brouillage admissible (Pn) en fonction de la puissance du signal utile (Ps) pour un récepteur MF échantillon (à partir des équations (1) et (2))

ANNEXE

La puissance du bruit de l'oscillateur local de la bande ($f_{LO} \pm B$), mélangé sur la voie FI par le signal utile et la puissance de bruit de l'oscillateur local de la bande ($f_{LO} + \Delta f_i \pm B$) mélangé dans la voie FI par le signal brouilleur sont données respectivement par les équations suivantes:

$$P_{n1} = 2BS_{ho}P_s \prod_{m=1}^{z} k_m^2 \qquad (1)$$

$$P_{n2} = 2BS_h(\Delta f_i)p_i \prod_{m=1}^{z} [k_m y_m(\Delta f_i)]^2 \qquad (2)$$

où

$S_{ho}$ = densité moyenne de puissance spectrale de bruit normalisée dans la bande ($f_{LO} \pm B$)

$S_h(\Delta f_i)$ = densité moyenne de puissance spectrale de bruit normalisée dans la bande ($f_{LO} + \Delta f_i \pm B$)

$p_s$ = signal utile à l'entrée du récepteur, exprimé en mW
$p_i$ = signal brouilleur à l'entrée du récepteur, exprimé en mW
$k_m$ = gain du $m^{ième}$ étage de la voie RF
$Ym(\Delta f_i)$ = facteur de discrimination du $m^{ième}$ étage de la voie RF
$z$ = nombre d'étages de l'amplification RF, mélangeur compris.

Le rapport signal/bruit (S/N) à la sortie du mélangeur, y compris l'effet de la puissance brouilleuse ($p_i$) présente à l'entrée du récepteur, est donné par la formule:

$$\left(p's/\sum_{j=0}^{2} P_{nj}\right) = \frac{P_s \prod_{m=1}^{z} k_m^2}{P_{no} + P_{n1} + P_{n2}} \qquad (3)$$

où:

$P_{no}$ = puissance de bruit de sortie inhérente au mélangeur dans le cas où $P_s = P_i = 0$.

Prenons comme critère de brouillage une réduction (C) du rapport S/N à la sortie du récepteur, ce qui correspond à la même réduction du rapport S/N à l'entrée du limiteur.

En pareil cas, le niveau de puissance de brouillage admissible, $p_i$, à l'entrée du récepteur est donné par l'équation suivante:

$$p_i = \frac{P_{no}(1 + p_s/p_{co})\ (C-1)}{2BS_h(\Delta f_i) \prod_{m=1}^{z} [k_m y_m(\Delta f_i)]^2} \qquad (4)$$

où :

$$P_{co} = P_{no}/2BS_{ho} \prod_{m=1}^{z} k_m^2 \qquad (5)$$

Pour déterminer la relation fonctionnelle entre $p_n$ et la fréquence nous devons considérer les courbes amplitude-fréquence $S_h\ (\Delta f_i)$ et $y_m\ (\Delta f_i)$. L'équation (6) donne une approximation de la courbe $S_h\ (\Delta f_i)$:

$$S_h(\Delta f_i) = S_{hq}(\ \Delta f_i/F_h)^{u_{1,1}} \quad \text{où} \quad \Delta f_i < F_h \qquad (6)$$

$$= S_{hq} \quad \text{où} \quad \Delta f_i \geq F_h \qquad (7)$$

où :

$F_h = f_{LO}/2Q_h$, et

$S_{hq}$, $u_{1.1}$, et $F_h$ sont les paramètres d'approximation de la courbe de bruit de l'oscillateur local.

$Q_h$ est le facteur de qualité des circuits de l'oscillateur local.

L'équation (8) donne une approximation de la courbe amplitude-fréquence du présélecteur:

$$y(\Delta f_i) = (1 + \lambda^{-2}\ \sigma^{2\lambda})^{-z/2} \qquad (8)$$

$$\sigma = 2\ Qp\ \Delta f_i/f_o$$

où :

$\lambda$ = 1 ou 2 pour 1 ou 2 filtres de circuit

$Q_p$ = facteur de qualité des filtres du présélecteur

Dans ce cas:

$$y(\Delta f_i) = 1 \quad \text{où} \quad \Delta f_i \leq F_p \qquad (9)$$

$$= (\lambda^{-1}\ \sigma^{\lambda})^{-z} \quad \text{où} \quad \Delta f_i > F_p \qquad (10)$$

et $F_p = fo/2Q_p$

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

En introduisant les symboles du modèle de récepteur:

$$E_{1,1} = \frac{P_{no}(C-1)}{2B \prod_{m=1}^{z} k_m^2} \left[\frac{F_h^{u_{2.1}}}{S_{hq}}\right] \quad \text{et } u_{2.1} = \lambda z \tag{11}$$

$$E_{2,1} = \frac{P_{no}(C-1)}{2B \prod_{m=1}^{z} k_m^2 \quad \lambda z} \left[\frac{2Q_p}{f_o}\right]^{\lambda z} \tag{12}$$

et en utilisant les équations (3) et (4), étant entendu qu'en règle générale $F_h = F_p$, on peut exprimer le niveau de brouillage admissible $p_n$ comme suit:

$$p_n = (1 + p_s/p_{co})\, E_1(\Delta f_i)^{u_{1,1}} \quad \text{où} \quad \Delta f_i \leq d \tag{13}$$

$$= (1 + p_s/p_{co})\, E_2(\Delta f_i)^{u_{2,1}} \quad \text{où} \quad \Delta f_i > d \tag{14}$$

RAPPORT 324-3

# MÉTHODES DE MESURE DES LARGEURS DE BANDE DES ÉMISSIONS

(Programmes d'études 60A/1 et 60C/1)

(1966-1970-1978-1990)

## 1. Mesure de la largeur de bande «à $x$ dB»

Pour contrôler, dans la pratique, le degré d'«optimalisation» du rayonnement conformément au § 2 de la Recommandation 328, au voisinage d'émetteurs en service et dans les stations de contrôle des émissions, on peut mesurer la largeur de bande «à $x$ dB» à l'aide d'analyseurs de spectre (§ 1.1 de la Recommandation 327). Les caractéristiques de fonctionnement des analyseurs de spectre dans diverses conditions et les exigences relatives au choix des paramètres de ces appareils pour divers régimes de fonctionnement sont indiquées au § 2.3 et dans l'Annexe I à la Recommandation 327.

Pour faire de telles mesures, on peut utiliser diverses valeurs du niveau «$x$ dB», notamment: $-26$ dB et $-6$ dB par rapport à la valeur de crête déterminée par l'analyseur de spectre, si l'on connaît les relations requises entre les largeurs de bande «à $x$ dB» mesurées aux niveaux susmentionnés et la largeur de bande nécessaire. Pour déterminer la valeur de crête, on met hors fonction le dispositif de balayage de l'analyseur de spectre; la bande passante du filtre de l'analyseur doit être suffisamment large pour laisser passer toutes les composantes notables du rayonnement.

Les Rapports 275 et 420 donnent, pour un certain nombre de classes d'émission, les valeurs du niveau «$x$ dB» pour lesquelles les largeurs de bande mesurées «à $x$ dB» sont égales ou presque égales à la largeur de bande nécessaire, pour autant que les conditions «d'optimalité» de l'émission soient remplies.

D'après les Normes de l'URSS [1976], un niveau normalisé de $-30$ dB par rapport au niveau de la porteuse non modulée (pour les classes d'émissions télégraphiques) ou les niveaux maxima de la densité de puissance spectrale dans une bande latérale (pour les classes d'émission de radiodiffusion et de téléphonie) sont utilisés pour vérifier l'«optimalité» des émissions en URSS. Pour une classe d'émission donnée, la «largeur de bande de référence» mesurée à ce niveau doit avoir avec la largeur de la bande nécessaire, la relation indiquée dans le Tableau I ou être plus étroite. Les valeurs de la largeur de bande «à $x$ dB» correspondant à des niveaux plus bas, notamment $-40$, $-50$ et $-60$ dB, constituent des mesures du spectre hors bande admissible (Recommandation 328, § 1.10).

Dans de nombreux cas, lorsqu'elle est essentiellement déterminée par les propriétés d'un filtre, la pente des spectres, exprimée en décibels par unité logarithmique de fréquence, tend asymptotiquement vers une valeur constante pour les régions du spectre qui sont éloignées de la partie centrale; cette pente peut donc être exprimée par les fonctions des puissances:

$$S_1(f) = S(f_m)\left(\frac{f_m}{f}\right)^{\gamma} \qquad (1)$$

$$\gamma = 0{,}33\ N$$

où $S(f_m)$ est la puissance sur une fréquence quelconque $f_m$ et $N$ est le nombre de dB dont on réduit l'enveloppe spectrale dans une seule octave d'élargissement de la bande. Toutefois, dans les régions proches des limites de la largeur de bande nécessaire, on observe fréquemment que les spectres présentent une pente presque constante en décibels par unité de fréquence; cette pente peut donc être exprimée par les fonctions exponentielles:

$$S_2(f) = S(f_m)\ \exp\left[-\frac{0{,}23\ N_1}{10\ f_m}\ (f - f_m)\right] \qquad (2)$$

où $N$ représente le nombre de dB correspondant à la première octave de l'élargissement de la bande.

A partir de cette approximation des enveloppes spectrales, le [CCIR, 1974-78a] donne une évaluation des erreurs relatives correspondantes de $\delta_i$ dans la mesure de la largeur de bande «à $x$ dB» rapportées à l'erreur en $\Delta b$ (en dB) dans la reproduction des niveaux d'enveloppes spectrales par l'analyseur. Les résultats des calculs sont présentés dans la Fig. 1. Les nombres indiqués le long des courbes se rapportent aux valeurs de $N$. La Fig. 1 montre que, pour obtenir une précision de mesure suffisante, il faut que l'analyseur ait une précision comprise entre ± 1 dB.

TABLEAU I

| Classe d'émission | Relation entre $B_m$ et $B_n$ ou formules pour le calcul de $B_m$ | Valeur de $B_n$ | Méthode de détermination de «0 dB» |
|---|---|---|---|
| A1A, A1B, A2A, A2B | $B_m = B_n$ | Avis 328 | Utilisation du niveau de la porteuse non modulée (Rapport 275, § 9) |
| A3EGN radiodiffusion sonore | $B_m = 1{,}2\ B_n$ | Idem | Niveau de densité spectrale maximum dans la bande latérale (utilisation des indications contenues dans le (Rapport 325, § 9.1) |
| A3EJN téléphonie | $B_m = 1{,}9\ B_n$ | Idem | Idem |
| R3E | $B_m = 1{,}15\ B_n$ | Idem | Idem |
| B3E | $B_m = 1{,}05\ B_n$ | Idem | Idem |
| H3E, J3E | $B_m = 1{,}15\ B_n$ | Idem | Idem |
| F1B | $B_m = 4{,}3\ \sqrt{mB}$ pour $1{,}5 \leq m < 5{,}5$<br>$B_m = (m + 7)\ B$ pour $5{,}5 \leq m \leq 20$ | Idem | Niveau de la porteuse non modulée (Rapport 275, § 7 et 9) |
| F3C | $B_m = 1{,}45\ B_n$ pour $0{,}14 \leq m < 0{,}77$<br>$B_m = 1{,}35\ B_n$ pour $0{,}77 \leq m \leq 1{,}7$<br>$B_m = 1{,}25\ B_n$ pour $1{,}7 < m \leq 2{,}75$ | Rapport 418-1 (Kyoto, 1978) | Idem |
| F7BDX | $B_m = B_n$ | Recommandation 328 | Idem |

*Notes.* – $B$ - rapidité de modulation en bauds
$m$ - indice de modulation
$B_m$ – largeur de bande de référence

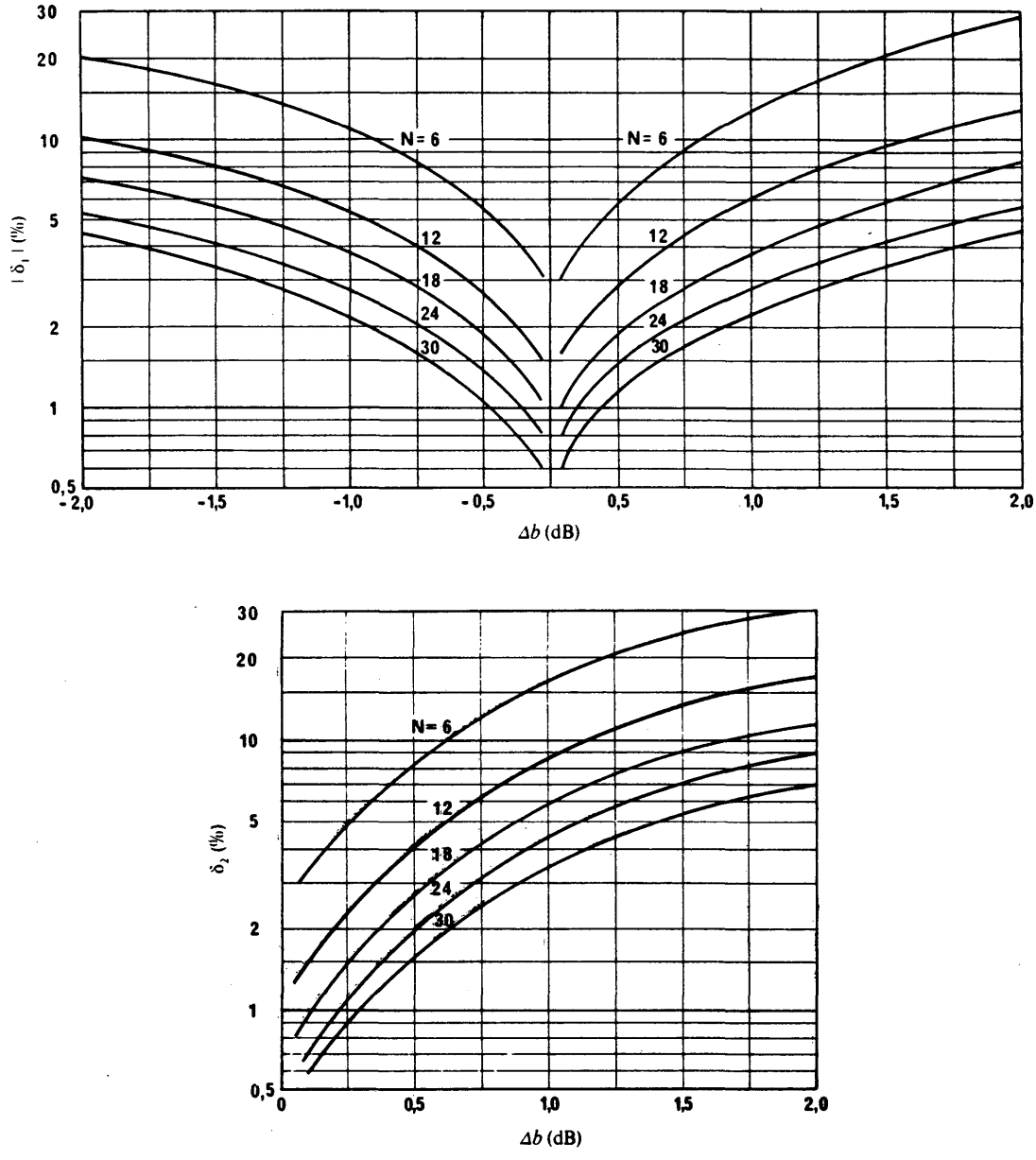



FIGURE 1 – *Rapport entre l'erreur de pourcentage ($\delta_1$ $\delta_2$) dans la mesure de la largeur de bande «à x dB» et l'erreur ($\Delta b$) dans la lecture du niveau correspondant pour diverses valeurs de N*

## 2. Méthodes de mesure de la largeur de bande occupée

### 2.1 *Méthodes de mesure directes*

Les mesures de la largeur de bande occupée par des méthodes directes sont effectuées conformément aux dispositions énoncées dans la Recommandation 327. La relation entre les erreurs de mesure de la largeur de bande occupée $\delta'$ et les erreurs de comparaison des puissances $\nu$ s'obtient à partir de l'approximation de l'enveloppe spectrale décrite au § 1 et représentée à la Fig. 2. Les courbes en trait plein correspondent à l'approximation obtenue d'après la formule (1) et les courbes en tirets à l'approximation obtenue d'après la formule (2). La Fig. 2 indique que, pour les valeurs les plus courantes de $N$ = 12 à 20 dB/octave, il suffit de comparer les puissances avec un très faible degré de précision d'environ ± 15 à 20% pour obtenir une précision de mesure de la largeur de bande occupée de ± 3 à 7%.

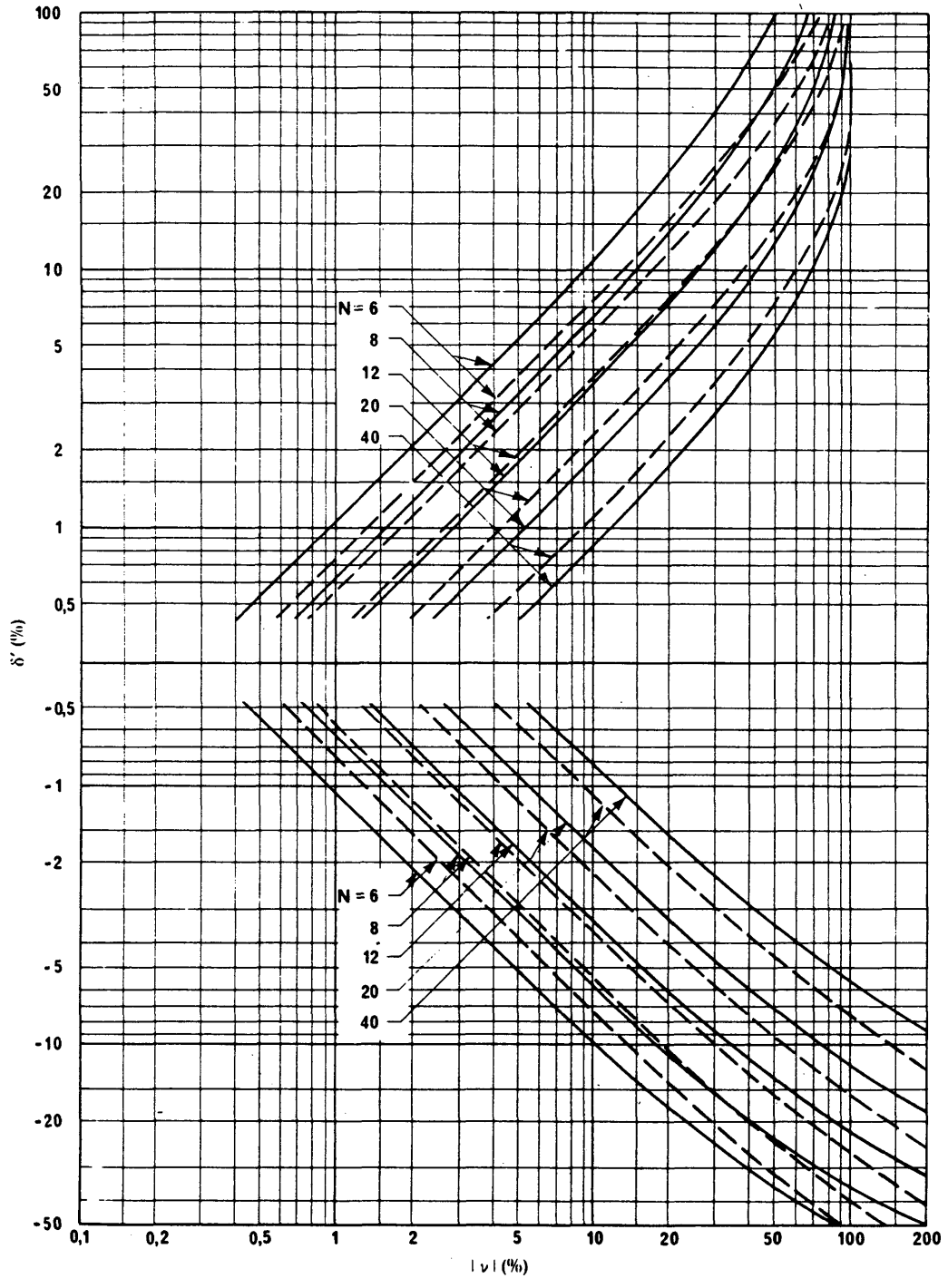



FIGURE 2 — *Rapport entre l'erreur de pourcentage (δ') dans la mesure de la largeur de bande occupée et l'erreur de pourcentage (ν) dans la comparaison des puissances pour diverses valeurs de N*

2.2 *Méthodes indirectes de mesure de la largeur de bande occupée*

2.2.1 *Méthodes permettant de déterminer la largeur de bande occupée par mesure de la pente du spectre hors bande*

D'après l'approximation de l'enveloppe spectrale décrite au § 1, on peut déterminer la largeur de bande occupée à partir de la pente du spectre par sommation de la densité de puissance spectrale depuis la fréquence voisine de la limite supposée de la largeur de bande occupée jusqu'à l'infini. Une description détaillée de cette méthode figure dans [CCIR, 1963-66]. Comme l'indique le § 11 du Rapport 275, l'effet des brouillages sur la précision de mesure obtenue avec cette méthode peut être sensiblement réduit si l'on détermine la pente du spectre à partir de la région située dans la bande, c'est-à-dire, à des niveaux suffisamment élevés.

2.2.2 *Méthode permettant de déterminer la largeur de bande d'une émission radiotéléphonique à une seule voie modulée en fréquence par la mesure de l'excursion de fréquence efficace*

Dans le cas d'une émission produite par un émetteur à modulation de fréquence équipé d'un limiteur d'amplitude dans la voie de modulation, suivi d'un filtre passe-bas, il est possible d'obtenir une valeur approchée de la largeur de bande ce cette émission en mesurant l'excursion de fréquence efficace.

Cette méthode [CCIR, 1966-69] dont on trouve une justification détaillée en [Gourevitch, 1963] simplifie considérablement la mesure approchée de la largeur de bande, car elle n'exige pas l'emploi d'appareils spéciaux, tels qu'un analyseur de spectre.

2.3 *Effet du bruit sur la précision de la mesure de la largeur de bande d'émission par diverses méthodes*

L'effet du bruit sur la précision de la mesure de la largeur de bande d'émission par diverses méthodes est traité au § 11 du Rapport 275.

3. Mesures comparatives de la largeur de bande par différentes méthodes

Le Document [CCIR, 1974-78b] décrit la méthode et donne les résultats de mesures des largeurs de bande occupée et des largeurs de bande à x-dB d'émetteurs fonctionnant dans les classes d'émission A1B, F1B, F3C et F7BDX. Les largeurs de bande à x-dB ont été mesurées au moyen d'un analyseur de spectre, dont les paramètres ont été choisis conformément à l'Annexe IV de la Recommandation 328-6, et les valeurs des niveaux à x-dB conformément au Tableau I du Rapport 275-4. Les résultats des mesures des largeurs de bande à x-dB ont été comparés avec les résultats de mesures directes et indirectes de la largeur de bande occupée, effectuées conformément aux § 4.2 et 4.3 de la Recommandation 328-6, ainsi qu'avec des résultats de calculs théoriques de ces largeurs de bande. Les valeurs mesurées et calculées de la largeur de bande occupée ont été fondées sur la grandeur $B/2 = 0{,}5\%$ (§ 1.13 de la Recommandation 328-6). Les mesures ont été effectuées dans le champ lointain, mais suffisamment près de l'émetteur pour éviter tout évanouissement.

Les résultats des mesures effectuées selon différentes méthodes et les calculs concordaient assez bien, ce qui confirme la possibilité d'utilisation dans la pratique de ces méthodes, tout au moins dans des conditions de champ stable.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

GOUREVITCH, M. S. [1963] Spectry radiosignalov (Spectres des signaux radioélectriques). *Sviazizdat.*

Normes URSS [1976] Obshchesoyuznye normy na shirinu polosy radiochastot i vnepolosnye spektry izlucheny radioperedayush-chikh ustroistv grazhdanskogo naznacheniya (Normes appliquées en URSS pour les largeurs de bande radioélectrique et les spectres hors-bande, pour les émetteurs civils) Moscou, Sviaz, 1976.

*Documents du CCIR*

[1963-66]: I/42 (Japon).

[1966-69]: I/9 (URSS).

[1974-78]: a. 1/154 (URSS); b. 1/56 (URSS).

RAPPORT 841-2

# APPLICATION DES TECHNIQUES INFORMATIQUES A LA GESTION DU SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE

(Décision 27-2)

(1982-1986-1990)

## 1. Généralités

Le CCIR doit étudier les bases techniques nécessaires pour faciliter l'application de l'informatique à la gestion du spectre des fréquences; élaborer des techniques recommandées pour l'analyse des brouillages; établir un format convenu pour l'échange d'informations de coordination générées par des ordinateurs. Un manuel intitulé «Application des techniques informatiques à la gestion du spectre des fréquences» a été établi par le CCIR à la demande de la CAMR-79 (Recommandation N° 31). Le présent Rapport en résume les conclusions et décrit les techniques pertinentes de gestion du spectre, de modélisation ingénierique du spectre d'établissement de bases de données et d'informatique.

Les fichiers de données et les techniques d'analyse qu'emploient les administrations varient des systèmes les plus simples aux plus compliqués. Si le nombre d'inscriptions de base est faible (moins de quelques milliers) et qu'on n'envisage ni un grand développement à long terme, ni des calculs complexes, un système manuel peut suffire et ce qui suit n'intéresse pas les administrations en cause. Mais dès qu'il y a plus de quelques dizaines de milliers d'inscriptions dans le fichier de données et qu'on prévoit la poursuite de la croissance, il faut sérieusement envisager d'automatiser le fichier et les techniques d'analyse.

Les techniques d'analyse automatisées présentent de nombreux avantages par rapport aux méthodes manuelles. Elles deviennent indispensables lorsque le volume des données à traiter est important. Cependant:

- dans un premier temps, l'automatisation est une source de nouveaux problèmes;
- au début, le développement et la mise en œuvre du système peuvent être très onéreux. Il faut que l'utilisateur soit conscient qu'il ne tirera pas immédiatement tous les bénéfices et tous les avantages à attendre d'un système automatisé;
- il y a une infrastructure à étudier, à planifier et à réaliser avant de mettre en marche un système automatisé.

## 2. Techniques de gestion du spectre

### 2.1 *Nature du problème*

Le développement ininterrompu des télécommunications a donné naissance à de nouvelles activités et a promu une expansion continue des radiocommunications. En raison de l'usage intensif qui est fait du spectre des fréquences radioélectriques, il n'est plus possible de satisfaire, avec les moyens et les méthodes classiques, à toutes les demandes d'attribution de fréquences exemptes de brouillage que formulent les différents services radioélectriques.

On ne pourra répondre aux exigences des divers services ou stations radioélectriques qu'en procédant à des partages dans le temps, dans l'espace ou en fréquence. De plus, il faudra recourir de plus en plus à des accords bilatéraux ou multilatéraux. Autrement dit, les méthodes générales d'assignations de fréquences selon de simples plans de réseaux suffiront de moins en moins à l'avenir. Avant toute assignation de fréquence, des études de compatibilité électromagnétique s'imposeront. Pour s'acquitter de toutes les tâches techniques et administratives requises, il faudra connaître en détail non seulement le matériel exploité mais aussi les données de propagation sur l'ensemble du spectre des fréquences. Bref, tous ces problèmes exigent le recours à de nouvelles méthodes de gestion du spectre.

On considère généralement que la gestion du spectre est une combinaison de procédures administratives et techniques, nécessaires pour assurer une exploitation efficace des services de radiocommunication, sans causer de brouillages préjudiciables.

On traite, ci-après, des procédures nationales de la gestion du spectre. On trouve ensuite une introduction générale aux «techniques d'ingénierie du spectre» qui permettent d'améliorer l'efficacité de la gestion du spectre.

## 2.2 *Gestion nationale du spectre*

### 2.2.1 *Nécessité d'une gestion de l'utilisation des fréquences à l'échelon national*

Quand une administration ratifie la Convention internationale des télécommunications ou y adhère, il lui faut modifier sa législation nationale afin que les dispositions de cette Convention et du Règlement des radiocommunications annexé à la Convention lui soient applicables. De façon générale, on ne saurait faire un usage efficace du spectre des fréquences sans l'organiser convenablement:

- en imposant aux utilisateurs un certain nombre de conditions techniques qui en aucun cas ne doivent être *moins sévères* que celles spécifiées par les accords internationaux;
- en organisant l'avenir suffisamment à l'avance, par une planification de l'emploi des fréquences.

Pour se conformer à la première de ces conditions, il faudra publier une réglementation nationale comprenant non seulement des dispositions internationales mais aussi tout ce que le législateur considérera utile afin de:

- permettre à tout utilisateur d'exploiter un service dans des conditions données;
- faire en sorte que les obligations internationales de l'administration soient satisfaites.

La seconde condition implique qu'il existe une instance administrative qui assure une coordination entre les différents usagers. Cette instance devra disposer des moyens techniques et administratifs pour vérifier si la législation nationale mentionnée ci-dessus est bien mise en vigueur, c'est-à-dire pour gérer sur le plan national l'utilisation du spectre des fréquences.

### 2.2.2 *Rôle d'une agence nationale pour la gestion du spectre*

L'agence nationale pour la gestion du spectre aura plusieurs missions que l'on peut résumer comme suit:

- la normalisation, c'est-à-dire la coordination entre les divers utilisateurs pour définir les normes techniques que les utilisateurs et au besoin, les fabricants d'équipements, doivent respecter afin que la législation nationale soit tenue à jour;
- la planification, c'est-à-dire la coordination entre les divers utilisateurs pour préciser comment ils doivent utiliser les bandes de fréquences spécifiées dans le Tableau d'attribution et planifier leur utilisation future pour que celle-ci soit prise en compte par une conférence administrative compétente pour réviser le Tableau;
- la gestion proprement dite, c'est-à-dire la délivrance de licences ou d'autorisations d'emploi des fréquences et la vérification de la conformité de cet emploi avec les règlements internationaux et la législation nationale; cette surveillance s'exerce en particulier au moyen d'inspections du matériel et de contrôles des émissions. Cette mission englobe encore le respect des obligations encourues, du fait de la Convention et du Règlement des radiocommunications, vis-à-vis d'autres administrations (par exemple, le traitement des demandes de coordination formulées par d'autres administrations, etc.).

## 2.3 *Organisation et activités d'une agence nationale de gestion du spectre*

Quelle que soit sa structure, l'organisation chargée de la gestion nationale du spectre doit être investie du pouvoir d'assigner les fréquences aux divers utilisateurs et de réglementer rationnellement leur usage sur le plan national. Il est bon aussi qu'elle soit responsable de toute coordination internationale dans le cadre de la Convention et du Règlement des radiocommunications de l'UIT. Entre autres tâches de direction et de contrôle, cette organisation peut donc être chargée de vérifier que les assignations de fréquence sont bien notifiées à l'IFRB conformément aux dispositions du Règlement des radiocommunications en vigueur.

Les principes et procédures d'exploitation sont la base selon laquelle sont administrés les règlements dont il a été question ci-dessus. Ils indiquent en détail les activités liées à l'octroi des licences et les mesures à prendre pour veiller à leur application; ils sont utilisés par les agents chargés de la gestion du spectre dans le cadre de leurs activités quotidiennes.

Ces principes et procédures d'exploitation doivent faire l'objet d'un suivi constant, de manière qu'il soit tenu compte de l'évolution sociale et technologique. Des bases de données automatisées, contenant des données techniques et administratives relatives à des systèmes radioélectriques existants, peuvent constituer un appui pour cette fonction. On peut par exemple recourir à des analyses statistiques pour élaborer des rapports sur les tendances en matière de planification du spectre.

2.4 *Techniques de gestion et d'ingénierie du spectre*

Il n'y a pas de gestion efficace du spectre sans une bonne collaboration technique et administrative qui s'exerce grâce à des mises à jour rapides, une analyse quantitative et un jugement basé sur l'expérience. Souvent, les résultats de l'analyse servent à approfondir la connaissance des problèmes et aident le responsable à prendre les décisions nécessaires. Seules les techniques rapides de gestion du spectre permettent de trouver à temps les solutions adéquates.

La façon de traiter ces problèmes doit présenter la plus grande souplesse possible dans les procédures d'analyse et de traitement des données. Certaines de ces tâches impliquent le recours à des fichiers de données et le problème est essentiellement abordé de ce point de vue. Pour traiter un tel volume de données, il faut normalement un ordinateur numérique très rapide, qui servira en outre aux analyses. Il est vrai que certains problèmes se prêtent à un traitement manuel, et la plupart des informations et descriptions de techniques qui vont suivre valent également pour ce cas. En pratique, l'emploi conjoint de techniques automatisées et de techniques manuelles permet de résoudre de nombreux problèmes.

## 3. Modèles d'ingénierie du spectre

3.1 *Introduction*

L'analyse des problèmes de gestion du spectre se fait à l'aide de modèles d'ingénierie et de bases de données appropriées. L'utilisation d'un modèle d'ingénierie pour l'analyse d'un phénomène physique est plus efficace que l'essai en exploitation de modifications de l'équipement. La modélisation est un procédé plus rapide et plus économique, car il est facile de modifier les paramètres d'un modèle sans toucher à l'équipement. La précision avec laquelle un modèle simule un processus dépend du temps, des moyens et des données dont on dispose pour la conception et l'application. Le manuel décrit en détail les techniques de modélisation énumérées ci-après.

3.2 *Techniques de modèles*

3.2.1 *Modèles analytiques*

Les techniques de modélisation analytiques sont l'application de formules qui donnent une description continue d'un certain phénomène. Il y apparaît toujours des fonctions mathématiques bien connues et souvent d'autres fonctions telles que l'intégration, la convolution, etc., qui doivent être calculées séparément si elles ne se trouvent pas déjà dans la bibliothèque des logiciels scientifiques de l'ordinateur. On peut aussi faire appel à des méthodes numériques: par exemple, dans la gamme de variation des paramètres mis en jeu, le phénomène sera décrit à l'aide d'un graphique et à leur tour, les graphiques eux-mêmes seront décrits par approximation à l'aide de courbes. Ensuite, une interpolation arithmétique entre deux points du graphique donne, à la précision voulue près, le même résultat que des équations et des fonctions mathématiques complexes.

3.2.2 *Modèles empiriques*

Elles sont analogues aux méthodes numériques ci-dessus, mais on part de graphiques obtenus à partir d'observations ou même d'estimations. Par exemple, le tracé très précis des lobes latéraux d'une antenne parabolique n'a pas d'intérêt en pratique. Comme représentation cartésienne empirique, on pourrait prendre une courbe en cosinus pour le faisceau principal et une série de segments de droite ou une courbe simple pour décrire l'enveloppe des lobes latéraux. Pour définir un tel modèle on n'a besoin de connaître que le gain maximal du lobe principal. Au fond, un modèle empirique produit le bon résultat, mais n'a rien à voir avec le phénomène lui-même (canonique).

3.2.3 *Modèles statistiques*

Ce qui limite fondamentalement l'usage des modèles de prévision de brouillage et de nombreux modèles d'assignation de fréquence déjà mis au point, c'est essentiellement leur caractère non-statistique. A l'exception des calculs de propagation dans un petit nombre de modèles, on ne trouve généralement pas de représentation statistique des paramètres et des relations (Rapport 656). Mais nombreux sont les paramètres fondamentaux de systèmes utilisant le spectre qui ne peuvent être décrits qu'en termes statistiques. Par exemple, le gain d'une antenne à balayage n'a pas une valeur fixe, mais il varie en fonction du temps et de l'angle. Une description statistique du gain par sa fonction de densité de probabilité d'amplitude est peut-être un élément indispensable pour la bonne compréhension d'un problème concernant cette antenne. Ce genre de données n'a pas toujours été disponible et, pour leur analyse, les ingénieurs n'ont disposé que d'estimations de la valeur moyenne du gain de l'antenne (Rapport 524).

3.3 *Modèles des éléments*

Un processus de prévision du brouillage a pour objet de déterminer le niveau de puissance du signal brouilleur provenant d'une ou plusieurs sources qui sont couplées dans un récepteur subissant les effets du brouillage. Pour la plupart des études portant sur l'utilisation du spectre, les signaux brouilleurs couplés à l'antenne revêtent une importance majeure, plutôt que ceux qui pénètrent par le coffret. L'étude de ce couplage porte sur les éléments des émetteurs utiles et brouilleurs, les antennes, le milieu de transmission, les récepteurs et le traitement de l'information.

## 4. Données relatives à la gestion du spectre

### 4.1 *Introduction*

Pour recueillir les données, les administrations doivent mettre en balance le coût de l'acquisition de ces données et les données qui leur sont nécessaires pour la gestion du spectre. Celles qui ont besoin de modèles d'ingénierie du spectre doivent s'assurer que les données nécessaires pour utiliser ces modèles sont disponibles.

Les conditions de gestion du spectre varient fortement d'une administration à l'autre et il importe que chacune d'elles mette au point les bases de données répondant à ses besoins spécifiques. En déterminant ses besoins, une administration doit tenir compte des accords internationaux, des accords multilatéraux et de ses besoins nationaux. Pour pouvoir informatiser rapidement et économiquement la gestion du spectre, il est souhaitable que l'administration se borne à faire intervenir les éléments de données, les fichiers de données et les bases de données qui lui sont nécessaires pour répondre à ses besoins en matière de gestion du spectre. On a jugé nécessaire d'inclure dans ce Rapport une liste des rubriques qui servent à la gestion des fréquences radioélectriques. Il faut éviter que les différents pays adoptent des méthodes différentes pour l'acquisition et le stockage des données dont ils ont besoin. Pour faciliter l'introduction de l'informatique dans la gestion des fréquences radioélectriques, il faudra que les rubriques convenues figurent dans les futurs accords et arrangements. C'est pourquoi la définition, le format et l'éventuel codage des rubriques essentielles devraient faire dès que possible l'objet d'accords internationaux. La conclusion prochaine d'un tel accord sera dans la ligne des travaux du CCIR, qui essaie toujours de dégager aussi vite que possible une solution générale des problèmes au niveau international. Il s'ensuit aussi que la liste des rubriques nécessaires sera en constante évolution pour s'adapter aux nouvelles conclusions et aux nouveaux besoins.

### 4.2 *Compatibilité du matériel*

Pour faciliter le transfert des données entre les administrations qui engagent entre elles des processus de coordination, il faut trouver une méthode de transfert normalisée. A l'heure actuelle, le meilleur support à cet égard est la bande magnétique à 9 pistes. Le transfert compatible de données enregistrées sur bande magnétique à 9 pistes – à 800 ou 1600 bits par pouce (2,54 cm), en parité impaire, et avec le jeu de caractères ASCII ou EBCDIC – permettrait de réaliser la plupart des échanges de données nécessaires. De nouvelles cassettes numériques à bande de 4 et 8 mm de grande capacité et de nouveaux CD-ROM constituent des solutions de rechange plus efficaces et plus économiques pour assurer les applications comportant de grands volumes de données. Les disques souples (formatés MS-DOS, 5 1/4 pouces, 360 kB ou 1,2 MB; 3 1/2 pouces, 760 kB ou 1,44 MB) constituent un support efficace pour l'échange de programmes et de fichiers de données de taille petite à moyenne. La technique de stockage des données évolue rapidement et de nouveaux moyens pourraient être disponibles à l'avenir.

### 4.3 *Groupes de données*

Pour parvenir à une bonne organisation de l'acquisition des données, de leur mise à jour et de leur extraction, il est recommandé de regrouper les données suivant les catégories ci-après:

- données pour l'attribution des fréquences,
- données relatives aux assignations de fréquence et aux notifications,
- données concernant les titulaires de licences,
- données sur les caractéristiques des équipements,
- données consistant en paramètres pour la planification,
- données géographiques,
- données résultant du contrôle des fréquences.

Il apparaît que la plupart des groupes indiqués dans le Manuel comprennent un grand nombre de renseignements (rubriques). Il est conseillé aux administrations qui envisagent de se doter de bases de données de prendre les directives du Manuel comme exemple. Cependant, cela ne signifie pas qu'on devra y inclure toutes les rubriques énumérées si on n'en a pas besoin. Dans la plupart des cas, les données requises peuvent être réduites à un nombre limité d'éléments de données fondamentaux, en fonction des besoins particuliers d'une administration. La nécessité de disposer d'un grand nombre d'éléments de données dépend dans une large mesure du but poursuivi par l'utilisateur. Par exemple, le volume de données nécessaires pour effectuer des calculs significatifs et valables de compatibilité électromagnétique (CEM) augmente avec l'encombrement du spectre, qui dépend de la densité des équipements de télécommunication en service dans un pays et partant, de son infrastructure.

## 5. Techniques d'ordinateur

### 5.1 *Introduction*

Dans les chapitres précédents, il a été question des techniques d'analyse et des fichiers de données qui servent à gérer le spectre des fréquences. L'automatisation peut améliorer la mise en œuvre de ces techniques et celle des bases de données. Les ordinateurs permettent de stocker les données sous une forme aisément accessible, de les manipuler, d'établir des rapports ayant trait à toutes les données ou à une partie d'entre elles et d'effectuer des études analytiques. On dispose depuis un certain temps de systèmes informatiques capables de traiter de grandes quantités de données, ou d'effectuer des études analytiques complexes. Les progrès de la technologie ont réduit le coût des systèmes informatiques et nombreuses sont les administrations qui ont alors estimé intéressant de leur confier la gestion du spectre. Lorsqu'il s'agit de traiter des données très nombreuses et d'effectuer des études analytiques complexes et variées, le recours aux techniques informatiques est une nécessité.

En raison de l'accroissement du volume des données, du nombre des opérations et de la quantité et de la complexité des études analytiques, la mise à jour manuelle des systèmes de gestion du spectre est devenue très coûteuse et l'automatisation est apparue de plus en plus attrayante du point de vue économique. On trouve actuellement du matériel informatique dont les possibilités de traitement, la capacité de stockage des données et les performances sont offertes pour un prix raisonnable. Ce matériel n'impose pas de contraintes bien sévères pour son installation, ses annexes techniques et la connaissance de son fonctionnement. Outre les langages de programmation normalisés, on peut à présent trouver, en vue du traitement et du stockage des données, des logiciels plus perfectionnés offrant des possibilités qui conviennent bien à la gestion des fichiers de données décrits auparavant.

Pour évaluer l'application des systèmes informatiques à un cas déterminé de gestion du spectre, il faut analyser les différents types de matériel informatique et de logiciel disponibles. Il existe une abondante documentation sur les progrès et la mise en œuvre des systèmes de traitement automatique des données. On y trouvera la description des matériels et logiciels existants. Les paragraphes suivants contiennent des indications succinctes sur certaines caractéristiques des matériels et des logiciels disponibles.

### 5.2 *Le matériel*

#### 5.2.1 *Unité centrale de traitement*

Le matériel d'un ordinateur comprend plusieurs éléments: l'unité centrale de traitement, la mémoire centrale, les mémoires périphériques et les organes d'entrée-sortie. Il existe des équipements de toute sorte en ce qui concerne les possibilités, les capacités et les prix. On considère trois grandes catégories de systèmes informatiques: les micro-ordinateurs, les mini-ordinateurs et les grands ordinateurs.

Le Tableau I permet de comparer trois unités centrales *types* représentatives des trois catégories ci-dessus.

TABLEAU I – *Comparaison d'unités centrales de traitement*

| Catégorie de système | Micro | Mini | Grand modèle |
|---|---|---|---|
| Capacité de mémoire (octets) | 4 000-64 000 | 32 000-512 000 | 32 000-16 000 000 |
| Durée d'une addition dans l'unité centrale (microsecondes) | 1-20 | 0,1-3,0 | 0,02-3,0 |
| Débit de données (octets/seconde) | 120-1 000 000 | 20 000-16 000 000 | 20 000-100 000 000 |
| Longueur du mot (bits) | 8-16 | 8-16 | 32-64 |

5.3 *Le logiciel*

La suite d'instructions exécutée par l'ordinateur pour l'accomplissement d'une tâche s'appelle un programme. Un ensemble intégré de programmes appliqué pour une activité donnée s'appelle un système. Programmes et systèmes constituent un système d'exploitation (ou d'exécution) si leur objet essentiel est de commander le traitement du travail effectué par l'ordinateur. Ils constituent un système d'application si leur objet essentiel est de traiter les données de l'utilisateur et de fournir les résultats dont l'utilisateur a besoin. Les instructions d'ordinateur comme les systèmes d'exploitation, les routines d'usage et de bibliothèque, ainsi que les systèmes de programmation en vue des applications, sont globalement appelés le logiciel. Un programme d'application qui permet l'accès à un rassemblement organisé de données et qui en assure la gestion s'appelle un système de gestion de la base de données (SGBD). De façon plus générale, ce dernier inclut aussi les manuels d'exploitation et toute autre documentation, la formation des utilisateurs et l'entretien des appareils.

5.3.1 *Système de gestion de base de données*

Pour être utiles, les données relatives à la gestion du spectre radioélectrique doivent être mises à jour au fur et à mesure des changements, doivent être accessibles par des modèles d'ingénierie du spectre et doivent servir à l'établissement de différents rapports. Dans les systèmes automatisés, les fonctions de mise à jour, d'accès et de rapport sont exécutées par un logiciel d'application. Le logiciel qui permet l'exécution de ces fonctions peut être soit un programme de gestion du fichier relatif aux applications, soit un système de gestion de la base de données (SGBD). Un SGBD permet de gérer efficacement de grandes quantités d'informations variées et de les manipuler facilement sans être familier des procédures de gestion de fichiers les plus techniques. Le SGBD est un ensemble de routines comprenant des modules qui servent à définir les enregistrements et les fichiers de données, d'établir et de tenir à jour ces fichiers, d'extraire des données des fichiers et d'obtenir des données classées. La mémorisation des fichiers rend possibles de nombreuses applications. On peut les associer au moyen de certains éléments clés pour éliminer les redondances des données stockées. L'organisation de ces systèmes et la syntaxe de leur langage permettent à un profane n'ayant aucune expérience de la programmation d'accéder sans difficulté aux données. L'objectif ultime d'un SGBD est de faciliter la mise au point des applications tout en réduisant le coût et en augmentant la rapidité et la souplesse.

L'Annexe V du Manuel donne les caractéristiques générales d'un système de gestion de base de données, caractéristiques pouvant aider à choisir un système de gestion de base de données destiné à être utilisé dans un système de gestion automatisé du spectre radioélectrique. Les caractéristiques générales d'un système de gestion de base de données sont données dans les Tableaux AV-I et AV-II respectivement pour un système de micro-informatique et pour un système de mini-informatique.

5.4 *Choix d'un système informatique*

L'Annexe VI du Manuel contient une description des caractéristiques des micro-ordinateurs et des mini-ordinateurs en matière de gestion du spectre radioélectrique.

Dans le cas d'un système de gestion des fréquences, les performances du processeur dépendent de plusieurs facteurs: l'importance et la périodicité des opérations portant sur les fichiers de données, la complexité et la périodicité d'utilisation des modèles techniques et le temps d'exécution de certaines procédures. Les facteurs quantitatifs (volumes et périodicité) sont en général déterminés par l'étendue du territoire placé sous la juridiction de l'administration et par l'extension qu'ont atteinte ses télécommunications; le gestionnaire des fréquences doit spécifier le temps d'exécution pour assurer un service convenable aux utilisateurs et à l'administration, tout en tenant compte des contraintes budgétaires. Bien qu'un ordinateur puissant soit capable de traiter un grand volume de données et d'effectuer des calculs longs et complexes en peu de temps, il suffira parfois d'une machine moins rapide et moins chère pour exécuter les calculs voulus et traiter le volume de données nécessaires dans un délai acceptable pour le gestionnaire. En tolérant un temps de traitement plus long, on peut aussi réaliser des économies sur le matériel et les logiciels, par rapport à des méthodes plus complexes de stockage ou d'accès aux données.

Le gestionnaire des fréquences pourra être amené soit à utiliser un système informatique qui existe déjà et sert à d'autres usagers, soit à en acquérir un pour ses propres tâches. Dans le premier cas, il s'agira en général d'un système très développé et polyvalent qui est capable de traiter de nombreuses données et de résoudre des problèmes techniques difficiles. Mais alors la gestion des fréquences devra partager le système avec d'autres applications. Il peut en résulter des limitations de la capacité de mémoire et du temps de calcul disponibles. Si le seul usage du système informatique est la gestion du spectre, un mini-ordinateur offre plusieurs avantages. Il devra résoudre un seul groupe de problèmes et pourra être implanté à proximité de ses usagers, qui y auront directement accès. Il suffira d'un matériel moins volumineux et moins varié. Les équipements, compacts et robustes, sont capables de travailler sans qu'on leur crée un environnement spécial, de sorte qu'on peut les implanter dans n'importe quel bureau; leur maintenance est aisée. En somme, on y gagne en économie et en efficacité.

En général, l'utilisation d'un ordinateur s'accroît dès lors qu'on a mis en œuvre un système automatisé. Le plus souvent, ce système a été réalisé pour résoudre un problème particulier, et on constate souvent que ce problème en masquait plusieurs autres. Le supplément de dépense à consentir pour résoudre ces nouveaux problèmes est en général modeste en comparaison avec les avantages obtenus. Un système informatique doit être conçu non seulement en prévision de la croissance normale liée aux applications existantes, mais également en prévision de l'expansion que supposent des applications additionnelles. Le système devrait être conçu avec un excès de capacité de mémoire, pour la mémoire centrale et les mémoires auxiliaires, et avec la possibilité de remplacer les entrées-sorties par des appareils plus rapides ou d'en augmenter le nombre sans avoir à réorganiser tout le système. Dans la mesure du possible, il convient de choisir des unités centrales de traitement pouvant faire l'objet d'accroissements ultérieurs de leur puissance, tout en sauvegardant la compatibilité du logiciel.

L'Annexe VII du Manuel contient une description de l'utilisation des micro-ordinateurs pour la gestion du spectre radioélectrique.

## 6. Catalogue des modèles pour la gestion du spectre

Le Manuel donne la description de modèles d'ingénierie pour la gestion du spectre qui contribuent à une gestion efficace du spectre dans les systèmes de radiocommunication.

Une liste de programmes d'ordinateur pour la gestion du spectre a été publiée séparément.

RAPPORT 836-2*

## CALCULS DES LARGEURS DE BANDE NÉCESSAIRES

(Programme d'études 60B/1)

(1982-1986-1990)

### 1. Emissions multivoies (MRF-MF)

L'Appendice 6 au Règlement des radiocommunications (1985) intitulé «Caractéristiques additionnelles pour la classification des émissions; détermination des largeurs de bande nécessaires, exemples de calculs de la largeur de bande nécessaire et exemples connexes de désignation des émissions» indique, au Tableau III-B de la Partie B, les facteurs de multiplication à utiliser pour calculer l'excursion de fréquence de crête dans les émissions multivoies à modulation de fréquence et multiplexage par répartition en fréquence (MRF-MF). L'excursion de fréquence de crête est un facteur critique dans la règle de Carson $B_n = 2M + 2DK$, qui est utilisée pour calculer la largeur de bande nécessaire aux fins d'attribution du spectre des fréquences. Le Tableau III-B est reproduit ci-après en tant que Tableau I.

Dans ce Tableau, les facteurs 2,6, $-1$ et $-15$ qui représentent les valeurs de puissance moyenne (dBm0 (voir la Note)), ont été mesurés sur un circuit du réseau public téléphonique commercial à commutation. Les valeurs sont en fait fondées sur des mesures du «volume pour la personne qui parle» effectuées en 1960 [McAdoo, 1963], et déjà approuvées par le CCIR et aussi lors de la Conférence administrative mondiale des radiocommunications, Genève, 1979, aux fins du calcul des largeurs de bande nécessaires.

*Note.* – «dBm0» désigne la puissance, en dB, par rapport à 1 mW rapporté à un point de niveau de transmission relatif zéro.

En 1975 et 1976, d'autres mesures portant sur la puissance du signal vocal ont été effectuées sur les mêmes circuits et les mêmes réseaux, en utilisant une méthodologie similaire, de manière à permettre une comparaison directe des résultats aux travaux antérieurs. Les dernières mesures [Ahern et autres, 1978] ont été étudiées à la fois dans les secteurs de l'industrie et du gouvernement, ce qui a finalement abouti aux modifications [FCC, 1983] de la réglementation nationale des Etats-Unis d'Amérique en matière de télécommunications.

Pour résumer l'étude de 1975-1976, qui indiquait les raisons pour lesquelles il existait des différences par rapport à l'étude antérieure, on a constaté que des changements considérables se sont accumulés pour se traduire par une diminution moyenne d'environ 4,6 dB du niveau de la puissance moyenne pour la personne qui parle. Ces changements ont contribué à augmenter l'uniformité du service dans les réseaux publics à commutation, du point de vue des volumes de conversation. Parmi ces changements, on peut signaler une diminution de la proportion de systèmes interurbains à batteries, des améliorations du plan d'affaiblissement, l'utilisation d'appareils téléphoniques plus perfectionnés et une augmentation de la répartition directe. La numérotation automatique est devenue de pratique courante avec les nouvelles techniques appliquées à la conception des lignes d'abonnés et des circuits de jonction. Par ailleurs, une technique améliorée pour l'acquisition numérique des données a facilité la mesure (en 1975-1976) de la puissance du signal vocal avec une précision meilleure que celle de 1960 lorsqu'on utilisait des vumètres (voir la Note) pour cette étude. Par rapport aux mesures effectuées en 1960, l'écart type de toutes les mesures effectuées en 1975-1976 a été réduit en moyenne d'environ 1/3, passant de 7 à 4,6 unités de volume. On a utilisé un plan d'échantillonnage statistique à plusieurs étapes (extrémité rapprochée et extrémité éloignée) pour mesurer la puissance pour la personne qui parle sur plus de 10 000 appels provenant d'environ 2500 lignes d'abonnés. La puissance moyenne du signal de conversation (moyenne établie sur l'ensemble de la période d'observation) et une nouvelle mesure du niveau de la parole appelé niveau équivalent de crête (EPL) [Brady, 1968] ont été utilisées pour caractériser les signaux pour la personne qui parle. Le courant continu de la boucle, la catégorie de service, le type du commutateur et la destination de l'appel ont été enregistrés en tant que partie de l'étude de 1975-1976.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 4 et 9 et du CCITT avec référence à sa Recommandation G.223.

TABLEAU I – *Emissions multivoies MRF-MF*

FACTEURS DE MULTIPLICATION À UTILISER POUR CALCULER $D$, EXCURSION DE FRÉQUENCE DE CRÊTE, DANS LES ÉMISSIONS MULTIVOIES À MODULATION DE FRÉQUENCE ET MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION EN FRÉQUENCE (MF/MRF)

Pour les systèmes MF/MRF, la largeur de bande nécessaire est:

$$B_n = 2M + 2DK$$

On calcule la valeur de $D$, ou excursion de fréquence de crête dans les formules pour $B_n$ en multipliant la valeur efficace d'excursion par voie par le «facteur multiplicatif» approprié indiqué ci-dessous.

Dans le cas où une onde pilote de continuité de fréquence $f_p$ est présente au-dessus de la fréquence maximale de modulation $M$, la formule générale prend la forme suivante:

$$B_n = 2f_p + 2DK$$

Dans le cas où l'indice de modulation de la porteuse principale produit par l'onde pilote est inférieur à 0,25 et où la valeur efficace de l'excursion de fréquence de la porteuse principale produite par l'onde pilote est inférieure ou égale à 70% de la valeur efficace de l'excursion par voie, la formule générale prend celle des deux formes ci-après qui donne la valeur la plus grande:

$$B_n = 2f_p \quad \text{ou} \quad B_n = 2M + 2DK$$

| Nombre de voies téléphoniques $N_c$ | Facteur multiplicatif [1] | |
|---|---|---|
| | (Facteur de crête) × antilog | $\left[\dfrac{\text{valeur en dB au-dessus du niveau de modulation de référence}}{20}\right]$ |
| $3 < N_c < 12$ | 4,47 × antilog | $\left[\dfrac{\text{une valeur en dB spécifiée par le constructeur de l'équipement ou par l'exploitant de la station, sous réserve de l'approbation de l'administration}}{20}\right]$ |
| $12 \leqslant N_c < 60$ | 3,76 × antilog | $\left[\dfrac{2{,}6 + 2 \log N_c}{20}\right]$ |
| $60 \leqslant N_c < 240$ | 3,76 × antilog | $\left[\dfrac{-1 + 4 \log N_c}{20}\right]$ |
| $N_c \geqslant 240$ | 3,76 × antilog | $\left[\dfrac{-15 + 10 \log N_c}{20}\right]$ |

[1] Dans ce tableau, les facteurs multiplicatifs 3,76 et 4,47 correspondent respectivement à des facteurs de crête de 11,5 dB et 13,0 dB.

*Note.* – L'unité de volume est un moyen de mesurer le niveau de la parole avec un indicateur de niveau de puissance étalonné en dB pour une tension sinusoïdale uniforme, avec une référence de 1 mW sur 600 Ω. La réponse de l'indicateur n'est pas pondérée en fréquence. Les lectures sur vumètres sont des moyennes obtenues grâce à un ensemble particulier de caractéristiques balistiques (mécaniques) de l'appareil de mesure.

L'étude ultérieure a montré qu'avec des systèmes du réseau public à commutation (1975 et 1976), la puissance du signal vocal dépendait peu de la destination de l'appel ou de la classe de service d'origine (résidence, affaires, local, interurbain et combiné). Les légères différences étaient pour la plupart expliquées par des caractéristiques de la ligne d'abonné. Il existe peu de variation (sinon aucune) dans la puissance du signal vocal qui soit attribuée, selon les conclusions de l'étude, à des facteurs psychologiques tels que la distance de l'appel ou la perception du volume reçu. Les valeurs moyennes mesurées montrent que le réseau de télécommunications à commutation en 1975-1976 était essentiellement transparent aux abonnés en ce sens que la puissance du signal pour la personne qui parle ne dépendait pas de la distance de l'appel, de la classe de l'appel (local ou interurbain) ou d'autres facteurs indépendants des conditions de la boucle locale. En résumé, on estime que les dernières mesures du niveau pour la personne qui parle montrent les mêmes niveaux de conversation normaux que pour les sujets qui n'utilisent pas le téléphone. En conclusion, on prévoit qu'à l'avenir il y aura peu de changements dans le niveau représentatif pour la personne qui parle dans le réseau téléphonique public à commutation qui a fait l'objet des mesures. Par conséquent, le CCIR souhaitera peut-être tenir compte de ce fait dans un examen des formules permettant d'obtenir les largeurs de bande nécessaires pour les systèmes MRF-MF lorsque la téléphonie utilise une partie importante du circuit MRF-MF total.

Dans la formule de $B_n$ telle qu'elle est représentée au Tableau I, les trois facteurs 2,6, $-1$ et $-15$ sont des composantes du facteur de multiplication utilisées pour déterminer $D$, c'est-à-dire l'excursion de fréquence de crête. Les conséquences pratiques d'une réduction de la puissance pour la personne qui parle dans le circuit téléphonique alimentant un circuit radioélectrique MRF-MF se traduisent par une diminution de l'excursion de crête. Il existe trois paramètres indépendants qui déterminent l'excursion de crête du signal MRF: ils sont tous limités par la conception du système, la valeur maximale de chacun de ces paramètres est aussi limitée de manière que $D$ ne dépasse pas une valeur prédéterminée (dans les systèmes MRF-MF). Ces paramètres sont les suivants:

- valeur efficace de l'excursion par voie
- puissance moyenne dans une voie de message
- nombre total de voies dans la charge de message multiplexée.

Si la puissance moyenne des signaux vocaux peut être réduite, comme l'a montré l'étude de 1975-1976, un compromis pourrait être établi avec les deux autres paramètres et ce de la manière suivante:

- en augmentant le nombre de voies tout en maintenant la même largeur de bande nécessaire,
- en augmentant l'efficacité d'utilisation du spectre par réduction de la largeur de bande tout en maintenant le même nombre de voies,
- en combinant ces deux méthodes.

Par exemple, dans les systèmes utilisant des voies de message de qualité téléphonique à 4 kHz, on peut faire varier le rapport trafic de données/trafic téléphonique. Un utilisateur peut choisir de se maintenir dans la bande RF spécifiée et alors prendre un niveau moyen de puissance de voie de message qui sera utilisé pour obtenir un compromis entre l'accroissement du nombre de voies de message et l'excursion de fréquence de chacune d'elles. Pour un rapport trafic de données/trafic téléphonique fixé, un utilisateur peut considérer qu'une augmentation trop importante du nombre de voies de message à 4 kHz réduirait l'excursion par canal au point de dégrader la qualité du signal. Cependant, on peut choisir un niveau moyen de puissance de voie de message tel qu'il maintient la largeur de bande RF spécifiée et qui permet une certaine augmentation du nombre de voies de message tout en autorisant un accroissement proportionnel de l'excursion de fréquence de chaque voie. Grâce à cette méthode, au lieu d'utiliser tout le spectre disponible pour accroître au maximum le nombre des voies de message, il est possible d'obtenir une augmentation de l'excursion de fréquence de chaque voie, cette augmentation améliorant le rapport signal/bruit et réduisant probablement le taux d'erreur binaire dans le trafic de données.

On peut concevoir un système hyperfréquence dans lequel on donne au paramètre de niveau moyen de puissance de voie de message une valeur comprise entre celle utilisée dans les équations actuelles et une valeur qui lui est inférieure de 4,6 dB. Lorsque l'on diminue le niveau moyen de puissance de voie de message, on a des raisons valables pour modifier (c'est-à-dire augmenter) les autres paramètres. Cependant, une telle décision est du ressort des entreprises ou des gouvernements concernés qui doivent tenir compte des avantages et des inconvénients des compromis possibles.

Le point important à considérer pour le CCIR est la reconnaissance du changement du niveau moyen de la puissance pour la personne qui parle. Pour tenir compte de la diminution de 4,6 dB de la puissance moyenne pour la personne qui parle dans les circuits téléphoniques, les Etats-Unis d'Amérique ont remplacé à l'échelon national les valeurs 2,6, $-1$ et $-15$ par la variable $X$ qui peut être comprise entre les valeurs actuelles et des valeurs correspondantes de 4,6 dB inférieures, selon le nombre total de circuits du système MRF-MF et la composition du système proprement dit.

Ainsi, la largeur de bande nécessaire $B_n$ s'écrit comme suit:

$$B_n = 2M + 2\left[d \times 3{,}76 \times \text{antilog}\left(\frac{X + Y \log N_c}{20}\right)\right] K$$

où:

$M$: fréquence de modulation maximale (Hz)

$d$: excursion par voie

$N_c$: nombre de voies dans la charge de message multiplexée

$K$: unité

$X$: $-2$ à $+2{,}6$ pour $12 \leqslant N_c \leqslant 60$ et pour $Y = 2$

$X$: $-5{,}6$ à $-1{,}0$ pour $60 < N_c < 240$ et pour $Y = 4$

$X$: $-19{,}6$ à $-15{,}0$ pour $N_c \geqslant 240$ et pour $Y = 10$

Le terme entre crochets est l'excursion de crête $D$. Le numérateur $(X + Y \log N_c)$ de la fraction représente la puissance moyenne du signal composite à l'entrée du modulateur de l'émetteur. La valeur de 3,76, telle qu'indiquée au Tableau I, correspond à un facteur de crête de 11,5 dB [Holbrook et Dixon, 1939; Smith, 1964].

Pour choisir correctement une valeur pour $X$ dans la formule de $B_n$, il est utile de résumer des conditions dans lesquelles cette valeur est utilisée dans un système MRF-MF. Le choix définitif dans la gamme des 4,6 dB peut être empirique. Il est clair d'après les détails de l'étude que les niveaux moyens de puissance pour la personne qui parle de $-2$, $-5{,}6$ et $-19{,}6$ dBm0 doivent remplacer les nombres correspondants pour $N_c \geqslant 12$ dans la formule donnant $B_n$, avec un système MRF-MF utilisé pour les circuits téléphoniques publics commerciaux modernes dans lesquels la plupart des voies MRF-MF sont en fait des voies téléphoniques.

Dans des systèmes MRF-MF plus petits, privés ou plus anciens, en particulier ceux dans lesquels $N_c < 12$ ou ceux qui contiennent des données (non téléphoniques) dans la plupart des voies, les valeurs originelles telles qu'indiquées dans le Tableau I, s'appliquent nominalement. Les circuits de données multivoies typiques fonctionnent à des niveaux de puissance compris entre $-13$ et $-15$ dBm0. Ainsi, la limite de charge composite sera déterminée par l'utilisation de la valeur $X = -13$ à $-15$ pour les systèmes ayant un grand pourcentage de circuits de données pour $N \geqslant 240$. La signalisation sur voie associée, par opposition à la signalisation sur voie commune, est une indication que le niveau de $-15$ dBm0 est applicable (système avec $N_c \geqslant 240$).

Comme indiqué ci-dessus, le choix, dans la gamme des 4,6 dB, du niveau de puissance du signal dépend largement de l'expérience. La bande de fréquences proprement dite n'est pas liée au choix des paramètres relatifs à la puissance pour la personne qui parle. On a constaté [FCC, 1983] à titre d'exemple de l'application pratique des nouveaux paramètres, que la capacité d'un système de faisceaux hertziens du service fixe de Terre, fixée à la conception du matériel à 1500 voies seulement, passait à 1800 voies, ce qui représente un progrès important en matière d'efficacité d'utilisation du spectre.

## 2. Emissions par impulsions non modulées

La largeur de bande nécessaire dans les cas communs d'impulsions non modulées, rectangulaires ou trapézoïdales, est spécifiée. Une valeur de $-20$ dB par rapport au niveau de crête sur l'enveloppe théorique du spectre est le critère utilisé afin d'établir la largeur de bande nécessaire à ces impulsions. Pour celles-ci, les valeurs de l'enveloppe du spectre ont été déterminées à l'aide de méthodes de calcul simples [Mason et Zimmerman, 1960].

Le Tableau II récapitule les largeurs de bande nécessaires calculées pour des impulsions non modulées. Dans le cas 1 (impulsion trapézoïdale), la durée de l'impulsion, $t$, est le temps qui s'écoule entre les points à mi-amplitude et $t_r$ (temps d'établissement du front avant) est le temps qui s'écoule entre les points à 10% et à 90% d'amplitude. Le temps d'établissement du front arrière, $t_f$, est égal au temps d'établissement du front avant $t_r$. Dans le cas 2, le temps de montée du front avant, $t_r$, n'est pas toujours égal au temps de descente du front arrière, $t_f$. Ce dernier est le temps qui s'écoule entre les points d'amplitude 90% et 10%. Dans le cas 3 (impulsion rectangulaire), $t$ est la durée de l'impulsion.

TABLEAU II – *Emissions par impulsions non modulées*

| Description de l'émission | Largeur de bande nécessaire | | Désignation de l'émission |
|---|---|---|---|
| | Formule | Exemples de calcul | |
| Emission en impulsions non modulées | Cas 1:<br>$B_n = \frac{1{,}79}{\sqrt{t \cdot t_r}}$ Hz<br>à 20 dB au-dessous de la valeur de crête de l'enveloppe du spectre d'une impulsion trapézoïdale | $t = 3 \times 10^{-6}$ s<br>$t_r = 0{,}06675 \times 10^{-6}$ s<br>Largeur de bande: $4 \times 10^6$ Hz | 4M00P0N |
| | Cas 2:<br>$B_n = 1{,}27 \sqrt{\frac{\frac{1}{t_r} + \frac{1}{t_f}}{t}}$<br>à 20 dB au-dessous de la valeur de crête de l'enveloppe du spectre d'une impulsion trapézoïdale dissymétrique | $t = 3 \times 10^{-6}$ s<br>$t_r = 0{,}06675 \times 10^{-6}$ s<br>$t_f = 0{,}167 \times 10^{-6}$ s<br>Largeur de bande: $3{,}36 \times 10^{-6}$ Hz | 3M36P0N |
| | Cas 3:<br>$B_n = \frac{6{,}36}{t}$ Hz<br>à 20 dB au-dessous de la valeur de crête de l'enveloppe du spectre d'une impulsion rectangulaire (idéale) | $t = 1{,}41 \times 10^{-6}$ s<br>$B_n = 4{,}5 \times 10^6$ Hz | 4M50P0N |

## 3. Facteurs K à utiliser en modulation numérique

Les formules établies pour la détermination des largeurs de bande nécessaires dans le cas de modulations de données numériques (Appendice 6 du Règlement des radiocommunications) contiennent un facteur K qui rend compte des compromis auxquels on a consenti lors de la conception d'un système. Les décisions relatives à ces compromis portent généralement sur la puissance du système, sa largeur de bande et ses caractéristiques de qualité (taux d'erreur binaire). Par exemple lorsqu'on utilise des niveaux de modulation élevés, dans le cas de systèmes numériques à visibilité directe, on préfère employer une puissance élevée plutôt qu'une grande largeur de bande. Les modulations numériques à niveau élevé telles que les modulations MAQ-16, MAQ-64 et MAQ-256 peuvent transférer pour une valeur donnée de bandes de spectre de fréquences, davantage de bit/s que les modulations numériques à faible niveau, mais elles nécessitent davantage de puissance (c'est-à-dire un rapport porteuse/bruit plus élevé). Inversement, dans les systèmes à satellites où la puissance à bord est limitée, on préfère employer un spectre plus étendu et une puissance moins forte et l'on utilise de faibles niveaux de modulation. Les signaux numériques nécessitent souvent un filtrage important pour satisfaire aux spécifications de protection des canaux adjacents.

Le filtrage des signaux numériques peut s'effectuer en tant que filtrage de prémodulation du signal à l'émetteur dans la bande de base ou bien en un ou plusieurs autres points à l'intérieur de l'émetteur ou du récepteur. En compensation de l'adjonction de ce filtrage, on accroît le rapport porteuse/bruit (C/N) du système. Les valeurs numériques du facteur K dépendent de la grandeur et de la forme de la

caractéristique de sélectivité du filtre. Les caractéristiques des filtres sont définies cas par cas. Ainsi, il n'est ni pratique, ni profitable d'incorporer dans les formules permettant de déterminer les largeurs de bande nécessaires, des valeurs numériques uniques pour K.

Dans le Tableau III figurent un certain nombre de valeurs de K données à titre d'exemple pour plusieurs modulations numériques. Les valeurs de K correspondent soit à des valeurs de spectres de fréquences calculées, soit à des valeurs de spectres de fréquences mesurées. Le Tableau III contient les formules pour la détermination des largeurs de bande nécessaires utilisées, la valeur de K et d'autres paramètres comme la puissance, le rapport puissance du signal par bit/densité de puissance de bruit ($E_b/N_o$) et le taux d'erreur binaire. La formule pour la détermination de la largeur de bande ($B_n$) nécessaire dans le cas de modulation de fréquence numérique provient de l'Appendice 6 du Règlement des radiocommunications. R est le débit binaire, S est le nombre d'états de signalisation et D est l'excursion de fréquence. La formule pour la détermination de la largeur de bande nécessaire dans le cas de la modulation par déplacement de phase [Cohen, 1984] est établie à partir du principe que cette largeur de bande devra être un multiple du débit numérique en ligne.

TABLEAU III - Exemples des valeurs de K à utiliser en modulation numérique sous des conditions spécifiées

| Modulation et conditions | Formule pour la détermination de la largeur de bande nécessaire | Valeur de K donnée à titre d'exemple | Pourcentage de confinement dans la largeur de bande |
|---|---|---|---|
| MDP-2 (non filtrée)<br>S=2 (Calculée) | $B_n = \frac{2RK}{\log_2 S}$ | 10,28<br>2,0 | 99%<br>95% |
| MDP-2 (filtre en fenêtre, ["window filter"] TEB=$10^{-3}$)<br>S=2 (Calculée) | $B_n = \frac{2RK}{\log_2 S}$ | 1,0 1)<br>0,75 2) | 100%<br>100% |
| MDM (non filtrée)<br>S=2 (Calculée)<br>D=R/4 | $B_n = \frac{R}{\log_2 S} + 2DK$ | 0,36<br>3,52 | 99%<br>99,9% |
| MDM avec filtrage gaussien (MDMG)<br>Largeur de bande du filtre gaussien de prémodulation 3 dB = 0,25R<br>S=2 (Calculée)<br>D=R/4 | $B_n = \frac{R}{\log_2 S} + 2DK$ | -0,28<br>0,18 | 99%<br>99,9% |
| MF numérique (MDF à phase continue) impulsions rectangulaires<br>S=2 (Calculée)<br>D=0,35R | $B_n = \frac{R}{\log_2 S} + 2DK$ | 0,89 | 99% |
| MAQ-16<br>Hyperfréquence numérique<br>S=16 (Expérimentale, 90 Mbit/s) | $B_n = \frac{2RK}{\log_2 S}$ | 0,51<br>0,43 | 99%<br>95% |

Notes: 1) Dans ce cas, $E_b/N_o$ = 7.5dB

2) Dans ce cas, $E_b/N_o$ = 9.3dB

Les modulations MDM, MDMG [Murota et Hirade, 1986 et Rapport 903-1], et MF numérique [Cohen, 1984] sont des exemples d'une classe des modulations qui sont à amplitude constante et à phase continue. Ces signaux à phase continue peuvent être considérés comme une modulation à la fois de phase et de fréquence [Sundberg, 1986]. Chacune des formules permettant la détermination de la largeur de bande nécessaire (fréquence ou phase) pourra être employée pour cette classe de modulation. Etant donné que ces signaux sont caractérisés par un indice de modulation (2D/R), la formule pour la détermination de la largeur de bande dans le cas de la MDF a été employée pour ces signaux dans le Tableau III. De même, pour la modulation MAQ [Docherty et Pallemaerts, 1980] on emploie la formule pour la détermination de la largeur de bande dans le cas de la MDP. La raison d'être en est que le signal MAQ 16 se compose d'une somme statistique de 16 emplacements de signal, des signaux MDP avec trois amplitudes de signal différentes.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


AHERN, W. C., DUFFY, F. P. et MAHER, J. A. [septembre 1978] Speech signal power in the switched message network. *BSTJ*, Vol. 57, 7, Part 2, 2695-2726.

BRADY, P. T. [septembre 1968] Equivalent peak level: a threshold-independent speech-level measure. *J. Acous. Soc. Amer.*, Vol. 44, 3.

COHEN, D. [1984] - Necessary Bandwidth and Spectral Properties of Digital Modulation, National Telecommunications and Information Administration Report 84-168.

DOCHERTY, D. et C.J.R. PALLEMAERTS [1980] - Spectral Compatibility of 16 State QAM, IEEE International Conference on Communications.

FCC [3 mars 1983] Federal Communications Commission Report and Order. In the matter of amendment of Parts 2 and 21 of the Commission's rules concerning calculation of necessary bandwidth for frequency modulation microwave radio relay systems. General Docket No. 81-743, Rule Making – 3625.

HOLBROOK, B. D. et DIXON, J. T. [octobre 1939] Load rating theory for multichannel amplifiers. *BSTJ*, 624-644.

MASON et ZIMMERMAN [1960] *Electric Circuits, Signals and Systems.* John Wiley and Sons Inc., 237, New York, NY, Etats-Unis d'Amérique.

McADOO, K. L. [septembre 1963] Speech volumes on Bell System message circuits – 1960 survey. *BSTJ*, Vol. 42, 5.

MUROTA, K. et HIRADE, K. [1981] - GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-29, N° 7.

SMITH, H. R. [décembre 1964] The use of Holbrook and Dixon loading factors in setting receiver parameters for an FDM-FM radio telephone communications system. *IEEE Trans. Comm. Tech.*, 155-161.

SUNDBERG, C.E. [1986] - Continous Phase Modulation, IEEE Communications Magazine, Vol. 24, N° 4.

RAPPORT 977-1

# SPECTRES ET LARGEURS DE BANDE DES ÉMISSIONS

(Programme d'études 60A/1)

(1986-1990)

## 1. Introduction

Le présent Rapport porte sur les résultats d'études effectuées par diverses administrations sur les spectres et la largeur de bande des émissions produites par des émetteurs, à proximité immédiate de la station d'émission.

On y trouvera les résultats de mesures et de calculs faits pour tracer les courbes représentant les spectres de puissance ou de densité de puissance pour diverses classes d'émission et, dans certains cas, on y trouvera également les formules permettant de tracer ces courbes et de calculer la largeur de bande et la puissance hors bande.

Pour certaines classes d'émission, le présent Rapport donne aussi des détails sur les conditions d'essai à utiliser pour mesurer la largeur de bande et le rayonnement hors bande conformément à la Recommandation 328.

Pour les méthodes qui peuvent être utilisées pour mesurer ces caractéristiques, il est fait référence à la Recommandation 328 et au Rapport 324.

Pour les méthodes de mesure dans les stations de contrôle, voir la Recommandation 443 et le Rapport 275; pour la mesure de la largeur de bande à $x$ dB, voir les Rapports 324 et 420.

Le présent Rapport est composé des parties suivantes:

Partie A – Emissions à modulation d'amplitude pour la télégraphie et la transmission de données

Partie B – Emissions à modulation angulaire pour la télégraphie et la transmission de données

Partie C – Emissions multivoies modulées en fréquence par un signal multiplex à répartition de fréquence

Partie D – Emissions à modulation d'amplitude, à double bande latérale pour la téléphonie et la radiodiffusion sonore

Partie E – Emissions à modulation d'amplitude, à bande latérale unique ou à bandes latérales indépendantes pour la téléphonie et la télégraphie harmonique multivoies

Partie F* – Emissions à modulation de fréquence pour la téléphonie et la radiodiffusion sonore

Partie G* – Emissions à bande latérale résiduelle pour la télévision

* Cette partie sera incluse dans le présent Rapport quand l'information nécessaire sera disponible.

# PARTIE A

## ÉMISSIONS A MODULATION D'AMPLITUDE POUR LA TÉLÉGRAPHIE ET LA TRANSMISSION DE DONNÉES

### 1. Classes d'émission A1A et A1B

#### 1.1 *Forme de l'enveloppe du spectre*

L'amplitude de l'enveloppe du spectre par rapport à l'amplitude de l'émission continue est représentée sur la Fig. 1 de la Partie B en fonction de l'ordre des composantes de bande latérale, en admettant que l'enveloppe du signal RF soit un signal carré [CCIR, 1958]. Sur cette figure, l'ordre $n$ d'une composante de bande latérale est donné par la formule:

$$n = \frac{2f}{B}$$

où:

$f$: écart de fréquence par rapport au centre du spectre (Hz),

$B$: rapidité de modulation (Bd).

#### 1.2 *Largeur de bande occupée*

Selon [CCIR, 1970-74], la largeur de bande occupée, $L$, (Hz) pour un rapport hors bande $\beta = 0{,}01$, peut se calculer au moyen de la formule empirique:

$$L = \left(\frac{1}{0{,}05 + \alpha} - 1\right) B \qquad (1)$$

où:

$B$: rapidité de modulation (Bd),

$\alpha$: temps d'établissement relatif de l'impulsion la plus courte d'un signal télégraphique, tel qu'il est défini au § 1.21 de la Recommandation 328,

$\beta$: rapport de puissance hors bande, tel que donné au § 1.12 de la Recommandation 328.

La divergence entre les résultats obtenus au moyen de cette formule et ceux fournis par des calculs est au maximum de $2B$ lorsque $\alpha < 0{,}02$ et de $B$ lorsque $\alpha \geqslant 0{,}02$, ce qui a aussi été confirmé par des mesures. L'équation (1) peut donc être utilisée pour mesurer indirectement la largeur de bande occupée des émissions A1A et A1B.

#### 1.3 *Mise en forme du signal télégraphique au moyen de filtres*

Un bon moyen de réduire la largeur de bande occupée consiste à augmenter le temps d'établissement du signal télégraphique jusqu'à la valeur maximale compatible avec le bon fonctionnement de l'équipement de réception.

Le Doc. [CCIR, 1958] décrit les spectres produits par des signaux ayant des temps d'établissement différents; les références 3, 4 et 8 du document donnent des détails sur les filtres qui peuvent être utilisés pour mettre en forme le signal.

La valeur minimale du rapport $T$ entre la bande passante à 6 dB de ces filtres et la moitié de la rapidité de modulation en bauds, dépend surtout des caractéristiques de synchronisation de l'équipement terminal du récepteur, de la stabilité de fréquence de l'émetteur et du récepteur et, dans le cas du trafic réel, des conditions de propagation. La valeur minimale peut aller de 2, lorsque la synchronisation et la stabilité sont extrêmement bonnes, jusqu'à 15, lorsque la dérive de fréquence est appréciable et que l'on utilise des téléimprimeurs.

Il serait préférable d'employer des filtres à suroscillation minimale pour utiliser pleinement la puissance de l'émetteur.

Le tableau ci-après donne, en fonction de $T$, le pourcentage de temps pendant lequel le signal télégraphique reste sensiblement plat à 1% près, pour un filtre à suroscillation minimale:

| $\frac{\text{Longueur du palier}}{\text{Longueur du signal}}$ | 0% (signal sinusoïdal) | 50% | 90% | 100% (signal carré) |
|---|---|---|---|---|
| $T = \frac{\text{Bande passante à 6 dB}}{\text{Moitié de la rapidité de modulation}}$ | 1,6 | 3,2 | 16 | $\infty$ |

Le rapport $T$ étant déterminé au préalable, il peut être nécessaire d'utiliser un filtre ayant plusieurs cellules pour réduire suffisamment les composantes dans les parties extérieures du spectre.

1.4 *Brouillages causés dans les canaux adjacents*

Le brouillage causé aux canaux adjacents dépend de nombreux paramètres et son calcul rigoureux est difficile. Toutefois, comme il n'est pas nécessaire de calculer ce brouillage avec une très grande précision, on peut faire usage utilement de formules semi-empiriques et de graphiques, dont on trouvera des exemples dans [CCIR, 1958].

1.5 Résultats de mesures effectuées par différentes méthodes

Le Document [CCIR, 1974-78] contient des renseignements sur les résultats de mesure comparative des largeurs de bande occupées et des largeurs de bande x-dB pour la classe d'émission A1B selon différentes méthodes. Les méthodes de mesure sont brièvement décrites au § 3 du Rapport 324-2.

Une comparaison entre les mesures effectuées par différentes méthodes et les résultats de calculs a fait apparaître une assez bonne concordance.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

*Documents du CCIR*

[1958]: 1/31 (Etats-Unis d'Amérique).

[1970-74]: 1/42 (URSS).

[1974-78]: 1/56 (URSS).

## PARTIE B

## ÉMISSIONS A MODULATION ANGULAIRE POUR LA TÉLÉGRAPHIE ET LA TRANSMISSION DE DONNÉES

### 1. Classe d'émission F1B

1.1 *Forme de l'enveloppe du spectre*

La forme du spectre RF pour la classe d'émission F1B est décrite aux § 1.1.1 à 1.1.3 ci-après pour diverses formes du signal télégraphique.

1.1.1 *Signal télégraphique composé d'inversions avec un temps d'établissement nul*

L'amplitude de l'enveloppe spectrale par rapport à l'amplitude de l'émission continue, $A(n)$, est représentée sur la Fig. 1 ci-après (en traits pleins) en fonction de l'ordre des composantes de bande latérale pour un signal télégraphique composé d'inversions avec un temps d'établissement nul et la même durée pour les temps de travail et de repos [CCIR, 1958a].

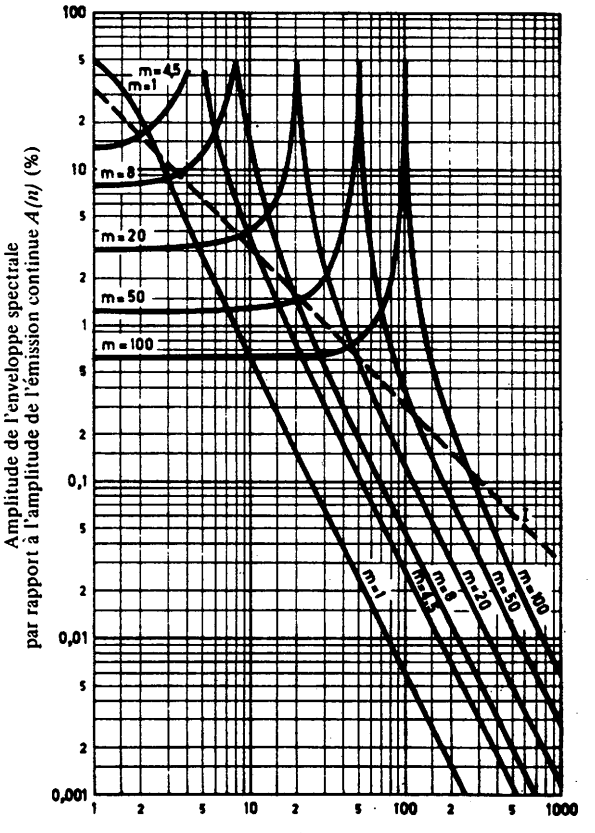



FIGURE 1 – *Enveloppes des spectres, RF pour un signal télégraphique composé d'inversions*

*m*: indice de modulation
——— classe d'émission F1B
– – – – classes d'émission A1A et A1B

On obtient une approximation des parties linéaires ou asymptotiques des courbes en trait plein de la Fig. 1 à l'aide de la formule

$$A(n) = \frac{2m}{\pi n^2} \tag{2}$$

où:

$n$ : ordre de la composante de bande latérale $= 2f/B$

$f$ : écart de fréquence par rapport au centre du spectre (Hz)

$B$ : rapidité de modulation (Bd)

$m$ : indice de modulation $= 2D/B$

$D$ : excursion de fréquence de crête ou demi-déplacement de fréquence (Hz).

1.1.2 *Signaux télégraphiques périodiques avec temps d'établissement non nul*

Selon [CCIR, 1958b], l'amplitude $A(x)$ de l'enveloppe spectrale produite par un signal télégraphique composé d'inversions avec un temps d'établissement fini et une même durée pour les temps de travail et de repos est donnée par la formule empirique ci-après:

$$A(x) = E\,\frac{2}{\pi}\,\frac{1}{m}\,x^{-u}(x^2 - 1)^{-1} \qquad \text{(pour } x > 1\text{)} \tag{3}$$

où:

$x$ : $f/D$

$E$ : amplitude de l'émission continue

$u = \sqrt{5D\tau}$

$\tau$ : temps d'établissement (s) du signal télégraphique, tel que défini au § 1.20 de la Recommandation 328

$f$, $D$ et $m$ : comme défini plus haut, au § 1.1.1.

La formule (2) montre que la forme de l'enveloppe du spectre dépend uniquement du produit $D\tau$ et que, pour une valeur donnée de ce produit, l'amplitude $A(x)$ de l'enveloppe est inversement proportionnelle à l'indice de modulation $m$. Voir la Fig. 2 où le produit $mA(x)$ est représenté en fonction de $x$ pour diverses valeurs de $D\tau$.

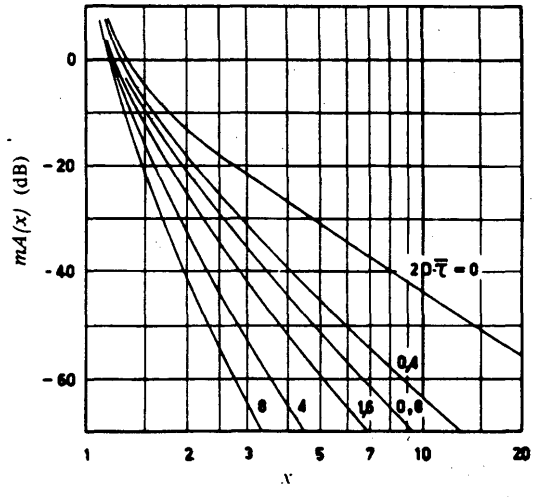



FIGURE 2 – *Distribution spectrale des émissions de classe F1B calculée par la formule empirique (3)*

Il a été démontré que l'effet du temps d'établissement sur la forme de l'enveloppe du spectre est peu important pour des valeurs de $D\tau$ inférieures à 0,15 ou situées entre 1 et 5. Lorsque les temps de travail et de repos n'ont pas la même durée, la forme de l'enveloppe du spectre dépend surtout du produit $D\tau$ par la durée de l'élément de signal le plus court, mais est toujours la même que celle produite par un signal composé d'inversions ayant le même temps d'établissement.

Sur la Fig. 3, les résultats de mesures faites sur divers spectres sont comparés avec les valeurs correspondantes calculées au moyen de la formule (3). L'accord est assez bon pour les valeurs de $x$ supérieures à 1,2, mais il est moins bon pour des valeurs inférieures du produit $D\tau$.

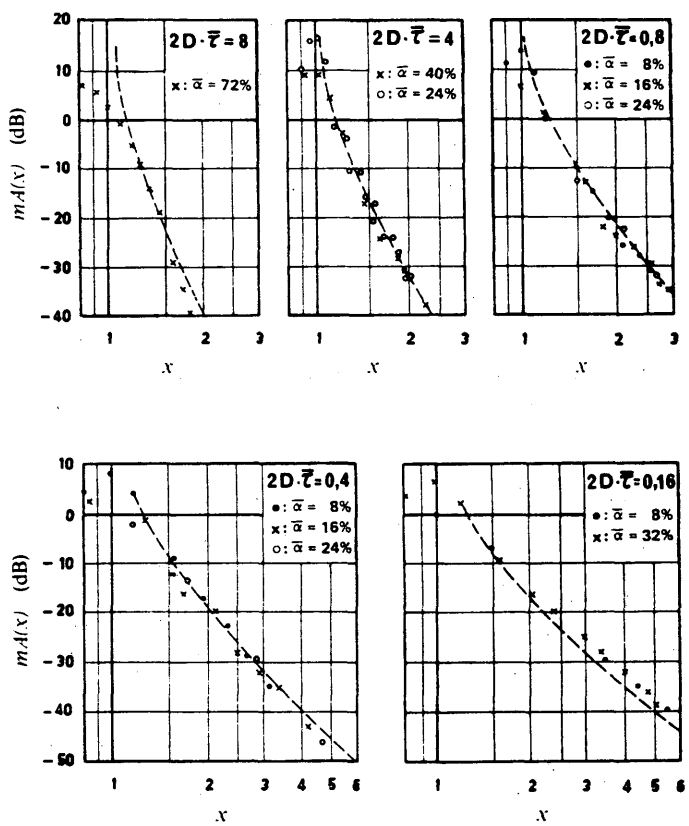



FIGURE 3 – *Spectres des émissions de classe F1B*

– – – – Calculé par la formule empirique (3)
• o x Valeurs mesurées
$\bar{\alpha}$: temps d'établissement relatif

### 1.1.3 *Signal télégraphique apériodique avec temps d'établissement non nul*

Lorsque le signal est apériodique, comme ce peut être le cas dans des conditions de trafic réel, la distribution spectrale devrait être représentée sous la forme d'un spectre de densité de puissance.

D'après [CCIR, 1958b], la densité de puissance moyenne par unité de largeur de bande, $p(x)$, s'obtient par la formule empirique:

$$p(x) = \frac{P_0}{B} \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{m^2} x^{-2u} (x^2 - 1)^{-2} \quad (4)$$

où:

$P_0$ : la puissance totale d'émission, et

$B$, $m$, $x$ et $u$ : définis au § 1.1.1 et 1.1.2 ci-dessus.

Dans ce cas également, la forme de l'enveloppe du spectre dépend uniquement du produit du déplacement de fréquence par le temps d'établissement.

1.2 *Puissance hors bande et largeur de bande occupée*

On obtient la puissance hors bande, $P^1$, telle qu'elle est définie au § 1.11 de la Recommandation 328 en intégrant la densité de puissance donnée par la formule (4) entre deux limites de fréquence.

La Fig. 4 montre les valeurs de la largeur de bande $L$ calculées en fonction de $m$ et $2D\tau$, pour $\beta = 0{,}01$ et $\beta = 0{,}001$, $\beta$ étant le rapport des puissances hors bande $(P^1)/(P_0)$.

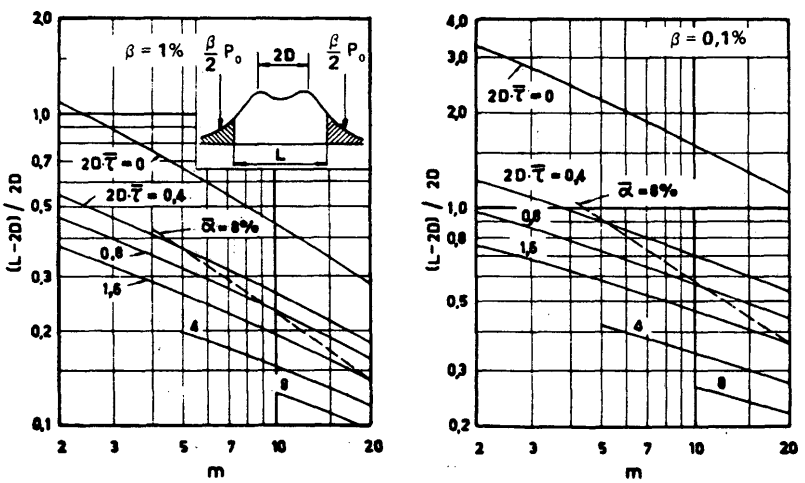



FIGURE 4 – *Largeur de bande calculée par la formule empirique (4)*

D'après [CCIR, 1958b], la largeur de bande occupée $L$ (Hz), pour $\beta = 0{,}01$ peut aussi être calculée au moyen de la formule empirique:

$$L = 2D + D(3 - 4\sqrt{\alpha})\, m^{-0{,}6} \quad (5)$$

où $\alpha$ est le temps d'établissement relatif de l'impulsion la plus courte du signal télégraphique, tel que défini au § 1.21 de la Recommandation 328.

La largeur de bande ainsi calculée ne dépend guère de la forme du signal télégraphique, alors que le spectre hors bande en dépend beaucoup.

Les écarts maximaux entre les résultats donnés par la formule (5) et ceux obtenus par un calcul exact, tels que résumés dans le Doc. [CCIR, 1951], sont les suivants:

$$\begin{aligned} 3\% \text{ pour } \alpha &= 0 \quad ; 2 \leqslant m \leqslant 20 \\ 9\% \text{ pour } \alpha &= 0{,}08; 1{,}4 \leqslant m \leqslant 20 \\ 10\% \text{ pour } \alpha &= 0{,}24; 2 \leqslant m \leqslant 20 \end{aligned}$$

Ceci donne les limites dans lesquelles la formule (5) peut être utilisée avec une précision raisonnable. Les pourcentages indiqués s'appliquent à la limite inférieure de $m$. Plus la limite est élevée, plus ils sont petits.

Enfin, la Fig. 5 montre les résultats de calculs et de mesures de la largeur de bande occupée à l'aide de différentes méthodes.

1.3 *Mise en forme du signal télégraphique au moyen de filtres*

Voir le § 1.3 de la Partie A. Toutefois, l'emploi de filtres à suroscillation minimale n'est pas indispensable lorsque l'émetteur doit fonctionner à plus de deux fréquences, par exemple, dans le cas d'un duplex à quatre fréquences.

1.4 *Brouillages causés dans les canaux adjacents*

Voir le § 1.4 de la Partie A.

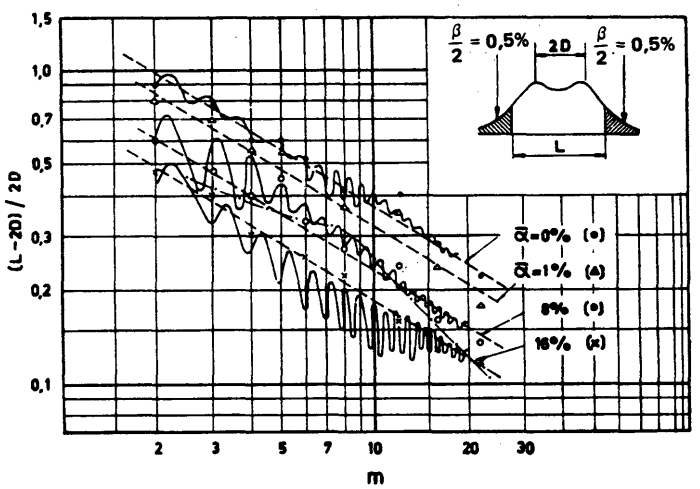



FIGURE 5 – *Comparaison entre les résultats des calculs et les mesures de la largeur de bande occupée*

—·—·—·— calculé par la formule du § 3.6 de la Recommandation 328
— — — — calculé par la formule (5)
———— calculé à partir des spectres fournis au moyen d'un analyseur de spectre
• Δ o × valeurs mesurées à l'aide de l'équipement décrit au § 4.2 de la Recommandation 328
$\bar{\alpha}$ : temps d'établissement relatif

1.5 Résultats de mesures effectuées par différentes méthodes

Le Document [CCIR, 1974-78] contient des renseignements sur les résultats de mesures comparatives des largeurs de bande occupées et des largeurs de bande x-dB pour les classes d'émission F1B et F7BDX selon différentes méthodes. Les méthodes de mesure sont brièvement décrites au § 3 du Rapport 324-2.

Une comparaison entre les mesures effectuées par différentes méthodes et les résultats de calculs a fait apparaître une assez bonne concordance.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

*Documents du CCIR*

[1951]: Genève: 236 (France).

[1958]: Genève: **a.** I/31 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** I/23 (Japon).

[1974-78]: 1/56 (URSS).

## PARTIE C

## ÉMISSIONS MULTIVOIES MODULÉES EN FRÉQUENCE PAR UN SIGNAL MULTIPLEX A RÉPARTITION DE FRÉQUENCE

### 1. Introduction

Le signal de sortie d'un émetteur multivoie modulé en fréquence par un signal multiplex à répartition de fréquence peut être simulé par un signal modulé en fréquence par un bruit blanc. Cette simulation peut également s'appliquer au signal de sortie d'un émetteur à nombre de voies limité, en cas d'utilisation dans chacune des voies de dispositifs de secret à découpage de bande.

Il est malaisé cependant de procéder à une analyse théorique du spectre d'un tel signal, sauf si l'excursion de fréquence est ou très importante ou très faible par rapport à la fréquence maximale du bruit blanc à largeur de bande limitée.

Toutefois, des émissions dont les indices de modulation sont compris entre les limites indiquées ci-dessus présentent un grand intérêt pour les systèmes réels de communications. Le Doc. [CCIR, 1966-69] rend compte d'études faites afin d'établir des courbes pour la répartition spectrale et la largeur de bande de ces signaux.

### 2. Forme de l'enveloppe du spectre

Pour de fortes valeurs de l'excursion de fréquence, l'enveloppe du spectre peut être calculée au moyen de la formule indiquée dans [Medhurst, 1956] (cette formule figure également dans [CCIR, 1966-69]). Des mesures ont été faites en vue de trouver une formule empirique pouvant être appliquée aux valeurs médianes de l'excursion de fréquence [Kurimura, 1959]. La formule mentionnée dans cette dernière étude peut être considérée comme une extension de la formule donnée dans [Medhurst, 1956]. Les courbes obtenues au moyen de la formule empirique sont reproduites sur la Fig. 6.

Pour de faibles valeurs de l'excursion de fréquence, la distribution de la densité de puissance peut être calculée au moyen de la formule donnée dans [Stewart, 1954]. Toutefois, cette formule n'est valable que pour la partie du spectre comprise entre les limites définies par plus et moins la fréquence maximale du signal de bruit.

Des mesures ont montré qu'au-delà de ces limites, le spectre décroît de façon presque linéaire. La pente du spectre a été calculée et elle a servi à compléter les courbes représentant la distribution du spectre (voir Fig. 7).

Il convient toutefois de noter que ces pentes ne continuent pas indéfiniment. En raison du bruit engendré à l'intérieur de l'émetteur, le spectre a une limite inférieure (ou plancher) dont le niveau dépend du type d'étage RF de sortie.

## 3. Puissance hors bande et largeur de bande

Les courbes montrant la puissance hors bande des émissions avec des valeurs médianes de l'excursion de fréquence sont reproduites sur la Fig. 8. Ces courbes ont été établies d'après la formule empirique dont il est question au premier alinéa du § 2.

Les courbes relatives aux émissions avec une petite excursion de fréquence sont données sur la Fig. 9, qui a été établie par intégration graphique à partir de la Fig. 7.

La Fig. 10 a été obtenue à partir des Fig. 8 et 9 et représente la largeur de bande normalisée pour diverses valeurs du rayonnement hors bande. Les irrégularités au voisinage des points correspondant à $D_p/M = 0{,}5$ peuvent être attribuées au fait que les Fig. 6 et 7 ont été établies sur la base de méthodes différentes à partir de deux valeurs extrêmes de l'indice de modulation.

Les données expérimentales obtenues en utilisant la méthode de mesure de la largeur de bande exposée au § 4.2 de la Recommandation 328 ont été reportées sur les courbes de la Fig. 10 et démontrent clairement la validité des Fig. 6 à 10.

Symboles utilisés dans les Fig. 6 à 10:

$M$: fréquence maximale du bruit blanc à largeur de bande limitée;

$D_0$: valeur efficace de l'excursion de fréquence, c'est-à-dire valeur efficace de la différence entre la fréquence instantanée et sa moyenne arithmétique;

$D_p = D_0\sqrt{2}$: excursion de fréquence de crête lorsque le signal de bruit blanc modulant est remplacé par un signal sinusoïdal de même puissance;

$f$: écart de fréquence par rapport au centre du spectre;

$P_0$: puissance totale de l'émission;

$P^1$: puissance à l'extérieur de l'intervalle $(-f, +f)$ du spectre, c'est-à-dire puissance hors bande;

$\beta$: rapport de puissance hors bande $(P^1)/(P_0)$ comme indiqué au § 1.12 de la Recommandation 328;

$p(f)$: densité de puissance du spectre à la fréquence $f$.

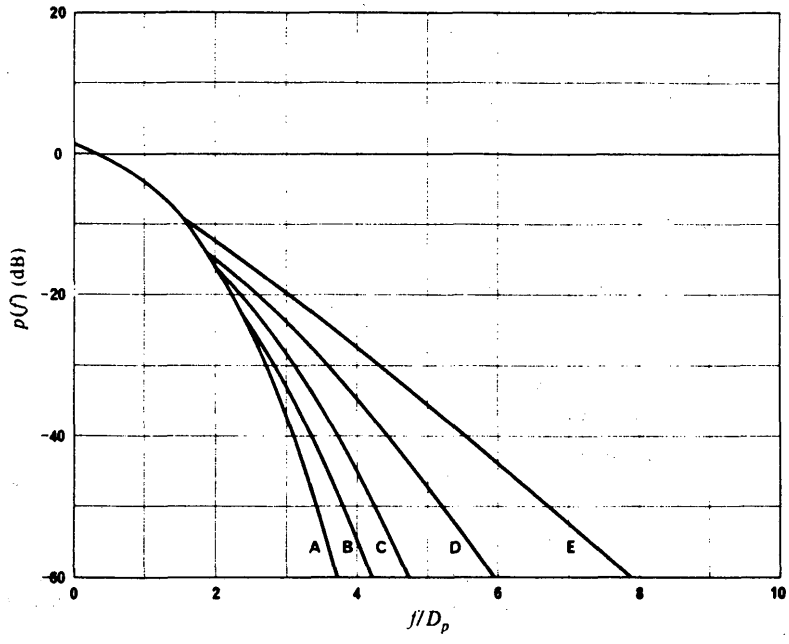



FIGURE 6 — *Distribution de la puissance du spectre pour* $\frac{D_p}{M} > 0.5$

0 dB = $P_0/2\,D_p$

Courbe A: $D_p/M > 2.5$ Courbe C: 1.0 Courbe E: $D_p/M = 0.5$
Courbe B: 1.8 Courbe D: 0.7

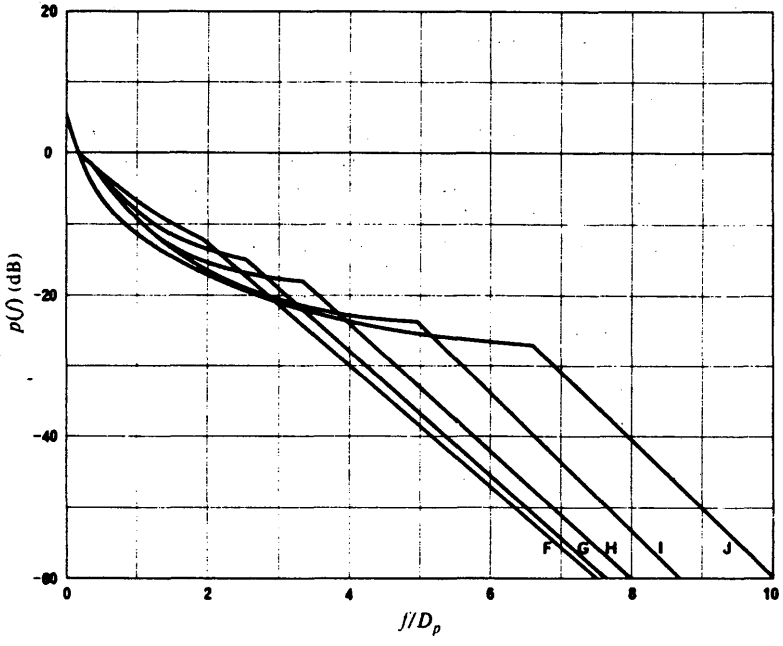
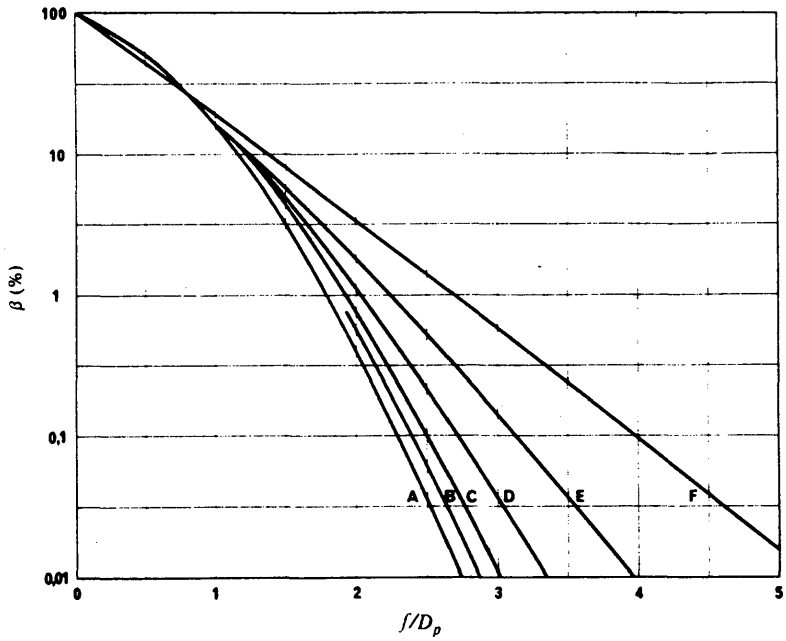



FIGURE 7 — *Distribution de la puissance du spectre pour* $\frac{D_p}{M} < 0{,}5$

0 dB = $P_0/2\,D_p$

Courbe F: $D_p/M = 0.5$ Courbe H: 0.3 Courbe J: 0.15
Courbe G: 0.4 Courbe I: 0.2



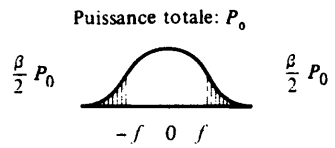
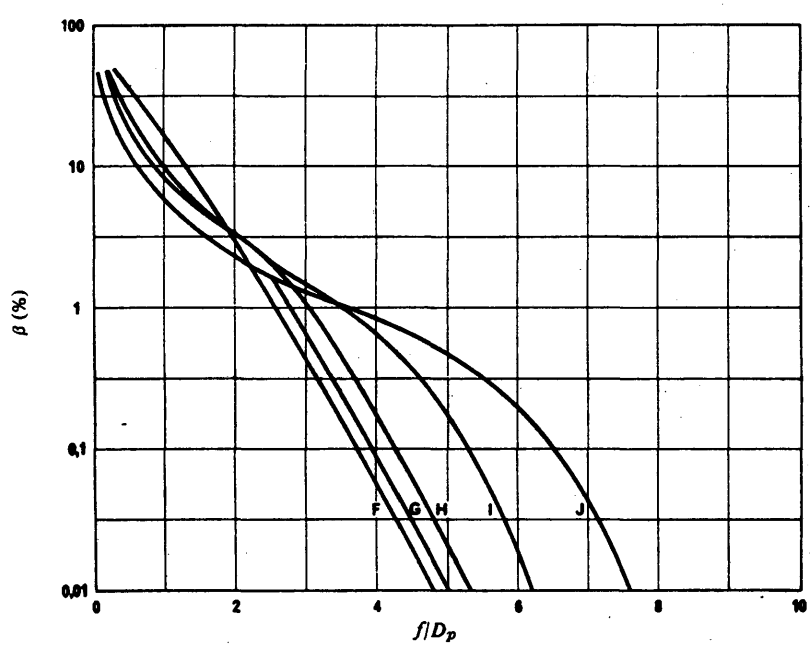




FIGURE 8 — *Puissance hors bande du spectre pour* $\frac{D_p}{M} > 0.5$

Courbe A: $D_p/M > 2.5$ Courbe C: 1.4 Courbe E: 0.7
Courbe B: 1.8 Courbe D: 1.0 Courbe F: 0.5



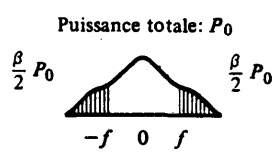




FIGURE 9 — *Puissance hors bande du spectre pour* $\frac{D_p}{M} < 0{,}5$

Courbe F: $D_p/M = 0{,}5$ Courbe H: 0,3 Courbe J: 0,15
Courbe G: 0,4 Courbe I: 0,2

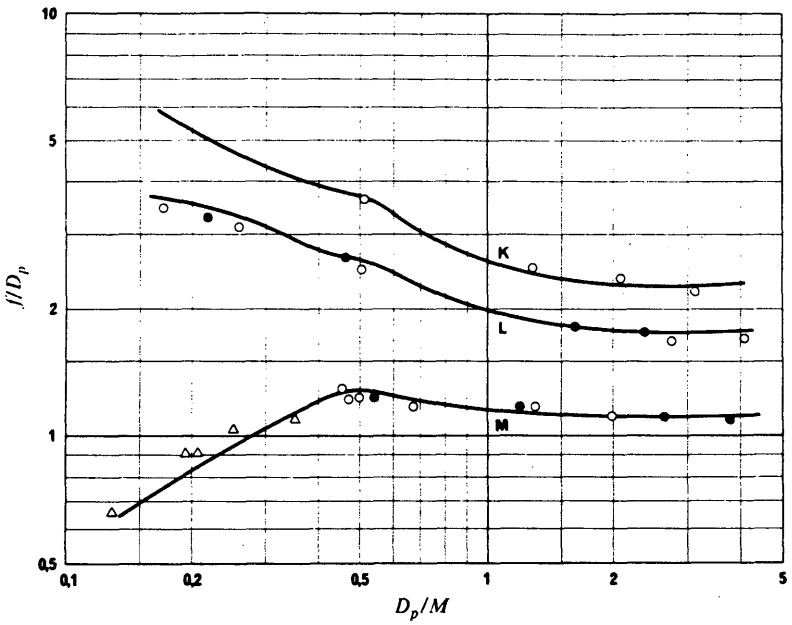



FIGURE 10 — *Largeur de bande, en fonction de $D_p$, pour un pourcentage déterminé de la puissance hors bande*

Courbe K: $\beta$ = 0,1%
Courbe L: $\beta$ = 1%
Courbe M: $\beta$ = 10%

●
○ } indiquent les résultats des mesures
△

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

KURIMURA, T. [juillet 1959] Spectre d'un signal modulé en fréquence par un bruit aléatoire. *Kokusai Tushin no Kenkyu*, **22** (en japonais).

MEDHURST, R. G. [février 1956] RF bandwidth of a frequency-division multiplex system using frequency modulation. *Proc. IRE*, **44**, 189-199.

STEWART, J. L. [octobre 1954] The power spectrum of a carrier, frequency-modulated by Gaussian noise. *Proc. IRE*, **42**, 1539-1542.

*Documents du CCIR*

[1966-69]: I/58 (Japon).

# PARTIE D

## ÉMISSIONS A MODULATION D'AMPLITUDE A DOUBLE BANDE LATÉRALE POUR LA TÉLÉPHONIE ET LA RADIODIFFUSION SONORE

### 1. Introduction

La largeur de bande occupée et le rayonnement hors bande des émissions à modulation d'amplitude acheminant des signaux analogiques dépendent, à un degré variable, de plusieurs facteurs qui sont:

- le type de signal modulant;
- le niveau du signal d'entrée qui détermine la charge de l'émetteur;
- la bande passante qui est déterminée par les filtres utilisés dans les étages à fréquence acoustique, ainsi que dans les étages intermédiaires et final de modulation de l'émetteur;
- le niveau des composantes de distorsion harmonique et d'intermodulation aux fréquences du spectre hors bande.

Les résultats des mesures dépendent également de la bande passante du dispositif de mesure sélectif employé et de ses caractéristiques dynamiques, telles que le temps d'intégration de l'appareil de mesure ou de tout autre appareil employé avec le dispositif de mesure sélectif.

### 2. Téléphonie classe d'émission A3E

2.1 *Type de signal de modulation et réglage du niveau du signal d'entrée*

Le Doc. [CCIR, 1966-69a] porte sur le réglage du niveau du signal modulant à l'entrée de l'émetteur dans les cas où la largeur de bande occupée et les rayonnements hors bande d'un émetteur sont déterminés à l'aide d'un signal de modulation consistant en un bruit pondéré conformément à la courbe reproduite à l'Annexe II de la Recommandation 328.

Etant donné que la distribution statistique des amplitudes du bruit est pratiquement indépendante de la largeur de bande du bruit et qu'elle n'est guère modifiée lorsque le bruit est pondéré au moyen d'un réseau linéaire, la procédure ci-dessous convient à la simulation de la charge d'un émetteur dans des conditions de trafic réel.

L'émetteur est d'abord modulé par un signal sinusoïdal avec un taux de modulation de 100%. Le signal sinusoïdal est ensuite remplacé par un signal de bruit dont le niveau est réglé de manière que la tension efficace après démodulation linéaire du signal radiofréquence soit égale à 35% de la tension efficace qui était produite par le signal sinusoïdal.

Avec ce réglage qui s'applique aussi bien au signal de modulation consistant en un bruit blanc qu'au signal de modulation consistant en un bruit pondéré, l'enveloppe du signal modulé par le bruit ne dépasse pas le niveau correspondant au taux de modulation de 100% pendant plus de 0,01% environ du temps, suivant la courbe de la Fig. 11.

Les niveaux devraient être, de préférence, mesurés à la sortie de l'émetteur de la manière décrite ci-dessus, afin d'éviter l'apparition d'erreurs, résultant des différentes valeurs de la largeur de bande du bruit, erreurs qui peuvent se produire lorsque le niveau de bruit est mesuré à l'entrée ou à la sortie des filtres limiteurs de bande qui sont utilisés dans l'émetteur.

2.2 *Relations entre le niveau de référence 0 dB pour déterminer le spectre hors bande conformément à la Recommandation 328 et les niveaux d'autres composantes spectrales de l'émission*

2.2.1 *Relation entre le niveau de référence 0 dB et le niveau correspondant à la densité spectrale de puissance maximale*

Conformément au Doc. [CCIR, 1970-74a], le niveau de référence 0 dB défini au § 3.4.1.3 de la Recommandation 328 est inférieur d'environ 5 dB au niveau correspondant à la densité de puissance maximale dans chaque bande latérale lorsque l'émetteur est modulé par du bruit blanc pondéré conformément à la courbe dont il est question au § 3.4.1.2 et qui figure dans l'Annexe II à la même Recommandation.

La valeur de 5 dB est valable pour une largeur de bande de fréquences de modulation ayant une limite de fréquence supérieure de 3 kHz ou 3,4 kHz.

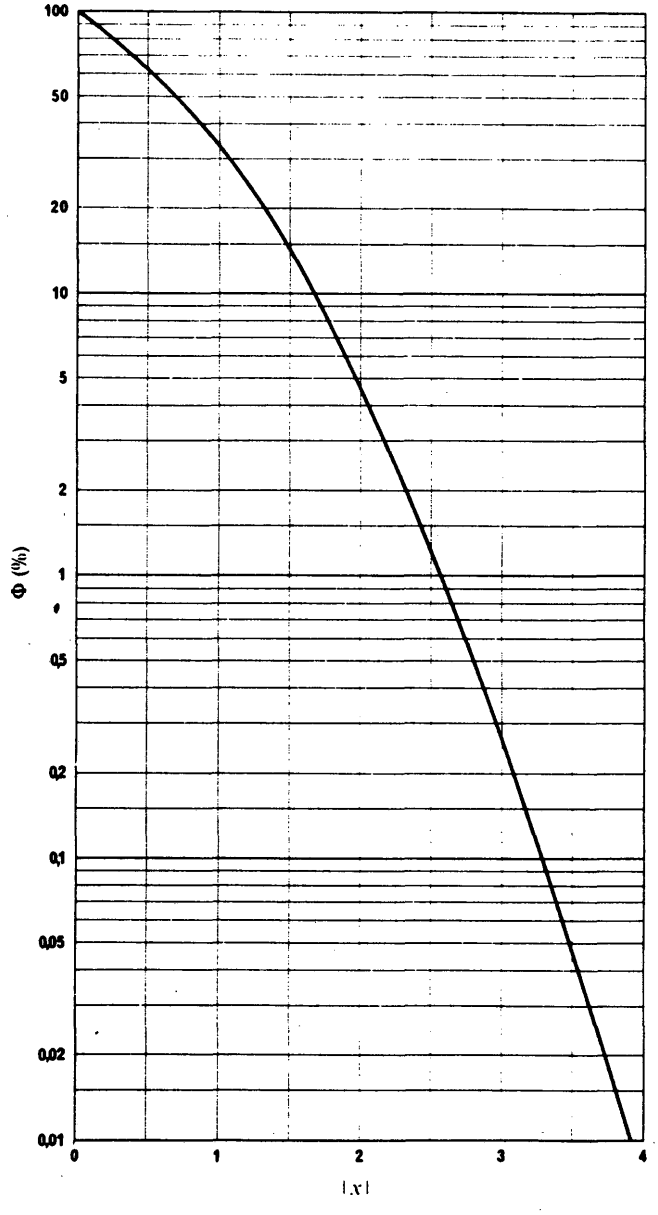



FIGURE 11 – *Temps Φ (en %) pendant lequel la valeur instantanée du bruit blanc dépasse la tension de seuil ± u, en fonction du rapport x*

$x$ est donné par $|x| = |u| / U_{eff}$

où:

$U_{eff}$: valeur efficace de la tension de bruit

$u$: niveau du seuil

2.2.2 *Relation entre le niveau de référence 0 dB et le niveau de la porteuse*

Conformément au Doc. [CCIR, 1970-74b], le rapport $\alpha_B$ (dB), entre le niveau de référence 0 dB et le niveau de la porteuse est donné par la formule:

$$\alpha_B = 10 \log \left( \frac{m_{rms}^2}{2} \times \frac{B_{eff}}{F} \right) \quad (6)$$

où:

$m_{rms}$ : taux efficace de modulation de l'émetteur

$B_{eff}$ : largeur de bande équivalente de bruit de l'analyseur

$F$ : largeur de bande nécessaire pour l'émission.

Le niveau de référence est donc fonction:

– de la puissance de la bande latérale $P_s$ donnée par la formule:

$$P_s = \frac{m_{rms}^2}{2} \times P_c \quad (7)$$

où $P_c$ est la puissance de la porteuse;

– de la largeur de bande nécessaire $F$;

– de la largeur de bande équivalente de bruit $B_{eff}$ de l'analyseur employé.

La Fig. 12 représente le rapport $\alpha_B$ calculé au moyen de la formule (6) en fonction de la largeur de bande nécessaire, pour différentes valeurs du taux de modulation efficace.

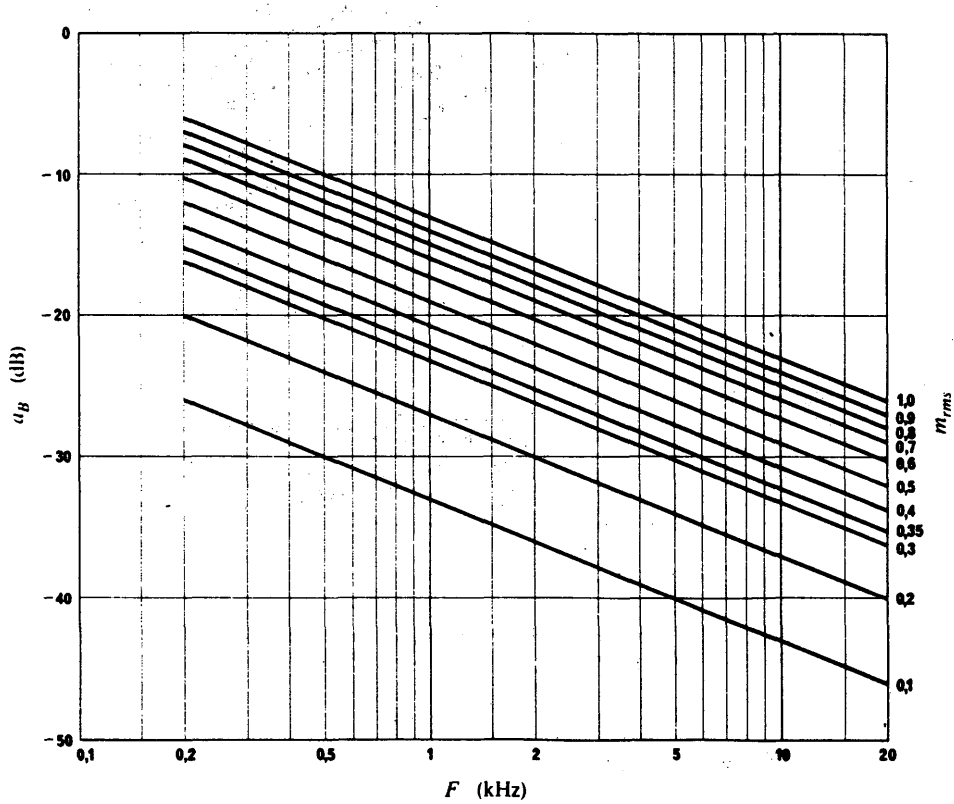



FIGURE 12 – *Rapport $\alpha_B$ (dB) entre le niveau de référence 0 dB de la courbe de limitation du spectre hors bande, dans le cas de la classe d'émission A3E et le niveau de la porteuse, en fonction de la largeur de bande nécessaire F pour une largeur de bande équivalente de bruit de l'analyseur de 100 Hz et avec, en paramètre, le taux de modulation efficace de l'émetteur ($m_{rms}$)*

Pour certaines applications pratiques, par exemple dans les stations de contrôle, on peut admettre un taux de modulation efficace de l'émetteur de 35% dans les cas où le taux de modulation réel ne peut être déterminé avec précision. On peut donc simplifier la formule (6) comme suit:

$$\alpha_B = 10 \log \left( \frac{B_{eff}}{F} \right) - 12{,}1 \qquad (8)$$

La Fig. 13 montre le rapport $\alpha_B$ calculé à partir de la formule simplifiée (8) en fonction de la largeur de bande nécessaire pour différentes valeurs de la largeur de bande équivalente de bruit.

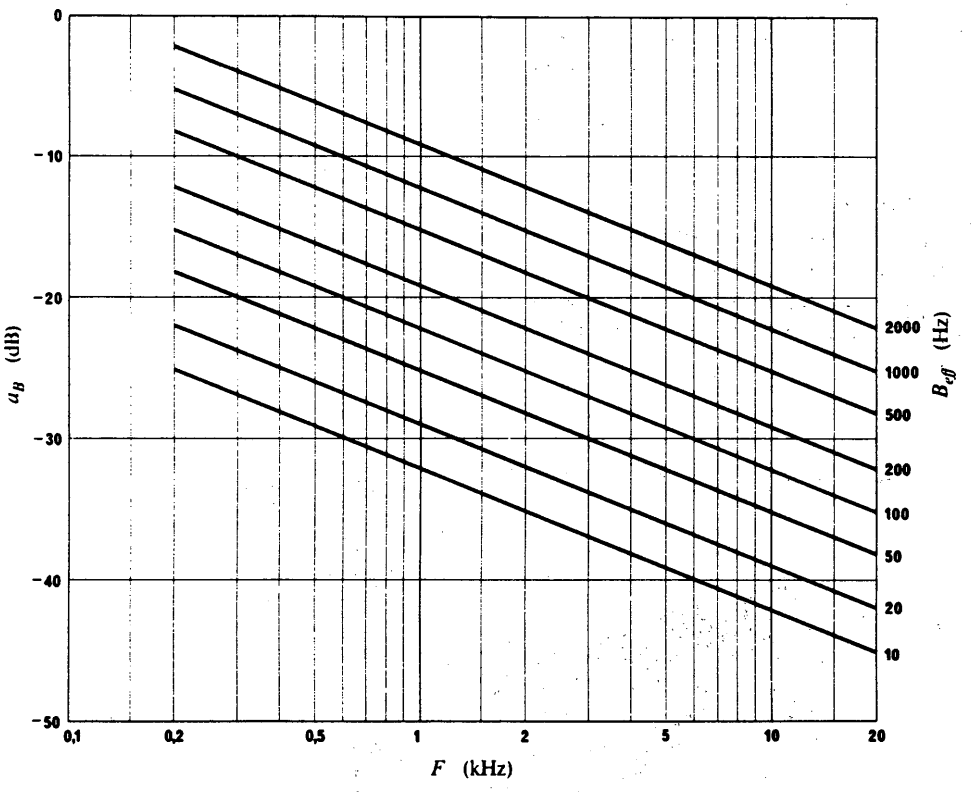



FIGURE 13 – *Rapport $\alpha_B$ (dB) entre le niveau de référence 0 dB de la courbe de limitation du spectre hors bande, dans le cas de la classe d'émission A3E et le niveau de la porteuse, en fonction de la largeur de bande nécessaire F (kHz) pour un taux de modulation efficace de 35% et avec, en paramètre, la largeur de bande équivalente de bruit de l'analyseur ($B_{eff}$)*

## 3. Radiodiffusion sonore, classe d'émission A3EGN

### 3.1 *Type de signal de modulation et réglage du niveau du signal d'entrée*

Conformément au Doc. [CCIR, 1966-69b], la procédure de réglage décrite au § 2.1 ci-dessus peut aussi s'appliquer à des émetteurs de radiodiffusion sonore, sauf que dans ce cas le bruit est pondéré conformément à la courbe dont il est question au § 3.5.1.2 de la Recommandation 328, c'est-à-dire la Fig. 2 de la Recommandation 559.

3.2 *Relation entre le niveau de référence 0 dB pour déterminer le spectre hors bande conformément à la Recommandation 328 et le niveau d'autres composantes spectrales de l'émission*

3.2.1 *Relation entre le niveau de référence 0 dB et le niveau correspondant à la densité de puissance spectrale maximale*

Conformément au Doc. [CCIR, 1970-74a], le niveau de référence 0 dB défini au § 3.5.1.3 de la Recommandation 328 est inférieur de 8 à 10 dB au niveau correspondant à la densité de puissance maximale dans l'une ou l'autre des bandes latérales lorsque l'émetteur est modulé par du bruit blanc pondéré conformément à la courbe dont il est question au § 3.5.1.2 de la même Recommandation (c'est-à-dire la Fig. 2 de la Recommandation 559).

La valeur de 8 dB est valable pour une largeur de bande de fréquences de modulation ayant une limite de fréquence supérieure de 4,5 ou 6 kHz. La valeur de 10 dB est applicable pour une limite supérieure de fréquence de 10 kHz.

3.2.2 *Relation entre le niveau de référence 0 dB et le niveau de la porteuse*

Voir le § 2.2.2 ci-dessus, qui est également applicable au cas de la radiodiffusion sonore.

## 4. Conclusions générales

Il est possible de tirer les conclusions suivantes en ce qui concerne les conditions à réaliser pour la mesure de la largeur de bande et du rayonnement hors bande, conformément à la Recommandation 328:

- un signal de bruit blanc, pondéré conformément à la courbe pertinente représentant la distribution statistique de puissance dans la bande des fréquences de modulation concernée, remplace avantageusement le signal de modulation de la classe d'émission A3E pour la téléphonie et la radiodiffusion sonore;
- pour éviter que l'émetteur ne soit surchargé, le bruit à l'entrée devrait être réglé à un niveau tel que le niveau correspondant à un taux de modulation de 100% ne soit pas dépassé pendant plus d'un faible pourcentage déterminé du temps:
- *Emetteurs de radiotéléphonie:* Le niveau du signal de bruit à l'entrée devrait être réglé pour obtenir un taux de modulation spécifié, déterminé au moyen d'un appareil sensible à la valeur efficace vraie. Des résultats de mesure ont démontré qu'une valeur de 0,1% pour le pourcentage du temps pendant lequel le niveau correspondant à un taux de modulation de 100% était dépassé pouvait représenter une valeur acceptable: cependant, d'autres mesures devraient être faites pour confirmer cette présomption.
- *Emetteurs de radiodiffusion sonore:* Le niveau devrait être réglé pour obtenir un taux de modulation de 35%, déterminé au moyen d'un appareil sensible à la valeur efficace vraie. Dans ces conditions, le pourcentage du temps est d'environ 0,01%.

### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

*Documents du CCIR*

[1966-69]: **a.** I/15 (République fédérale d'Allemagne); **b.** I/53 (République fédérale d'Allemagne).

[1970-74]: **a.** 1/49 (URSS); **b.** 1/13 (République fédérale d'Allemagne).

### BIBLIOGRAPHIE

GRÖSCHEL, G. [octobre 1970] Spectre de densité de puissance d'un émetteur de radiodiffusion modulé en amplitude par un bruit normalisé. *Rev. de l'UER*, (Technique), 123-A.

## PARTIE E

## ÉMISSIONS A MODULATION D'AMPLITUDE A BANDE LATÉRALE UNIQUE, OU A BANDES LATÉRALES INDÉPENDANTES POUR LA TÉLÉPHONIE ET LA TÉLÉGRAPHIE HARMONIQUE MULTIVOIES

## 1. Introduction

Voir le § 1 de la Partie D.

## 2. Forme de l'enveloppe spectrale pour des émissions de classe J3E et de classe J7B modulées par du bruit blanc

Le présent paragraphe porte sur les résultats de mesures faites par plusieurs administrations sur des émetteurs de différents modèles pour les classes d'émission J3E et J7B.

On trouvera, récapitulées dans le Tableau I ci-après, les principales caractéristiques des émetteurs et des conditions de mesure.

TABLEAU I – *Caractéristiques des émetteurs et conditions de mesure pour les émissions de classes J3E et J7B*

| Rubriques N° | (1) | (2) | (3) | (4) | (5) |
|---|---|---|---|---|---|
| Références du CCIR | [1963-66a] | [1963-66b] | [1966-69a] | [1966-69b] | [1970-74a] |
| Classe d'émission | J3E | J3E | J3E | J3E; J7B | J3E |
| *Caractéristiques de l'émetteur:* | | | différents émetteurs | | différents émetteurs |
| – puissance en crête $P_p$ (deux tonalités) (1) (kW) | différentes valeurs | 0,150 | 2,5 à 30 | | de plusieurs kW à quelques dizaines de kW |
| – distorsion d'intermodulation de 3e ordre $\alpha_3$ (1) (dB) | différentes valeurs | environ –40 | différentes valeurs | | |
| *Type de signal de modulation:* | bruit blanc | bruit blanc | bruit blanc | bruit blanc bruit pondéré | bruit blanc |
| – largeur de bande | légèrement inférieure à $B_p$ (2) | limitée seulement par $B_p$ (2) | limitée seulement par $B_p$ (2) | | |
| *Niveau du signal d'entrée* (1) réglé à une valeur telle que: | | | | | |
| – à *l'entrée*, $P_m$ (bruit) = | $P_m$ (deux tonalités) | | $P_m$ (deux tonalités) | | |
| – à *la sortie*, $P_m$ (bruit) = | | | | 0,25 $P_p$ (deux tonalités) | |
| – à *la sortie*, $P_p$ (bruit) = | | $P_p$ (deux tonalités) | | | |
| *Type de dispositif de mesure:* | | analyseur de spectre | analyseur de spectre | | analyseur de spectre |
| – bande passante (Hz) | | 300 | | | $\leqslant 0{,}05\ F$ (2) |
| Forme du spectre | voir la Fig. 15 | | | | voir le § 2.1.5 |

(1) Dans tous les essais, l'émetteur est d'abord modulé par deux signaux sinusoïdaux d'amplitude égale. Ensuite, la puissance en crête, $P_p$ (deux tonalités) et le niveau de distorsion d'intermodulation de 3e ordre, $\alpha_3$, sont déterminés conformément aux méthodes exposées dans la Recommandation 326. Enfin, les deux signaux sinusoïdaux sont remplacés par un signal de bruit, dont le niveau est réglé pour donner l'une des conditions mentionnées sous «niveau du signal d'entrée», où $P_m$ est la puissance moyenne et $P_p$ est la puissance en crête.

(2) $B_p$ est la bande passante résultant des filtres dans l'émetteur et $F$ est la largeur de bande nécessaire.

2.1 Les résultats des mesures peuvent être récapitulés comme suit:

2.1.1 *Essais décrits dans la rubrique (1) du Tableau I*

En supposant que l'émetteur fonctionne dans les conditions mentionnées dans la rubrique (1) du Tableau I et en supposant également que le rayonnement hors bande soit surtout produit par l'intermodulation dans les étages radiofréquence qui suivent le modulateur final, on peut conclure que:

– la partie centrale du spectre radioélectrique présente essentiellement une forme rectangulaire et se superpose à une courbe indiquant le rayonnement hors bande qui est symétrique par rapport à la fréquence centrale (voir Fig. 15);

- la différence $\alpha_N$ entre le niveau de la partie plate du sommet du spectre et celui auquel commence le rayonnement hors bande est généralement égale au niveau de la distorsion d'intermodulation du troisième ordre $\alpha_3$ (voir Fig. 16);
- la pente, en dB par Hz, de la courbe représentant le rayonnement hors bande, est inversement proportionnelle à la largeur de bande $B$ du signal de bruit à l'entrée;
- la pente est constante, au moins au voisinage des limites de la largeur de bande et a une valeur comprise entre 10 et 20 dB par largeur de bande $B$ selon la nature de la distorsion (voir Fig. 17);
- la largeur de bande occupée par l'émission est égale à la largeur du spectre principal à condition que $\alpha_3$ ne soit pas inférieur à 20 dB;

Les conclusions qui précèdent sont censées être valables aussi lorsque le signal modulant est comparable à un bruit blanc, comme dans le cas des émissions de radiotéléphonie utilisant un dispositif de secret à découpage de bande ou dans celui des émissions de radiotélégraphie harmonique multivoies.

2.1.2 *Essais décrits dans la rubrique (2) du Tableau I*

Les résultats, notamment en ce qui concerne le niveau auquel commence le rayonnement hors bande, sont sensiblement les mêmes que ceux que l'on obtient par les mesures décrites pour la rubrique (1) du Tableau I et la rubrique (1) du Tableau II.

2.1.3 *Essais décrits dans la rubrique (3) du Tableau I*

Le Doc. [CCIR, 1966-69a] donne un résumé des résultats des mesures effectuées sur des émetteurs qui, bien que de conception et de puissance différentes, utilisaient tous des triodes dans l'étage final et pouvaient être excités jusqu'à l'apparition d'un courant de grille.

Dans une première série d'essais, les émetteurs étaient assez fortement chargés, pour permettre de déterminer l'influence possible du courant de grille. Dans ces conditions, le niveau $\alpha_3$ de distorsion d'intermodulation du 3e ordre était assez mauvais et l'on a constaté un écart assez sensible entre la valeur de $\alpha_3$ et le niveau $\alpha_N$, dans le spectre de puissance, auquel commence le rayonnement hors bande.

Au cours d'une deuxième série d'essais, on a déterminé $\alpha_N$ et $\alpha_3$ en fonction du niveau de modulation à l'entrée. Lorsque ce niveau avait des valeurs faibles, la relation $\alpha_3 = \alpha_N$ était à peu près satisfaite.

D'autre part, on a observé que, dans les conditions de modulation indiquées dans la rubrique (3) du Tableau I, la puissance moyenne du signal RF modulé par un bruit était supérieure de 1 dB environ à la puissance moyenne du signal RF modulé par deux signaux sinusoïdaux. De ce fait, la puissance en crête est dépassée pendant un pourcentage notable du temps. Cette condition ne correspond pas aux pratiques généralement adoptées en exploitation et des expériences ultérieures semblent indiquer qu'il pourrait être nécessaire de régler le niveau du signal de bruit à une valeur qui serait inférieure de 2 à 3 dB à celle que l'on a utilisée durant les essais qui viennent d'être décrits.

2.1.4 *Essais décrits dans la rubrique (4) du Tableau I*

Le réglage du niveau du signal d'entrée mentionné dans la rubrique (4) du Tableau I s'applique aux émetteurs de classe J3E et aux émetteurs de classe J7B. Dans ce cas, la relation ci-après est satisfaite en ce qui concerne la puissance du signal radiofréquence:

$$P_m \text{ (bruit)} = 0{,}5\ P_m \text{ (deux tonalités)} = 0{,}25\ P_p \text{ (deux tonalités)} \qquad (9)$$

Dans ces conditions, l'enveloppe du signal modulé par le bruit ne dépassera pas le niveau correspondant à la puissance nominale en crête pendant plus de 2% du temps environ.

Si, pour un émetteur de classe J3E, on emploie un signal de bruit pondéré, on peut utiliser le même réglage.

2.1.5 *Essais décrits dans la rubrique (5) du Tableau I*

Si l'on porte en abscisses la fréquence en unités logarithmiques, la fréquence de référence étant supposée coïncider avec le centre de la largeur de bande nécessaire $F$ et en ordonnées les densités de puissance en décibels, les courbes représentant les spectres hors bande produits par un certain nombre d'émetteurs ayant différentes puissances nominales pour la classe d'émission J3E se situent au-dessous de deux droites partant respectivement du point ($+0{,}5F$, 0 dB) et du point ($-0{,}5F$, 0 dB) et aboutissant respectivement au point ($+0{,}6F$, $-30$ dB) et au point ($-0{,}6F$, $-30$ dB). Au-delà de ces derniers points et jusqu'au niveau $-60$ dB, les courbes se trouvent au-dessous de deux droites partant de ces derniers points et ayant une pente de 12 dB par octave.

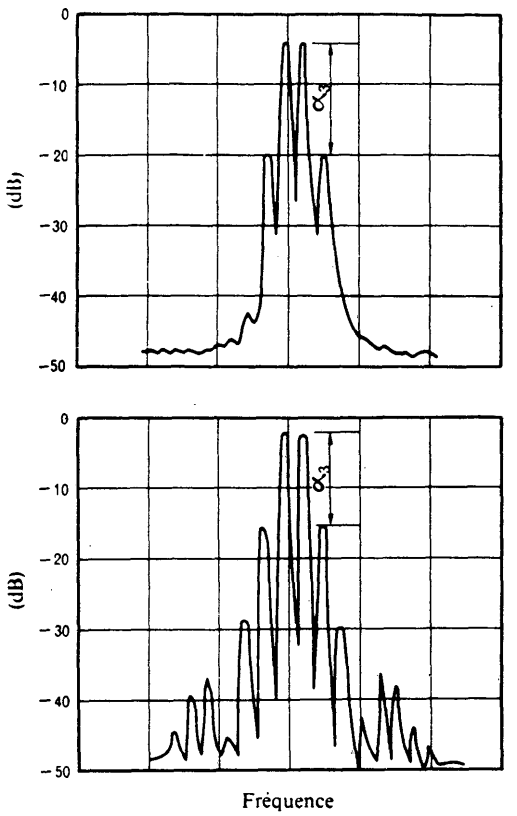



FIGURE 14 – *Enveloppe spectrale d'une émission de classe J3E modulée par deux signaux sinusoïdaux*

$\alpha_3$ : niveau d'intermodulation de 3$^e$ ordre

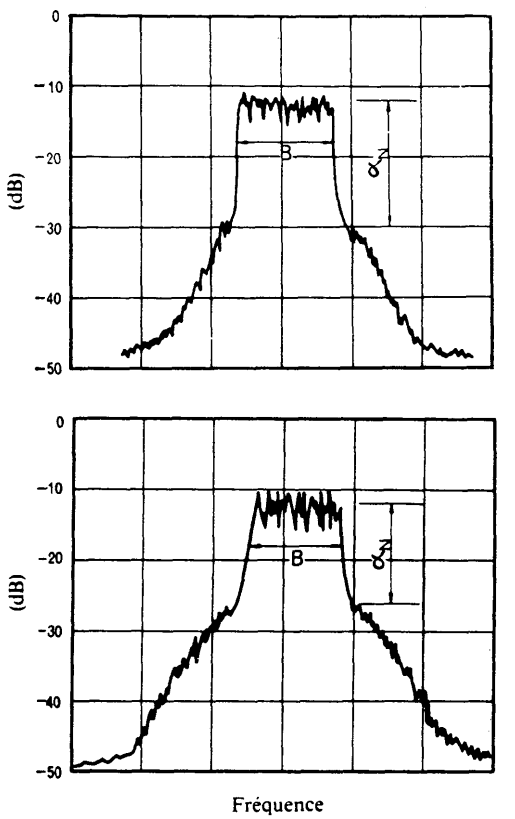



FIGURE 15 – *Enveloppe spectrale d'une émission de classe J3E modulée par du bruit blanc*

$\alpha_N$: voir le texte

$B$: largeur de bande du signal de bruit

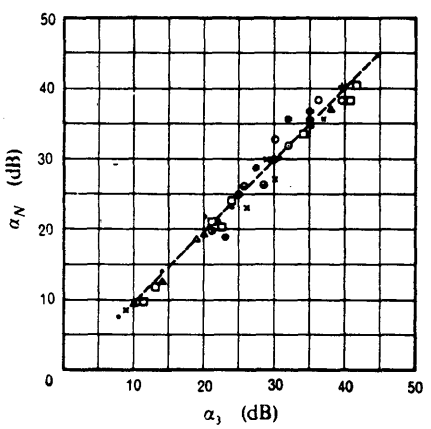



FIGURE 16 – *Valeur de $\alpha_N$ indiquée sur la Fig. 15 pour différentes valeurs de $\alpha_3$*

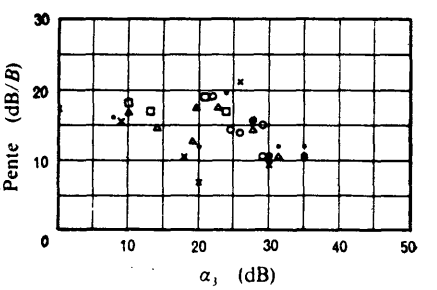



FIGURE 17 – *Valeur de la pente au voisinage de la largeur de bande pour différentes valeurs de $\alpha_3$*

## 3. Forme de l'enveloppe spectrale pour des émissions de classes B8E et R7J modulées par du bruit blanc

Le présent paragraphe porte sur les résultats des mesures faites par plusieurs administrations sur des émetteurs de différents modèles pour les classes d'émission B8E et R7J.

On trouvera, récapitulées dans le Tableau II ci-après, les principales caractéristiques des émetteurs et les conditions de mesure.

TABLEAU II – *Caractéristiques des émetteurs et conditions de mesure pour les émissions de classes B8E et R7J*

| Rubriques N° | (1) | (2) | (3) |
|---|---|---|---|
| Références du CCIR | [1963-66c] | [1970-74a] | [1970-74b] |
| Classe d'émission | B8E | B8E | B8E; R7J |
| *Caractéristiques de l'émetteur:* | | différents émetteurs | différents émetteurs |
| – puissance en crête $P_p$ (deux tonalités) (1) (kW) | 20 | plusieurs kW à quelques dizaines de kW | différentes valeurs |
| – distorsion d'intermodulation de 3e ordre $\alpha_3$ (1) (dB) | $\leqslant -35$ | | |
| – nombre de voies actives pendant la mesure | 2, dans la bande latérale inférieure | 2 et 4 | |
| – largeur de bande de la voie téléphonique (Hz) | 3000 | | |
| – suppression de porteuse (dB) par rapport à la puissance en crête | −50 | | |
| *Type de signal de modulation:* | bruit blanc | bruit blanc | bruit blanc |
| – largeur de bande | 30 Hz à 20 kHz ± 1dB | | 100 Hz à 6 kHz par bande latérale |
| *Niveau du signal d'entrée* (1) réglé à une valeur telle que: | | | |
| – à *la sortie*, $P_m$ (bruit) = | 0,25 $P_p$ (deux tonalités) | | 0,25 $P_p$ (deux tonalités) |
| *Type de dispositif de mesure:* | dispositif de mesure sélectif (valeur efficace vraie) | analyseur de spectre | analyseur de spectre |
| – bande passante (Hz) | courbe C: 3800<br>courbe D: 100 | $\leqslant 0{,}05\ F$ (2) | |
| Forme du spectre | voir la Fig. 18 | voir le § 3.1.2 | |

(1) Dans tous les essais, l'émetteur est d'abord modulé par deux signaux sinusoïdaux d'amplitude égale. Ensuite, la puissance en crête, $P_p$ (deux tonalités) et le niveau de distorsion d'intermodulation de 3e ordre, $\alpha_3$, sont déterminés conformément aux méthodes exposées dans la Recommandation 326. Enfin, les deux signaux sinusoïdaux sont remplacés par un signal de bruit, dont le niveau est réglé pour donner l'une des conditions mentionnées sous «niveau du signal d'entrée», où $P_m$ est la puissance moyenne et $P_p$ est la puissance en crête.

(2) $B_p$ est la bande passante résultant des filtres dans l'émetteur et $F$ est la largeur de bande nécessaire.

3.1 Les résultats des mesures peuvent être récapitulés ci-après:

3.1.1 *Essai décrit dans la rubrique (1) du Tableau II*

Seule la bande latérale inférieure a été utilisée, la bande latérale supérieure ayant été affaiblie à −60 dB au moins à l'aide d'un filtre incorporé dans l'émetteur. L'onde porteuse a été affaiblie à −50 dB environ (classe J3E) et la bande passante à fréquence acoustique était de 6000 Hz environ.

La largeur de bande du signal de bruit n'était limitée que par les caractéristiques du filtre de l'émetteur (voir la courbe A de la Fig. 18). Il convient de noter à cet égard que si l'on veut déterminer le spectre radioélectrique produit par une seule voie téléphonique, la largeur de bande du signal d'essai doit être limitée avant qu'il ne soit appliqué à l'émetteur, puisque sa largeur de bande totale est considérablement plus grande que celle d'une seule voie téléphonique.

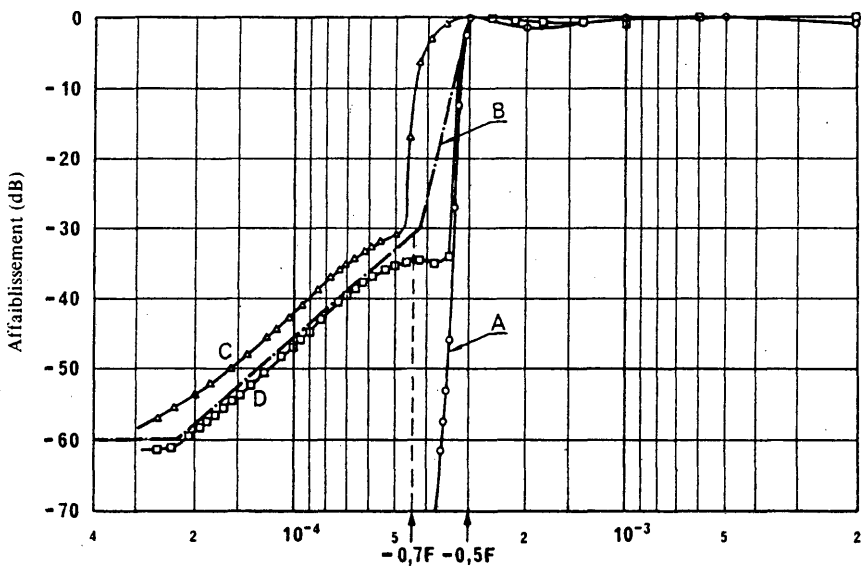



FIGURE 18 – *Enveloppe du spectre de densité de puissance pour la classe d'émission B8E*

*F*: largeur de bande nécessaire (6000 Hz)

Courbes A: caractéristique du filtre de l'émetteur

B: courbe de limitation spécifiée au § 3.4.2.3 de la Recommandation 328

C: mesurée avec un analyseur ayant une bande passante de 3800 Hz

D: mesurée avec un analyseur ayant une bande passante d'environ 100 Hz

Une série de mesures a été effectuée à l'aide d'un voltmètre sélectif ayant une bande passante d'environ 100 Hz. Pour les autres séries de mesures, on a utilisé un récepteur ayant une bande passante de 3,8 kHz et une pente d'affaiblissement très raide.

Les résultats sont indiqués respectivement sur la Fig. 18 par les courbes D et C, qui représentent la moitié inférieure de l'enveloppe des spectres de la bande latérale inférieure pour la gamme de fréquences radioélectriques la plus basse. Des courbes semblables à celles de la Fig. 18 ont été obtenues pour la gamme des fréquences élevées.

Si le spectre mesuré à l'aide d'un appareil à bande étroite se trouve, comme dans le cas présent, juste dans les limites de la courbe B, le spectre analysé au moyen d'un récepteur à large bande dépasse ces limites. Comme les appareils de mesure à large bande ne tiennent pas compte de la structure fine du spectre, notamment dans les régions où sa pente est raide, il est recommandé d'utiliser pour ces mesures des appareils à bande étroite.

On peut en outre déduire de la Fig. 18 que le rayonnement hors bande commence à un niveau presque égal à celui des produits d'intermodulation de 3$^e$ ordre, c'est-à-dire à $-35$ dB. Le rayonnement hors bande reste presque constant au voisinage immédiat des limites de la largeur de bande; aux fréquences éloignées de ces limites, la courbe décroît graduellement, tout d'abord proportionnellement à la fréquence, puis elle atteint en dernier lieu une pente d'environ 12 dB par octave. Sur la Fig. 19, on a utilisé une échelle linéaire des fréquences en abscisse pour illustrer plus clairement l'enveloppe du spectre précédemment décrite.

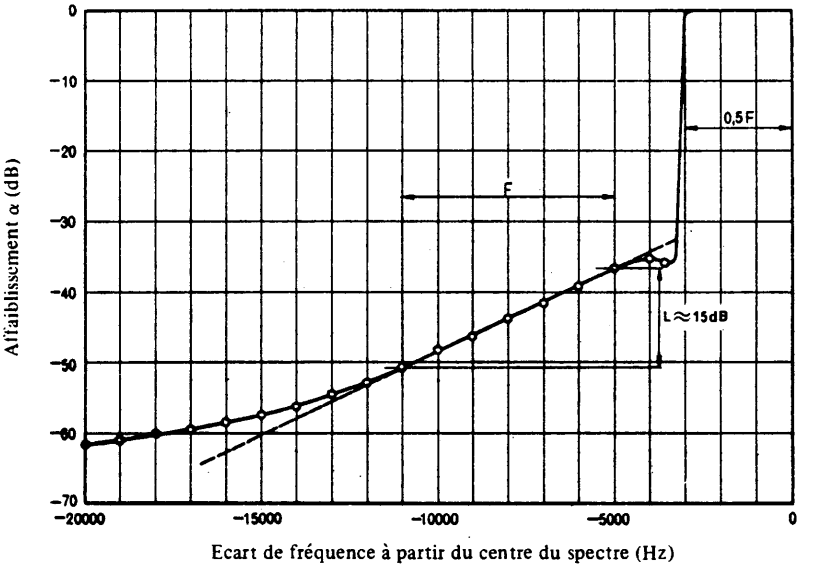



FIGURE 19 – *Courbe D de la Fig. 18 représentée sur une échelle de fréquence linéaire*

*L* : région linéaire à peu près égale à la largeur de bande nécessaire *F*

3.1.2 *Essai décrit à la rubrique (2) du Tableau II*

Si l'on porte en abscisses la fréquence en unités logarithmiques, la fréquence de référence étant supposée coïncider avec le centre de la largeur de bande nécessaire *F* et en ordonnées les densités de puissance en décibels, les courbes représentant les spectres hors bande produits par un certain nombre d'émetteurs ayant différentes puissances nominales pour la classe d'émission B8E (soit deux voies, soit quatre voies simultanément actives) se situent au-dessous de deux droites partant, respectivement, du point ($+0{,}5F$, 0 dB) et du point ($-0{,}5F$, 0 dB) et aboutissant, respectivement, au point ($+0{,}55F$, $-30$ dB) et ($-0{,}55F$, $-30$ dB). Au-delà de ces derniers points et jusqu'au niveau $-60$ dB, les courbes se trouvent au-dessous de deux droites partant de ces derniers points et ayant une pente de 12 dB par octave.

Il convient que d'autres administrations procèdent à d'autres mesures du spectre hors bande des émissions de classes B8E et J3E, en utilisant des analyseurs de spectre à bande étroite, pour obtenir une forme plus précise des courbes limitant le spectre hors bande qui devront être spécifiées dans la Recommandation 328 pour les classes d'émission susmentionnées.

3.1.3 *Essais décrits à la rubrique (3) du Tableau II*

L'appareil utilisé était conçu pour faciliter les mesures de la distorsion d'intermodulation faites selon la méthode à deux tonalités ou selon la méthode avec bruit blanc en vue de procéder à une comparaison entre les deux. Lorsqu'on a utilisé la méthode avec bruit blanc, la sortie du générateur de bruit blanc était connectée à des filtres pour limiter la largeur de bande du bruit à la valeur maximale normalement utilisée en exploitation, c'est-à-dire de 100 Hz à 6000 Hz par bande latérale. Grâce à un filtre éliminateur de bande, on obtenait un intervalle à l'intérieur duquel on pouvait mesurer les produits de distorsion «dans la bande», à l'aide d'un filtre de 30 Hz faisant partie de l'analyseur de spectre. On a constaté que le filtre éliminateur devait avoir une largeur de bande minimale de 500 Hz à 3 dB et que le facteur de forme à 60 dB devait être de 3,5/1 si l'on voulait obtenir un pouvoir séparateur suffisant avec le filtre à 30 Hz, pour la mesure des rapports de distorsion voisins de 50 dB.

La majeure partie des mesures avec une charge de bruit blanc ont été faites avec un niveau moyen de puissance de sortie de $-6$ dB par rapport à la puissance en crête nominale, ce qui confirme la relation dont il est question au § 2.1.4, formule (9), de la présente partie du Rapport.

Ces essais confirment et généralisent les conclusions formulées antérieurement et permettent d'affirmer qu'un bruit blanc remplace valablement le signal de modulation de deux types d'émission multiplex, B8E et R7E, couramment utilisés. Ils révèlent en outre l'existence d'une relation expérimentale utile et stable entre la distorsion d'intermodulation dans la bande et le rayonnement hors bande. Il n'y a toutefois pas une nette concordance entre les rapports de distorsion des produits d'intermodulation pour les mesures à deux tonalités et la distorsion d'une charge équivalente de bruit blanc.

Enfin, le Doc. [CCIR, 1970-74b] contient une étude de l'effet produit sur la charge d'un émetteur par un système Lincompex et recommande des niveaux de charge (voir la Recommandation 455) pour l'exploitation sur 2, 3 et 4 voies, le facteur de limitation étant alors le rayonnement hors bande.

## 4. Conclusions générales

Il est possible de tirer les conclusions suivantes en ce qui concerne les conditions à réaliser pour la mesure de la largeur de bande et du rayonnement hors bande conformément à la Recommandation 328:

- Un bruit blanc, limité à une largeur de bande légèrement supérieure à celle qui est déterminée par les filtres utilisés dans l'émetteur, remplace avantageusement le signal modulant des émissions de téléphonie à une seule voie et multivoies utilisant un dispositif de secret à découpage de bande, des émissions de télégraphie harmonique multivoies ainsi que des émissions multiplex comportant un très grand nombre de voies téléphoniques.
- Un signal de bruit blanc pondéré conformément à la courbe représentant la distribution statistique de la puissance dans la bande des fréquences téléphoniques concernée remplace avantageusement le signal modulant des émissions à voie unique ou multivoies avec un nombre limité de voies téléphoniques et n'employant pas de dispositif de secret.
- Le niveau du signal de bruit à l'entrée doit être réglé de manière telle que la puissance moyenne du signal à fréquence radioélectrique modulé par le bruit soit inférieure de 6 dB à la puissance en crête de l'émetteur. Dans ces conditions, la puissance en crête n'est dépassée que pendant 1 à 2% environ du temps, ce qui correspond approximativement aux valeurs observées fréquemment en trafic réel.
- Etant donné que l'équipement de mesure à large bande ne tient pas compte de la structure fine du spectre, notamment dans la région où sa pente est abrupte, il faudrait utiliser, pour ces mesures, des dispositifs à bande étroite ayant une bande passante de l'ordre de 0,05 fois la largeur de bande nécessaire.

En ce qui concerne la forme du spectre de densité de puissance des émissions à bande latérale unique avec porteuse supprimée et des émissions à bandes latérales indépendantes, toutes ces émissions étant modulées par un bruit blanc, on peut conclure en outre que:

- la partie abrupte du spectre qui est juste en dehors des limites de la largeur de bande nécessaire suit de très près la courbe d'affaiblissement des filtres utilisés dans l'émetteur;
- la différence entre la section plate de la partie centrale du spectre et le niveau auquel commence le rayonnement hors bande est à peu près égale au niveau des produits d'intermodulation du troisième ordre;
- dans un intervalle de fréquence étroit au voisinage immédiat des limites de la largeur de bande nécessaire, le rayonnement hors bande peut être constant;
- aux fréquences éloignées des limites de la largeur de bande nécessaire, le spectre décroît, tout d'abord proportionnellement à la fréquence, pour atteindre finalement une pente d'environ 12 dB par octave.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

*Documents du CCIR*

[1963-66]: **a.** I/49 (Japon); **b.** I/6 (Etats-Unis d'Amérique); **c.** I/43 (République fédérale d'Allemagne).

[1966-69]: **a.** I/12 (Pays-Bas); **b.** I/15 (République fédérale d'Allemagne).

[1970-74]: **a.** 1/41 (URSS); **b.** 1/4 (Royaume-Uni).

RAPPORT 972

# RÉPONSES EN PUISSANCE CRÊTE A DES SIGNAUX BROUILLEURS INTERMITTENTS

(Question 44/1)

(1986)

## 1. Introduction

Les mesures que décrit le Rapport 654 quantifient les interactions, en fonction de l'écart de fréquence et de la distance, entre émetteur brouilleur et récepteur. On mesure entre autres le rejet en fonction de la fréquence (FDR: frequency dependent rejection) qui s'introduit dans l'équation (1) du Rapport 654 pour calculer la puissance moyenne de brouillage $I$ dans la largeur de bande du récepteur. Cette puissance moyenne est intéressante lorsque la réponse due au brouillage est continue dans le temps, mais lorsqu'elle est intermittente, il faudra, pour estimer les interactions, déterminer non pas la puissance moyenne mais plutôt la puissance crête de brouillage $\hat{I}$ et la durée active du signal réponse que produit le signal brouilleur.

Le présent Rapport propose de modifier l'équation (1) du Rapport 654 pour évaluer la puissance crête de brouillage et la durée active du signal réponse.

## 2. Définitions

On modifiera comme suit l'équation (1) du Rapport 654 pour calculer la puissance crête de brouillage (dBm) dans la largeur de bande du récepteur:

$$\hat{I} = \hat{P}_t + G_t + G_r - L_b(d) - FDR(\Delta f) + \eta_i - \eta_0(\Delta f) \qquad (1)$$

où $\hat{P}_t$ est la puissance crête (dBm) de l'émetteur brouilleur et les notations $G_t$, $G_r$, $L_b(d)$, $FDR(\Delta f)$ et $\Delta f$ sont celles définies dans le Rapport 654. On définit comme suit $\eta_i$, coefficient d'utilisation du signal brouilleur à l'entrée du récepteur (dB) et $\eta_0(\Delta f)$, celui du signal réponse que le signal brouilleur produit dans la largeur de bande du récepteur (dB):

$$\eta_i \triangleq \overline{P}_i - \hat{P}_i \tag{2}$$

$$\eta_0(\Delta f) \triangleq \overline{P}_0(\Delta f) - \hat{P}_0(\Delta f) \tag{3}$$

où:

$\overline{P}_i$ : puissance moyenne du signal brouilleur à l'entrée du récepteur (dBm)

$\hat{P}_i$ : puissance crête du signal brouilleur à l'entrée du récepteur (dBm)

$\overline{P}_0(\Delta f)$ : puissance moyenne du signal réponse du récepteur dû au brouilleur (dBm)

$\hat{P}_0(\Delta f)$ : puissance crête du signal réponse du récepteur dû au brouilleur (dBm).

Les coefficients d'utilisation, qui dépendent du type de modulation brouilleuse et des largeurs de bande, s'obtiennent à l'aide des expressions qu'énumèrent les Tableaux I à IV. Les Fig. 1 à 4 représentent les diverses sortes de signaux d'entrée et de sortie qui correspondent aux conditions que précisent les Tableaux.

TABLEAU I – *Fonctions de coefficient d'utilisation pour les trains d'impulsions brouilleuses*
(voir Fig. 1)

| $\eta_i = 10 \log (\tau \cdot FRI)$ | | |
|---|---|---|
| Conditions relatives à la largeur de bande | $\eta_0 (\Delta f)$ (dB) | Numéro de la figure |
| $B_r\tau \leqslant 1$, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ | $10 \log (FRI/B_r)$ | 1c) |
| $B_r\tau > 1$, $\lvert\Delta f\rvert \leqslant B_r/2$ | $10 \log (\tau \cdot FRI)$ | 1b) |
| $B_r\tau > 1$, $\lvert\Delta f\rvert > B_r/2$ | $10 \log (\tau \cdot FRI) - \lambda_r(\Delta f)\ 10 \log (B_r\tau/2)$ | 1d) |

TABLEAU II – *Fonctions de coefficient d'utilisation pour les signaux brouilleurs provenant de radars à compression d'impulsion*
(voir Fig. 2)

| $\eta_i = 10 \log (\tau \cdot FRI)$ | | |
|---|---|---|
| Conditions relatives à la largeur de bande | $\eta_0 (\Delta f)$ (dB) | Numéro de la figure |
| $B_r/B_c > 1$, $B_r\tau > 1$, $\lvert\Delta f\rvert \leqslant B_r/2$ | $10 \log (\tau \cdot FRI)$ | 2b) |
| $B_r/B_c > 1$, $B_r\tau > 1$, $\lvert\Delta f\rvert > B_r/2$ | $10 \log (\tau \cdot FRI) - \lambda_r(\Delta f)\ 10 \log (B_r\tau/2)$ | 2e) |
| $B_r/B_c \leqslant 1$, $B_r\tau > 1$, $\lvert\Delta f\rvert < B_c/2$ et $B_r^2\tau/B_c > 1$ | $10 \log (\tau \cdot FRI \cdot B_r/B_c)$ | 2c) |
| $B_r/B_c \leqslant 1$, $B_r\tau > 1$, $\lvert\Delta f\rvert > B_c/2$ et $B_r^2\tau/B_c > 1$ | $10 \log (\tau \cdot FRI \cdot B_r/B_c) - \lambda_c(\Delta f)\ 10 \log (B_r^2\tau/2B_c)$ | 2e) |
| $B_r/B_c \leqslant 1$, $B_r\tau > 1$, $\lvert\Delta f\rvert < B_c/2$ et $B_r^2\tau/B_c < 1$ | $10 \log (FRI/B_r)$ | 2d) |
| $B_r/B_c \leqslant 1$, $B_r\tau > 1$, $\lvert\Delta f\rvert > B_c/2$ et $B_r^2\tau/B_c < 1$ | $10 \log (FRI/B_r) + 3\lambda_c(\Delta f)$ | 2e) |
| $B_r/B_c \leqslant 1$, $B_r\tau < 1$, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ et $B_r^2\tau/B_c < 1$ | $10 \log (FRI/B_r)$ | 2d) |

TABLEAU III – *Fonctions de coefficient d'utilisation pour signaux brouilleurs numériques (MDP-2, MDP-4, MDP-M, MDP-4D, MDM, MDF-2)*

| Signal d'entrée continu (Fig. 3) $\eta_i = 0$ dB | | |
|---|---|---|
| Conditions relatives à la largeur de bande | $\eta_0(\Delta f)$ (dB) | Numéro de la figure |
| $B_r/R_s \leqslant 1$, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ | 0 | 3d) |
| $B_r/R_s > 1$, $\lvert\Delta f\rvert \leqslant B_r/2$ | 0 | 3b) |
| $B_r/R_s > 1$, $\lvert\Delta f\rvert > B_r/2$ | $-\lambda_d(\Delta f)\ 10 \log (2B_r/R_s)$ | 3c) |

| Signal d'entrée avec récepteur à fenêtre (Fig. 4) $\eta_i = 10 \log (\tau_g/T_g)$ dB | | |
|---|---|---|
| Conditions relatives à la largeur de bande | $\eta_0(\Delta f)$ (dB) | Numéro de la figure |
| $B_r/R_s \leqslant 1$, $1/B_r < \tau_g$, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ | $10 \log (\tau_g/T_g)$ | 4d) |
| $B_r/R_s \leqslant 1$, $\tau_g < 1/B_r < T_g$, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ | $10 \log 1/(B_r/T_g)$ | 4e) |
| $B_r/R_s \leqslant 1$, $1/B_r > \tau_g$, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ | 0 | 4f) |
| $B_r/R_s > 1$, $\lvert\Delta f\rvert \leqslant B_r/2$ | $10 \log (\tau_g/T_g)$ | 4b) |
| $B_r/R_s > 1$, $\lvert\Delta f\rvert > B_r/2$ | $10 \log (\tau_g/T_g) - \lambda_d(\Delta f)\ 10 \log (2B_r/R_s)$ | 4c) |

TABLEAU IV – *Fonctions de coefficient d'utilisation pour des signaux brouilleurs analogiques*

| Signal d'entrée continu $\eta_i = 0$ dB | |
|---|---|
| Conditions relatives à la largeur de bande | $\eta_0(\Delta f)$ (dB) |
| $B_r/B_t$ = valeur quelconque, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ | 0 |

| Signal d'entrée avec récepteur à fenêtre $\eta_i = 10 \log (\tau_g/T_g)$ dB | |
|---|---|
| Conditions relatives à la largeur de bande | $\eta_0(\Delta f)$ (dB) |
| $B_r/B_t > 1$, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ | $10 \log (\tau_g/T_g)$ |
| $B_r/B_t \leqslant 1$, $1/B_r < \tau_g$, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ | $10 \log (\tau_g/T_g)$ |
| $B_r/B_t \leqslant 1$, $\tau_g < 1/B_r < T_g$, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ | $10 \log (1/B_r T_g)$ |
| $B_r/B_t \leqslant 1$, $1/B_r > T_g$, $\lvert\Delta f\rvert \geqslant 0$ | 0 |

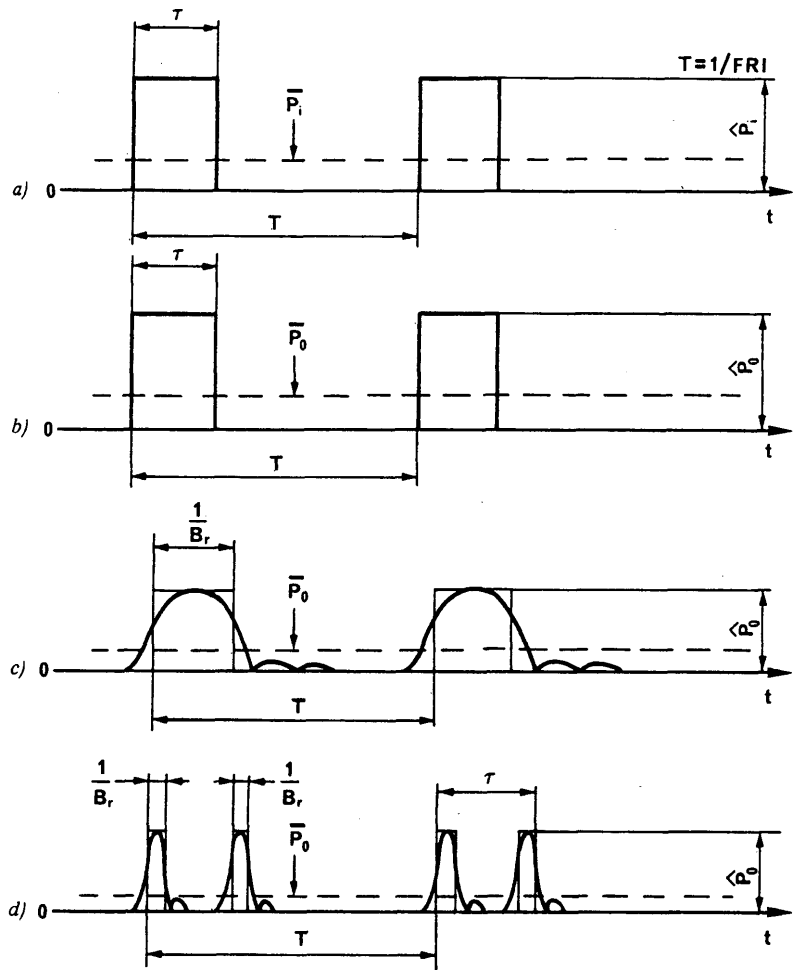



FIGURE 1 – *Train d'impulsions et réponses sous diverses conditions de largeur de bande*

*a)* Train d'impulsions à l'entrée

*b)* Réponse non déformée

$B_r\tau > 1,\ |\Delta f| \leqslant B_r/2$

*c)* Réponse impulsive

$B_r\tau \leqslant 1,\ |\Delta f| \geqslant 0$

*d)* Réponse bi-impulsive

$B_r\tau > 1,\ |\Delta f| > B_r/2$

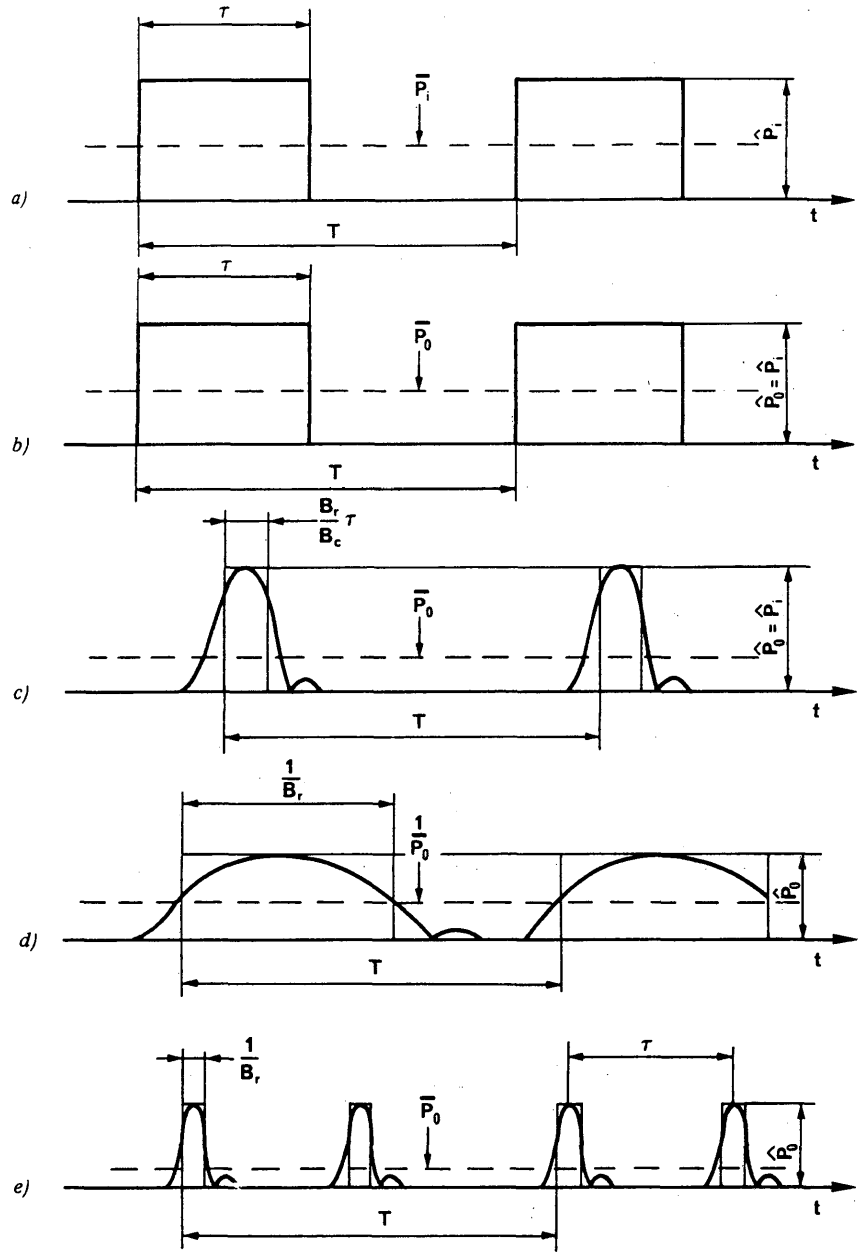



FIGURE 2 – *Impulsions de radar à compression d'impulsion et réponses pour diverses conditions de largeur de bande*

*a)* Train à fréquence pulsée à l'entrée

*b)* Réponse non déformée

$B_r/B_c > 1, B_r\tau > 1, |\Delta f| \leqslant B_r/2$

*c)* Réponse partiellement non déformée

$B_r/B_c \leqslant 1, B_r\tau > 1, |\Delta f| < B_c/2$

*d)* Réponse impulsive

$B_r/B_c \leqslant 1, B_r\tau > 1, |\Delta f| < B_c/2, B_r^2\tau/B_c < 1$, ou

$B_r/B_c \leqslant 1, B_r\tau < 1, |\Delta f| \geqslant 0, B_r^2\tau/B_c < 1$

*e)* Réponse bi-impulsive

$B_r/B_c > 1, B_r\tau > 1, |\Delta f| > B_r/2$, ou

$B_r/B_c \leqslant 1, B_r\tau > 1, |\Delta f| > B_c/2$

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

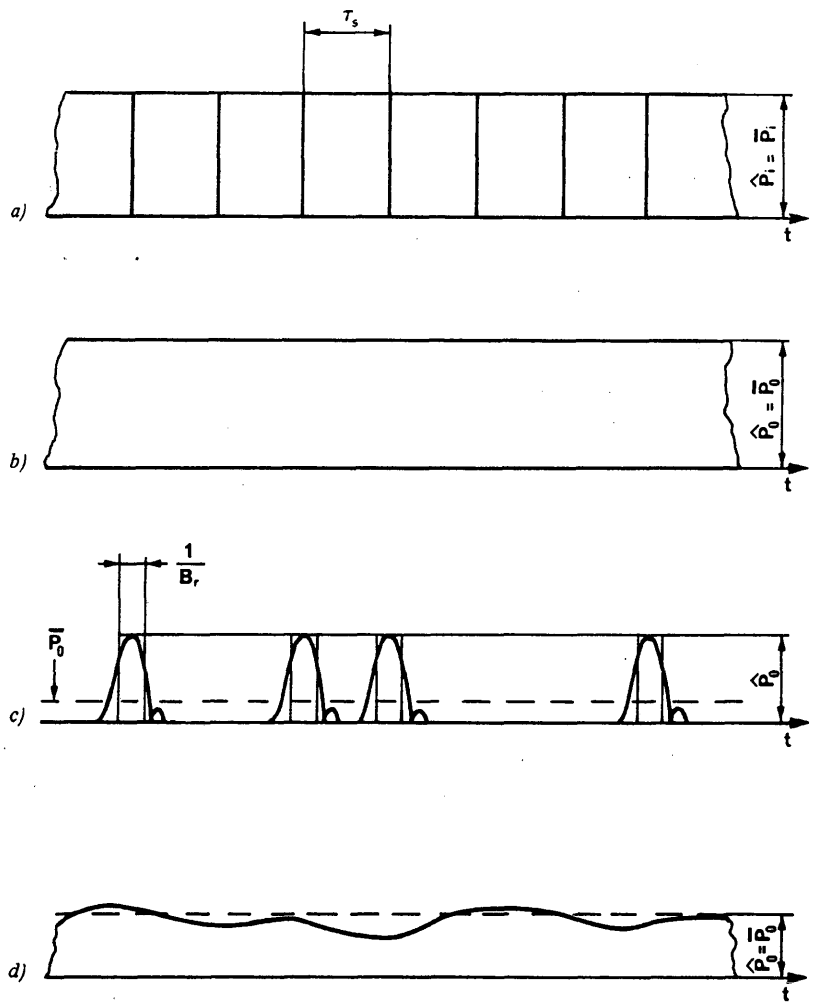



FIGURE 3 – *Signal numérique et réponses pour diverses conditions de largeur de bande*

*a)* Signal d'entrée numérique

*b)* Réponse non déformée

$B_r/R_s > 1, |\Delta f| \leq B_r/2$

*c)* Réponse impulsive

$B_r/R_s > 1, |\Delta f| > B_r/2$

*d)* Réponse analogue à un bruit

$B_r/R_s \leq 1, |\Delta f| \geq 0$

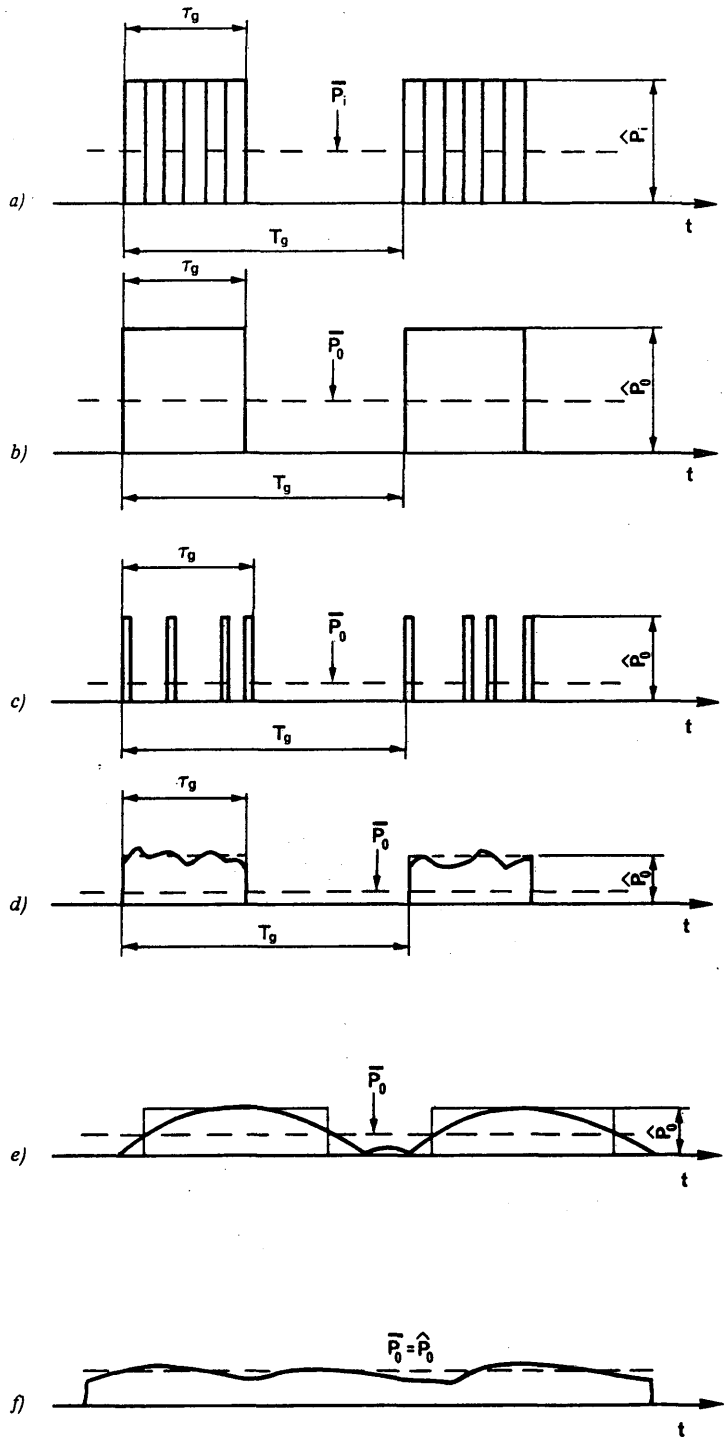



FIGURE 4 – *Signal numérique avec récepteur à fenêtre et réponses sous diverses conditions de largeur de bande*

*a)* Signal d'entrée numérique

*b)* Réponse non déformée

$B_r/R_S > 1, |\Delta f| \leqslant B_r/2$

*c)* Réponse impulsive

$B_r/R_S > 1, |\Delta f| > B_r/2$

*d)* Réponse à des salves de bruit

$B_r/R_S \leqslant 1, 1/B_r < \tau_g, |\Delta f| \geqslant 0$

*e)* Réponse impulsive

$B_r/R_S \leqslant 1, \tau_g < 1/B_r < \tau_g, |\Delta f| \geqslant 0$

*f)* Signal de sortie analogue à un bruit

$B_r/R_S \leqslant 1, 1/B_r > \tau_g, |\Delta f| \geqslant 0$

Les divers termes et fonctions qu'énumèrent les Tableaux et que reprennent les Figures sont définis comme suit:

MDP-M : modulation par déplacement de phase m-valente

MDP-2 : modulation par déplacement de phase bivalente

MDP-4 : modulation par déplacement de phase quadrivalente

MDP-4D : modulation par déplacement de phase quadrivalente décalée

MDM : modulation par déplacement minimal

MDF-2 : modulation par déplacement de fréquence bivalente

$B_r$ : largeur de bande à 3 dB du canal de réception (Hz)

$R_s$ : débit des symboles du brouilleur numérique (Bd)

$\tau_g$ : durée des fenêtres de déblocage du récepteur (s)

$T_g$ : intervalle de temps moyen entre les fenêtres de réception (s)

$\tau$ : durée de l'impulsion (s)

FRI : fréquence de récurrence des impulsions (impulsions par seconde)

$B_c$ : décalage total de fréquence (Hz) d'une impulsion linéaire modulée en fréquence, comme celles des radars à compression d'impulsion

$\lambda_r$, $\lambda_c$, $\lambda_d$ : fonctions de lissage.

Lorsque le signal brouilleur est un train d'impulsions (Fig. 1 a)) et quand $B_r\tau > 1$, le signal réponse a à peu près la forme d'un rectangle dont la largeur est égale à $\tau$ (Fig. 1 b)) lorsque $|\Delta f| \leqslant B_r/2$, ou celle de deux rectangles de largeur $1/B_r$ chacun (Fig. 1 d)) lorsque $|\Delta f| > B_r/2$. En fait, lorsque $|\Delta f|$ croît de zéro à une valeur très supérieure à $B_r/2$, le signal réponse évolue comme le montre la Fig. 5. On observe des transitions de forme semblable en réponse à d'autres sortes de signaux numériques brouilleurs. Pour simplifier le calcul de $\eta_0(\Delta f)$, on a introduit des fonctions de lissage arbitraires pour tenir compte des formes transitoires que prend le signal (Fig. 5 c)) lorsque $|\Delta f|$ est voisin de $B_r/2$.

Avec des signaux en train d'impulsions (radar), on introduit la fonction de lissage:

$$\lambda_r(\Delta f) = 1 - \exp\left[-\alpha_r\left(\frac{\Delta f}{B_r} - \frac{1}{2}\right)\right] \qquad \text{pour } |\Delta f| \geqslant B_r/2 \tag{4}$$

où:

$\alpha_r = 3{,}91/[(\Delta f_r/B_r) - (1/2)]$

$\Delta f_r$ : fréquence de l'intersection de 10 log $H(f)$ et de 10 log $P(f)$ + 20 log $(B_r\tau/2)$ − 10 *

$H(f)$ et $P(f)$ sont définis dans le Rapport 654.

Avec des signaux radar brouilleurs à compression d'impulsion, on introduit la fonction de lissage:

$$\lambda_c(\Delta f) = 1 - \exp\left[-2{,}61\left(\frac{\Delta f}{B_c} - \frac{1}{2}\right)\right] \qquad \text{pour } |\Delta f| \geqslant B_c/2 \tag{5}$$

Avec des signaux numériques, on introduit la fonction de lissage:

$$\lambda_d(\Delta f) = 1 - \exp\left[-\alpha_d\left(\frac{\Delta f}{B_r} - \frac{1}{2}\right)\right] \qquad \text{pour } |\Delta f| \geqslant B_r/2 \tag{6}$$

où:

$\alpha_d = 3{,}91/[(\Delta f_d/B_r) - (1/2)]$

$\Delta f_d$ : fréquence de l'intersection de 10 log $H(f)$ et 10 log $P(f)$ + 20 log $(B_r/R_s)$ − 10 **

* Si, quel que soit $f$, log $H(f)$ est supérieur à l'autre expression, alors il n'y a pas d'intersection et on prend $\lambda_r(\Delta f) = 0$.

** Si, quel que soit $f$, log $H(f)$ est supérieur à l'autre expression, alors il n'y a pas d'intersection et on prend $\lambda_d(\Delta f) = 0$.

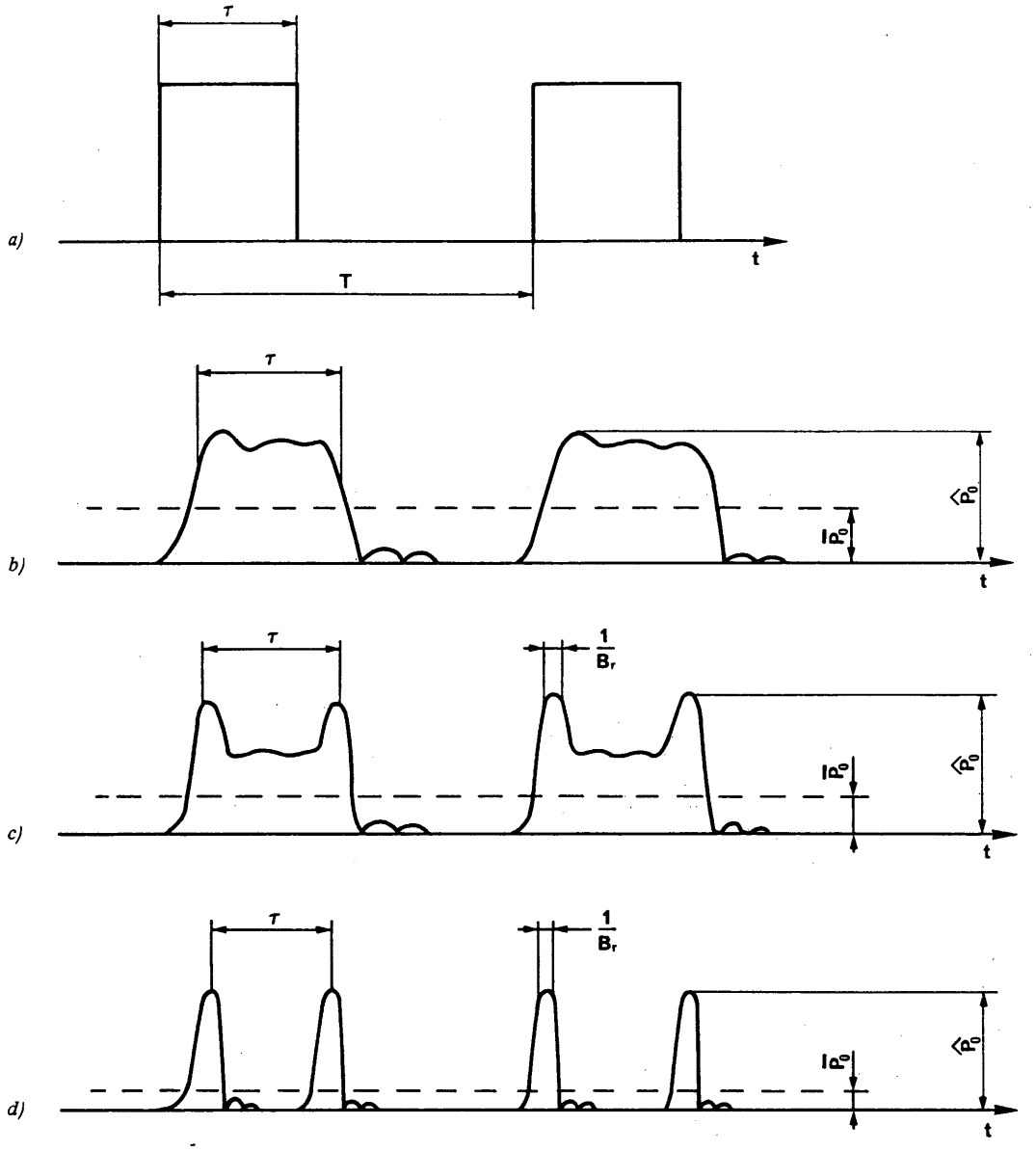



FIGURE 5 – *Exemple de réponses à un train d'impulsions pour* $B_r\tau > 1$

*a)* Impulsion à l'entrée
*b)* Signal réponse pour $|\Delta f| = 0$
*c)* Signal réponse pour $|\Delta f| \simeq B_r/2$
*d)* Signal réponse pour $|\Delta f| > B_r/2$

### 3. Calcul de Î/N

On a souvent besoin de calculer le rapport de la puissance crête du brouillage $\hat{I}$ à la puissance de bruit $N_0$, lorsqu'on a tiré $\hat{I}$ de l'équation (1) du présent Rapport et $N_0$ de l'équation (3) du Rapport 654.

$$\hat{I}/N = \hat{I} - N_0 \qquad \text{dB} \tag{7}$$

### 4. Conclusion

On a indiqué les expressions qui servent à calculer la puissance crête du brouillage dans la largeur de bande du récepteur, lorsque le récepteur est soumis à divers types d'émissions brouilleuses. A l'aide des résultats ainsi obtenus, on peut déterminer la séparation en fréquence ou en distance nécessaire entre le brouilleur et le récepteur pour s'affranchir de toute dégradation inacceptable.

---

## RAPPORT 829

## CALCUL DE LA PROBABILITÉ DE BROUILLAGE

(Question 45/1)

(1982)

### 1. Introduction

Le Règlement des radiocommunications donne, aux numéros 160, 161 et 162, les définitions des termes «brouillage», «brouillage admissible» et «brouillage accepté», formulées sur la base de la Recommandation 506 (Kyoto, 1978). Etant donné les différences entre les caractéristiques des équipements, entre les affaiblissements de transmission et, pour quelques services, entre les emplacements des stations et les intensités de trafic, les seules évaluations réalistes de brouillage sont des évaluations probabilistes. Le Rapport 656 traite de la question plus en détail. Le présent Rapport donne une formule de calcul de la probabilité de brouillage qui concorde avec la définition du brouillage du numéro 160 du Règlement des radiocommunications. On indique la relation entre cette formule et d'autres, déjà utilisées.

### 2. Calcul de la probabilité de brouillage

Le numéro 160 du Règlement des radiocommunications définit le *brouillage* comme l'«effet, sur la réception dans un système de radiocommunication, d'une énergie non désirée ... se manifestant par une dégradation de la qualité de transmission, une déformation ou une perte de l'information que l'on aurait pu extraire en l'absence de cette énergie non désirée».

#### 2.1 *Probabilité instantanée de brouillage*

Admettons que: $A$ signifie «l'émetteur utile est en train d'émettre»,

$B$ signifie «le signal utile est reçu de façon satisfaisante en l'absence d'énergie non désirée»,

$C$ signifie «un autre équipement produit une énergie non désirée»,

$D$ signifie «le signal utile est reçu de façon satisfaisante en présence de l'énergie non désirée».

Toutes ces propositions portent sur la même courte période de temps. Conformément à la définition, le brouillage signifie alors «$A$ et $B$ et $C$ et $D^*$», $D^*$ étant le négatif ou l'opposé de $D$. Admettons que $P(x)$ signifie la «probabilité de $x$» et que $P(x \mid y)$ signifie la «probabilité de $x$, valeur donnée de $y$». La probabilité de brouillage pendant la courte période de temps s'exprime comme suit:

$$P(I) = P(A \text{ et } B \text{ et } C \text{ et } D^*) \tag{1}$$

Dans l'Annexe I, on montre que cette probabilité peut s'écrire en employant des quantités connues ou calculables:

$$P(I) = [P(B \mid A) - P(D \mid A \text{ et } C)]\, P(A \text{ et } C) \quad (2)$$

Il est peut-être préférable de considérer la probabilité de brouillage uniquement pendant que l'émetteur utile émet. Cette probabilité est:

$$P'(I) = P(B \text{ et } C \text{ et } D^* \mid A) \quad (3)$$

ce qui peut s'écrire:

$$P'(I) = [P(B \mid A) - P(D \mid A \text{ et } C)]\, P(C \mid A) \quad (4)$$

2.2 *Discussion des formules (2) et (4)*

Examinons d'abord la différence entre les formules (2) et (4). La probabilité de brouillage peut être interprétée comme la fraction de temps pendant laquelle le brouillage existe. Dans la formule (2), cette fraction est le nombre de secondes de brouillage possible pendant une période de temps, divisé par le nombre de secondes comprises dans cette période de temps. Dans la formule (4), la fraction est le nombre de secondes de brouillage possible, divisé par le nombre de secondes pendant lequel l'émetteur émet au cours de ladite période de temps considérée. Cette deuxième fraction est plus grande que la première, sauf si l'émetteur utile émet pendant toute la période de temps considérée.

$P(B \mid A)$ est simplement la probabilité qu'un signal utile soit correctement reçu en l'absence de brouillage, probabilité souvent exprimée par la condition $S/N \geqslant R$, où $S$ est la puissance du signal, $N$ est la puissance de bruit et $R$ le rapport signal/bruit nécessaire à un service satisfaisant. Dans certains services, cette probabilité s'appelle fiabilité; elle est souvent déterminée lorsque le système est conçu. Elle peut être calculée, si l'on connaît les paramètres du système (par exemple, emplacement de l'émetteur et du récepteur, puissance, rapport $S/N$ requis), en utilisant des données statistiques sur l'affaiblissement de transmission (par exemple, Recommandation 370) et sur le bruit radioélectrique (par exemple, Rapports 322 et 670).

Nombre de systèmes, tels que les systèmes à satellite ou de faisceaux hertziens entre points fixes, sont conçus de façon que $P(B \mid A) \approx 1$. Dans d'autres services, tels que les services à grande distance entre points fixes par réflexion ionosphérique ou les services mobiles en bordure de leur zone de couverture, $P(B \mid A)$ peut être assez petit. Dans ce cas, la probabilité de brouillage sera faible, quelles que soient les autres probabilités.

$P(D \mid A \text{ et } C)$ est la probabilité que le signal utile soit correctement reçu même en présence d'énergie non désirée. On peut la calculer si l'on possède assez de renseignements sur l'emplacement, la fréquence, la puissance, etc., de la source d'énergie non désirée. Pour trouver des exemples, on se reportera aux références du Rapport 656.

On notera qu'il a été admis que $P(D \mid A \text{ et } C) \leqslant P(B \mid A)$; en d'autres termes, si le signal peut être reçu de façon satisfaisante en présence d'énergie non désirée, il peut sûrement être reçu de façon satisfaisante en l'absence d'énergie non désirée. Dans ces conditions, $P(I)$ ne peut être négatif.

$P(A \text{ et } C)$ est la probabilité que l'émetteur utile et la source d'énergie non désirée émettent simultanément. Dans certains cas, l'émetteur utile et la source d'énergie non désirée peuvent fonctionner de façon indépendante. Par exemple, ils peuvent travailler dans les voies adjacentes ou être séparés par une distance plus grande que la distance de coordination. En pareil cas, $P(A \text{ et } C) = P(A)P(C)$, où $P(A)$ est la fraction de temps pendant laquelle émet l'émetteur utile et $P(C)$ la fraction de temps pendant laquelle fonctionne la source non désirée.

Dans d'autres cas; il peut y avoir une grande dépendance d'exploitation. Par exemple, les émetteurs peuvent être des stations partageant la même voie dans un service mobile bien organisé, $P(A \text{ et } C)$ est alors très petite, mais non pas nécessairement égale à zéro, puisqu'une station peut être située de telle sorte qu'elle cause un brouillage même si elle ne peut entendre l'autre émetteur.

Les deux émetteurs peuvent tous deux émettre en permanence. L'un peut, par exemple, faire partie d'un système de faisceaux hertziens entre points fixes, tandis que l'autre est une station spatiale qui partage la même bande de fréquences. On a alors $P(A \text{ et } C) = 1$ et la probabilité de brouillage dépend entièrement du facteur entre crochets de la formule (2).

De façon similaire, $P(C \mid A) = P(C)$ si les émetteurs fonctionnent indépendamment; $P(C \mid A)$ est très petite si les deux émetteurs sont, dans un service mobile terrestre bien organisé, des stations utilisant la même voie, et $P(C \mid A) = 1$ si l'émetteur non désiré émet en permanence.

En règle générale, tous les termes des formules (2) et (4) affectent la probabilité de brouillage, quoique leur importance relative diffère selon les services.

2.3 *Cas spéciaux*

Dans le présent paragraphe, les formules (2) et (4) sont réduites à des formules qui ont parfois servi à calculer la probabilité de brouillage. Les hypothèses nécessaires aux réductions mettent en lumière les caractéristiques des formules.

Considérons tout d'abord un système conçu pour donner une grande fiabilité, de sorte que $P(B \mid A) = 1$. Nous avons:

$$1 - P(D \mid A \text{ et } C) = P(D^* \mid A \text{ et } C) \tag{5}$$

ce qui est la probabilité que le signal utile ne soit pas reçu en présence d'énergie non désirée, d'où:

$$P(I) = P(D^* \mid A \text{ et } C)P(A \text{ et } C) \tag{6}$$

expression parfois employée pour définir la probabilité de brouillage [Juroshek, 1975].

Avec la même hypothèse, la formule (4) devient:

$$P'(I) = P(D^* \mid A \text{ et } C)P(C \mid A) \tag{7}$$

Si, de plus, les deux émetteurs émettent en permanence, ou tout au moins pendant le même horaire, de sorte que $P(A \text{ et } C) = P(C \mid A) = 1$, on a:

$$P(I) = P(D^* \mid A \text{ et } C) = P'(I) \tag{8}$$

formule qui a été utilisée [Freeman, 1972; Jasinski, 1975] pour calculer la probabilité de brouillage même dans des services pour lesquels $P(A \text{ et } C) \neq 1$.

2.4 *Probabilité de brouillage pendant une émission*

Les formules (2) et (4) donnent la probabilité qu'un brouillage se produise à un instant du temps. Une vue plus prudente est qu'il y a brouillage s'il y a perte d'une partie quelconque de l'information transmise, c'est-à-dire si l'énergie non désirée entraîne une perte d'information, à quelque moment que ce soit, pendant la durée de l'émission utile. Cela est particulièrement applicable aux systèmes de transmission numérique. Dans ce cas, nous remplaçons dans la formule (4) le facteur $P(C \mid A)$ par la probabilité de chevauchement de l'émission utile et de l'émission non désirée.

Si l'émission utile et l'énergie non désirée sont sans cesse présentes, la probabilité est égale à l'unité. Le cas intéressant est celui où l'émetteur utile ou l'émetteur non désiré, ou les deux, émettent de façon intermittente.

Soit

$T_w$ : durée d'une émission par l'émetteur utile,

$N$ : nombre moyen d'émissions non désirées par unité de temps,

$T_{ua}$ : durée moyenne d'une émission non désirée.

Appliquons la théorie des files d'attente en admettant que le temps auquel débute l'émission non désirée obéit à la distribution de Poisson et que la durée des émissions est distribuée exponentiellement [Kleinrock, 1975]. On voit dans l'Annexe I que la probabilité de chevauchement de l'émission utile et de l'émission non désirée est:

$$P(\textit{chevauchement}) = 1 - (1 - NT_{ua}) \exp [- T_w N/(1 - NT_{ua})] \tag{9}$$

Par substitution dans la formule (2), la probabilité d'occurrence d'un brouillage à un moment quelconque d'une émission de durée $T_w$ est définie par la formule suivante:

$$P(\textit{brouillage}/T_w) = [P(B \mid A) - P(D \mid A \text{ et } C)] \times \left\{1 - (1 - NT_{ua}) \exp [- T_w N/(1 - NT_{ua})]\right\} \tag{10}$$

On notera que $NT_{ua}$ représente la fraction de temps pendant laquelle l'énergie non désirée est présente. Si cette énergie est sans cesse présente, $NT_{ua} = 1$ et $P(\textit{chevauchement}) = 1$. Si $NT_w$ et $NT_{ua}$ sont tous deux très inférieurs à 1 (les deux émissions sont très intermittentes), $P(\textit{chevauchement}) \approx NT_w + NT_{ua}$.

## 3. Exemple illustratif

Pour montrer clairement le rôle des différents termes des formules (2), (4) et (10), prenons l'exemple théorique suivant: le signal est transmis d'une station mobile à une autre station mobile sur une liaison du service mobile terrestre. Supposons que $P(B \mid A) = 0{,}85$, c'est-à-dire que, en l'absence de brouillage, le signal utile n'est, pour diverses raisons (facteur d'écran du terrain, variations de l'affaiblissement de transmission, variations du

bruit radioélectrique), correctement reçu que pendant 85% du temps. Supposons que l'énergie non désirée provient d'une puissante station de base qui travaille dans la voie adjacente et qui est située en bordure de la zone de couverture, cette énergie causant un brouillage à la station mobile qui se trouve dans cette partie de la zone de couverture. Si l'on connaît les caractéristiques des systèmes, on peut dans ces conditions calculer la probabilité de communication en appliquant les méthodes informatiques décrites par Berry [1977] et dans le Rapport 655. Pour être précis, supposons que la valeur calculée de $P(D \mid A \text{ et } C) = 0{,}65$. Finalement, supposons que la liaison utile mobile/mobile est exploitée pendant 0,25 du temps alors que la station de base brouilleuse est exploitée pendant 0,50 du temps. Puisque les stations ne travaillent pas dans la même voie, elles sont indépendamment exploitées et $P(A \text{ et } C) = P(A)P(C) = 0{,}125$. Conformément à la formule (2), la probabilité qu'un brouillage se produise à un moment déterminé du temps est la suivante:

$$P(I) = [0{,}85 - 0{,}65]\,(0{,}125) = 0{,}025 \tag{11}$$

L'indépendance implique aussi que $P(C \mid A) = P(C)$, et que $P'(I) = 0{,}1$.

Si l'on utilisait la formule (8), représentant la probabilité de brouillage quand les deux stations émettent en permanence, la probabilité de brouillage serait 0,35 (soit plus de 10 fois la probabilité donnée par la formule (2) et 3,5 fois la probabilité donnée par la formule (4)). La diminution de la probabilité de brouillage tient au fait que les signaux ne seraient pas tous correctement reçus même si l'émetteur non désiré ne fonctionnait pas.

Pour trouver, en utilisant la formule (10), la probabilité qu'un brouillage se produise à un moment quelconque lors de la transmission d'un message, nous admettons que la durée du message transmis d'une station mobile à une autre ($T_w$) est de 0,01 h. Nous admettrons que la durée moyenne des émissions de la station de base brouilleuse ($T_{ua}$) est également de 0,01 h. Puisque $NT_{ua} = P(C) = 0{,}5$, $N$ doit être 50. La probabilité de chevauchement est 0,816 et la probabilité qu'un brouillage se produise pendant une émission d'une durée de 0,01 h est 0,163.

## 4. Conclusions

Fondées sur la définition du brouillage donnée dans le Règlement des radiocommunications, les formules (2) et (4) indiquent la probabilité instantanée de brouillage. La formule (2) indique la fraction de temps pendant laquelle le brouillage se produit et la formule (4), la fraction de temps pendant laquelle le brouillage se produit pendant que l'émetteur utile émet.

La formule (10) indique la probabilité de brouillage pendant une émission de durée spécifiée quand on connaît les caractéristiques statistiques de l'émission intermittente brouilleuse.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BERRY, L. A. [1977] Probabilistic tradeoffs for efficient spectrum use with a "CB" example. OT Report 77-117. NTIS Accession N° PB-266669. National Technical Information Service, Springfield, VA 22161, Etats-Unis d'Amérique.

FREEMAN, E. R. [1972] A minimal data probabilistic model for spectrum management. *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-21, 109-113.

JASINSKI, L. [1975] Statistical analysis of communications range and reliability in the presence of interference. 25th Annual Conference of the IEEE Vehicular Technology Group, Toronto, Canada.

JUROSHEK, J. J. [1975] Probabilistic interference prediction model – Computer programs. Federal Aviation Agency Report FAA-RD-75-33. National Technical Information Service, LSP Accession N° AD-A011453, Springfield, VA 22161, Etats-Unis d'Amérique.

KLEINROCK, L. [1975] *Queueing Systems.* John Wiley & Sons, New York, NY, Etats-Unis d'Amérique.

## ANNEXE I

En utilisant la notation et les hypothèses du § 2 du Rapport, on montre que:

$$\begin{aligned} P(I) &= P(A \text{ et } B \text{ et } C \text{ et } D^*) \\ &= [P(B \mid A) - P(D \mid A \text{ et } C)]\, P(A \text{ et } C) \end{aligned} \tag{12}$$

Changeons d'abord l'ordre des propositions et utilisons la définition [Zehna, 1970]:

$$P(x \text{ et } y) = P(x \mid y)\, P(y) \tag{13}$$

$$\begin{aligned} P(I) &= P((B \text{ et } D^*) \text{ et } (A \text{ et } C)) \\ &= P(B \text{ et } D^* \mid A \text{ et } C)\, P(A \text{ et } C) \end{aligned} \tag{14}$$

Admettons que, si un signal peut être correctement reçu en présence d'énergie non désirée, il peut aussi l'être lorsque cette énergie est absente. Cela signifie:

$$P(B \mid D) = 1 \tag{15}$$

Appliquons l'identité de probabilité [Zehna, 1970]:

$$P(x \text{ et } y^*) = P(x) - P(x \text{ et } y) \tag{16}$$

dans le membre droit de la formule (14):

$$P(I) = [P(B \mid A \text{ et } C) - P(B \text{ et } D \mid A \text{ et } C)]\, P(A \text{ et } C) \tag{17}$$

Etant donné que $C$ est sans rapport avec $B$,

$$P(B \mid A \text{ et } C) = P(B \mid A) \tag{18}$$

De plus, en maintenant constante la condition «$A$ et $C$» et en ne l'écrivant pas,

$$P(B \text{ et } D) = P(B \mid D)\, P(D) = P(D) \tag{19}$$

la dernière égalité de la formule (19) découlant de la formule (15). Par substitution des formules (18) et (19) dans la formule (17), on obtient:

$$P(I) = [P(B \mid A) - P(D \mid A \text{ et } C)]\, P(A \text{ et } C) \tag{20}$$

de façon similaire,

$$P(B \text{ et } C \text{ et } D^* \mid A) = [P(B \mid A) - P(D \mid A \text{ et } C)]\, P(C \mid A) \tag{21}$$

La formule (20) donne la probabilité de brouillage à un moment quelconque. Une vue plus prudente est qu'un brouillage se produit s'il y a perte d'une partie quelconque de la transmission, en d'autres termes, si l'énergie non désirée cause une perte d'information à un moment quelconque de l'émission utile. Pour tenir compte de cette vue, on a apporté à la formule (20) la modification traitée ci-dessous.

Soit $W$ l'émetteur utile et $U$ l'émetteur non désiré. Admettons que $W$ commence à émettre au moment $t_0$ et calculons la probabilité que $U$ émette pendant $T_w$, la durée d'une émission de $W$.

$$\begin{aligned} P(\textit{chevauchement}) &= P[(U \text{ émettant au moment } t_0) \text{ ou } (U \text{ n'émettant pas au moment } t_0 \\ &\quad \text{mais commençant à émettre pendant } T_w)] \\ &= P(U \text{ émettant au moment } t_0) + P(U \text{ n'émettant pas au moment } t_0 \\ &\quad \text{mais commençant à émettre pendant } T_w) \\ &= P(U \text{ émettant au moment } t_0) + P(U \text{ commençant à émettre} \\ &\quad \text{pendant } T_w \mid U \text{ n'émettant pas au moment } t_0)\, P(U \text{ n'émettant pas au} \\ &\quad \text{moment } t_0) \end{aligned} \tag{22}$$

soit

$N$ : nombre moyen d'émissions de $U$ par seconde,

$T_u$ : durée d'une émission de $U$, dont la valeur moyenne est $T_{ua}$,

$S_u$ : durée des périodes de repos entre les émissions de $U$, dont la valeur moyenne est $S_{ua}$.

On a alors

$$N = 1/(T_{ua} + S_{ua}) \text{ ou } S_{ua} = (1 - NT_{ua})/N \tag{23}$$

$$P(U \text{ émettant au moment } t_0) = NT_{ua} \text{ et} \tag{24}$$

$$P(U \text{ n'émettant pas au moment } t_0) = 1 - NT_{ua} \tag{25}$$

Admettons la distribution exponentielle de $S_u$:

$$\begin{aligned} P(S_u \leqslant t) &= 1 - \exp(-t/S_{ua}) \\ &= 1 - \exp[-tN/(1 - NT_{ua})] \end{aligned} \tag{26}$$

Maintenant,

$$\begin{aligned} P(U \text{ commençant à émettre pendant } T_w \mid U \text{ n'émettant pas au moment } t_0) &= P(S_u \leqslant T_w) \\ &= 1 - \exp[-T_w N/(1 - NT_{ua})] \end{aligned} \tag{27}$$

Par substitution des formules (24), (25) et (27) dans la formule (22), on obtient:

$$P(chevauchement) = NT_{ua} + \left\{1 - \exp\left[-T_w N/(1 - NT_{ua})\right]\right\}(1 - NT_{ua}) \quad (28)$$
$$= 1 - (1 - NT_{ua}) \exp\left[-T_w N/(1 - NT_{ua})\right]$$

La probabilité de brouillage à un moment quelconque d'une émission de durée $T_w$ est le produit de la probabilité de chevauchement par le premier facteur du membre droit de la formule (21):

$$P_t(I) = \left\{P(B \mid A) - P(D \mid A \text{ et } C)\right\} \left\{1 - (1 - NT_{ua}) \exp\left[-T_w N/(1 - NT_{ua})\right]\right\} \quad (29)$$

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ZEHNA, P. W. [1970] *Probability Distributions and Statistics.* Allyn and Bacon, Inc., Boston, MA, Etats-Unis d'Amérique.

---

RAPPORT 837

# MÉTHODES DE CALCUL DE LA LARGEUR DE BANDE DES ÉMISSIONS DES RADARS A IMPULSIONS

(Programme d'études 60A/1)

(1982)

## 1. Introduction

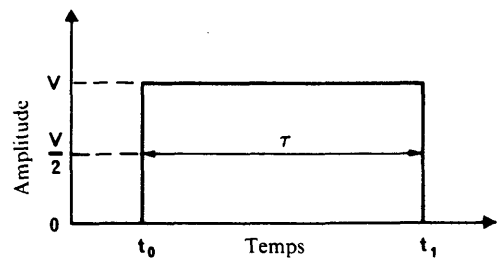
La Recommandation 337 décrit les facteurs primordiaux qui déterminent la séparation en fréquence entre les canaux. Ces facteurs tiennent compte de la sélectivité du récepteur et du spectre de l'émission de l'émetteur. Le Rapport 654 décrit une méthode de calcul du brouillage dans les bandes adjacentes en considérant la sélectivité et le spectre de l'émission de l'émetteur. Pour traiter des questions techniques relatives à l'utilisation du spectre par les radars, il serait utile de disposer d'une méthode de calcul du spectre des émissions des radars, méthode fondée sur leurs caractéristiques techniques. Il conviendrait notamment de disposer d'une méthode qui permette d'établir aisément une relation entre les limites spectrales et ces caractéristiques techniques. On a mis au point diverses techniques pour procéder à ce type d'analyse. Les méthodes décrites dans le présent Rapport donnent, moyennant des calculs clairs et directs, une première approximation graphique au moyen de lignes droites donnant les limites spectrales d'une impulsion radar trapézoïdale et d'une impulsion de radar modulée linéairement en fréquence. Les techniques indiquées ci-après sont fondées sur cinq caractéristiques majeures des impulsions; ces caractéristiques influent sur le spectre des émissions des radars à impulsion; ce sont: l'amplitude, la durée et les temps de montée et descente des impulsions, ainsi que la modulation de fréquence de la porteuse radioélectrique durant l'impulsion («chirping»).

## 2. Calcul du spectre d'une émission radar

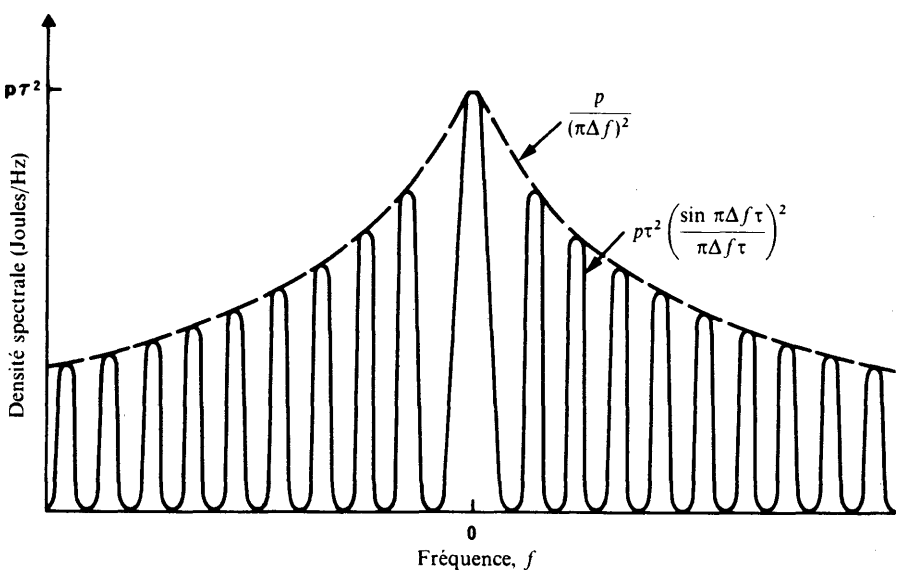
Pour calculer avec précision le spectre d'une émission de radar, il faut appliquer une transformée de Fourier pour faire passer le signal du domaine temporel au domaine fréquentiel. L'impulsion théorique d'un radar est un rectangle idéal dont la représentation dans le domaine temporel est donnée par la Fig. 1a et dans le domaine fréquentiel par la Fig. 1b.

Dans la pratique, une impulsion rectangulaire est irréalisable. Les fronts avant et arrière de l'impulsion seront en pente, en raison de considérations pratiques touchant à la conception des circuits. Il en résulte une forme trapézoïdale des signaux (Fig. 2a). En appliquant la transformée de Fourier au carré de l'amplitude du signal, on obtient le spectre en densité d'énergie de l'impulsion. Ce spectre prend la forme de la courbe en trait plein de la Fig. 2b.

Pour la compatibilité électromagnétique, il convient, et il est commode, de représenter le spectre par la limite que décrit la courbe tiretée de la Fig. 2b. Il est courant de normaliser la représentation graphique de la densité spectrale en divisant par la valeur de crête $p\tau^2$ (où $p$: niveau de crête de puissance de l'impulsion (W), et $\tau$: durée de l'impulsion entre points à mi-puissance (s)) et d'exprimer le rapport en décibels (dB). Ce processus de normalisation fournit la densité relative d'énergie en dB.

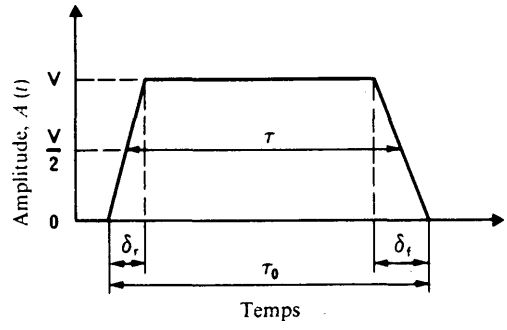



*a)* Domaine temporel

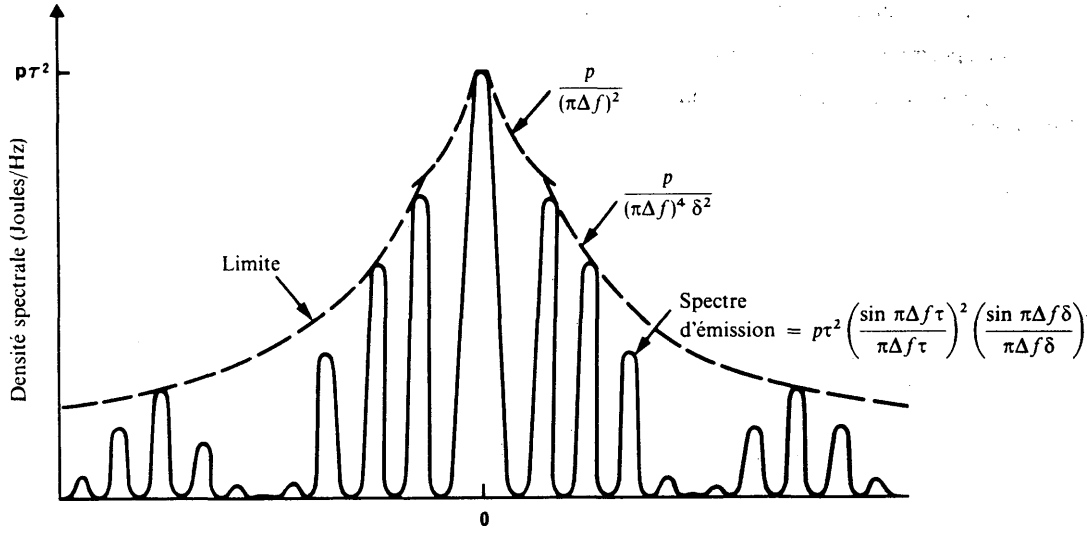



*b)* Domaine fréquentiel

FIGURE 1 — *Impulsion rectangulaire*




*a)* Domaine temporel




*b)* Domaine fréquentiel

FIGURE 2 — *Impulsion trapézoïdale (non modulée)*

Les limites spectrales d'une impulsion trapézoïdale peuvent être obtenues au moyen d'un calcul mathématique simple [Mason et Zimmerman, 1960]. La procédure nécessite quatre étapes pour tracer approximativement les limites spectrales de l'impulsion trapézoïdale (voir la Fig. 3). Quand on utilise sur l'axe des abscisses (fréquence) une échelle logarithmique et sur l'axe des ordonnées une échelle en décibels (dB) (par rapport à la valeur de crête de la densité spectrale de puissance), les courbes représentant les limites spectrales peuvent être tracées au moyen de droites, ainsi que le montre la Fig. 3. La fréquence est rapportée à $f_c$, c'est-à-dire $\Delta f = f - f_c$. Pour tracer les limites spectrales, il faut suivre les étapes suivantes:

*Etape 1:* Calculer les fréquences critiques, $\Delta f_2$ et $\Delta f_3$, au moyen des formules ci-dessous:

$$\Delta f_2 = \pm \frac{1}{\pi \tau} \tag{1a}$$

$$\Delta f_3 = \pm \frac{1}{\pi \sqrt{\tau \delta}} \quad \text{où} \quad \frac{1}{\delta} = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\delta_r} + \frac{1}{\delta_f}\right] \tag{1b}$$

où

$\tau$ : durée de l'impulsion entre points à mi-amplitude (s)

$\delta_r$ : temps de montée de l'impulsion (s)
$\delta_f$ : temps de descente de l'impulsion (s)

} définis comme l'intervalle de temps entre 0 et 100% de l'amplitude en tension.

*Note.* — Le spectre est symétrique par rapport à la fréquence porteuse ($f_c$), que l'impulsion soit symétrique ou non (c'est-à-dire $\delta_r$ égal à $\delta_f$ ou différent de $\delta_f$).

*Etape 2:* Sur du papier semi-logarithmique, tracer horizontalement la ligne 1 passant par 0 dB.

*Etape 3:* Partant de la ligne 1 à $\Delta f_2$, tracer la ligne 2 avec une pente de $-20$ dB/décade.

*Etape 4:* Partant de la ligne 1 à $\Delta f_3$, tracer la ligne 3 avec une pente de $-40$ dB/décade.

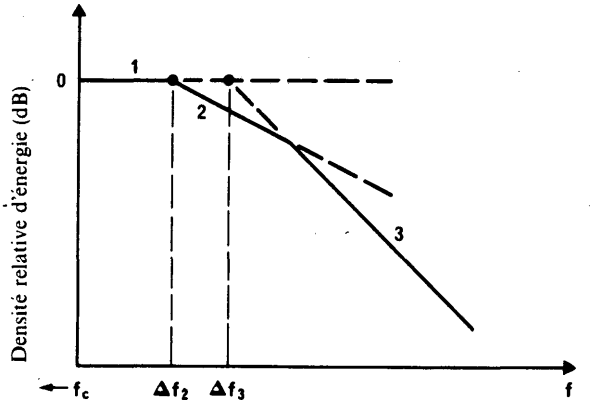
Le spectre est limité par les lignes 1, 2 et 3 de la Fig. 3.

Le niveau de crête de la densité d'énergie ($p_d$), correspondant au niveau 0 dB de la Fig. 3, se calcule comme suit:

$$p_d = (p\tau^2) \qquad \text{Joules/Hz} \tag{2}$$

où

$p$ : niveau de crête de puissance de l'impulsion (W).




Excursion de fréquence $\Delta f$ par rapport à la porteuse $f_c$

FIGURE 3 — *Limites spectrales (approximation de Mason-Zimmerman) de l'enveloppe du spectre d'une impulsion trapézoïdale*

Lorsque l'on applique la modulation de fréquence linéaire à la porteuse pulsée (voir la Fig. 4), la crête du spectre diminue d'amplitude de $p\tau^2$ à $p\tau/\beta$ et s'élargit mais, quand on s'éloigne de la porteuse, les limites spectrales ne sont pratiquement pas affectées par la modulation de fréquence (voir la Fig. 5). Si l'impulsion est symétrique par rapport à un temps quelconque, $t_0$, ($\delta_r = \delta_f$), le spectre sera symétrique par rapport à la porteuse nominale $f_c$. Si l'impulsion est asymétrique ($\delta_r \neq \delta_f$), le spectre sera asymétrique, comme le montre la Fig. 6. Le sens dans lequel sera décalé le spectre dépendra du fait que l'excursion de fréquence sera décroissante ou croissante par rapport à la porteuse. En s'écartant de la porteuse, les limites spectrales seront symétriques par rapport à une fréquence $f_0$, décalée par rapport à $f_c$ comme l'indique la formule (3) [Newhouse, 1982].

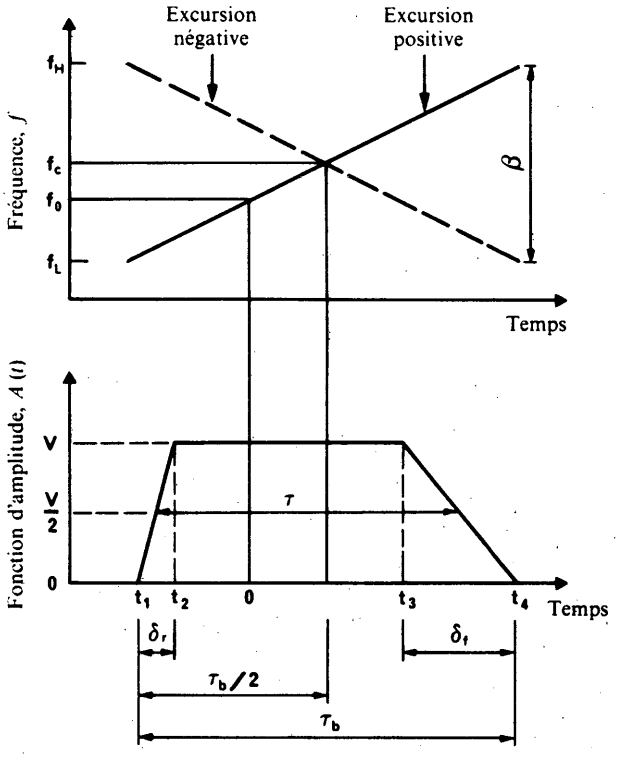



FIGURE 4 — *Paramètres décrivant une impulsion modulée en fréquence*

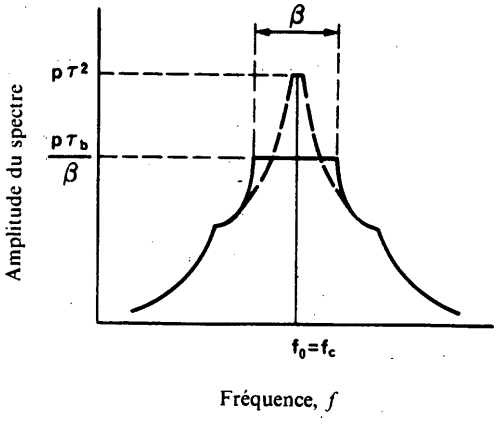



FIGURE 5 — *Forme du spectre d'une impulsion modulée en fréquence quand* $\delta_r = \delta_f$

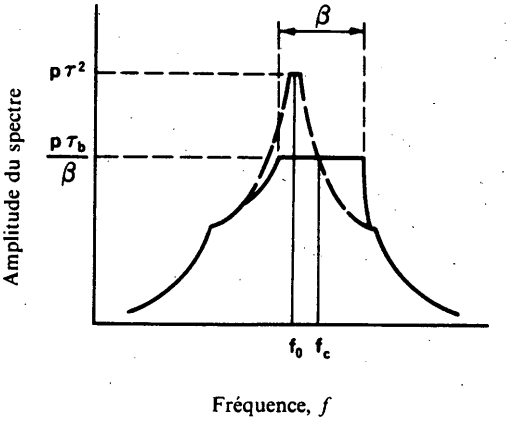



FIGURE 6 — *Forme du spectre d'une impulsion modulée en fréquence quand* $\delta_r < \delta_f$ *et que l'excursion de fréquence est positive*

Pour normaliser la densité spectrale d'énergie, on divise généralement par $p\tau/\beta$ et on exprime le rapport en décibels ce qui fournit la densité spectrale relative d'énergie en dB.

$$f_0 = f_c + Q\left[\frac{\beta(\delta_r - \delta_f)}{2(\delta_r + \delta_f)}\right] \tag{3}$$

$Q$ est défini dans le Tableau I et $\beta$ est défini dans la Fig. 4.

La description mathématique du spectre de fréquences d'une impulsion modulée en fréquence nécessite l'emploi des intégrales de Fresnel. L'évaluation de l'intégrale est une tâche fastidieuse et doit être faite avec minutie pour obtenir des résultats utiles. Même quand on utilise un ordinateur, il se peut que l'on n'atteigne pas la précision requise, sauf si l'on prend des précautions spéciales en préparant l'algorithme [Newhouse, 1973]. Pour surmonter cette difficulté, on a mis au point ici une approximation des limites du spectre d'une impulsion modulée en fréquence; techniquement, cette approximation est similaire à la procédure précédemment décrite. Il faut considérer deux cas d'impulsion modulée en fréquence. Premièrement, quand le produit $\beta\tau \leqslant 2/\pi$, le calcul approximatif du spectre se réduit à la procédure décrite (impulsion trapézoïdale). Deuxièmement, lorsque le produit $\beta\tau > 2/\pi$, la procédure prend sept étapes et demande des calculs plus complexes. La procédure de calcul des limites spectrales lorsque $\beta\tau > 2/\pi$ est indiquée ci-dessus [Newhouse, 1982] et illustrée par la Fig. 7. L'étape 1(A) est utilisée quand le temps de montée de l'impulsion est égal au temps de descente de l'impulsion ($\delta_r = \delta_f$). L'étape 1(B) est utilisée lorsque ces temps ne sont pas égaux ($\delta_r \neq \delta_f$).

*Etape 1(A):* Si l'impulsion est symétrique ($\delta_r = \delta_f$) et si $\beta\tau$ est $> 2/\pi$, calculer les fréquences critiques $\Delta f_2$, $\Delta f_3$, $\Delta f_a$, $\Delta f_b$, comme l'indiquent les formules suivantes:

$$\Delta f_2 = \pm\frac{1}{\pi}\left[\frac{\beta}{\tau_b}\right]^{1/2} \tag{4a}$$

$$\Delta f_3 = \pm\frac{1}{\pi}\left[\frac{\beta}{\tau_b}\right]^{1/4}\left[\frac{1}{\delta}\right]^{1/2} \quad \text{où} \quad \frac{1}{\delta} = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\delta_r} + \frac{1}{\delta_f}\right] \tag{4b}$$

$$\Delta f_{a\pm} = \pm\frac{\beta}{2}\left[1 - \frac{\delta}{\tau_b}\right] \tag{4c}$$

$$\Delta f_{b\pm} = 2\Delta f_{a\pm} \tag{4d}$$

où

$\beta = f_H - f_L$ est tiré de la Fig. 4,

$f_0 = f_c = (f_H + f_L)/2$.

Le spectre est maintenant symétrique par rapport à $f_c$ et nous pouvons en conséquence utiliser le même schéma pour les moitiés positive et négative, $f_0 = f_c$.

*Etape 1(B):* Quand l'impulsion est asymétrique ($\delta_r \neq \delta_f$) et que $\beta\tau > 2/\pi$, on peut calculer les fréquences critiques en utilisant les formules suivantes:

$$\Delta f_2 = \pm\frac{1}{\pi}\left[\frac{\beta}{\tau_b}\right]^{1/2} \tag{5a}$$

$$\Delta f_3 = \pm\frac{1}{\pi}\left[\frac{\beta}{\tau_b}\right]^{1/4}\left[\frac{1}{\delta}\right]^{1/2} \quad \text{où} \quad \frac{1}{\delta} = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\delta_r} + \frac{1}{\delta_f}\right] \tag{5b}$$

Quand le spectre est asymétrique, les moitiés positive et négative doivent faire l'objet de schémas distincts, puisque $f_0 \neq f_c$, comme le montre la formule (3).

Pour $\Delta f$ positif:

$$\Delta f_{a+} = \frac{M\beta}{\delta_r + \delta_f}\left[1 - \frac{\delta_r + \delta_f}{2\tau_b}\right] \tag{6a}$$

$$\Delta f_{b+} = \begin{cases} 2\Delta f_{a\pm} & (\text{quand } \beta\delta \leqslant 1/\pi) \\ \dfrac{M\beta}{\delta_r + \delta_f}\left[\dfrac{1}{1 - \sqrt{\dfrac{N}{2(\delta_r + \delta_f)}}}\right] & (\text{quand } \beta\delta > 1/\pi) \end{cases} \tag{6b}$$

Pour $\Delta f$ négatif:

$$\Delta f_{a-} = \frac{-N\beta}{\delta_r + \delta_f}\left[1 - \frac{\delta_r + \delta_f}{2\tau_b}\right] \tag{7a}$$

$$\Delta f_{b-} = \begin{cases} 2\Delta f_{a-} & (\text{quand } \beta\delta \leqslant 1/\pi) \\ \dfrac{-N\beta}{\delta_r + \delta_f}\left[\dfrac{1}{1 - \sqrt{\dfrac{M}{2(\delta_r + \delta_f)}}}\right] & (\text{quand } \beta\delta > 1/\pi) \end{cases} \tag{7b}$$

Pour les valeurs $M$, $N$ et $Q$ ici utilisées, voir le Tableau I.

*Etape 2:* Tracer horizontalement la ligne 1 en passant par 0 dB (Fig. 7 et 8).

*Etape 3:* Si $\Delta f_b$ est inférieur à $1/(\pi\delta)$, utiliser la Fig. 7 et tracer la ligne 2 avec une pente de $-20$ dB/décade en partant de la ligne 1 à $\Delta f_2$.

Si $\Delta f_b$ est égal ou supérieur à $1/(\pi\delta)$, sauter l'étape 3 et utiliser la Fig. 8 pour l'étape suivante.

*Etape 4:* Partant de la ligne 1 à $\Delta f_3$ sur la Fig. 7 ou la Fig. 8, tracer la ligne 3 avec une pente de $-40$ dB/décade.

*Etape 5:* Situer le point «$a$» ou «$a'$» à 6 dB au-dessous de 0 dB à $\Delta f_a$ ou $\Delta f_a'$, sur les Fig. 7 ou 8 respectivement.

*Etape 6:* Situer le point «$b$» ou «$b'$» à $\Delta f_b$ ou $\Delta f_b'$, sur la ligne 2 de la Fig. 7 ou sur la ligne 3 de la Fig. 8 respectivement.

*Etape 7:* Tracer la ligne 4 ou la ligne 4' en passant par les points «$a$» et «$b$» de la Fig. 7 ou par les points «$a'$» et «$b'$» de la Fig. 8.

TABLEAU I — *Valeurs M, N et Q pour les formules (3), (6) et (7)*

| Constantes | Décalage positif de fréquence | Décalage négatif de fréquence |
|---|---|---|
| $M$ | $\delta_f$ | $\delta_r$ |
| $N$ | $\delta_r$ | $\delta_f$ |
| $Q$ | $+1$ | $-1$ |

*Limites spectrales:* Lorsque $\Delta f_b < 1/(\pi\delta)$, le spectre est limité par une courbe décrite par les lignes 1, 4, 2 et 3 de la Fig. 7. Si $\Delta f_b \geqslant 1/(\pi\delta)$, le spectre est limité par une courbe décrite par les lignes 1, 4 et 3 de la Fig. 8.

Le niveau de crête de la densité d'énergie ($p_d$) correspondant au niveau 0 dB des Fig. 7 et 8 se calcule comme suit:

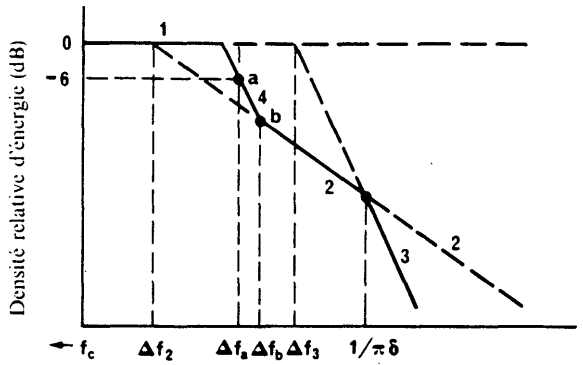
$$p_d = (p\tau_b/\beta) \qquad \text{Joules/Hz} \tag{8}$$

où

$\beta$ : décalage de fréquence pendant l'impulsion (Hz),

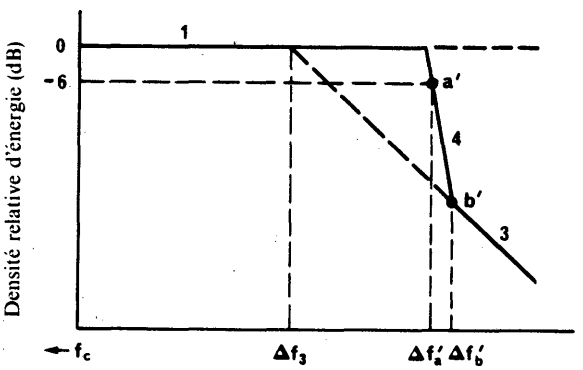
$\tau_b$ : largeur de l'impulsion à la base de celle-ci (secondes).

Les techniques ci-dessus présentées permettent de calculer, en première approximation, le spectre d'une émission de radar à impulsion modulée en fréquence. Les limites obtenues au moyen de ces techniques sont au plus à 1 dB des crêtes du lobe principal et des principaux lobes secondaires de l'enveloppe spectrale de l'émission. Ces techniques donnent une bonne approximation du spectre de l'émission jusqu'à une valeur de $\Delta f$ correspondant à une densité spectrale de puissance située entre 60 et 70 dB au-dessous du niveau de crête d'énergie. Dans cette région, le bruit et la distorsion engendrés dans les étages de sortie à grande puissance créent un bruit de fond qui domine les limites spectrales quand $\Delta f$ prend de plus grandes valeurs.




Excursion de fréquence $\Delta f$ par rapport à la porteuse $f_c$
(échelle logarithmique)

FIGURE 7 — *Limites spectrales d'une impulsion modulée linéairement en fréquence quand* $\Delta f_b < \dfrac{1}{\pi\delta}$




Excursion de fréquence $\Delta f$ par rapport à la porteuse $f_c$
(échelle logarithmique)

FIGURE 8 — *Limites spectrales d'une impulsion modulée linéairement en fréquence quand* $\Delta f'_b \geqslant \dfrac{1}{\pi\delta}$

## 3. Exemples de calcul de l'enveloppe spectrale des émissions de radar

*Exemple 1 — Impulsion de forme trapézoïdale*

$\tau = 6 \times 10^{-6}$ s
$\delta_r = 0{,}2 \times 10^{-6}$ s
$\delta_f = 0{,}35 \times 10^{-6}$ s

*Etape 1:* Calculer les fréquences critiques $\Delta f_2$ et $\Delta f_3$ au moyen des formules (1a) et (1b).

$$\Delta f_2 = \pm \frac{1}{\pi\tau} = \pm \frac{1}{\pi (6 \times 10^{-6})} = 53{,}1 \text{ kHz}$$

$$\frac{1}{\delta} = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\delta_r} + \frac{1}{\delta_f}\right] = \frac{10^6}{2}\left[\frac{1}{0{,}2} + \frac{1}{0{,}35}\right] = \frac{1}{0{,}25 \times 10^{-6}}$$

$$\Delta f_3 = \pm \frac{1}{\pi (\tau\delta)^{1/2}} = \frac{1}{\pi \left[(6 \times 10^{-6})(0{,}25 \times 10^{-6})\right]^{1/2}} = 259{,}9 \text{ kHz}$$

*Etape 2:* Dans la Fig. 9, tracer horizontalement la ligne 1 en passant par 0 dB sur l'ordonnée, représentant le niveau de crête d'énergie.

*Etape 3:* Partant de la ligne 1 à $\Delta f_2$, tracer la ligne 2 avec une pente de $-20$ dB/décade.

*Etape 4:* Partant de la ligne 1 à $\Delta f_3$, tracer la ligne 3 avec une pente de $-40$ dB/décade.

Les limites spectrales sont définies par les lignes 1, 2 et 3. Pour déterminer la précision de cette technique d'approximation, on a calculé l'enveloppe du spectre de l'émission. Le spectre calculé est indiqué dans la Fig. 9 en utilisant le symbole «.» pour désigner les points représentatifs de la fonction de densité spectrale de puissance.

Le niveau de crête de la densité d'énergie, correspondant au point 0 dB, se calcule comme suit:

Posons: puissance de crête $(p) = 1 \times 10^6$ W

d'après la formule (2):

$$p_d = (p\tau^2)$$
$$= (1 \times 10^6)(6 \times 10^{-6})^2$$
$$= 3{,}6 \times 10^{-5} \quad \text{Joules/Hz.}$$

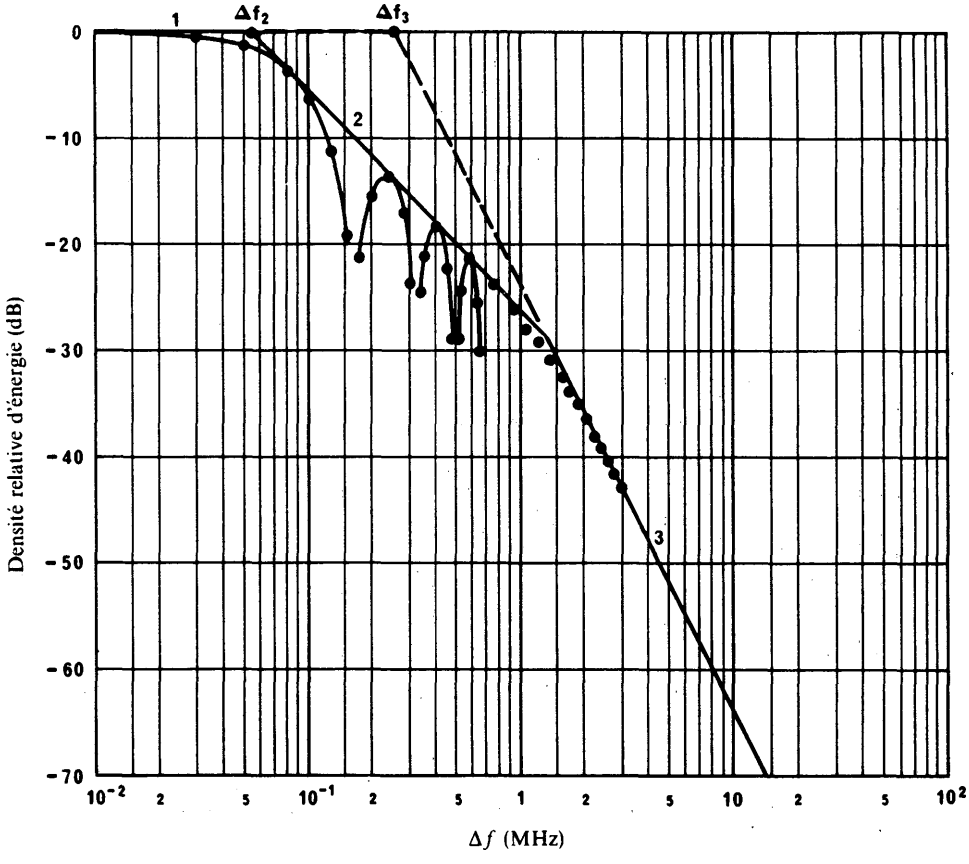



FIGURE 9 — *Densité relative d'énergie d'une impulsion trapézoïdale dans l'Exemple 1*

*Exemple 2 — Impulsion modulée linéairement en fréquence*

Pour illustrer la procédure à suivre afin de déterminer les limites approximatives applicables au spectre d'une impulsion modulée linéairement en fréquence, on considère l'exemple suivant où les paramètres de l'impulsion sont:

$\beta = 1 \times 10^6$ Hz, excursion positive
$\tau_b = 102 \times 10^{-6}$ s
$\delta_r = \delta_f = 1 \times 10^{-6}$ s
$\tau = 101 \times 10^{-6}$ s

Calculs:

*Etape 1:* Déterminer si $\beta > 2/(\pi\tau)$ et si l'impulsion est symétrique.

$2/(\pi\tau) = 0{,}0063 \times 10^6$, ce qui est plus petit que $\beta$;
$\delta_r = \delta_f$ et l'impulsion est en conséquence symétrique.

Puisque l'impulsion satisfait aux conditions, calculer $\Delta f_2$, $\Delta f_3$, $\Delta f_{a\pm}$ et $\Delta f_{b\pm}$, conformément à l'étape 1(A).

*Etape 1(A):*

$$\Delta f_2 = \pm \frac{1}{\pi}[1 \times 10^6 / 102 \times 10^{-6}]^{1/2} = 0{,}032 \times 10^6 \text{ Hz}$$

$$1/\delta = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{10^{-6}} + \frac{1}{10^{-6}}\right] = 10^6 \text{ s}^{-1}$$

$$\Delta f_3 = \pm \frac{1}{\pi}[1 \times 10^6 / 102 \times 10^{-6}]^{1/4}[1 \times 10^6]^{1/2} = 0{,}10 \times 10^6 \text{ Hz}$$

$$\Delta f_{a\pm} = \frac{10^6}{2}\left[1 - \frac{10^{-6}}{102 \times 10^{-6}}\right] = 0{,}50 \times 10^6 \text{ Hz}$$

$$\Delta f_{b\pm} = 2\Delta f_{a\pm} = 1 \times 10^6 \text{ Hz}$$

Traçons maintenant les limites spectrales comme suit, et comme l'indique la Fig. 10:

*Etape 2:* Tracer horizontalement la ligne 1 en passant par 0 dB.

*Etape 3:* Est-ce que $\Delta f_b > 1/(\pi\delta)$?

$1/(\pi\delta) = 10^6/\pi = 0{,}32 \times 10^6$ Hz, ce qui est inférieur à $\Delta f_b$. La ligne 2 n'est donc pas utilisée dans le calcul des limites spectrales. Passer à l'étape 4.

*Etape 4:* Partant de la ligne 1 de la Fig. 10, à $\Delta f = \Delta f_3$, tracer la ligne 3 avec une pente de $-40$ dB/décade.

*Etape 5:* Situer à 6 dB au-dessous le point *a*, à $\Delta f = \Delta f_{a\pm}$.

*Etape 6:* Puisque, dans le présent exemple, $\Delta f_{b\pm} > 1/(\pi\delta)$, situer le point *b* à $\Delta f = \Delta f_{b\pm}$ sur la ligne 3.

*Etape 7:* Tracer la ligne 4 en passant par les points *a* et *b*.

Les limites approximatives du spectre sont formées par les lignes en trait plein 1, 4 et 3 de la Fig. 10. Dans cet exemple particulier, la ligne 2 n'est pas utilisée puisque $\Delta f_b > 1/(\pi\delta)$. L'impulsion étant symétrique, le spectre l'est aussi et le schéma est utilisable pour les valeurs négatives comme pour les valeurs positives de $\Delta f$.

Le niveau de crête de la densité d'énergie correspondant au point 0 dB se calcule comme suit:

Posons: puissance de crête $(p) = 1 \times 10^6$ W.

D'après la formule (8):

$$\begin{aligned} p_d &= [p\tau_b/\beta] \\ &= [(1 \times 10^6)(102 \times 10^{-6})/1 \times 10^6] \\ &= 10{,}2 \times 10^{-5} \qquad \text{Joules/Hz.} \end{aligned}$$

Pour indiquer la précision atteinte dans le cas de l'exemple ci-dessus, la fonction de densité spectrale de puissance, calculée en utilisant la transformée rapide de Fourier, est également portée sur la Fig. 9, en utilisant le symbole « · » pour désigner les points représentatifs de la fonction de densité spectrale de puissance.

L'exactitude des limites obtenues avec la méthode décrite varie selon la fréquence; elle est la meilleure pour les valeurs de $\Delta f$ supérieures à 3 $\beta$. A cette valeur, la différence entre la limite approximative calculée et la limite théorique est inférieure à 1 dB. A mesure qu'augmente la valeur de $\Delta f$ au-delà de 3 $\beta$, la limite théorique tend à se rapprocher asymptotiquement de la ligne 3 et l'erreur tend rapidement vers zéro. Dans la région représentée par la ligne 1, l'erreur est généralement de l'ordre de 1 dB.

La plus grande erreur se produit dans la région représentée par la ligne 4. Pour de longues impulsions symétriques, l'erreur ici est en général inférieure à 6 dB mais, pour des impulsions asymétriques, surtout quand $\tau_h$ n'est pas beaucoup plus grand que $\delta_r$ ou que $\delta_f$, l'erreur peut atteindre 12 dB. Etant donné que la ligne 4 (Fig. 10) ne sert à représenter qu'une faible partie du spectre global, il suffit, dans la plupart des études du spectre, de savoir qu'une erreur peut se produire dans cette région.

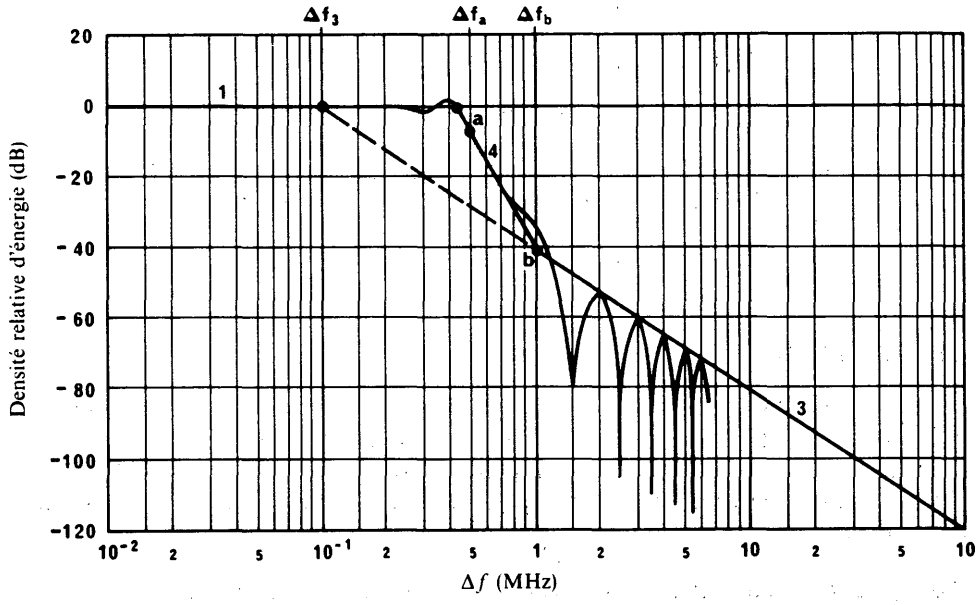



FIGURE 10 — *Densité relative d'énergie d'une impulsion modulée linéairement en fréquence dans l'Exemple 2*

## 4. Conclusions

Il faut souligner que les techniques décrites ci-dessus donnent de premières approximations des formes du spectre de l'émission des radars à impulsions. Les techniques résumées dans le présent Rapport sont cependant très utiles pour étudier la plupart des problèmes posés par l'analyse du spectre: les calculs sont simples et donnent une approximation raisonnable du spectre. Parmi les analyses de spectre auxquelles peuvent s'appliquer ces techniques, citons, à titre d'exemples, l'évaluation préliminaire de la probabilité de brouillage due aux émissions des radars (voir le Rapport 654) et les procédures d'assignations de fréquence aux radars. Ces procédures peuvent également être intéressantes pour évaluer les besoins de fréquences des systèmes radars existants.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

MASON et ZIMMERMAN [1960] *Electric Circuits, Signals and Systems.* John Wiley and Sons Inc., 237, New York, NY, Etats-Unis d'Amérique.

NEWHOUSE, P. [février 1973] Bounds on the spectrum of a CHIRP pulse. *IEEE Trans. Electromag. Compt.*, Vol. EMC-15, 1, 27.

NEWHOUSE, P. [1982] A simplified method for calculating the bounds on the emission spectra of chirp radars (Edition révisée). Electromagnetic Compatibility Analysis Center (ECAC), ESD-TR-81-100, US Department of Commerce, National Technical Information Service, Springfield, VA 22161, Etats-Unis d'Amérique.

RAPPORT 1110

# SYSTEMES DE BASE DE DONNEES DE GESTION DU SPECTRE EXPLOITABLES SUR PETITS ORDINATEURS

(Question 18-3/1)

(1990)

## 1. Introduction

La base de données de gestion du spectre est l'élément central des activités de gestion du spectre. Bien qu'une base de données peut comporter différents types de données sous diverses formes, le GTI 1/2 du CCIR s'est essentiellement intéressé à des fichiers constitués et exploitables par des moyens informatiques.

Les petits ordinateurs peuvent offrir une grande partie des fonctions nécessaires au gestionnaire du spectre qui, auparavant, étaient assurées par des machines plus importantes. Cependant, la taille totale des fichiers de données sera, dans certains cas, plus restreinte, nécessitant une planification plus soigneuse des fichiers et de leur contenu, et, pour certaines applications, le traitement des fichiers sera également plus lent.

Les petits ordinateurs offrent aux gestionnaires du spectre de nombreux avantages intéressants: facilité d'emploi, maintenance aisée, faible coût, petite taille, peu de contraintes au niveau de la climatisation et au niveau de l'environnement, fiabilité élevée et disponibilité dans la plupart des pays.

En raison des possibilités croissantes qu'ils offrent, de leur faible coût, et de leur généralisation, les petits ordinateurs (micro-ordinateur) sont devenus particulièrement intéressants pour de nombreuses applications de gestion du spectre, d'autant plus que leur utilisation tend à être de plus en plus efficace. Le présent rapport est consacré à la mise en oeuvre d'une base de données de gestion du spectre sur ce type d'ordinateur.

La forme des bases de données peut être très variée. Le présent rapport met l'accent sur l'utilisation de bases de données informatisées, mais le lecteur se souviendra que dans certains cas particuliers, il s'avérera économiquement intéressant ou nécessaire de maintenir certaines données sous la forme "papier" d'origine. Le GTI 1/2 du CCIR a élaboré des Recommandations relatives aux bases de données de gestion du spectre dont s'inspire assez largement le présent rapport. Les systèmes de gestion de base de données pratiques doivent adapter les indications contenues dans ces Recommandations pour satisfaire des besoins et les contraintes propres à chaque administration.

2. Définitions des bases de données

La terminologie applicable aux bases de données est examinée dans le Manuel et dans d'autres rapports du GTI 1/2. Les termes importants de ce rapport sont rapidement abordés ici.

Base de données: Un ensemble de données se rapportant à un sujet commun ou à un objet commun. Il faut remarquer qu'une base de données n'est pas nécessairement automatisée. Les bases de données peuvent être manuelles (documents "papier", microfilm, etc.), automatisées (informatisées), ou une combinaison des deux.

Fichier de données: Un ensemble de documents (ou d'enregistrements), traitant chacun du même sujet et (habituellement) conservés dans le même lieu de stockage. Dans les fichiers automatisés et dans certains fichiers manuels, chaque document a habituellement le même format.

Unité d'enregistrement de données: Un document dans un fichier de données, contenant habituellement des informations pertinentes à une unité spécifique du fichier de données. Dans un fichier de fréquences, un enregistrement de données type concernera une seule fréquence assignée à un usager et à un emplacement donné.

Elément de données (champ): Une seule rubrique de données enregistrée dans un fichier. Plusieurs éléments de données constituent un enregistrement de données. Les données de gestion des fréquences stockées dans des éléments de données sont la fréquence, la puissance, la latitude, la longitude, le nom du détenteur de la licence, etc.

Gestionnaire de la base de données (Système de gestion de base de données): Un logiciel qui permet la création, la modification et l'utilisation des fichiers dans une base de données automatisée.

3. Planification de la base de données de gestion du spectre

La planification d'un système de base de données de gestion du spectre devient de plus en plus importante et complexe au fur et à mesure que la taille de la base de données augmente. Il s'agit notamment de savoir quels éléments de données inclure, de concevoir les formulaires de demande et d'octroi de licence et de déterminer les procédures qui seront utilisées pour assigner les fréquences, accorder les licences et autoriser la détention et l'utilisation des équipements, etc.

La base de données à utiliser par un organisme de gestion du spectre doit tenir compte des besoins particuliers de chacun des organismes utilisateurs[1].

---

[1] La considération la plus importante relative à la planification est peut-être la base de données existante et les procédures utilisées pour sa maintenance et son utilisation.

Le fichier de référence des fréquences est la partie la plus importante d'une base de données de gestion du spectre. Le présent rapport met l'accent sur ce type de fichier, bien qu'un certain nombre d'autres fichiers pourra être inclus dans certaines bases de données. Le fichier de référence des fréquences peut être partitionné, mais dans la présente contribution, il sera considéré comme étant un seul fichier. (Les partitions de fichier contiendront chacune des informations analogues, mais pour différentes bandes de fréquences, différents emplacements géographiques, etc.)

A. Contenu des bases de données

Certaines bases de données comporteront plusieurs fichiers, mais le présent Rapport traitera principalement du fichier de référence des fréquences.

Le contenu du fichier de données d'assignation des fréquences à titre primaire et la notification sont décrits au Tableau A IV-II du Manuel sur la Gestion du spectre. Les applications les plus pratiques nécessiteront seulement certains des éléments de données du tableau. Le choix des éléments de données doit être effectué en tenant compte de leur incidence sur la taille générale du fichier, du prix de création et la maintenance du fichier de données résultant et de la vitesse et de la fiabilité avec lesquelles les données peuvent être extraites du fichier.

B. Formats des enregistrements et dimensionnement des enregistrements

Il est important de planifier les formats des enregistrements pour être sûr que les renseignements essentiels sont inclus, mais que la taille des enregistrements correspond à un minimum pratique, plus particulièrement dans les cas où la base de données finale comportera un grand nombre d'enregistrements.

Le format de l'enregistrement doit pouvoir contenir les renseignements essentiels avec la précision requise. Le volume total de la base de données augmente avec la taille des enregistrements. Une planification soigneuse qui prend en compte les besoins pratiques de l'usager peut permettre d'obtenir des formats d'enregistrement de fichier optimaux. Une optimalisation encore plus grande est possible si le programme de gestion de base de données prévoit des règles d'inférence, auquel cas, un simple espace de donnée (champ) dans l'enregistrement peut être utilisé pour mémoriser différentes sortes de renseignements dans différents enregistrements. Les données seront convenablement interprétées selon la fréquence assignée et d'autres caractéristiques figurant dans l'enregistrement.

Il faut également prévoir une taille de l'élément de données (champ) correspondant à la précision requise. Par exemple, si toutes les fréquences sont mémorisées en utilisant le mégahertz comme unité, les éléments de données doivent être suffisamment grands pour pouvoir avoir 4 chiffres significatifs après la virgule si des différences de 100 Hz sont prises en considération.

C. Taille du fichier et structure du fichier

Après avoir choisi les éléments de données requis, on peut décider de la manière dont ces données doivent être disposées. Deux facteurs sont particulièrement importants. D'abord tous les enregistrements ont-ils exactement la même taille? Les enregistrements "de même taille" sont des enregistrements de longueur fixe. Les enregistrements à longueur variable signifient que la longueur de chaque enregistrement peut être variable, mais cela se fait aux dépens de la complexité du programme et du temps de traitement. Il est donc conseillé d'utiliser un format d'enregistrement à longueur fixe pour la plupart des systèmes de base de données des gestions du spectre.

Un autre facteur à prendre en considération concerne les renseignements complémentaires qui seront requis (et créés) par le système de gestion des bases de données. La situation la plus courante dans laquelle ces renseignements complémentaires seront créés est appelée "indexation du fichier", dans laquelle des listes distinctes et ordonnées sont créées pour chaque élément de données que le gestionnaire des fréquences spécifie comme présentant un intérêt particulier. Les éléments de données représentant un intérêt particulier sont appelés "clé" ou "champ clé". La fréquence, par exemple, sera un champ clé présentant un intérêt particulier pour chaque gestionnaire des fréquences.

L'utilisation de fichiers indexés et de champs clés permet un accès plus rapide aux données. L'indexation augmente la taille totale du fichier. Par conséquent, il convient de choisir les champs clés avec soin, afin de maîtriser la taille du fichier. Certains éléments de données recommandés pour faire partie des champs clés dans le cas de la gestion du spectre sont:

La fréquence
L'indicatif d'appel (ou le code ou le numéro d'identification)
Le numéro de licence (identificateur unique)
La latitude
La longitude

Ces points sont examinés plus avant ci-après (voir les considérations relatives à l'accès des données).

La taille du fichier de données dépend d'un nombre de facteurs qui variera selon la méthode utilisée pour organiser le fichier afin de répondre aux différents besoins d'efficacité. Ces facteurs sont:

- le nombre et la taille des enregistrements standards;

- le nombre et la taille des enregistrements non standards (lorsqu'il est possible d'utiliser des enregistrements de longueur variable);

- le nombre et la taille des champs clés. Ceci est le facteur le plus important pour la détermination de la taille du fichier après la détermination de la taille de base à l'enregistrement. A la Figure 1, la taille du champ clé est représentée comme une fraction de la longueur de l'enregistrement. Ainsi la courbe pour la valeur de clé = 0,5 représente le cas où la taille totale de tous les champs clés est la longueur de l'enregistrement. Si la taille de l'enregistrement est de 512 octets, alors la taille de toutes les clés est de 256 octets;

- le nombre et la taille des champs clés dupliqués. (Les champs clés dupliqués sont ceux pour lesquels on autorise la même valeur de clé pour plusieurs enregistrements. Les champs de fréquences sont un exemple, étant donné qu'une base de données de gestion des fréquences doit permettre à plusieurs enregistrements de contenir la même fréquence.);

- le nombre et la taille des champs clés uniques. (Un champ clé unique est celui pour lequel on ne permet pas d'avoir la même valeur de clé. Un nombre de séries ou un identificateur unique peut être stocké dans un tel champ.);

- l'allocation de mémoire d'ordinateur pour la fonction d'indexage. (La quantité de mémoire allouée pour organiser et tenir à jour les index de fichier et les autres informations d'ordre organisationnel qui vont affecter la vitesse de traitement et la taille des fichiers.)

Les approximations des tailles de fichier de la Figure 1 ont été déterminées à partir d'un ensemble représentatif de valeurs pour chacun de ces facteurs. Le nombre et la taille des champs clés sont représentés comme étant une fraction de la longueur totale d'enregistrement. Les tailles des fichiers réelles dépendront également de la combinaison des données dans les champs clés. Dans les cas pratiques, on peut obtenir jusqu'à 50% de réduction de l'espace réservé aux données clés. L'espace réservé pour les données clés est l'espace nécessaire pour le fichier et qui vient s'ajouter à celui qui est nécessaire pour stocker uniquement les données d'origine. Dans la Figure 1, l'espace occupé par les données clés est la différence entre les courbes supérieures et la courbe inférieure.

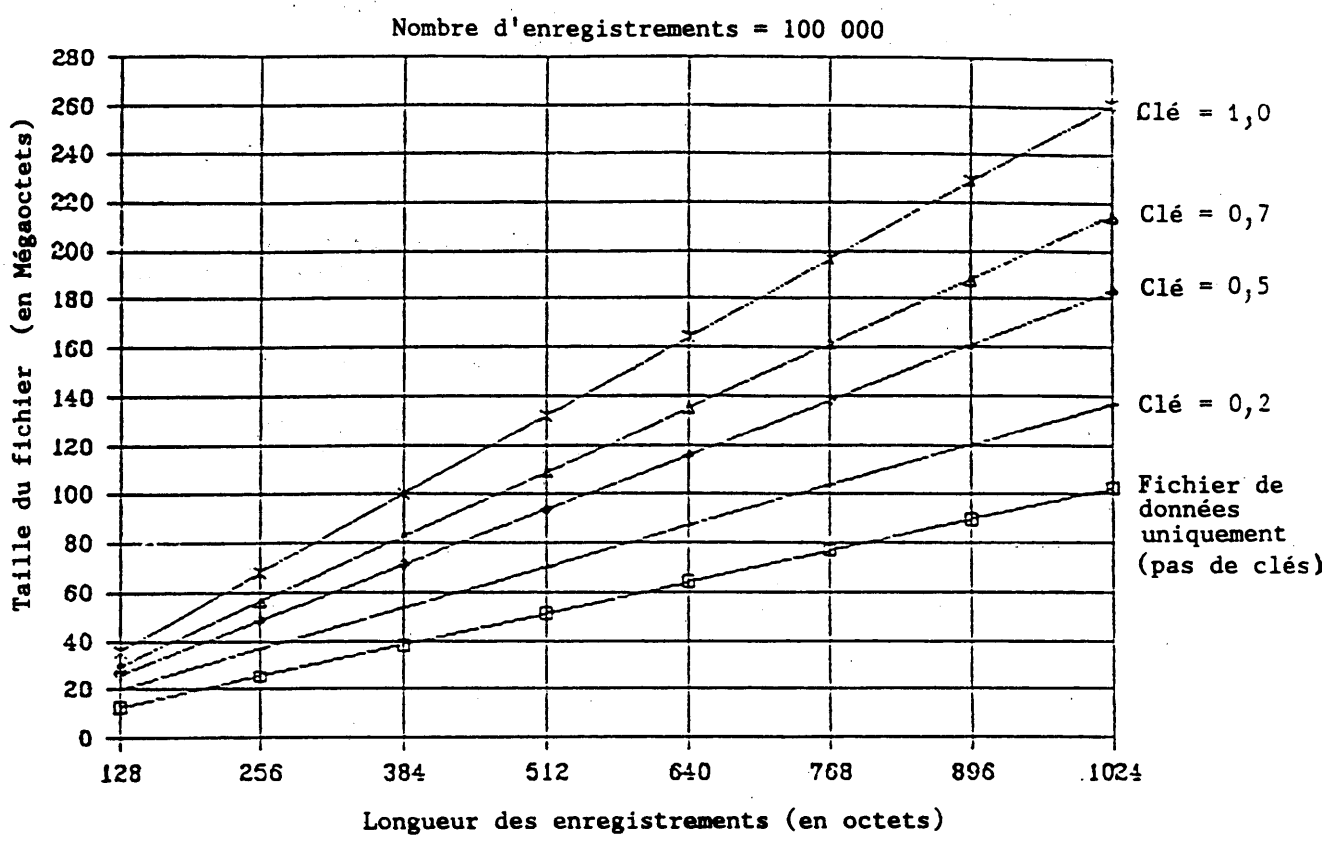



FIGURE 1

Influence des indices clés sur la taille du fichier

4. Considérations relatives au matériel pour le dimensionnement du fichier

Les caractéristiques du fichier influeront sur le choix d'un système informatique nécessaire pour créer et utiliser effectivement la base de données. A l'inverse, les caractéristiques d'un ordinateur existant imposeront des contraintes au niveau des fichiers de données et au système de gestion de base de données qui pourra être utilisé. Trois caractéristiques d'équipement font l'objet d'une intention toute particulière: la capacité de stockage des données, la taille de la mémoire adressable et la vitesse de traitement.

La taille de la mémoire adressable et la vitesse de traitement influeront sur la rapidité avec laquelle d'importants fichiers de données peuvent être utilisés pour donner des réponses à des demandes particulières. Une vitesse de traitement élevée est pratique, dans de nombreux cas des vitesses de traitement inférieures peuvent présenter un intérêt au niveau du rapport efficacité-coût, en particulier avec des bases de données de taille moyenne.

La capacité de stockage des données doit être suffisamment grande pour mémoriser tous les fichiers dans la base de données de gestion des fréquences (voir Figure 2). Cependant, il n'est pas nécessaire que tous les fichiers soient à accès direct simultanément (à accès direct signifie que l'ordinateur à accès direct au contenu du fichier à tout moment). Des procédures efficaces de gestion des fréquences peuvent être mises au point pour utiliser des parties choisies des fichiers de données à accès direct, le reliquat étant mémorisé sur une bande ou sur des disques amovibles.

Les systèmes de base de données sur petit ordinateur peuvent répondre à des besoins de base de données des gestions de fréquences très économiques.

| Dispositif | Mémorisation (million de caractères) Stockage à accès direct | Stockage total |
|---|---|---|
| Disquette | 0,36 - 1,2 | Illimité* |
| Disque dur, fixe | 10 - 160 | Même valeur que pour le stockage en ligne |
| Disque dur, amovible | 20 | Illimité** |
| Bande magnétique | 20 - 60 | Illimité** |

* La capacité de mémorisation autonome de ces dispositifs est illimitée, mais le stockage et le catalogage des disquettes seront très difficiles.

** Le stockage hors ligne est pratique pour les très grandes bases de données.

FIGURE 2

Capacités de mémorisation

Les disques offrent un stockage de travail pour les fichiers qui permet au gestionnaire du spectre d'avoir un accès rapide à tout enregistrement. Les bandes magnétiques ne permettent pas un accès aussi rapide, mais elles sont utiles pour l'échange de données et pour le stockage à long terme et à faible coût de données volumineuses (de tels fichiers, utilisés pour le stockage à long terme, sont souvent appelés fichier d'archive).

5. Considérations relatives au logiciel pour les systèmes de gestion de base de données (SGBD)

Dans une base de données automatisée, il est nécessaire de disposer de plusieurs programmes pour réaliser les fonctions essentielles suivantes:

- saisie des données;
- édition des données;
- stockage des données;
- accès aux données et production d'états;
- conversion de données (à partir de fichiers existants).

Les programmes nécessaires peuvent être mis au point en utilisant des programmes polyvalents de gestion de base de données disponibles sur le marché. Un certain nombre de ces systèmes sont disponibles pour les petits et pour les gros ordinateurs. Les systèmes spécifiques de gestion de base de données sont également disponibles, spécialement conçus pour les gestionnaires du spectre. Il est évident que le gestionnaire du spectre peut choisir le système de gestion de base de données mis au point par son personnel, bien que la mise au point de tels systèmes est à la fois complexe et coûteuse.

Les facteurs à prendre en considération lorsqu'on choisit une de ces solutions sont:

Le coût total du système

Les coûts sont constitués par le prix d'achat ou de mise au point du programme, les coûts de formation, les coûts de maintenance et les coûts associés à l'utilisation quotidienne du programme, tels le temps de saisie des données, la fréquence des erreurs et la correction de ces erreurs. Dans de nombreux cas, ces coûts viennent s'ajouter à l'achat du logiciel et peuvent être bien plus importants que le coût d'achat initial. Il convient d'examiner très sérieusement ces coûts lors de la planification d'un système de gestion de base de données.

Utilité pour la gestion du spectre

Certains systèmes de gestion de base de données sont destinés à une gamme étendue d'utilisateurs. Les avantages de ces programmes polyvalents tiennent principalement à leur faible coût et à leur souplesse. Cependant, ces programmes polyvalents présentent d'importants inconvénients pour le gestionnaire du spectre. Certains de ces programmes imposent des limites au niveau du nombre et de la taille des enregistrements qu'ils peuvent accepter. Le temps de traitement est souvent trop important pour les applications pratiques de gestion du spectre. Peut-être le point le plus significatif est que ces programmes nécessitent une certaine programmation pour les utiliser ou pour les adapter à des applications particulières de gestion du spectre. En définitive, une compétence plus grande est nécessaire pour les utilisateurs de certaines applications.

Les systèmes de gestion de base de données polyvalents imposent également des limites techniques et fonctionnelles au gestionnaire du spectre. Par exemple, il est souvent très difficile de choisir des enregistrements sur la base de la distance à partir d'un emplacement précis. Cette fonction, qui est souvent utilisée par le gestionnaire du spectre, peut être difficile, voire même impossible à obtenir dans un SGBD polyvalent.

Il y a une autre solution étant donné que des programmes de gestion de base de données spécialement conçus pour la gestion du spectre apparaissent sur le marché. Avec ces SGBD de gestion du spectre, la plupart des limitations des systèmes polyvalents n'existent plus. En raison de leur marché beaucoup plus limité, ils sont plus coûteux que les logiciels polyvalents mais ils apportent au gestionnaire du spectre une plus grande facilité d'utilisation, allègent la formation et les conditions de démarrage, leur vitesse de traitement est plus élevée et la présentation des résultats correspond aux besoins de la gestion du spectre. Ces programmes utilisent largement les caractéristiques des petits ordinateurs et offrent des possibilités qui dépassent celles des machines plus grosses. Les caractéristiques de gestion du spectre comme celles de la sélection de portée sont incluses. On réalisera des économies au niveau du personnel, de la formation et la facilité d'utilisation à la fois pour les gestionnaires du spectre professionnels et le personnel administratif associé, ce qui rendra l'utilisation de tels programmes très rentable.

Possibilité d'une programmation complémentaire

Dans certains cas, la possibilité de changer les formats des états en sortie ou de revoir le SGBD revêt une importance considérable. Cependant, de telles modifications nécessiteront la présence de personnes compétentes et formées. Une autre possibilité offerte pour les organismes de gestion du spectre disposant d'un personnel de programmation insuffisant est de définir une série de formats d'états normalisés auprès du fournisseur de la SGBD. L'utilisation systématique de la SGBD peut également être effectuée en utilisant de manière convenable un état ou une combinaison d'états. Dans ces cas, la connaissance en programmation ne sera pas nécessaire par l'organisme de gestion des fréquences. Les fournisseurs de ces logiciels de SGBD doivent fournir des programmes modifiés en fonction de l'évolution des besoins.

Compatibilité des fichiers

Le programme de SGBD doit permettre l'utilisation de fichiers de données élaborés selon d'autres normes. De même, la sortie du SGBD doit permettre la production de formats de fichier destinés à être utilisés par d'autres programmes.

Vitesse de traitement et d'accès

Les petits ordinateurs offrent généralement des vitesses de traitement inférieures à celles des systèmes plus grands bien que les différences de vitesse tendent à diminuer avec les progrès réalisés dans le domaine des petits ordinateurs. Une considération plus importante est la capacité à retrouver rapidement un ou un groupe d'enregistrements grâce à une organisation de fichier efficace. Les bons SGBD peuvent offrir un accès rapide à un grand nombre d'enregistrements en utilisant des procédures d'organisation de fichier efficaces. Le logiciel de base de données pour les petits ordinateurs doit assurer une organisation de fichier efficace sans imposer de conditions spéciales à l'usager autres que l'identification des éléments de données offrant un "intérêt spécial" clé.

6. Considérations relatives à l'accès aux données

Un élément de données particulier peut être trouvé dans un fichier normalisé en procédant à une vérification du premier enregistrement de données, puis du deuxième et ainsi de suite jusqu'à trouver l'élément de données recherché. Une telle procédure est très lente, elle nécessite pour chaque demande en moyenne une recherche portant sur la moitié du fichier de données. Pour tout type d'ordinateur il est indispensable de disposer d'un moyen plus efficace de trouver l'information recherchée. Un système de gestion de base de données doit disposer de procédures efficaces pour trouver les données que recherche le gestionnaire du spectre.

Les procédures efficaces de recherche dans les fichiers reposent sur des types particuliers d'organisation des fichiers. Cette organisation doit être effectuée par le SGBD et ne pas nécessiter de connaissances particulières ou de procédures à mettre en oeuvre par l'usager.

Une organisation efficace des fichiers nécessitera une mémoire supplémentaire pour l'information d'indexage du fichier ou une organisation particulière du fichier. La quantité d'informations supplémentaires requises dépendra du nombre et de la taille des zones clés choisies par le gestionnaire du spectre au moment de la première conception de la base de données.

7. Considérations relatives à l'accès au fichier, multiples usagers

La préparation des données d'entrée pour un grand fichier de base de données nécessitera habituellement la présence de plusieurs opérateurs travaillant simultanément. Le SGBD doit être conçu pour tolérer la présence de plusieurs usagers, au moins pour la préparation des données d'entrée. Les petits ordinateurs peuvent accepter cette condition de plusieurs façons. Avec certains petits ordinateurs on pourra avoir accès simultané à un fichier commun à partir de plusieurs autres ordinateurs, généralement en utilisant des réseaux locaux. On peut aussi préparer les fichiers d'entrée sur plusieurs petits ordinateurs indépendants et puis effectuer la fusion sur un seul fichier central. Cette solution représente la méthode la plus rentable dans de nombreux cas. Le logiciel du SGBD doit permettre d'utiliser l'une des deux options.

8. Etablissement des états

La fonction la plus importante du système de SGBD est de fournir au gestionnaire du spectre des renseignements extraits des fichiers disponibles. Une grande partie de la complexité des SGBD est liée à la mise au point d'états de résultats.

Trois types d'états répondent aux besoins de base du gestionnaire des fréquences. L'état normalisé présente une liste normalisée d'éléments de données pour chaque enregistrement satisfaisant aux spécifications de l'usager. Le gestionnaire de fréquences peut avoir besoin de plusieurs formats de rapport normalisés. Les états spéciaux sont des rapports spécifiques destinés à satisfaire différents besoins au cas par cas. Les états universels donnent une sortie de tout l'enregistrement, souvent sous la forme d'une liste de valeurs pour tous les éléments de données dans un enregistrement, à raison d'un enregistrement par page.

Le contenu des états peut être contrôlé au moyen des critères de sélection utilisés (au cas par cas) et par le format dans lequel les données extraites d'enregistrements sélectionnés sont présentées. Les critères de sélection doivent permettre d'utiliser tout champ ou toute combinaison de champs pour choisir les enregistrements recherchés. Cependant il convient de prêter attention à l'efficacité lorsqu'on utilise les champs clés.

A. Etats normalisés

Les états normalisés présentent, dans un format normalisé, des données extraites des enregistrements choisis. Les données dans des éléments sélectionnés de chaque enregistrement sélectionné sont affichées, souvent, sur une des lignes imprimées. L'utilisation d'états normalisés permet d'abaisser le coût du logiciel, de faciliter l'utilisation et la formation et d'abaisser le coût d'exploitation. Une connaissance en programmation n'est pas nécessaire.

B. Etats spéciaux

Les états spéciaux permettent à l'usager de modifier le format des résultats présentés. Cette possibilité nécessite l'utilisation d'un programme de SGBD plus complexe et de plus grandes compétences de programmation de la part des utilisateurs.

C. Etats universels

Les états universels présentent tout le contenu de chaque enregistrement sélectionné.

Une combinaison d'états normalisés et d'états universels constitue une façon rentable de répondre aux besoins en matière de données de gestion du spectre avec un coût de logiciel plus bas et sans nécessiter la présence de personnel de programmation expérimenté.

9. Collecte de données et considérations relatives à l'entrée des données

Les données concernant la gestion du spectre sont habituellement recueillies sur des formulaires en papier qui sont stockés comme faisant partie des archives en papier de la base de données. La conception adéquate de ces fichiers peut améliorer l'efficacité du processus de saisie des données. Dans la plupart des cas, le processus de collecte a déjà commencé. Il faut s'efforcer d'utiliser le plus efficacement les formulaires existants. Dans certains cas, il peut être possible (et important) de revoir ces formulaires.

Les procédures de saisie des données, qui font partie du logiciel de la base de données doivent être conçues pour assurer un traitement rapide et sans erreur. Les principes de conception à observer sont les suivants:

a) la séquence de saisie des données doit avoir le même ordre que celle qui figure sur le formulaire d'origine;

b) les éléments de données sur le formulaire qui ne doivent pas être saisis doivent se trouver sur une partie distincte du formulaire;

c) les unités de saisie de données doivent être les mêmes que celles qui figurent dans le formulaire de saisie, même si l'on prévoit la conversion par ordinateur des données d'entrée;

d) les éléments de données critiques doivent être saisis en premier;

e) le programme de saisie doit assurer la détection automatique des erreurs et leur correction à chaque fois que cela est possible. Les programmes de saisie bien conçus reconnaîtront les valeurs d'entrées autorisées. Les gammes de valeurs autorisées peuvent être ajustées sur la base des valeurs critiques des éléments d'entrées. Par exemple, après saisie de la fréquence, les gammes permissibles de puissances ou d'autres éléments de données peuvent automatiquement être choisies sur la base de la réglementation nationale, des valeurs contenues dans des catalogues commerciaux, etc.;

f) les données normalisées doivent pouvoir être saisies automatiquement. Elles peuvent être obtenues à partir de la réglementation nationale, les spécifications figurant dans les catalogues commerciaux ou des enregistrements précédents. (Il est important de concevoir des fichiers tels que les données normalisées qui peuvent être obtenues ailleurs ne soient pas incluses dans le fichier. S'il en était ainsi, un certain nombre d'enregistrements auront des données en double, comme dans le cas de plusieurs licences accordées à un même organisme. Chaque enregistrement peut être identique sauf en ce qui concerne la fréquence, l'emplacement et l'indicatif d'appel.);

g) critères applicables à automatisation des données. Pour avoir un SGBD efficace il est nécessaire de prêter un grand soin aux données qui doivent être insérées dans les fichiers. Les critères que l'on recommande pour identifier les éléments de données à inclure sont:

- besoins fonctionnels: il faut que le besoin clairement reconnu d'un élément de données soit clairement reconnu et qu'il ne puisse pas être satisfait de manière efficace d'une autre manière. Une vérification utile consiste à identifier les éléments de données qui sont nécessaires pour les états normalisés;

- dimension de l'élément de données: les éléments de données encombrants, comme les commentaires généraux, doivent être évités si possible, étant donné qu'ils agrandissent énormément les fichiers et ralentissent le traitement;

- données redondantes: les éléments de données qui contiennent les mêmes renseignements pour un grand nombre d'usagers doivent être mémorisés une fois dans un fichier séparé et une zone de renvoi incluse dans le fichier principal.

Les données retenues joueront un rôle actif dans les fonctions quotidiennes de gestion du spectre;

- taille de l'élément de données;

- format de l'élément de données (est-il normalisé?).

10. Fichiers de données de gestion du spectre

Le SGBD doit être conçu en fonction de chacun des types de fichiers nécessaires au gestionnaire du spectre. Les catégories importantes de fichiers sont:

- Le fichier de référence des fréquences
- Le fichier des licences
  - équipement
  - usagers
- Caractéristiques techniques des équipements
- Contrôle des émissions
  - Utilisation du spectre
  - Caractéristiques d'exploitation des équipements
    - Spectre émis
    - Diagramme d'antenne
  - Brouillage (mesuré ou observé)
  - Usage non autorisé
- Brouillage
  (Analyses, signalement, considérations spéciales)

11. Systèmes de gestion de bases de données destinés à la gestion du spectre (SGBD-GF)

Des bases de données spécialisées pour la gestion du spectre sont maintenant disponibles. Ces programmes, spécialement conçus pour être exploités sur de petits ordinateurs, permettent de constituer et d'entretenir des bases de données qui répondent aux besoins propres de la gestion du spectre. L'accent est mis sur la simplicité d'utilisation compte tenu du nombre limité du personnel d'assistance disponible.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CCIR [1983] - Manuel sur l'application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique, (Annexe IV), Genève, 1983, révisé en 1986.

Le GTI 1/2 du CCIR s'est intéressé à la question des bases de données dans un nombre de documents; Le présent document se réfère en particulier au Manuel et au document GTI 1/2 - 170 et 1-186.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

SECTION 1B: PRINCIPES ET TECHNIQUES DE PARTAGE ET DE LA PLANIFICATION DU SPECTRE

RAPPORT 1098

# PARTAGE ENTRE LE SERVICE MOBILE TERRESTRE ET LE SERVICE DE RADIODIFFUSION DANS LES BANDES D'ONDES METRIQUES ET DECIMETRIQUES EXPLOITEES EN PARTAGE OU LES ZONES DE SERVICE SONT GEOGRAPHIQUEMENT DISTINCTES

(Question 45-2/1, Programme d'études 45A/1)

(1990)

## 1. Introduction

La CAMR-79 et la CAMR MOB-87 ont prévu de nouvelles dispositions pour le partage entre le service de radiodiffusion et le service mobile terrestre dans les bandes de fréquences inférieures à 1 GHz.

On peut procéder au partage entre deux ou plus de deux services en:

- séparant les services par fréquences à l'intérieur de la bande exploitée en partage;
- séparant les services en fonction du temps;
- séparant les services par zones géographiques.

Le présent Rapport concerne la dernière de ces trois possibilités et fournit les moyens de déterminer la séparation géographique requise pour offrir une protection adéquate aux deux services. Il ne traite pas des incidences de ce partage sur la souplesse de la planification des allotissements de télévision.

## 2. Bandes de fréquences considérées

Il a été établi que les bandes de fréquences énumérées ci-après étaient choisies pour le partage entre le service mobile terrestre et le service de radiodiffusion à l'échelon international, régional, sous-régional ou dans un pays dont un pays voisin exploite des stations du service mobile terrestre:

44 - 74 MHz, 76 - 108 MHz, 137 - 144 MHz, 167 - 238 MHz, 246 - 254 MHz et 470 - 960 MHz.

Il est entendu que les services de radiodiffusion sonore sont exploités dans la bande des 66 - 108 MHz alors que les services de télévision fonctionnent dans les bandes des 44 - 100 MHz, 137 - 254 MHz et 470 - 960 MHz.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 5, 6, 8, 10 et 11.

3. Méthode proposée

3.1 Radiodiffusion sonore

La méthode et les critères qu'il est proposé d'adopter pour ce cas de partage sont essentiellement ceux définis dans les Actes finals de la CARR-84 pour les services mobiles terrestres ayant le statut de service permis, et tiennent compte des écarts de fréquence entre les porteuses des émissions du service de radiodiffusion et des émissions du service mobile terrestre.

3.2 Radiodiffusion télévisuelle

En ce qui concerne la radiodiffusion télévisuelle, on exploitera un certain nombre de systèmes à bande étroite dans un canal de radiodiffusion relativement large avec les caractéristiques du signal de télévision pour éviter les brouillages excessifs. Pour les émetteurs de radiodiffusion à haute puissance, il sera nécessaire d'éviter les porteuses image et son sur une distance importante. En sens inverse, les stations mobiles terrestres produiront un champ brouilleur cumulatif dans la zone de service de la station de radiodiffusion, et une méthode est proposée dans l'Annexe II pour le calcul de ce paramètre.

4. Critères de partage

Les Annexes I et II contiennent les arrangements conseillés pour le partage entre le service mobile terrestre et le service de radiodiffusion dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques. Ce texte décrit des méthodes permettant d'évaluer les brouillages mutuels; en outre, il définit les critères applicables et indique les différents domaines qui nécessitent un complément d'étude.

5. Futur projet de Recommandation

Un certain nombre d'administrations présentes aux réunions intérimaires ont estimé qu'il faudrait rapidement élaborer une Recommandation [CCIR, 1986-90] relative au partage entre le service mobile terrestre et le service de radiodiffusion, en particulier pour les besoins des pays de la Région 3. Toutefois, pour d'autres administrations, il serait prématuré d'envisager pour l'instant une Recommandation car plusieurs questions sont encore à l'étude, en particulier celle de savoir si les dispositions de la Recommandation 655 sont applicables au partage entre le service mobile terrestre et le service de télévision, étant donné que les rapports de protection indiqués ne s'appliquent qu'au brouillage entre systèmes de télévision.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1986-90]: 1/33 (Royaume-Uni)

ANNEXE I

Paramètres relatifs à la protection du service de radiodiffusion dans les bandes de fréquences partagées contre les brouillages émanant du service mobile terrestre grâce à la modulation angulaire

1. Le champ médian pour lequel la protection contre les brouillages est fournie dans la planification doit être, dans le cas de la radiodiffusion télévisuelle, conforme à celui indiqué dans la Recommandation 417:

48 dB(μV/m) dans la bande 44 - 100 MHz
55 dB(μV/m) dans la bande 137 - 254 MHz
65 dB(μV/m) dans la bande 470 - 582 MHz
70 dB(μV/m) dans la bande 582 - 960 MHz

à une hauteur d'antenne de 10 mètres au-dessus du niveau du sol.

On peut envisager plusieurs valeurs de champ et de hauteur d'antenne, par exemple pour assurer un service à des zones où des valeurs de champ inférieures peuvent se révéler adéquates (voir Rapport 409) ou pour les relais radioélectriques où des valeurs de champ supérieures peuvent être appropriées ou bien encore pour certaines zones urbaines où la hauteur normale des bâtiments peut être considérablement supérieure à 10 mètres au-dessus du niveau du sol. Ces considérations doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

Il est à noter que, actuellement, une gamme de valeurs du champ médian protégé est utilisée dans le monde entier. Ces valeurs sont indiquées ci-après et comprennent celles qui figurent dans la Recommandation 417 et dans le Rapport 409, les valeurs utilisées pour le système à 625 lignes (OIRT), celles utilisées en Amérique du Nord et celles contenues dans le Rapport destiné à la seconde session de la Conférence (Conférence administrative régionale pour la planification de la radiodiffusion télévisuelle en ondes métriques/décimétriques dans la Zone africaine de radiodiffusion et les pays voisins, première session, Nairobi, 1986 (CARR AFBC-1).

Partie inférieure des ondes métriques 46 - 48 dB(μV/m)
Partie supérieure des ondes métriques 49 - 56 dB(μV/m)
Partie inférieure des ondes décimétriques 58 - 65 dB(μV/m)
Partie supérieure des ondes décimétriques 64 - 70 dB(μV/m)

En outre, la CARR AFBC-1 a adopté à titre provisoire les chiffres de 46, 49, 53 et 58 dB(μV/m) respectivement pour la protection contre les services mobiles terrestres. Toutefois, le Rapport 1023 indique que l'utilisation de valeurs inférieures à celles données dans la Recommandation 417 incite à éviter le partage.

2. Les rapports de protection nécessaires pour la radiodiffusion télévisuelle doivent être déterminés à partir de la Recommandation 655 en utilisant les courbes des canaux partiellement superposés dans le cas d'un brouillage provenant d'une onde entretenue ou d'un signal modulé en fréquence avec une fréquence non contrôlée. Le cas échéant, il convient de tenir compte des conditions de brouillage continu (voir l'Annexe I à la Recommandation 655). Un complément d'étude est nécessaire pour confirmer les valeurs appropriées des rapports de protection.

3. En ce qui concerne la radiodiffusion sonore, la valeur minimale du champ médian protégé pour le service de radiodiffusion à modulation de fréquence en ondes métriques, telle qu'elle est indiquée dans la Recommandation 412, est:

54 dB($\mu$V/m) pour le service stéréophonique dans la bande 66 - 108 MHz;

48 dB($\mu$V/m) pour les services monophoniques dans la bande 66 - 108 MHz;

à une hauteur d'antenne de 10 mètres au-dessus du niveau du sol.

On peut envisager plusieurs valeurs de champ protégé et de hauteur d'antenne notamment pour desservir les zones urbaines ou les grandes villes. Ces considérations doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

4. Les rapports de protection applicables à la radiodiffusion sonore doivent être conformes à ceux énoncés dans le Rapport 659 (voir aussi la Recommandation 412).

5. On calcule la valeur du champ protégé de la façon suivante:

a) Le potentiel de brouillage d'une station de base dans le service mobile terrestre doit être déterminé par la notion de "champ perturbateur". Le champ perturbateur F dB($\mu$V/m) est calculé à partir de la formule suivante:

$$F = E(50,T) + A + B$$

où

A est le rapport de protection (en dB) déterminé conformément aux dispositions du § 2 ou 4 sus-mentionné;

B est la discrimination de l'antenne appropriée (en dB) pour le service et la polarisation en question. Elle est de -15 dB lorsque l'émission de radiodiffusion télévisuelle est polarisée horizontalement, cette valeur ayant été adoptée à la CARR AFBC-1. Toutefois, dans certains pays de la Région 2, on utilise une valeur de -9 dB. Quand l'émission de radiodiffusion est polarisée verticalement, les courbes indiquées dans la Recommandation 419 s'appliquent. Pour la radiodiffusion sonore, il faut calculer la discrimination de l'antenne à partir des renseignements contenus dans la Recommandation 599. Quand on utilise des signaux à polarisation mixte, il ne faut tenir compte d'aucune discrimination de polarisation;

E (50,T) est le champ (dB($\mu$V/m)) de l'émetteur brouilleur dépassé à 50% des emplacements pendant T% (1 à 10%)* du temps avec une hauteur d'antenne de réception de 10 mètres, déterminée à partir des dispositions de la Recommandation 370 et du Rapport 239.

En ce qui concerne les hauteurs d'antenne équivalentes d'émetteurs inférieures à 37,5 mètres, des corrections doivent être appliquées au courbes pertinentes de la Recommandation 370.

---

* Il convient de spécifier la valeur exacte de T dans la plage de 1 à 10%.

Dans les bandes d'ondes métriques, on peut établir pour les hauteurs d'antenne équivalentes de 20 et 10 mètres des courbes supplémentaires en appliquant respectivement les valeurs de -5 dB et de -11 dB pour des distances allant jusqu'à 25 km et de 0 dB dans les deux cas pour des distances supérieures à 250 km, avec une interpolation linéaire pour les distances intermédiaires. Quant aux hauteurs d'antenne équivalentes comprises entre 0 et 10 mètres, on utilise les valeurs calculées pour une hauteur de 10 mètres (voir CARR-84). En ce qui concerne les bandes d'ondes décimétriques, le cas des hauteurs d'antenne équivalentes inférieures à 37,5 mètres nécessitent un complément d'étude. Par conséquent, on pourra envisager différentes méthodes de calcul de la propagation.

b) On calcule l'effet des brouillages multiples qui émanent des stations de base fonctionnant au même emplacement à l'aide de la méthode de la somme des puissances:

$$e_o = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} (F_i)^2}$$

où $F_i$ est le champ perturbateur provenant du ième émetteur brouilleur, exprimé en $\mu V/m$.

c) Le champ perturbateur produit par les stations de base fonctionnant à différents endroits ainsi que les brouillages multiples provenant des stations de base exploitées au même emplacement doivent être calculés au moyen de la méthode de multiplication simplifiée (voir le Rapport 945). Les calculs doivent englober toutes les stations de base au sein d'une distance de coordination appropriée, qui sera convenue entre les administrations.

d) Dans les bandes d'ondes métriques, on suppose que le champ perturbateur provenant des stations mobiles terrestres est environ 20 dB inférieur à celui émanant des stations de base correspondantes. Un complément d'étude est nécessaire pour les bandes d'ondes décimétriques.

e) Il convient d'élaborer un facteur approprié pour tenir compte de la probabilité statitisque que, dans la largeur de bande d'une émission de télévision, toutes les assignations du service mobile terrestre acheminent du trafic simultanément.

## ANNEXE II

### Paramètres relatifs à la protection du service mobile terrestre dans les bandes de fréquences partagées contre les brouillages émanant des services de radiodiffusion grâce à la modulation angulaire

1. La valeur minimale du champ médian protégé pour le service mobile terrestre, en utilisant des espacements de canaux de 25 ou 30 kHz, est indiquée dans le Tableau I ci-après:

TABLEAU I

| Gamme de fréquences (MHz) | Champ dB(μV/m) Note pour la qualité du signal (voir le Rapport 358 ainsi que les Notes 1 et 2 ci-dessous) | |
|---|---|---|
| | 3 | 4 |
| 44 à 68 | 16 | 19 |
| 68 à 87,5 | 15 | 20 |
| 87,5 à 108 | 14 | 20 |
| 137 à 174 | 14 | 21 |
| 174 à 254 | 14 | 21 |
| 470 à 582 | 20 | 24 |
| 582 à 960 | 30 | 38 |

En ce qui concerne l'espacement des canaux de 12,5 ou 15 kHz, les valeurs doivent être augmentées de 3 dB. Pour les espacements de canaux supérieurs à 30 kHz (équipement à large bande) les valeurs appropriées du champ minimal protégé restent à déterminer. Les champs médians protégés indiqués au Tableau I le sont à titre préliminaire. Un complément d'étude devrait permettre de confirmer les valeurs à adopter pour les divers cas de partage.

2. Il convient d'effectuer les calculs du champ brouilleur en s'inspirant de la Recommandation 370. Les chiffres adéquats pour 10% du temps et 50% des emplacements doivent être utilisés. Il y a lieu de se reporter également au Rapport 567.

3. En ce qui concerne la qualité des signaux notée 3, le rapport de protection applicable en cas de partage avec le service de radiodiffusion sonore doit être conforme aux indications contenues dans le Tableau II ci-après:

TABLEAU II

| Espacement des fréquences entre les porteuses des deux services (kHz) | Rapport de protection (dB) pour le service mobile terrestre en utilisant un espacement des canaux de 12,5 kHz |
|---|---|
| 0 | 8 |
| 25 | 6 |
| 50 | - 5,5 |
| 75 | -17,5 |
| 100 | -27,5 |

Dans le cas d'un partage entre le service de radiodiffusion télévisuelle et le service mobile terrestre, le rapport de protection doit être égal à 10 dB.

Il est nécessaire de procéder à un complément d'étude pour déterminer les valeurs du rapport de protection pour les autres notes relatives à la qualité des signaux et pour les autres espacements de canaux utilisés dans le service mobile terrestre.

4. En cas de partage avec le service de radiodiffusion télévisuelle, la puissance mesurée dans une largeur de bande de référence de 7 kHz par rapport à la puissance notifiée pour la porteuse image doit être conforme aux indications contenues dans le Tableau III. L'espacement des fréquences entre les porteuses son et image doit être fondé sur les dispositions du Rapport 624.

TABLEAU III

| Gabarit admis pour le canal de télévision | Puissance par rapport à la porteuse image (dB) |
|---|---|
| Porteuse son $< \pm 0,2$ MHz | -10 |
| Porteuse son $> \pm 0,2$ MHz $< \pm 0,7$ MHz | -20 |
| Porteuse son $> \pm 0,7$ MHz | -30 |
| Porteuse image $> \pm 0,5$ MHz | -30 |
| Porteuse image $< \pm 0,5$ MHz | 0 |

Le gabarit spécifié dans le Tableau III ne doit pas limiter le contenu spectral du signal du service de télévision fonctionnant avec ses caractéristiques autorisées, lesquelles doivent être convenues entre les administrations intéressées.

5. Les valeurs de la discrimination de polarisation d'antenne pour les émissions de radiodiffusion polarisées horizontalement sont les suivantes:

18 dB pour les stations de base
8 dB pour les stations mobiles terrestres.

Lorsqu'on utilise des émissions de radiodiffusion à polarisation verticale ou mixte, il ne faut tenir compte d'aucune discrimination de polarisation d'antenne.

Note 1 - On peut appliquer la formule suivante pour déterminer la puissance (dBm) induite dans une charge de 50 ohms par un champ électrique (dBμV/m):

$$Pr = E(dB\mu V/m) - 20\ \log F(MHz) - L_c(dB) + G_r(dBi) - 77,2\ (dBm)$$

où:

Pr = puissance reçue (dBm)

E = champ électrique (dBμV/m)

F = fréquence (MHz)

$L_c$ = pertes de câble entre l'antenne et le récepteur (dB)

$G_r$ = gain de l'antenne du récepteur (dBi)

Note 2 - Un signal de qualité 3 cause un brouillage "gênant"; un signal de qualité 4 cause un brouillage "perceptible" (voir le Rapport 358).

RAPPORT 828-1 *

# RÉSULTATS THÉORIQUES ET EXPÉRIMENTAUX RELATIFS AU PARTAGE DU SPECTRE ENTRE DES SYSTÈMES MRF-MF ET DES SYSTÈMES RADAR GRÂCE AUX TECHNIQUES DE SUPPRESSION D'IMPULSIONS AVEC RÉCEPTION EN DIVERSITÉ DE FRÉQUENCE

(Question 45/1)

(1982-1986)

## 1. Introduction

Au cours des dernières années, les besoins des utilisateurs en fréquences électromagnétiques ont augmenté de façon considérable. Tout indique que cette demande croissante se poursuivra à un rythme accéléré pendant les années à venir. Le partage des fréquences est l'une des méthodes que beaucoup de chercheurs appliquent pour tenter de répondre à cette demande croissante.

Tout en examinant les données empiriques disponibles, le présent Rapport traite de certains aspects théoriques propres au cas du partage entre les systèmes radar à impulsions et les systèmes de radiocommunications du type à multiplexage par répartition en fréquence et modulation de fréquence (MRF-MF), ce partage étant réalisé par l'application de techniques de suppression dans le récepteur. Dans le cas général, on constate qu'il est difficile de définir des expressions analytiques pour quantifier l'intensité du brouillage causé par les émissions radar. Pour certaines conditions, des formules analytiques approchées, mais suffisamment précises, peuvent cependant être déduites de l'analyse théorique puis confirmées par des mesures en laboratoire. Quand la puissance de crête du radar est nettement supérieure à la puissance de la porteuse MRF-MF, il est démontré que le signal radar brouilleur supprime effectivement et naturellement les signaux de sortie de démodulateur MF lorsque les porteuses du système radar et du système MRF-MF ont la même fréquence. Lorsque ces fréquences sont différentes, la sortie du démodulateur MF contient des impulsions brouilleuses dont les amplitudes sont proportionnelles à la différence de fréquence des deux porteuses. Dans ce cas, on peut démontrer analytiquement qu'une suppression délibérée à la sortie du démodulateur contribue à réduire le niveau de brouillage, améliorant ainsi la qualité globale du signal de télécommunication. Enfin, on constate que la suppression d'impulsions ne convient pas nécessairement à tous les modes d'exploitation des systèmes MRF-MF; elle ne convient pas, en particulier, aux systèmes MRF-MF comprenant des transmissions de données et/ou de signaux d'image de haute qualité dans les parties inutilisées de la bande de base.

## 2. Modèle de brouillage généralisé

Le modèle de brouillage généralisé décrit ci-dessous permet d'étudier le traitement, par un récepteur MRF-MF, d'un signal utile reçu en même temps qu'un signal brouilleur. Les signaux utiles et brouilleurs à l'entrée du récepteur MRF-MF peuvent être représentés par les formules:

$$C(t) = \sqrt{2C}\,\cos\psi(t) \tag{1}$$

$$I(t) = \sqrt{2\hat{I}}\;M(t)\cos\varphi(t) \tag{2}$$

où $\psi(t)$ et $\varphi(t)$ sont les phases instantanées, fonction du temps, des porteuses utile et brouilleuse, $C$ et $\hat{I}$ représentent respectivement la puissance moyenne de la porteuse MF et la puissance de crête du radar brouilleur, mesurées à l'entrée du récepteur et $M(t)$ est l'enveloppe du signal brouilleur.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 4, 8 et 9.

Pour une porteuse MRF-MF,

$$\psi(t) = 2\pi \int_0^t [f_c + B(x)]\, dx \tag{3}$$

où $f_c$ est la fréquence porteuse MRF et $B(x)$ la bande de base du multiplex.

D'une manière générale, le signal résultant à l'entrée du récepteur peut être représenté par la formule:

$$D(t) = \sqrt{2C}\, A \cos\left[\psi - \text{arc tg}\, \frac{R \sin(\psi - \varphi)}{1 + R \cos(\psi - \varphi)}\right] \tag{4}$$

où $D(t)$ est la combinaison du signal utile $C(t)$ et du signal brouilleur $\hat{I}(t)$, et $A$ et $R$ sont des fonctions de temps, liées aux paramètres du signal d'entrée selon la formule suivante:

$$A = [1 + R^2 + 2R \cos(\psi - \varphi)]^{1/2} \tag{5a}$$

$$R = \sqrt{\hat{I}/C}\; M(t) \tag{5b}$$

Dans un démodulateur idéal, la tension de sortie, $E_o$, est proportionnelle à la dérivée par rapport au temps du déphasage des signaux d'entrée:

$$E_o = \frac{k}{2\pi}\left\{\psi - \frac{d}{dt}\left[\text{arc tg}\, \frac{\rho \sin(\psi - \varphi)}{1 + \rho \sin(\psi - \varphi)}\right] - \omega c\right\} \tag{6}$$

$$= kB(t) + k\,[\rho' \sin\Delta + \rho\,\Delta' \cos\Delta + \rho^2\,\Delta']\,/\,2\pi\tilde{A}^2 \tag{7}$$

où $\Delta = \varphi - \psi$, $\rho = \sqrt{\hat{I}/C}\; \tilde{M}(t)$ et les fonctions $\tilde{M}(t)$ et $\tilde{A}$ représentent les impulsions après passage dans l'étage FI du récepteur. L'équation (7) représente la sortie d'un discriminateur typique, à condition que les fonctions $\rho$, $\rho'$ et $\varphi$ représentent de façon réaliste les caractéristiques du radar et que les effets de dispersion soient pris en considération.

## 3. Résultats empiriques concernant le brouillage

L'équation (7) montre que, au moins en théorie, le signal de sortie de la section de démodulation d'un récepteur de radiocommunication dépend du signal de télécommunication désiré et du signal brouilleur non désiré. Plusieurs organisations ont étudié expérimentalement ce phénomène en mesurant les niveaux de puissance de bruit de brouillage et/ou les densités de puissance du signal et du bruit dans une bande de fréquences particulière d'un système de radiocommunication. Le Tableau I récapitule les données empiriques recueillies par Wachs et Arroyo [1978] au sujet du brouillage causé par des radars à impulsions à des systèmes de radiocommunication MRF-MF comportant 24, 252 et 432 voies (ces données ont été observées pour des fréquences égales des signaux radar et des signaux de radiocommunication (c'est-à-dire $\Delta f = 0$)). La première colonne du Tableau I indique le nombre de voies MRF-MF des systèmes observés. Les colonnes 2 à 4 indiquent les caractéristiques de modulation du brouillage à impulsions introduit dans les systèmes de radiocommunication. Les colonnes 5 et 6 indiquent le rapport de puissance de bruit (*RPB*)* observé dans les voies supérieure et inférieure de chaque système de radiocommunication dans l'hypothèse où la puissance de crête du signal radar $\hat{I}$ est nettement supérieure à la puissance moyenne du signal de radiocommunication $C$. La Fig. 1, qui est une représentation graphique des mesures et des calculs de Wachs et Arroyo [1978], illustre les effets sur le *RPB* observé des variations du rapport puissance du signal de radiocommunication/puissance de crête du signal radar.

* Le bruit qui intervient dans le rapport de puissance de bruit étudié par Wachs et Arroyo [1978] comprend le bruit blanc, le bruit thermique FI et le brouillage à impulsions. Pour cette raison, le *RPB* obtenu peut différer quelque peu du *RPB* défini par le CCIR.

TABLEAU I - *Rapport de puissance de bruit (RPB): Mesures de Wachs et Arroyo [1978]*

| Voies MRF-MF (1) | Caractéristiques du radar | | | Voie supérieure | Voie inférieure |
|---|---|---|---|---|---|
| | *PW* (μs) (2) | *PRF* (kHz) (3) | Facteur d'utilisation (dB) (4) | $RPB_{max}$ (dB) (5) | $RPB_{max}$ (dB) (6) |
| 24 | 1,0 | 1 | -30 | 36 | 28 |
| 24 | 10,0 | 1 | -20 | 25,5 | 17 |
| 24 | 1,0 | 0,3 | -35,2 | (1) | 35 |
| 24 | 1,0 | 3 | -25,2 | (1) | 22,5 |
| 252 | 0,1 | 1 | -40 | 44 | 37 |
| 252 | 1,0 | 1 | -30 | 34,5 | 28 |
| 252 | 10,0 | 1 | -20 | 27 | 22,5 |
| 252 | 1,0 | 0,3 | -35,2 | 40 | 35,5 |
| 252 | 1,0 | 3 | -25,2 | 29 | 23,5 |
| 432 | 0,1 | 1 | -40 | 42,5 | 36 |
| 432 | 1,0 | 1 | -30 | 33,5 | 29,5 |
| 432 | 10,0 | 1 | -20 | 28,5 | 23 |
| 432 | 1,0 | 0,3 | -35,2 | 40 | 35 |
| 432 | 1,0 | 3 | -25,2 | 29 | 24,5 |

(1) Pas de données disponibles.

*PW:* Largeur des impulsions.
*PRF:* Fréquence de récurrence des impulsions.

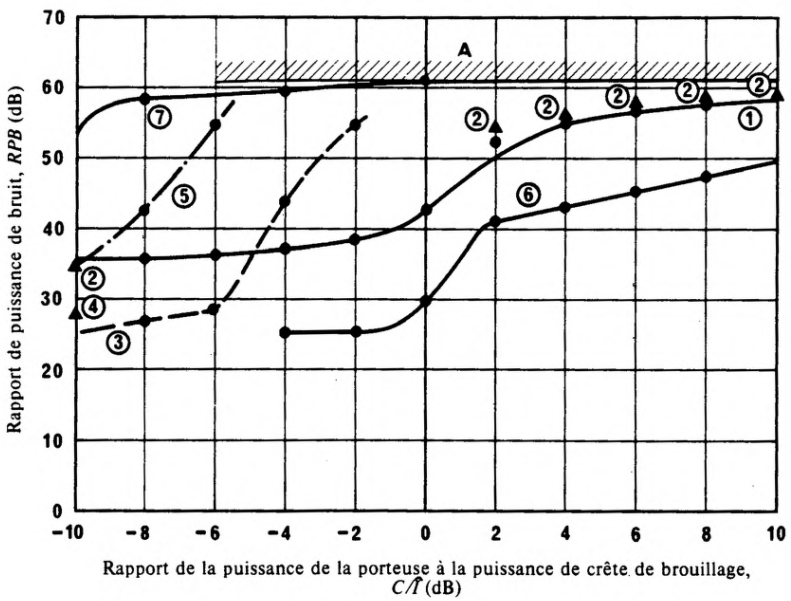



FIGURE 1 - *Rapport de puissance de bruit en fonction du rapport C/Î d'après Wachs et Arroyo [1978]*

24 voies MRF-MF, voie supérieure;
fréquence de récurrence des impulsions radar = 1 kHz; largeur d'une voie = 4 kHz

**A** Limitation de la mesure par le bruit

① Mesure, même fréquence que le radar, $\tau$ = 1 μs

② Calcul, même fréquence que le radar, $\tau$ = 1 μs

③ Mesure, décalage de fréquence par rapport au radar = 1,5 MHz, $\tau$ = 1 μs

④ Calcul, décalage de fréquence par rapport au radar = 1,5 MHz, $\tau$ = 1 μs

⑤ Mesure, décalage de fréquence par rapport au radar = 2,0 MHz, $\tau$ = 1 μs

⑥ Mesure, même fréquence que le radar, $\tau$ = 10 μs

⑦ Mesure, même fréquence que le radar, $\tau$ = 0,1 μs

Le Tableau III contient une liste partielle des données recueillies par Hernandez [1978] sur l'interaction entre les caractéristiques de modulation du radar et le brouillage observé dans un système de radiocommunication MRF-MF à 600 voies. Les données du Tableau III indiquent les puissances maximales du bruit de brouillage (*INP*)* observées dans une voie inférieure du système de radiocommunication lorsque le signal utile et le signal brouilleur ont la même fréquence ($\Delta f = 0$) et que la puissance du signal brouilleur est différente (plus élevée, alors que toutes les autres conditions restent les mêmes). En étudiant les variations de la puissance maximale du bruit de brouillage observé en fonction des diverses caractéristiques de modulation du radar, on obtient l'équation générale empirique suivante:

$$INP_{max}\,(\text{pW0p}) = C_1\, PRF^{C_2\, PW^{C_3}} \tag{8}$$

où $C_1$, $C_2$ et $C_3$ sont des constantes pour une durée d'impulsion donnée et où *PRF* et *PW* sont mesurées en hertz et en secondes respectivement. En utilisant les données de Hernandez, il est possible de calculer des coefficients de régression fournissant une valeur approchée de $C_1$, $C_2$ et $C_3$ pour chacune des largeurs d'impulsion observées. En portant ces coefficients dans l'équation générale, on obtient les relations suivantes:

TABLEAU II

| Durée d'impulsion (μs) | Equation |
|---|---|
| 1 | $INP_{max}\,(\text{pW0p}) = 1{,}770\ PRF^{1.3\ PW^{0.0468}}$ |
| 5 | $INP_{max}\,(\text{pW0p}) = 1{,}020\ PRF^{1.3\ PW^{0.0468}}$ |
| 100 | $INP_{max}\,(\text{pW0p}) = 3{,}165\ PRF^{1.3\ PW^{0.0468}}$ |
| 400 | $INP_{max}\,(\text{pW0p}) = 0{,}280\ PRF^{1.85\ PW^{0.0408}}$ |
| 1000 | $INP_{max}\,(\text{pW0p}) = 0{,}986\ PRF^{1.85\ PW^{0.0408}}$ |

Les données graphiques présentées par Hernandez [1978] tendent à montrer que dans un système de radiocommunication donné, le niveau de bruit de brouillage augmente à mesure que décroît le rapport des puissances signal/brouillage. Lorsque les fréquences porteuses du signal de radiocommunication et du signal brouilleur sont égales ($\Delta f = 0$), le bruit de brouillage atteint son niveau maximal pour $C/\hat{I} = -2$ dB environ et il reste constant (à sa valeur maximale) pour $C/\hat{I} < -2$ dB. Quand les fréquences porteuses sont inégales ($\Delta f > 0$), on a observé [Hernandez, 1978] que la valeur de $C/\hat{I}$ pour laquelle la puissance de bruit de brouillage atteint son maximum s'éloigne de $-2$ dB ($C/I = C/\hat{I} -$ (facteur d'utilisation du radar), les trois termes de la relation étant exprimés en décibels). D'après la Fig. 2 et les autres données présentées par Hernandez [1978], il est clair qu'en écartant les fréquences du système radar et du système de radiocommunication, on augmente le bruit de brouillage observé; mais la relation mathématique précise entre l'importance de cet écart et le bruit de brouillage observé est difficile à établir.

Hernandez [1978] a aussi étudié un nombre limité de cas (six) dans lesquels on a pu directement comparer les puissances de bruit de brouillage selon que les impulsions radar de mêmes niveaux effectifs de puissance de brouillage étaient ou non modulées en fréquence. L'examen de ces données montre qu'aucun brouillage supplémentaire significatif, observé dans les voies de radiocommunication, ne peut être attribué à la modulation en fréquence des impulsions radar.

* La puissance de bruit de brouillage est la puissance de brouillage dans une voie téléphonique, mesurée en pW0p; $INP_{max}$ est la puissance de brouillage maximale observée dans une voie téléphonique, mesurée en pW0p.

TABLEAU III - *Puissance maximale de bruit de brouillage observée dans une voie inférieure d'un système de radiocommunication MRF-MF à 600 voies*

| Facteur d'utilisation (dB) | Largeur d'impulsion (μs) | Fréquence de récurrence des impulsions (Hz) | $INF_{max}$ (pW0p) | $RPB_{cal}$ (dB) |
|---|---|---|---|---|
| -43 | 1 | 50 | 130 | 50,2 |
| -36 | 5 | 50 | 240 | 47,5 |
| -33 | 1 | 500 | 2 500 | 37,3 |
| -30 | 100 | 10 | 130 | 50,2 |
| -28,2 | 5 | 300 | 3 000 | 36,6 |
| -24 | 100 | 40 | 1 300 | 40,2 |
| -23 | 5 | 1 000 | 15 000 | 29,6 |
| -23 | 1 | 5 000 | 39 000 | 25,4 |
| -21 | 100 | 80 | 3 000 | 36,6 |
| -20 | 1 000 | 10 | 280 | 46,9 |
| -18,2 | 5 | 3 000 | 80 000 | 22,3 |
| -18,2 | 1 | 15 000 | 200 000 | 18,3 |
| -18 | 400 | 40 | 1 700 | 40,0 |
| -15 | 400 | 80 | 13 000 | 30,2 |
| -14 | 1 000 | 40 | 3 000 | 36,6 |
| -14 | 100 | 400 | 50 000 | 24,3 |
| -11 | 1 000 | 80 | 45 000 | 24,8 |
| - 8 | 1 000 | 160 | 240 000 | 17,5 |
| - 8 | 400 | 400 | 390 000 | 15,4 |

$INP_{max}$ est la puissance maximale de brouillage observée dans une voie téléphonique, mesurée en pW0p;

$RPB_{cal}$ est calculé à l'aide des formules suivantes [Oliver, 1964]:

$$RPB_{dB} = S/N_{dB} - 16{,}2$$

avec:

$$S/N_{dB} = -2{,}5 + 90 - 10 \log INP$$

*INP* est la puissance de bruit de brouillage observée, mesurée en pW0p. Pour calculer le rapport signal/bruit $S/N_{dB}$, on a utilisé la puissance de brouillage et non la puissance de bruit; dans les équations ci-dessus, $S/N_{dB}$ est donc en fait un rapport signal/brouillage.

## 4. La technique de suppression comme méthode de réduction du brouillage par impulsions

Comme on peut le constater d'après l'équation (7), il n'y a brouillage que lorsque ρ et ρ′ ne sont pas nuls, c'est-à-dire lorsque des impulsions radar sont présentes à l'entrée du récepteur. Les intervalles de brouillage dépendent en général de la forme des impulsions radar après leur passage dans la bande passante du récepteur; par exemple, les impulsions présentes à l'entrée du récepteur subissent une distorsion lorsque la bande passante du récepteur est étroite par rapport au spectre des impulsions ou que la fréquence porteuse des impulsions est décalée par rapport au centre de la bande du récepteur. Dans les deux cas, il est clair que le brouillage effectif en sera affecté. Mais la sensibilité de la bande de base à ces variations des divers paramètres est difficile à établir sur la base de l'équation (7). Les variations paramétriques d'une composante du brouillage à l'autre (ρ, ρ′ sin Δ, etc.) et le fait que le spectre comprend la somme de plusieurs intégrales de convolution, rendent difficile l'établissement d'une expression analytique simple et d'application générale qui permette de prévoir les effets des impulsions brouilleuses sur une porteuse MRF-MF. Cependant, il est possible de préciser les conditions dans lesquelles la suppression volontaire du signal d'entrée peut logiquement être considérée comme un moyen d'améliorer la qualité du signal de radiocommunication.

Lorsque la puissance de la porteuse utile est comparable ou supérieure à la puissance de crête du radar, Wachs et Arroyo [1978] ont montré que, pour une voie donnée, la dégradation totale du signal diminue parallèlement à l'affaiblissement du rapport puissance de crête des signaux radar/puissance des signaux de radiocommunication. Dans ces conditions, c'est-à-dire lorsque $C/\hat{I} \geqslant 0$ dB, la qualité du signal est améliorée par le décalage de la fréquence des signaux radar et de la fréquence des signaux de télécommunication. Il est évident que lorsque le rapport $C/\hat{I} > 0$ dB, la suppression volontaire du signal d'entrée pendant la durée des impulsions radar détruit des informations a priori récupérables et qu'elle ne doit donc pas être considérée comme un bon moyen d'améliorer la qualité du signal.

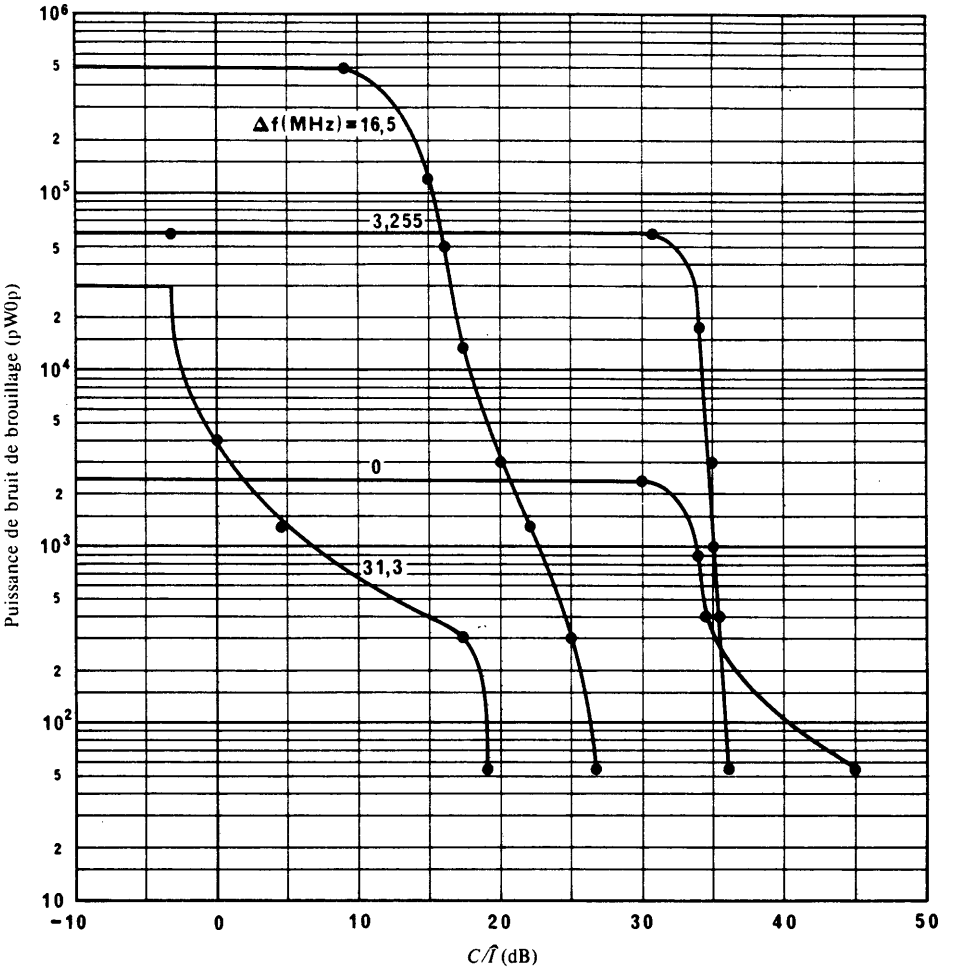



FIGURE 2 - *Puissance de brouillage mesurée dans une voie inférieure en bande de base (340-344 kHz) pour un brouillage de même fréquence ($\Delta f = 0$), ou de fréquence différente ($\Delta f > 0$) par un signal impulsif non modulé en fréquence; PW = 1 µs, PRF = 500 Hz*

Par ailleurs, lorsque la puissance de crête des signaux radar est nettement supérieure à la puissance moyenne du signal de radiocommunication et que $\varphi(t) = 2\pi (f_c + f_d)$, on peut démontrer, à partir de l'équation (7), que:

$$E_o \simeq \begin{cases} k\,B\,(t) & \text{pour } \rho = 0 \\ k f_d & \text{pour } \rho \gg 1 \end{cases}$$

$f_d$ représentant la différence de la fréquence brouilleuse et de la fréquence porteuse MRF-MF. Lorsque $f_d = 0$, et $\rho \gg 1$, on obtient $E_o \simeq 0$. Ainsi, pendant les périodes où $\rho \gg 1$, il est clair que:

- pour $f_d = 0$, le signal en bande de base est naturellement et automatiquement supprimé par le signal brouilleur,
- pour $f_d \neq 0$, le signal de radiocommunication contient des impulsions brouilleuses dont l'amplitude est proportionnelle à la différence de fréquence entre les signaux MRF-MF et les signaux radar.

Il apparaît donc possible de réduire la dégradation causée par le brouillage par impulsions lorsque $\rho \gg 1$, et $f_d \neq 0$ en assurant volontairement une suppression à la sortie du démodulateur MF pendant les périodes où les impulsions brouilleuses sont importantes. De plus, lorsque $\rho \gg 1$, cette suppression ne peut en aucun cas aggraver le niveau net du brouillage: elle a au minimum pour effet de la réduire au niveau existant quand la différence de fréquence entre les deux porteuses est nulle. Cela suppose évidemment qu'on puisse concevoir ou modifier un récepteur de manière qu'il soit capable de repérer des impulsions radar en présence d'une porteuse MRF-MF. Dans certains cas, un système d'échantillonnage antenne/récepteur installé dans la station de radiocommunication MRF-MF et s'apparentant aux suppresseurs des lobes latéraux classiques devrait permettre d'effectuer la suppression voulue.

## 5. Estimations du brouillage sur une voie téléphonique pendant les opérations de suppression

Dans la section précédente, on a indiqué que, lorsque les fréquences porteuses du signal de radiocommunication et du signal radar ne sont pas égales, on peut utiliser la suppression volontaire du signal reçu pendant les périodes de transmission des impulsions, en vue de réduire les effets de dégradation du brouillage, plutôt que de ne pas avoir recours à la suppression. En supprimant tous les signaux reçus pendant les périodes de brouillage par impulsions, on parvient à limiter le bruit de brouillage maximal dans le système de radiocommunication au niveau maximal observé lorsque les fréquences porteuses du signal de radiocommunication et du signal radar sont identiques ($\Delta f = 0$). Il s'agit là d'une affirmation théorique; on n'a jusqu'ici publié aucun résultat expérimental illustrant les effets qu'exerce la suppression volontaire des impulsions sur le niveau de bruit de brouillage observé.

Pour essayer de donner une expression analytique du brouillage à escompter dans un système de radiocommunication MRF-MF, dans des conditions de suppression volontaire, Byron et Berry [1978] ont calculé deux mesures du bruit valables dans le cas où le signal radar émis est périodique et où la sortie du démodulateur fait l'objet d'une suppression volontaire. L'une de ces mesures est la moyenne quadratique du rapport signal/brouillage (désigné ci-après par *RPB'*) et l'autre la puissance moyenne quadratique de brouillage (désigné ci-après par *INP'*) (*RPB'* est un rapport signal/brouillage et ne doit pas être confondu avec *RPB* qui est un rapport bruit/bruit. En cas de recours à la suppression, *RPB'* ne dépend que des paramètres du radar et de la largeur de bande du signal multiplex, alors que *RPB* varie en fonction des paramètres du système de radiocommunication, par exemple le rapport bruit/charge, les caractéristiques de non-linéarité du système, sa température, etc.). Pour une voie de radiocommunication $j$ quelconque, on peut démontrer que:

$$\begin{aligned} RPB'_j &= C_j^{-1} \left[\left(1 - (PW)\,(PRF)\right)/(PW)\,(PRF)\right]^2 \\ &= C_j^{-1} \left[(1 - \delta)/\delta\right]^2 \end{aligned} \tag{9}$$

où

*PW* est, par définition, égale à la durée de suppression,

*PRF* désigne la fréquence de récurrence des impulsions du signal radar brouilleur,

$\delta = (PW)\,(PRF)$, et

$$C_j = \left(1/3100\,P_j^2\right) \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\frac{\sin \pi n\delta}{n \pi \delta}\right)^2 P_k^2 \int_{f_{cj}}^{f_{cj}+4000} \left[G\left(f - |f_{ck} + n\,(PRF)|\right) + G\left(f - |f_{ck} - n\,(PRF)|\right)\right] df \tag{10}$$

Dans l'équation (10):

$G$ : densité spectrale de puissance,

$f_{ck}$ : fréquence inférieure de coupure de la voie $k$ (pour les résultats du Tableau IV, on a admis que $f_{ck} = 12 + 4r$ en kHz, avec $r = 0, \ldots, N - 1$), et

$P_k$ : facteur de préaccentuation de la voie $k$, fourni par la relation:

$$P_k^2 \doteq \sqrt{10} \Big/ \left\{1 + 6{,}9 / \left[1 + 5{,}25 / \left(f_0/f_{ck} - f_{ck}/f_0\right)^2\right]\right\} \tag{11}$$

où $f_0$ est la fréquence d'accord du réseau de préaccentuation. Pour ce Rapport, $f_0 \equiv 1{,}25\,(f_c + 4N)$, en kHz. L'expression (11) est tirée de la Recommandation 275.

La valeur de bruit de brouillage a été calculée avec l'expression suivante:

$$INP'\,(\text{pW0p}) = \text{antilog}\left[\frac{(90 - 2{,}5 + BBP - RPB')}{10}\right] \tag{12}$$

où *BBP* est la puissance par voie dans la bande de base, soit:

$$BBP\,(\text{dB}) = \begin{cases} -15\ \text{dB} & \text{pour } C > 240 \\ -1 - 6 \log C & \text{pour } C < 240 \end{cases} \tag{13}$$

où $C$ désigne le nombre de voies de radiocommunication.

Les équations (9) et (12) ont été appliquées à plusieurs cas numériques précis; les résultats sont récapitulés au Tableau IV.

TABLEAU IV - *Brouillages observés sur une voie téléphonique en fonction des paramètres du radar et de la charge de la voie*

| N° de la voie | Nombre de voies | Facteur d'utilisation (dB) | Fréquence de récurrence des impulsions $\times 10^3$ (Hz) | Largeur des impulsions (µs) | *INP'* $\times 10^3$ (pW0p) | *RPB'* (dB) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 24 | -17,4 | 0,3 | 60 | 711,2 | 19,7 |
| 24 | 24 | | | | 619,4 | 20,3 |
| 1 | 60 | | | | 400,9 | 19,8 |
| 60 | 60 | | | | 374,1 | 20,1 |
| 1 | 120 | | | | 264,2 | 19,8 |
| 120 | 120 | | | | 252,3 | 20,0 |
| 1 | 24 | -24,4 | 0,3 | 12 | 214,8 | 24,9 |
| 24 | 24 | | | | 744,7 | 29,5 |
| 1 | 60 | | | | 98,4 | 25,9 |
| 60 | 60 | | | | 54,1 | 28,5 |
| 1 | 120 | | | | 61,9 | 26,1 |
| 120 | 120 | | | | 39,1 | 28,1 |
| 1 | 24 | -29,2 | 0,3 | 4 | 112,7 | 27,7 |
| 24 | 24 | | | | 14,5 | 36,6 |
| 1 | 60 | | | | 54,1 | 28,5 |
| 60 | 60 | | | | 12,4 | 34,9 |
| 1 | 120 | | | | 27,0 | 29,7 |
| 120 | 120 | | | | 10,5 | 33,8 |
| 1 | 24 | -32,2 | 0,3 | 2 | 35,6 | 32,7 |
| 24 | 24 | | | | 5,5 | 40,8 |
| 1 | 60 | | | | 36,6 | 30,2 |
| 60 | 60 | | | | 4,3 | 39,5 |
| 1 | 120 | | | | 18,8 | 31,3 |
| 120 | 120 | | | | 4,0 | 38,0 |
| 1 | 24 | -13 | 1 | 50 | 1959,0 | 15,3 |
| 24 | 24 | | | | 1629,0 | 16,1 |
| 1 | 60 | | | | 1078,9 | 15,5 |
| 60 | 60 | | | | 1006,9 | 15,8 |
| 1 | 120 | | | | 711,0 | 15,5 |
| 120 | 120 | | | | 679,0 | 15,7 |
| 1 | 24 | -20 | 1 | 10 | 695,0 | 19,8 |
| 24 | 24 | | | | 186,0 | 25,5 |
| 1 | 432 | | | | 126,0 | 21,5 |
| 432 | 432 | | | | 81,3 | 23,4 |
| 1 | 24 | -27 | 1 | 2 | 115,6 | 27,6 |
| 24 | 24 | | | | 18,9 | 35,6 |
| 1 | 60 | | | | 123,9 | 24,9 |
| 60 | 60 | | | | 14,3 | 34,3 |
| 1 | 120 | | | | 61,9 | 26,1 |
| 120 | 120 | | | | 13,5 | 32,8 |
| 1 | 24 | -30 | 1 | 1 | 31,0 | 33,3 |
| 24 | 24 | | | | 5,3 | 41,0 |
| 1 | 60 | | | | 42,0 | 29,6 |
| 60 | 60 | | | | 5,8 | 38,2 |
| 1 | 120 | | | | 40,9 | 27,9 |
| 120 | 120 | | | | 4,7 | 37,3 |
| 1 | 252 | | | | 21,9 | 29,1 |
| 252 | 252 | | | | 4,8 | 35,7 |
| 1 | 24 | -24 | 2 | 2 | 235,5 | 24,5 |
| 24 | 24 | | | | 35,7 | 32,7 |
| 1 | 60 | | | | 247,2 | 21,9 |
| 60 | 60 | | | | 28,4 | 31,3 |
| 1 | 120 | | | | 126,5 | 23,0 |
| 120 | 120 | | | | 26,4 | 29,8 |
| 1 | 24 | -27 | 2 | 1 | 61,9 | 30,3 |
| 24 | 24 | | | | 10,5 | 38,0 |
| 1 | 60 | | | | 83,8 | 26,6 |
| 60 | 60 | | | | 11,6 | 35,2 |
| 1 | 120 | | | | 81,7 | 24,9 |
| 120 | 120 | | | | 9,4 | 34,3 |
| 1 | 24 | -20 | 10 | 1 | 303,4 | 23,4 |
| 24 | 24 | | | | 50,4 | 31,2 |
| 1 | 60 | | | | 419,8 | 19,6 |
| 60 | 60 | | | | 55,3 | 28,4 |
| 1 | 120 | | | | 418,8 | 17,8 |
| 120 | 120 | | | | 45,9 | 27,4 |
| 1 | 24 | -23 | 10 | 0,5 | 76,2 | 29,4 |
| 24 | 24 | | | | 12,9 | 37,1 |
| 1 | 60 | | | | 113,0 | 25,3 |
| 60 | 60 | | | | 17,1 | 33,5 |
| 1 | 120 | | | | 138,7 | 22,6 |
| 120 | 120 | | | | 18,3 | 31,4 |

Comme nous l'avons précédemment mentionné, les données empiriques représentées dans le § 3 ne reflètent pas les résultats d'un système opérationnel de suppression des impulsions; mais elles fournissent une idée générale des relations entre les brouillages par impulsions causés aux circuits de radiocommunication, d'une part, et les caractéristiques de modulation de l'impulsion, les rapports signal/bruit, la puissance de bruit de brouillage et les rapports de puissance de bruit, d'autre part. Ces relations sont utiles pour déterminer les conditions où il serait indiqué de recourir à la suppression volontaire des impulsions et pour établir les possibilités d'améliorer la qualité des communications. Il est cependant nécessaire d'entreprendre une étude ultérieure pour déterminer avec précision si le recours à la suppression d'impulsions porte préjudice, à d'autres égards, au système MRF-MF.

La Fig. 1 illustre la relation, non linéaire, qui existe entre le rapport de puissance de bruit observé (et calculé) et le rapport signal/brouillage de crête pour plusieurs séries de caractéristiques de modulation radar. Cette non-linéarité représente une limite naturelle à l'application des techniques de suppression des impulsions; par exemple, il est clair que lorsque le rapport porteuse/brouillage de crête est élevé, le bruit observé est bas et que la récupération du signal de radiocommunication semble alors possible. La suppression volontaire, dans ce cas, dégraderait la qualité des communications. Il est également clair que, lorsque le rapport porteuse/brouillage de crête est faible, le bruit observé est élevé; la possibilité de récupérer le signal de radiocommunication est alors gravement compromise. Bien que cela n'ait pas été spécifiquement démontré lors des recherches empiriques mentionnées, on peut raisonnablement affirmer que, lorsque le rapport $C/\hat{I}$ est inférieur à environ $-2$ dB et que les fréquences porteuses du signal de radiocommunication et du signal radar sont égales ($\Delta f = 0$), le signal radar supprime effectivement et automatiquement le signal de radiocommunication par effet de capture dans l'étage de démodulation du récepteur. Lorsque ces deux fréquences porteuses ne sont pas égales, la Fig. 2 montre que le niveau de bruit de brouillage est plus élevé que celui observé pour $\Delta f = 0$ et qu'il semblerait donc indiqué, en pareil cas, de recourir à la suppression volontaire des impulsions.

Dans le cas intermédiaire, c'est-à-dire quand la puissance du signal de radiocommunication et la puissance de crête du signal radar sont sensiblement égales, on ne dispose pas de données suffisantes pour pouvoir déterminer si la suppression intentionnelle des impulsions peut ou non contribuer à la qualité du signal de radiocommunication.

Dans la zone où il est intéressant de supprimer les impulsions (c'est-à-dire lorsque le rapport $C/\hat{I} < -2$ dB), les Tableaux I et III montrent que le bruit de brouillage maximal observé dans le système de radiocommunication dépend des caractéristiques de modulation du signal brouilleur. L'équation (8) a été obtenue à partir des données empiriques de Hernandez [1978] et elle permet de comprendre les facteurs qui déterminent le bruit de brouillage dans le système de radiocommunication MRF-MF étudié.

La comparaison directe des résultats analytiques et des résultats empiriques ou même la comparaison directe des résultats empiriques, ne sont possibles que jusqu'à un certain point. Les raisons principales en sont les suivantes:

- on ne dispose pas de données empiriques sur les effets qu'exerce la suppression volontaire des impulsions sur un système de radiocommunication MRF-MF;
- les conditions d'essai pour les diverses recherches empiriques mentionnées diffèrent considérablement en ce qui concerne le nombre de voies que comportent les systèmes étudiés, la voie ayant fait l'objet des recherches, les caractéristiques de modulation du signal brouilleur, etc.;
- les normes de mesure utilisées (*RPB*, *RPB'*, *INP*, *INP'*) sont tellement différentes qu'elles excluent la comparaison directe.

Cependant, même sans comparaison directe des valeurs observées et calculées, on se rend compte que, pour les besoins de la suppression d'impulsions, les données empiriques et analytiques concordent pour l'essentiel.

## 6. Efficacité des suppresseurs de brouillage par impulsions dans les systèmes de réception en diversité de fréquence

Dans les systèmes MRF-MF utilisant la réception en diversité de fréquence, d'autres méthodes plus efficaces que la simple suppression d'impulsions peuvent être utilisées pour éliminer les brouillages. Une méthode, décrite dans le Rapport 830, est fondée sur l'introduction d'un retard dans un groupe de voies de diversité de fréquence à l'émission et du même retard dans l'autre groupe de voies à la réception, ce qui a pour effet d'exposer au brouillage par impulsions, au même moment, des segments d'information différents dans chaque groupe de voies. Le blocage à la réception du groupe de voies affectées par ces brouillages à un moment donné permet de restituer l'information transmise par addition cohérente des signaux uniquement dans le groupe de voies où il ne se produit pas de brouillage par impulsions au même moment.

L'efficacité de cette méthode pour les faisceaux hertziens a été étudiée par Bernoskuni et autres [1984]. Conformément à la Recommandation 397, la qualité des voies téléphoniques dans un système transhorizon a été définie par les deux paramètres suivants: la puissance de bruit moyenne par minute $P_{T,p\%}$ pendant 20% du temps et le pourcentage de temps, $T_m$, pendant lequel la puissance de bruit non pondérée dans la voie son $P_\Sigma$ dépasse la valeur de $P_{m0} = 10^6$ pW.

Cette estimation a été faite sur la base des hypothèses suivantes. Premièrement, il n'a pas été tenu compte du brouillage de commutation introduit par les circuits électroniques servant à interrompre un groupe de voies pendant qu'il est affecté par le brouillage par impulsions. Deuxièmement, on a admis que le brouillage par impulsions est toujours détecté dans le circuit de détection. Si le niveau de brouillage dépasse sensiblement le niveau du signal utile (c'est-à-dire dans le cas le plus important), l'identification du brouillage par le circuit de détection ne pose pas de difficultés; l'hypothèse ci-dessus peut donc être considérée comme valable. Bien que le brouillage soit naturellement difficile à détecter aux bas niveaux, son effet sur l'immunité au bruit à la réception est insignifiant dans ce cas.

Comme le souligne le Rapport 830, cette méthode est fondée sur le fait que, pendant le temps où se ressent l'effet du brouillage par impulsions, l'addition cohérente ne porte que sur la moitié, $N/2$, du nombre total $N$ de composantes des signaux reçus en diversité de fréquence. Par conséquent, pour la puissance moyenne de bruit thermique sur 1 min à la sortie du système de communication qui n'est pas dépassée pendant plus de $p\%$ du temps, on peut écrire:

$$P_{T,p\%} = (2\tau_d/T)\, P_{T,p\%}(N/2) + (1 - 2\tau_d/T)\, P_{T,p\%}(N) \tag{14}$$

où:

$P_{T,p\%}(N)$ et $P_{T,p\%}(N/2)$ : puissance moyenne de bruit thermique sur 1 min à la sortie du détecteur de fréquence dans un système d'addition des signaux de type cohérent avec voies de diversité $N$ et $N/2$, dépassée pendant $p\%$ du temps;

$\tau_d$ : temps de blocage du groupe de voies où se ressent l'effet du brouillage par impulsions de durée $\tau(\tau_d \geqslant \tau)$;

$T$: période de répétition des impulsions.

La puissance de bruit non pondérée $P_\Sigma$ à la sortie du démodulateur dans un système d'addition des signaux de type cohérent pour des valeurs données de $n_1$ et $n_2$ (rapports signal/bruit aux sorties des deux voies de réception en diversité d'espace) peut être exprimée par la formule suivante:

$$P_\Sigma = (\tau_d/T)\left[P_{T1}(n_1) + P_{T2}(n_2)\right] + (1 - 2\tau_d/T)\, P_{T3}(n_3) \tag{15}$$

dans laquelle $n_3 = (n_1 + n_2)$. Les valeurs de $n_i$ sont aléatoires. Leurs fluctuations sont dues à la fois aux évanouissements rapides et aux évanouissements lents des signaux brouilleurs. Les valeurs de $P_{Ti}(n_i)$ représentent la puissance de bruit à la sortie du démodulateur complémentaire, le rapport signal/bruit à sa sortie étant égal à $n_i$. D'après (15), on peut estimer la valeur de $T_m(\tau_d/T)$ – pourcentage de temps $T_m$ pendant lequel la puissance de bruit non pondérée dans la voie téléphonique $P_\Sigma$ dépasse la valeur $P_{m0} = 10^6$ pW.

Une fois définis $P_{T,p\%}$ et $T_m$, l'efficacité de la méthode peut être évaluée à l'aide des coefficients suivants:

$$\Delta P_T(\tau_d/T) = 10 \log \left[P_{T,p\%}/P_{T,p\%}(N)\right] \tag{16}$$

et

$$\tilde{T}_m = T_m(\tau_d/T)/T_m\left[(\tau_d/T) = 0\right] \tag{17}$$

Le premier de ces coefficients indique le nombre de décibels dont la puissance de bruit thermique moyenne par minute augmente à la sortie du système à l'apparition d'un brouillage par impulsions. Le second se rapporte à l'accroissement, à la sortie du système, du pourcentage de temps pendant lequel la puissance de bruit non pondérée dépasse $10^6$ pW à l'apparition, à l'entrée, d'un brouillage par impulsions ayant un coefficient d'utilisation des impulsions $\tau/T$ donné.

Les équations (14) à (17) ont servi à calculer, à titre d'exemple, les relations $\Delta P_T(\tau_d/T)$ et $\tilde{T}_m(\tau_d/T)$ pour $N = 4$ et 8 dans le cas d'une liaison hertzienne transhorizon de 120 voies et de 2400 km de longueur, comportant sept bonds. La puissance de l'émetteur est de 5 kW, avec un gain d'antenne de 47,1 dB à la réception et à l'émission. Les valeurs de $P_{T,p\%}(j)$ et $P_{Ti}(n_i)$ qui figurent dans les équations (14) et (16) ont été calculées selon la méthode décrite dans [Boroditch, 1981].

Les résultats des calculs sont donnés à la Fig. 3. Il s'ensuit que, pour des valeurs $(\tau_d/T) \leqslant 10^{-2}$ (cas fréquent dans la pratique), cette méthode de suppression élimine complètement les effets du brouillage par impulsions sur le fonctionnement des liaisons hertziennes transhorizon. Même pour des valeurs élevées $\tau_d/T = 10^{-1}$, la dégradation des paramètres de qualité de fonctionnement des voies imputable au brouillage est insignifiante ($\Delta P_T = 0{,}2$ dB pour $N = 8$; $\tilde{T}_m = 2$). Etant donné que, normalement, seules une ou deux des stations de la liaison peuvent être simultanément affectées par du bruit impulsionnel, l'effet du brouillage sur les paramètres de qualité de fonctionnement de l'ensemble d'une liaison comptant plusieurs stations sera imperceptible. On observe également (Fig. 3) une amélioration considérable de l'immunité au bruit à la réception lorsqu'on augmente le facteur de réception $N$.

ARCHIVES GENÈVE

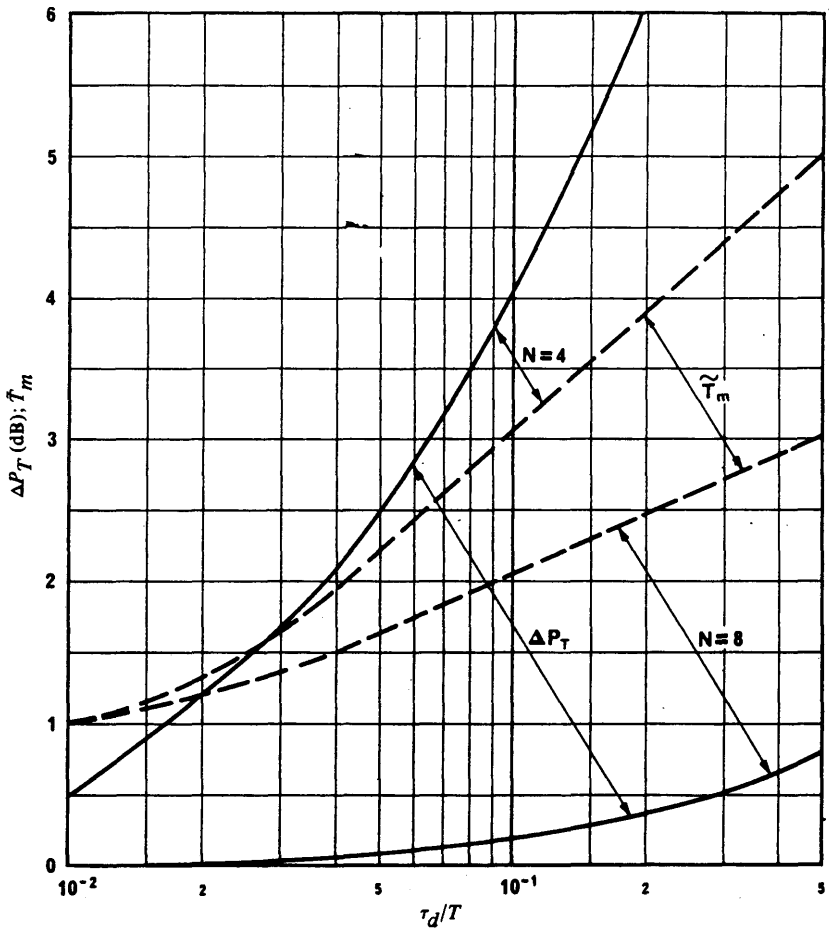



FIGURE 3 – *Accroissement de la puissance de bruit thermique moyenne par minute et de $\tilde{T}_m$ en fonction du rapport $\tau_d/T$*

L'équipement utilisé pour la mise en œuvre de cette méthode de suppression du brouillage par impulsions a été testé sur une liaison hertzienne transhorizon de 120 voies téléphoniques. Un générateur d'impulsions, réglé à $\tau = 1$ ms, fonctionnant sur une antenne directive, a été utilisé comme source de brouillage. La valeur retenue pour $\tau_d$ était de 1,5 ms. Le niveau du brouillage par impulsions à la sortie du récepteur dépassait de 15 dB le niveau médian du signal utile. Le facteur de réception en diversité était 6.

Les courbes de la Fig. 4, établies d'après les données de mesure, se rapportent à la distribution de probabilités des valeurs $\rho = 10 \log 10^9/P_T$ (où $\rho$ est le rapport signal/bruit dans une voie téléphonique supérieure et $P_T$ la puissance de bruit de la voie).

La courbe A correspond à l'absence de brouillage par impulsions; la courbe B à l'exploitation avec suppression du brouillage et la courbe C à l'exploitation sans suppression du brouillage. Une comparaison des courbes A et C montre que la non-utilisation d'un équipement de suppression du brouillage entraîne un accroissement substantiel de la puissance de bruit dans les voies téléphoniques (environ 25 dB pendant 20% du temps). Une comparaison des courbes B et C montre que cette méthode de suppression du bruit réduit considérablement la puissance de bruit (de 15 dB pendant 20% du temps). Il apparaît, en comparant les courbes A et B, que l'immunité au bruit à la réception en cas de suppression du brouillage par impulsions est proche d'une valeur limite caractéristique de l'absence de brouillage. Le léger accroissement (d'environ 5 dB) de la puissance de bruit des voies téléphoniques que l'on constate dans la pratique par rapport aux résultats calculés peut être attribuable à la présence d'un brouillage de commutation.

Bien que cette méthode ne soit applicable qu'aux systèmes utilisant la réception en diversité de fréquence, elle soutient la comparaison avec toutes les autres méthodes connues («suppression», extrapolation, etc.), car elle permet la suppression effective du brouillage par impulsions indépendamment de sa durée.

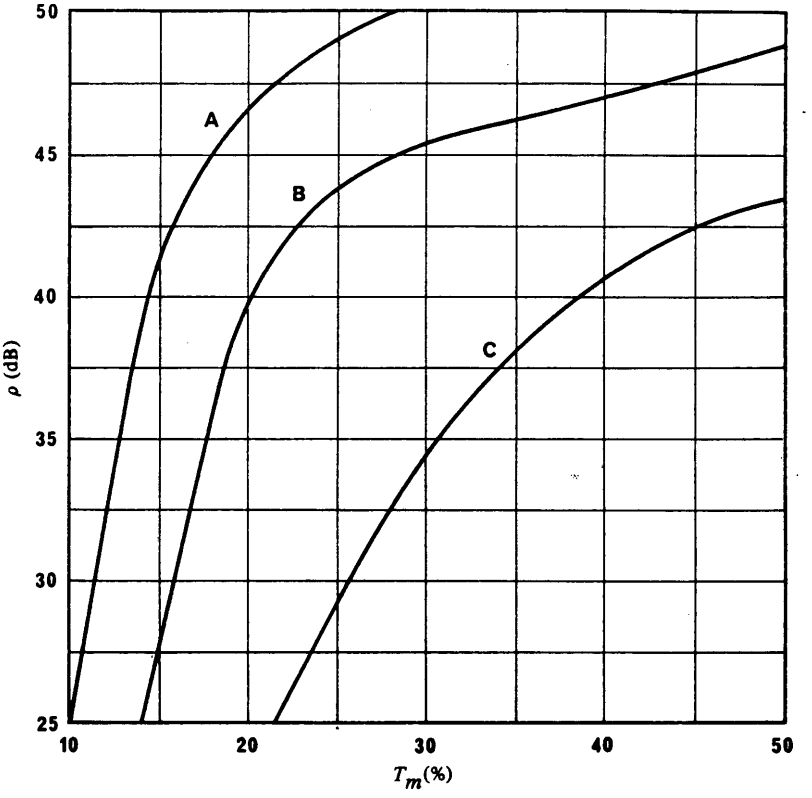



FIGURE 4 – *Distribution de probabilités des valeurs ρ (dB) en fonction de $T_m$ (%)*

## 7. Conclusions

Les résultats analytiques et empiriques étudiés dans les sections précédentes permettent les conclusions suivantes concernant le partage entre des systèmes radar et certains types de systèmes MRF-MF. L'examen précédent porte seulement sur certains modes d'exploitation des systèmes MRF-MF dont les objectifs de qualité de bruit correspondent à ceux spécifiés dans la Recommandation 393. En conséquence, les résultats décrits dans le présent Rapport ne s'appliquent pas aux systèmes comprenant des transmissions de données et/ou des signaux d'images de haute qualité dans les parties inutilisées inférieures et/ou supérieures de la bande de base MRF-MF.

Lorsque la puissance du signal de radiocommunication est supérieure à la puissance de crête du signal radar, il convient d'utiliser d'autres méthodes que la suppression d'impulsions pour améliorer la qualité du circuit.

En revanche, quand la puissance du signal de télécommunication est approximativement égale à la puissance de crête du signal radar, les recherches réalisées jusqu'ici ne permettent pas de se prononcer pour ou contre la suppression d'impulsions comme méthode d'amélioration de la qualité du circuit de radiocommunication.

Enfin, lorsque la puissance du signal de radiocommunication est inférieure à la puissance de crête du signal radar, il peut être utile de recourir à la suppression délibérée pour améliorer la qualité du circuit de radiocommunication, notamment si les fréquences porteuses du signal de radiocommunication et de l'impulsion brouilleuse ne sont pas égales. En pareil cas, la possibilité de partage dépend des caractéristiques du récepteur du système de radiocommunication, des caractéristiques de la source d'impulsions et du niveau de brouillage admissible. Il est nécessaire d'entreprendre des études analytiques et empiriques supplémentaires sur la relation mutuelle entre ces caractéristiques et la qualité de transmission du système de télécommunication ainsi obtenue. Ces études doivent porter non seulement sur le partage effectué en ayant recours à la suppression d'impulsions du récepteur de radiocommunication mais aussi sur les méthodes permettant de réduire le niveau de brouillage causé par les systèmes radar aux systèmes MRF-MF.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BERNOSKUNI, Yu. V., BYKHOVSKY, M. A., PLEKHANOV, V. V. et TIMOFEEV, V. V. [1984] Effektivny metod podavleniya impulsnykh pomekh v troposfernykh sistemah svyazi (Méthode effective de suppression du brouillage par impulsions dans les systèmes de communication transhorizon). *Elektrosviaz*, **9**, 11-14.

BORODITCH, S. V. [1981] Spravochnik po radioreleinoi svyazi (Manuel sur les faisceaux hertziens). Radio i svyaz, Moscou, URSS.

BYRON, E. et BERRY, J. P. [1978] Spectrum sharing between FDM/FM and radar systems using pulse blanking. Johns Hopkins University/Applied Physics Laboratory Rep. FS-78-114, Baltimore, MD, Etats-Unis d'Amérique.

HERNANDEZ, A. A. [1978] Effects of pulse interference on FDM/FM multichannel telephony transmissions of the fixed satellite service. Electromagnetic Compatibility Analysis Center, Rep. ECAC-CR-78-073. NTIS Accession No. ADA 068757, National Technical Information Service, Springfield, VA 22161, Etats-Unis d'Amérique.

OLIVER, W. [1964] White noise loading of multi-channel communications systems. Marconi Instruments, Englewood, NJ 07631, Etats-Unis d'Amérique.

WACHS, M. R. et ARROYO, B. [1978] Technical considerations of frequency sharing between satellite communications and radar. IEEE International Conference on Communications (ICC '78), Toronto, Canada.

RAPPORT 826-1 *

# EXEMPLES DE PARTAGE DES BANDES FAISANT APPEL A L'UTILISATION DES TECHNIQUES D'ÉTALEMENT DU SPECTRE

(Programme d'études 18B/1)

(1982-1986)

## 1. Introduction

Le présent Rapport répond au Programme d'études 18B/1 et il traite de la question des techniques d'étalement du spectre (ES) et de partage du spectre. L'une des caractéristiques d'un système à étalement du spectre est que le signal émis occupe une bande typiquement beaucoup plus large que celle du message que l'on transmet. Les grandes largeurs de bande de ces systèmes et les faibles densités spectrales de puissance qui en découlent rendent ces systèmes potentiellement moins susceptibles de causer des brouillages à des systèmes classiques fonctionnant dans le même environnement.

La définition d'un système à étalement du spectre est donnée dans le Rapport 651. La littérature donne des descriptions des techniques de transmission utilisées dans les systèmes à étalement du spectre ainsi que de la mise en œuvre d'émetteurs et de récepteurs [Dixon, 1976], (Rapport 651). Trois exemples sont fournis ci-après pour indiquer les possibilités de partage entre les techniques d'étalement du spectre et d'autres techniques de modulation.

## 2. Facteurs à prendre en considération dans le partage du spectre

Pour que deux systèmes ou plus puissent utiliser une bande de fréquences en partage, avec un niveau acceptable de compatibilité électromagnétique, il faut que ces systèmes possèdent un certain nombre de caractéristiques spécifiques. En général, cependant, on peut être amené à faire un compromis entre trois conditions, dans les récepteurs de ces systèmes, pour pouvoir réaliser un partage satisfaisant du spectre.

*Condition 1* – La puissance du signal utile appliqué aux récepteurs doit, avec une grande probabilité, dépasser une valeur de seuil acceptable, afin de garantir une probabilité élevée de détection pour l'élément de signal le plus court en durée que le récepteur est capable de reconnaître.

La réalisation de cette condition dépend d'un certain nombre de facteurs qui entrent normalement en jeu dans tous les calculs de liaisons. La puissance d'émission doit avoir la valeur minimale nécessaire, déterminée par la sensibilité des récepteurs et par les variations prévisibles de l'affaiblissement de propagation le long du trajet. Les caractéristiques des antennes doivent répondre aux exigences de la couverture. Les caractéristiques des récepteurs sont le résultat de compromis que l'on fait au stade de la conception, pour parvenir à un équilibre entre la sensibilité et la dynamique et pour tenir compte des tolérances sur les signaux émis et du mouvement relatif des stations.

*Condition 2* – En présence de brouillage, le rapport signal/brouillage, $S/I$, doit dépasser une valeur seuil acceptable, avec une probabilité élevée. La réalisation de cette condition dépend normalement des facteurs suivants:

- réduction au minimum de la puissance brouilleuse, par des techniques telles que: limitation de la puissance d'émission, introduction de zéros dans les diagrammes d'antenne, faible coefficient d'utilisation et faible densité spectrale;
- signaux à structure orthogonale, donnant des caractéristiques exploitables différentes, avec lesquelles le rapport signal/brouillage peut être accru par traitement des signaux;
- facteurs de discrimination des récepteurs, tenant compte des caractéristiques de fonctionnement effectives des récepteurs et non de caractéristiques théoriques.

*Condition 3* – Si les conditions 1 et 2 ne peuvent pas être réalisées simultanément, l'utilisation d'autres techniques est de nature à permettre le partage. On peut introduire dans les caractéristiques des signaux une redondance suffisante pour permettre la récupération des données reçues, en cas de diminution de la probabilité de détection pour une certaine fraction des éléments de signaux unitaires (c'est-à-dire lorsque la condition 1 et/ou la condition 2 ne sont pas toujours satisfaites). La réalisation de cette condition dépend normalement des facteurs suivants:

- signaux à structure redondante ou diversifiée;
- train d'information redondant avec possibilité de détection ou de correction des erreurs;
- formes de réalisation avec une mémoire pour conserver l'information la plus récente ou pour extrapoler cette information jusqu'à la «mise à jour» suivante.

---

* Ce Rapport est le résultat d'une fusion des Rapports 652 et 826. Le Rapport 652 est, par conséquent, supprimé.

## 3. Exemple 1 – Brouillage causé par des systèmes à étalement du spectre (ES) à des systèmes radiotéléphoniques classiques

### 3.1 *Généralités*

L'exemple 1 analyse les brouillages causés par des systèmes à étalement du spectre (ES) à des systèmes radiotéléphoniques classiques. Deux des types généraux de techniques de transmission avec étalement du spectre qui présentent de l'intérêt pour cet exemple sont la technique de la séquence directe (SD) et celle du saut de fréquence (SF). La forme hybride employant à la fois ces deux méthodes est également intéressante (SF/SD).

Le présent Rapport contient, pour deux niveaux spécifiés de la qualité de fonctionnement, les rapports de puissance signal-sur-brouillage requis pour la protection des signaux radiotéléphoniques à modulation d'amplitude, à modulation de fréquence ou à modulation de fréquence avec multiplexage par répartition en fréquence (MRF-MF) en présence de signaux brouilleurs soit du type avec étalement du spectre, soit de même type de modulation (c'est-à-dire modulation d'amplitude, de fréquence, de fréquence avec multiplexage par répartition en fréquence). Les rapports de protection ont été obtenus pour le cas d'un seul récepteur radiotéléphonique fonctionnant en présence d'un système à étalement du spectre ou d'un système à modulation identique. Pour plusieurs signaux typiques à spectre étalé et signaux de même type de modulation, ces rapports de protection sont utilisés dans le présent Rapport afin de calculer les valeurs de l'affaiblissement de propagation minimales requises pour maintenir les niveaux spécifiés de la qualité de fonctionnement des récepteurs radiotéléphoniques de façon que l'on puisse comparer les situations comportant soit l'étalement du spectre soit la même modulation. Il est démontré dans le présent Rapport que, pour des signaux brouilleurs à spectre étalé, les valeurs de l'affaiblissement de propagation typiquement requises sont plus basses que pour des signaux brouilleurs à même type de modulation situés dans le même canal, par conséquent les possibilités de partage sont plus étendues.

### 3.2 *Rapports de protection*

#### 3.2.1 *Systèmes, signaux et niveaux de la qualité de fonctionnement*

Nous avons choisi dans le Rapport 525, lequel contient un résumé des rapports de protection signal-sur-brouillage pour diverses combinaisons des modulations du signal utile et du signal brouilleur, des systèmes radiotéléphoniques représentatifs à modulation d'amplitude et modulation de fréquence, et nous les avons utilisés dans notre analyse. Un système à 600 voies à modulation de fréquence avec multiplexage par répartition en fréquence pour lequel des résultats de mesure sont disponibles a été également utilisé au cours de l'analyse. Les caractéristiques significatives des systèmes considérés dans la suite du présent Rapport figurent au Tableau I.

TABLEAU I - *Caractéristiques des systèmes A3E, F3E et F8E analysés*

| Type de modulation | Largeur de bande FI à 3 dB, $BW_{IF}$ du récepteur (kHz) | Gain de l'antenne de réception (dBi) | Facteur de bruit du récepteur (dB) | Indice de modulation | Valeur de crête de l'excursion (kHz) | p.i.r.e. (2) (dBm) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| A3E | 8 | 3 | 6 | 1,0(1) | - | 50 |
| F3E | 16 | 3 | 6 | 1,67 | ± 5 | 50 |
| F8E (MRF-MF) | 22 000 | 30 | 9 | 1,23 | ± 3280(3) | 60 |

(1) Cette valeur correspond à un indice de modulation de valeur efficace 0,3 tel qu'indiquée dans la Recommandation 331.

(2) p.i.r.e.: puissance isotrope rayonnée équivalente.

(3) Ce nombre représente l'excursion totale de crête.

Les rapports de protection ont été obtenus pour deux niveaux de la qualité de fonctionnement de ces systèmes lorsqu'ils sont exploités en présence de signaux à spectre étalé à séquence directe et à saut de fréquence. Les rapports de protection ont été obtenus en fonction du rapport des puissances moyennes signal utile-sur-brouillage à l'intérieur du filtre à fréquence intermédiaire du récepteur. Les rapports déterminés pour le cas du saut de fréquence sont également applicables aux signaux hybrides à séquence directe et saut de fréquence et aux signaux à spectre étalé. Les deux niveaux de qualité choisis correspondent aux valeurs 0,7 et 0,9 de l'indice de netteté IN. Cet indice est une mesure de l'intelligibilité de la parole et 0,7 est le seuil qui sépare la région au sein de laquelle l'intelligibilité ne subit aucune dégradation et la région dans laquelle l'intelligibilité est dégradée; 0,9 est la valeur du niveau que l'on peut utiliser dans l'analyse et qui sépare la qualité difficilement commerciale et la bonne qualité commerciale (voir les Rapports 525 et 526).

3.2.2 *Signaux à séquence directe*

Pour les systèmes classiques de communication, nous avons admis que la même qualité de fonctionnement serait approximativement obtenue pour une valeur donnée de la puissance brouilleuse résultant, à l'intérieur du filtre à fréquence intermédiaire, d'un signal à séquence directe ou d'un bruit blanc gaussien. Les données fournies par les mesures et les résultats d'une simulation à l'aide d'un ordinateur indiquent que cette hypothèse est fondée. On ne dispose pas, à l'appui de cette hypothèse, de données mesurées pour les systèmes à A3E ou à F3E; en revanche nous disposons pour un système à séquence directe à modulation par déplacement de fréquence à deux états et pour un système simulé à 600 voies à modulation de fréquence et multiplexage par répartition en fréquence différent de celui qui est décrit au Tableau I, de données mesurées permettant de comparer un bruit gaussien au brouillage causé par une modulation par déplacement de phase à deux états à séquence directe. Pour ces mesures, un signal à séquence directe à 40 Mbit/s et un bruit gaussien ont été individuellement injectés dans un filtre dont la largeur de bande à 1 dB est 40 MHz, et les réglages ont été faits de façon que la puissance de sortie du filtre soit la même dans chacun des deux cas. Le signal sortant du filtre a alors été utilisé comme signal brouilleur à l'entrée du récepteur en cours d'essai.

La Fig. 1 représente les valeurs mesurées de la probabilité d'erreur en fonction des rapports signal/brouillage à l'entrée du récepteur à modulation par déplacement de fréquence, brouillé par un signal à séquence directe et modulation par déplacement de phase, et par du bruit gaussien. Cette figure montre que la probabilité d'erreur est la même pour le signal à séquence directe et pour le bruit gaussien. Les résultats de mesures indiquent qu'il faut accroître d'environ 2 dB le rapport signal-sur-brouillage pour obtenir la même qualité de fonctionnement que celle d'un système à modulation non cohérente par déplacement de fréquence à deux états [Stein et Jones, 1967]. La différence entre les résultats de mesure et les résultats idéaux est typique de la perte de mise en œuvre rencontrée dans la réalisation physique d'un tel système.

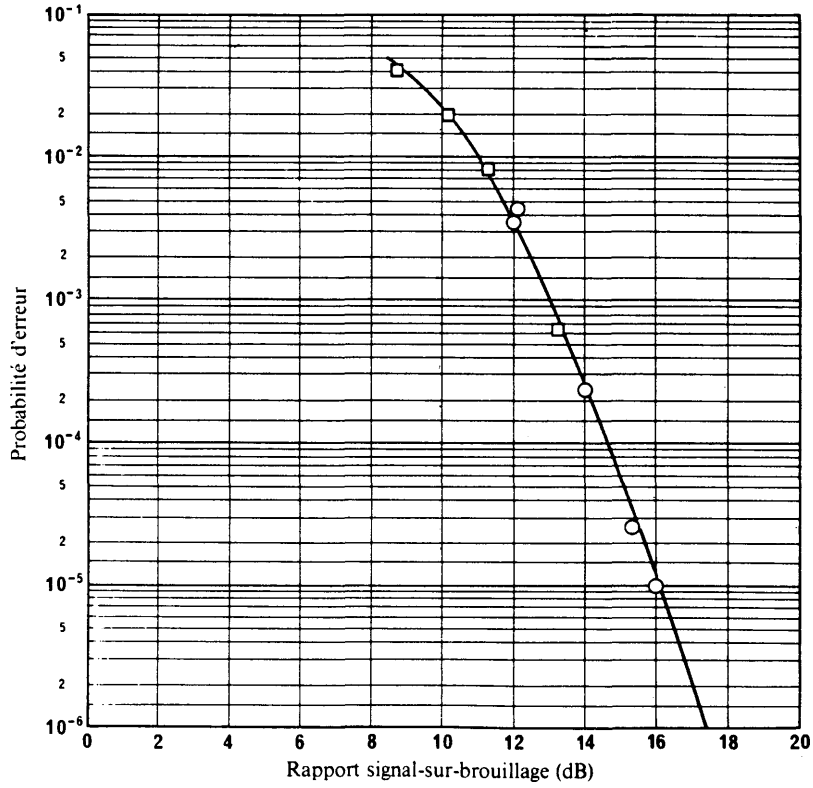



FIGURE 1 – *Mesure de la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal/brouillage pour la modulation non cohérente par déplacement de fréquence brouillée par un signal à séquence directe à modulation par déplacement de phase (SD-MDP) et par du bruit*

□ : SD-MDP ○ : bruit $BW_{IF}$ = 19 MHz

La Fig. 2 représente les résultats de mesures de la puissance de brouillage par «fenêtres» dans un canal supérieur (2438 MHz) à la sortie d'un récepteur à modulation de fréquence et multiplexage par répartition en fréquence par un signal à séquence directe à modulation par déplacement de phase et par du bruit. La différence entre les deux courbes est de 1,5 dB et elle résulte de ce que la densité spectrale de la puissance du signal à séquence directe est légèrement plus élevée que celle du bruit gaussien dans le canal qui est l'objet des mesures. Cela résulte à son tour de la forme en $(\sin X/X)^2$ du spectre de puissance du signal à séquence directe par comparaison avec la platitude du spectre de puissance du bruit gaussien, ainsi que du fait que la puissance à la sortie du filtre à 40 MHz est la même dans chaque cas. Cela indique que l'hypothèse du bruit gaussien est fondée.

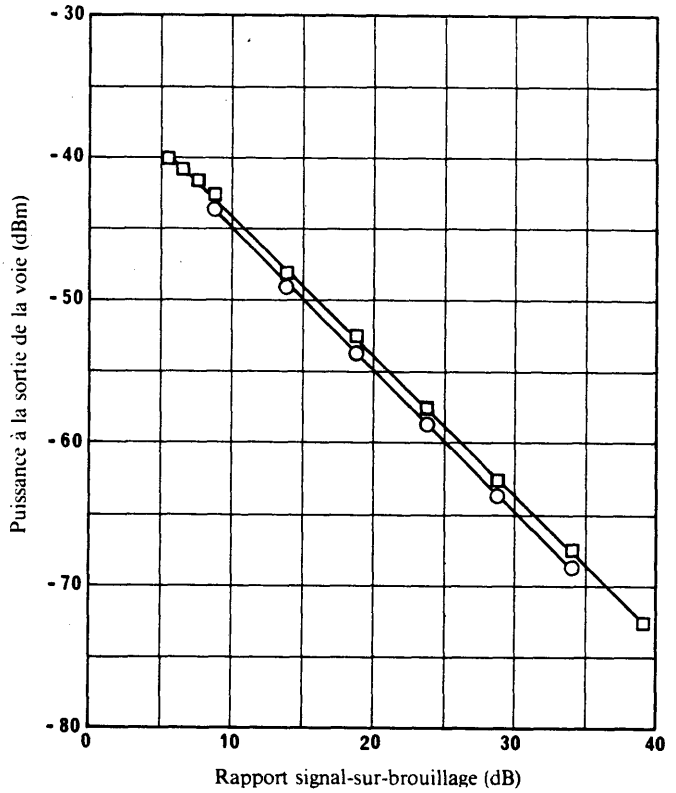



FIGURE 2 – *Puissance mesurée à la sortie du canal, en fonction du rapport signal/brouillage pour la modulation de fréquence avec multiplexage par répartition en fréquence brouillée par un signal à séquence directe à modulation par déplacement de phase (SD-MDP) et par du bruit*

□ : SD-MDP ○ : bruit

En plus des résultats de mesures, les résultats d'une simulation par ordinateur [Farber et Cormack, 1977] obtenus pour des récepteurs radiotéléphoniques à modulation d'amplitude et à modulation de fréquence permettent de comparer au bruit gaussien la modulation par déplacement minimal (MDM) à séquence directe (Rapport 177-1, Genève, 1974). Le modèle de simulation par ordinateur qui a été utilisé était une version modifiée du modèle de fonctionnement d'un récepteur non cohérent qui est décrit dans le Rapport 520. Les modifications faites comportaient l'adjonction d'un signal brouilleur à séquence directe à modulation par déplacement minimal et un changement des opérations de filtrage de façon qu'elles soient exécutées dans le domaine du temps, plutôt que dans celui des fréquences. Les systèmes à modulation d'amplitude et modulation de fréquence simulés étaient ceux qui sont décrits au Tableau I, et les résultats concernant la qualité de fonctionnement ont été obtenus séparément pour la séquence directe à modulation par déplacement minimal et pour le bruit blanc gaussien.

Pour le système à modulation d'amplitude, la Fig. 3 représente des résultats simulés donnant l'indice de netteté (IN) en fonction du rapport signal/brouillage à la sortie à fréquence intermédiaire pour le signal à séquence directe à modulation par déplacement minimal et en fonction du rapport signal/bruit pour le bruit. Les résultats correspondants pour le système à modulation de fréquence sont représentés sur la Fig. 4. Ces figures montrent qu'approximativement la même qualité de fonctionnement est obtenue pour le signal à séquence directe que pour du bruit de même largeur de bande. Par conséquent, dans le cas de la séquence directe, les niveaux de la dégradation de la qualité de fonctionnement du système radiotéléphonique qui ont été définis subjectivement pour le brouillage par le bruit (Recommandation 339, Rapport 525) peuvent être utilisés également de la même façon que ceux qui ont été définis en fonction de l'indice de netteté.

3.2.3 *Signaux à saut de fréquence*

Pour les systèmes classiques de communication, il a été admis qu'approximativement la même qualité de fonctionnement serait obtenue pour un niveau donné de la puissance résultant, dans le filtre à fréquence intermédiaire, d'un signal à saut de fréquence ou d'un signal à impulsions. Cette hypothèse est fondée sur un nombre limité d'essais d'écoute subjective pendant lesquels il a été constaté qu'un signal à saut de fréquence dans un récepteur à modulation d'amplitude se présentait comme un brouillage par impulsions. Un signal à saut de fréquence tombe de façon aléatoire dans un canal alors qu'un signal à impulsions se produit régulièrement. Mais aux niveaux typiques de la qualité de fonctionnement, si un signal à impulsions survient de façon aléatoire avec un taux moyen d'occurrence égal à la fréquence de répétition des impulsions d'un signal à impulsions dont les impulsions ont la même largeur que l'autre signal, il aura presque le même effet sur l'intelligibilité d'un signal radiotéléphonique que le signal périodique à impulsions [Miller et Licklider, 1950].

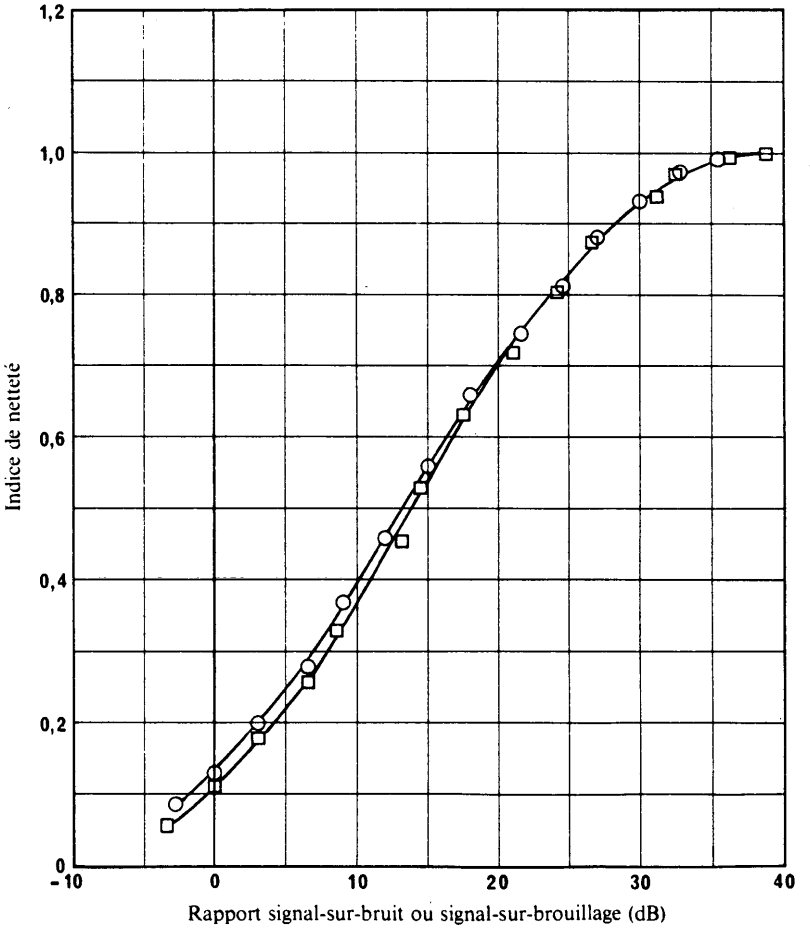



FIGURE 3 – *Résultats de simulation pour la modulation d'amplitude brouillée par un signal à séquence directe à modulation par déplacement minimal (SD-MDM) et par du bruit*

$BW_{IF}$ = 8 kHz □ : SD-MDM ○ : bruit

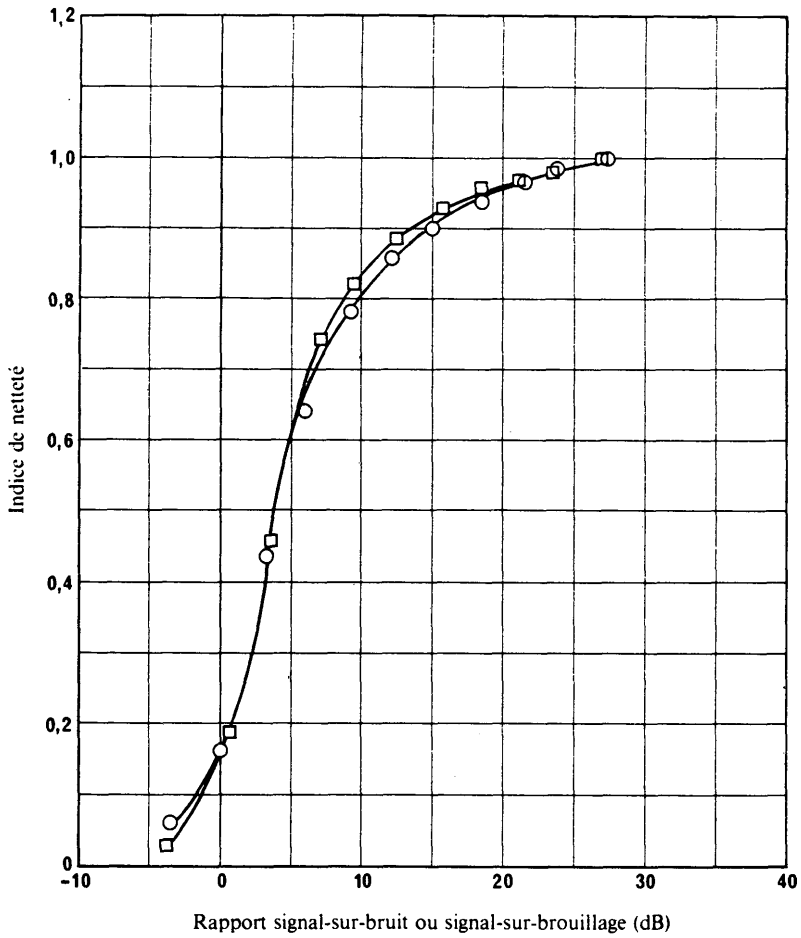



FIGURE 4 – *Résultats de simulation pour la modulation de fréquence brouillée par un signal à séquence directe à modulation par déplacement minimal (SD-MDM) et par du bruit*

$BW_{IF}$ = 16 kHz □ : SD-MDM ○ : bruit

En traitant le signal à saut de fréquence comme un signal à impulsions, nous avons passé en revue un volume significatif de données sur la dégradation de la qualité de fonctionnement par les brouillages par impulsions causés à des récepteurs radiotéléphoniques à modulation d'amplitude, modulation de fréquence et modulation de fréquence avec multiplexage par répartition en fréquence; le but était d'obtenir les rapports de protection signal/brouillage. Un résumé des tendances indiquées par les données mesurées et la simulation par ordinateur dans le cas de la modulation d'amplitude, est donné dans [Hatch et autres, 1971]. Pour obtenir une valeur donnée de l'indice de netteté, il faut disposer de différents rapports signal/brouillage pour les différents paramètres des signaux à impulsions. Le rapport signal/brouillage choisi comme rapport de protection pour chaque cas a été la valeur la plus élevée requise pour assurer un indice de netteté d'au moins 0,7 ou 0,9 pour toutes les valeurs de la largeur des impulsions, de la fréquence de répétition des impulsions et des déréglages du récepteur pour lesquelles des mesures ont été faites. Ces valeurs du rapport de protection signal/brouillage sont donc prudentes. Le Tableau II donne les largeurs d'impulsion et les fréquences de répétition des impulsions pour lesquelles les données ont varié.

TABLEAU II - *Gammes de paramètres pour les mesures des brouillages par impulsions*

| Type de modulation | Largeur des impulsions (μs) | | Fréquence de répétition des impulsions (imp./s) | |
|---|---|---|---|---|
| | de | à | de | à |
| A3E | 5 | 1000 | 10 | 400 |
| F3E | 1 | 1000 | 40 | 1000 |
| F8E (MRF-MF) | 0,1 | 1000 | 50 | 15 000 |

### 3.2.4 *Rapport signal/brouillage*

Les rapports de protection signal/brouillage sont donnés au Tableau III et ils s'appliquent à la puissance dans la largeur de bande du récepteur. En partie du fait que les rapports de protection pour le cas du spectre étalé ont été évalués de façon prudente, le rapport de protection pour ce cas est quelquefois plus élevé que dans la situation à modulation conventionnelle. Mais nous montrons plus loin que les grandes largeurs de bande utilisées par les systèmes à étalement du spectre réduisent la densité spectrale de la puissance émise dans une mesure telle que typiquement, pour les niveaux de qualité spécifiés, les affaiblissements de propagation requis pour les systèmes à étalement du spectre sont moins élevés que pour les systèmes à modulation conventionnelle. Les rapports signal/brouillage pour les cas de A3E-contre-A3E et de A3E-contre-SD (séquence directe), (c'est-à-dire le bruit) ont été obtenus du Rapport 525 pour l'indice de netteté égal à 0,7 et en utilisant, pour l'indice de netteté égal à 0,9, le modèle de fonctionnement du récepteur décrit dans le Rapport 520. Pour les cas de F3E-contre-F3E et de F3E-contre-SD (séquence directe), les valeurs ont été obtenues dans [ECAC, 1973]. Les rapports de protection donnés dans le présent Rapport pour les cas de F3E diffèrent de ceux qui sont donnés dans le Rapport 525 parce que le système F3E pris en considération dans le Rapport 525 utilise la préaccentuation et la désaccentuation, alors que le système F3E pris en considération dans le présent Rapport ne les utilise pas. Pour les cas de F8E-contre-F8E et de F8E-contre-SD (séquence directe), les rapports de protection ont été obtenus d'après des données mesurées qui concernaient la dégradation de la qualité. Les rapports de protection pour le récepteur F8E sont applicables à une voie supérieure, cas le plus défavorable.

TABLEAU III - *Rapports de protection signal/brouillage (dB)* (1)

| Signal/ bruit (dB) | Modulation du signal utile (2) | Indice de netteté IN | Modulation du brouilleur | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | A3E (2) | F3E (2) | F8E (2) | SD (3) | SF (4) |
| 45 | A3E | 0,7 | 7 | | | 21 | 19 |
| | | 0,9 | 13 | | | 28 | 31 |
| 22 | F3E | 0,7 | | 6 | | 8 | 19 |
| | | 0,9 | | 20 | | 15 | 30 |
| 55 | F8E (MRF-MF) | 0,7 | | | 17 | 15 | 15 |
| | | 0,9 | | | 22 | 21 | 21 |

(1) Tous les rapports signal/brouillage sont des rapports puissance moyenne sur puissance moyenne.
(2) Décrit dans le Tableau I.
(3) Séquence directe.
(4) Saut de fréquence.

3.3 *Affaiblissement de propagation minimal requis*

Les rapports de protection donnés au Tableau III ont été utilisés pour calculer l'affaiblissement de propagation minimal requis pour chaque niveau de la qualité du système pour deux types de signaux à spectre étalé et pour un signal brouilleur à modulation conventionnelle. L'affaiblissement de propagation minimal requis est défini comme étant la valeur minimale de l'affaiblissement que le signal brouilleur doit éprouver pour que l'indice de netteté atteigne au moins la valeur spécifiée. Les deux types de signaux à spectre étalé choisis aux fins de l'analyse étaient le signal à séquence directe et le signal à séquence directe et saut de fréquence. Pour chaque type de signal à spectre étalé, on a évalué pour la modulation de la porteuse les deux modes de modulation antipodiques par déplacement de phase et par déplacement minimal. Pour chacun de ces signaux à spectre étalé, on a admis que la p.i.r.e. était égale dans le cas analysé à celle du signal brouilleur à modulation conventionnelle. Ces valeurs de la p.i.r.e. sont données au Tableau I. On a pris en considération deux taux de découpage typiques (10 Mbit/s et 40 Mbit/s) pour le signal à séquence directe, le terme «taux de découpage» se référant à la vitesse de signalisation de la séquence du code d'étalement du spectre. On a supposé que le signal à séquence directe et saut de fréquence pouvait utiliser entre 40 fréquences porteuses également espacées, avec une pause de 100 µs sur chaque fréquence. L'émission à séquence directe et saut de fréquence est considérée être telle que chaque fréquence porteuse se présente à un taux moyen de 250 fois par seconde. Chacune des valeurs du taux de découpage de la modulation à séquence directe a été prise en considération avec chacune des deux valeurs correspondantes de l'écart entre fréquences adjacentes. Des taux de découpage de 2,5 et 5 Mbit/s ont été utilisés en même temps que des écarts de fréquences de 2,25 et 4,5 MHz, respectivement, pour le cas de la modulation par déplacement de phase. Pour le cas de la modulation par déplacement minimal, des taux de découpage de 2,5 et 5 Mbit/s ont été utilisés respectivement avec des écarts de fréquences de 1,5 et 3 MHz.

L'affaiblissement minimal de propagation requis, $L_p$, exprimé en dB pour les valeurs de l'indice de netteté égales à 0,7 ou 0,9, est donné par la formule:

$$L_p = I_{IF} - (S/N) - N + (S/I)_T \qquad (1)$$

où:

$L_p$ : affaiblissement minimal de propagation requis

$I_{IF}$ : puissance de brouillage transmise dans le filtre à fréquence intermédiaire exprimée en dBm

$S/N$ : rapport des puissances moyennes signal utile sur bruit gaussien dans le filtre à fréquence intermédiaire (dB)

$(S/I)_T$ : rapport de protection signal/brouillage, rapport de protection approprié, tel qu'il figure au Tableau III, requis pour les valeurs de l'indice de netteté égales à 0,7 ou 0,9.

On trouvera dans l'Annexe I des détails concernant les calculs de l'affaiblissement de propagation.

Les résultats des calculs de l'affaiblissement de propagation figurent au Tableau IV. Pour les signaux à séquence directe et saut de fréquence indiqués dans ce tableau, les nombres qui constituent des séries ordonnées de cinq nombres représentent les valeurs des paramètres $n_f$, $\tau_f$, $r_f$, $R_c$, $f_s$ :

où:

$n_f$ : nombre de fréquences qui sont utilisées

$\tau_f$ : temps de maintien en µs sur chaque fréquence porteuse

$r_f$ : taux moyen d'occurrence de chaque porteuse exprimée en occurrences/s

$R_c$ : taux de découpage (Mbit/s)

$f_s$ : écart entre fréquences porteuses adjacentes (MHz).

La gamme des largeurs de bande d'émission couvertes par les signaux à spectre étalé typiques choisis est très étendue et elle devrait être généralement applicable. De petits changements dans la largeur de la bande étalée n'entraîneraient pas de grands changements des affaiblissements minimaux de propagation requis. Les distances de séparation correspondant aux affaiblissements minimaux de propagation donnés au Tableau IV peuvent être déterminées en utilisant les procédures appropriées au calcul des affaiblissements de propagation. Il convient de ne pas utiliser le résultats qui figurent au Tableau IV pour comparer entre elles les émissions A3E, F3E et F8E, cela en raison des différences entre niveaux des signaux utiles qui ont été pris en considération dans les trois cas.

3.4 *Données de mesure*

Une expérience a été faite par l'Administration canadienne à Ottawa, Canada, avec utilisation d'un équipement commercial à saut de fréquence (SF) fonctionnant dans la bande 30-88 MHz. Des mesures ont été effectuées pour déterminer les critères de protection contre le brouillage dans le même canal applicables au service mobile terrestre exploité à la partie inférieure de la bande des ondes métriques. Les spécifications de l'équipement FH utilisé sont indiquées au Tableau V.

TABLEAU IV - *Affaiblissements minimaux de propagation requis (dB)*

| Largeur de bande de l'émission (1) (kHz) | Brouillage | Signal utile | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | A3E | | F3E | | F8E | |
| | IN | 0.7 | 0.9 | 0.7 | 0.9 | 0.7 | 0.9 |
| 1,4(2) | A3E | 144 | 150 | | | | |
| 1,5(2) | F3E | | | 163 | 177 | | |
| 400 (2) | F8E (MRF-MF) | | | | | 143,6 | 148,6 |
| 9 000 | SD/MDP 10 Mbit/s | 127 | 134 | 137 | 144 | 141,6 | 147,6 |
| 6 000 | SD/MDM 10 Mbit/s | 129,1 | 136,1 | 139,1 | 146,1 | 141,6 | 147,6 |
| 36 000 | SD/MDP 40 Mbit/s | 121 | 128 | 131 | 138 | 139 | 145 |
| 24 000 | SD/MDM 40 Mbit/s | 123,1 | 130,1 | 133,1 | 140,1 | 141,2 | 147,2 |
| 180 000 | SF/SD/MDP (40, 100, 250, 5, 4,5) | 111,7 | 123,7 | 134,7 | 145,7 | 131,7 | 137,7 |
| 120 000 | SF/SD/MDM (40, 100, 250, 5, 3) | 113,7 | 125,7 | 136,7 | 147,7 | 133,7 | 139,7 |
| 90 000 | SF/SD/MDP (40,100, 250, 2,5 2,25) | 114,7 | 126,7 | 137,7 | 148,7 | 134,7 | 140,7 |
| 60 000 | SF/SD/MDM (40, 100, 250, 2,5, 1,5) | 116,7 | 128,7 | 139,7 | 150,7 | 136,7 | 142,7 |

(1) Largeur de bande à 3 dB (c'est la largeur de bande d'émission qu'il faut utiliser lorsqu'on détermine la largeur de la bande dans laquelle l'émetteur et le récepteur sont considérés comme fonctionnant dans le même canal).

(2) Cette valeur concerne la crête de la densité spectrale de puissance dans les bandes latérales.

TABLEAU V – *Spécifications de l'équipement SF utilisé*

| | |
|---|---|
| Fréquence de fonctionnement (MHz) | 30-88 |
| Récurrence des sauts (par s) | 100 |
| Nombre de fréquences | 256 |
| Largeur de bande RF (MHz) | 6,4 |
| Espacement entre fréquences adjacentes (kHz) | 25 |

3.4.1 *Rapports de protection signal/brouillage (S/I)*

Trois récepteurs MF du commerce, fonctionnant avec un espacement entre canaux de 20, 50 et 25 kHz respectivement, ont été utilisés pour les mesures. Les rapports de protection $S/I$ pour le fonctionnement dans le même canal ont été mesurés par référence aux niveaux de dégradation juste perceptible (JP) et non-intelligible (NI) qui sont à peu près équivalents au seuil inférieur de brouillage (SIB) et à l'indice de netteté (IN) de 0,3 définis dans les Rapports 526 et 525. Les résultats sont indiqués au Tableau VI.

TABLEAU VI – *Rapports de protection signal/brouillage dans le même canal (dB)*

| Niveau de dégradation | SINAD (dB) | Nombre de sources de brouillage | $S/I$ (dB) | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | Récepteur 1 | Récepteur 2 | Récepteur 3 |
| JP | 30 | $n$(1) | – 12 | +10 | + 10 |
| JP | 12 | $n$ | – 15 | – 8 | – 14 |
| NI | 30 | 1 | –106 | –92 | – 96 |
| NI | 30 | 4 (2) | – 80 | –78 | – 92 |
| NI | 12 | 1 | – 90 | –94 | –100 |

(1) Pour le niveau de dégradation JP, le nombre de sources de brouillage, $n$, n'était pas significatif, étant donné que le niveau pour lequel le brouillage devient juste perceptible est indépendant de sa fréquence d'apparition. Les essais ont été effectués avec $n$ = 1, 2 et 4.

(2) Pour le récepteur 3, on n'a utilisé que deux sources de brouillage.

Le Tableau III présente les prévisions théoriques des rapports de protection signal/brouillage pour un signal SF/SD brouilleur et un signal MF (F3E) utile. Le système SF utilisé dans l'expérience canadienne avait une récurrence des sauts plus petite que celle considérée dans le Tableau III. Les rapports $S/I$ mesurés étaient aussi inférieurs à ceux du Tableau III.

3.4.2 *Affaiblissement de propagation minimum*

L'affaiblissement de propagation requis minimum constituerait un meilleur critère pour comparer les résultats expérimentaux avec les données de prévision. Dans le premier cas, l'affaiblissement de propagation requis minimum est défini comme étant la différence entre le niveau de brouillage maximum toléré à l'entrée du récepteur et la puissance isotropique rayonnée équivalente. Les données sont présentées au Tableau VII pour le récepteur 3, en supposant une p.i.r.e. de 20 dBW.

TABLEAU VII – *Affaiblissement de propagation requis minimum (dB)*

| Niveau de dégradation | SINAD (dB) | $U$ (1) (dBW) | $S/I$ (dB) | Affaiblissement de propagation (dB) |
|---|---|---|---|---|
| JP | 30 | −129 | + 10 | 159 |
| JP | 12 | −146 | − 14 | 152 |
| NI | 30 | −129 | − 96 | 53 |
| NI | 30 | −129 | − 92 | 57 (2) |
| NI | 12 | −146 | −100 | 66 |

(1) Niveau du signal utile minimum, $U$, en dBW pour le rapport SINAD donné.

(2) Deux sources de brouillage présentes simultanément.

La comparaison entre les résultats ci-dessus (référence aux niveaux de dégradation JP et NI) et ceux du Tableau IV indique que les affaiblissements de propagation sont légèrement plus élevés pour JP que pour un IN de 0,9 et moins élevés pour NI que pour un IN de 0,7.

3.4.3 *Résumé*

Les résultats expérimentaux montrent que des affaiblissements de propagation importants sont nécessaires pour protéger un récepteur MF contre le niveau juste perceptible du brouillage dans le même canal, mais par ailleurs des affaiblissements de propagation étonnamment faibles sont nécessaires pour protéger ce récepteur contre le brouillage préjudiciable non intelligible. En outre, si l'on considère que les usagers réels du service mobile terrestre dans la bande 30-50 MHz utilisent des techniques de transmission analogique, un brouillage d'une durée de 10 ms, comme celui utilisé dans l'expérience canadienne, ne sera pas gênant s'il ne se produit pas trop souvent. Pour une voie donnée du service mobile terrestre, le brouillage causé par une source était présent en moyenne pendant 0,4% du temps; on en conclut qu'un système mobile terrestre (signaux vocaux analogiques) peut tolérer un plus grand nombre de sources SF, le nombre maximum étant déterminé par la qualité de service souhaitée.

Cette expérience n'avait pas pour but d'évaluer l'influence du brouillage SF sur les systèmes numériques, ni d'étudier la relation entre le nombre de sources de brouillage SF et la dégradation d'un signal dans le service mobile terrestre.

3.5 *Conclusion*

Les résultats de cet exemple indiquent que l'affaiblissement requis est moindre lorsque l'on est en présence d'une émission à spectre étalé que dans le cas d'une émission ayant le même type de modulation, à la fois pour obtenir une qualité qui représente le seuil de dégradation de l'intelligibilité et une qualité qui est comprise entre «difficilement commerciale» et «bonne qualité commerciale». Ainsi que l'indiquent les résultats qui figurent au Tableau IV, la réduction de l'affaiblissement minimal de propagation requis va de 13,9 à 23,3 dB pour le système A3E, de 23,3 à 39 dB pour le système F3E et de 1 à 11,9 dB pour le système F8E. Cela indique que la possibilité de partage est plus étendue. Il est nécessaire d'examiner ces cas de plus près afin de déterminer les critères détaillés du partage pour les cas examinés, où une voie de radiocommunication unique est superposée à une voie classique de radiocommunication. Les cas supplémentaires nécessitent un examen visant à déterminer la capacité maximale en systèmes réalisable pour un volume donné. De plus, les résultats d'essais effectués avec un système SF à 100 sauts par seconde indiquent que le rapport signal/brouillage et les affaiblissements de propagation nécessaires pour protéger les systèmes de radiotéléphonie classiques peuvent être inférieurs à ceux prévus par des modèles théoriques.

## 4. Exemple 2 – Brouillage causé par des systèmes à étalement du spectre au service de radiodiffusion télévisuelle

### 4.1 *Considérations générales*

On examine dans cet exemple le brouillage causé à la réception de télévision par des systèmes à étalement du spectre. Le type général de technique d'étalement qui présente un intérêt dans cet exemple est la technique SF.

Pour un niveau spécifié de performance, le présent Rapport donne les valeurs du rapport de puissance $S/I$ nécessaire pour la protection des signaux de télévision vidéo et son en présence des signaux de brouillage SF. Les résultats sont comparés aux situations dans lesquelles la dégradation des signaux vidéo et son est causée par une source de brouillage à fréquence fixe. Il est indiqué que, pour le brouillage dans le même canal et le brouillage par le canal adjacent, des rapports de protection plus faibles sont nécessaires contre les signaux SF brouilleurs que contre des sources de brouillage à fréquence fixe. Une bonne étude théorique du rapport de protection nécessaire pour la réception de télévision figure dans le Rapport 306 (Genève, 1982).

### 4.2 *Signaux à saut de fréquence*

Des essais de brouillage ont été effectués à Ottawa, Canada, sur cinq récepteurs de télévision nord-américains de type courant utilisant la modulation NTSC. Les spécifications de l'équipement SF utilisé sont données dans le Tableau V. Les essais ont été effectués dans la bande 50-88 MHz.

### 4.3 *Rapports de protection signal/brouillage (S/I)*

Les rapports de protection $S/I$ pour le brouillage dans le même canal et le brouillage par le canal adjacent ont été mesurés par référence aux niveaux de dégradation JP et NI, qui sont approximativement équivalents à la note 4,5 et à la note inférieure à 1 respectivement sur l'échelle de dégradation du CCIR (Recommandation 500). Le niveau du signal de télévision utile était adapté dans tous les essais à 49 dB($\mu$V) aux bornes d'une impédance terminale de 300 $\Omega$.

#### 4.3.1 *Brouillage dans le même canal*

Les résultats des essais concernant le brouillage dans le même canal sont indiqués au Tableau VIII. La valeur moyenne (pour cinq récepteurs) et la valeur la plus défavorable des rapports $S/I$ requis sont données pour le canal de télévision 6 (82-88 MHz). D'autres canaux de télévision exigeaient des rapports signal/brouillage semblables. Dans chaque cas, le brouillage était beaucoup plus fort sur le signal vidéo que sur le signal son.

TABLEAU VIII – *Rapports signal/brouillage dans le même canal de télévision (dB)*

| Niveau de dégradation | Nombre de sources de brouillage | Vidéo | | Son | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | Valeur moyenne | Valeur la plus défavorable | Valeur moyenne | Valeur la plus défavorable |
| JP | 1 | 44 | 44 | 18 | 20 |
| JP | 4 | 46 | 48 | 22 | 22 |
| NI | 1 | 11 | 14 | 6 | 8 |

Ces résultats, si on les compare aux données figurant dans l'Annexe II du Rapport 306 (Genève, 1982), montrent que la réception de télévision est moins sensible au brouillage dans le même canal causé par les systèmes SF que par les systèmes à bande étroite fonctionnant sur une fréquence proche de ou égale à la fréquence de la porteuse image ou de la sous-porteuse couleur.

#### 4.3.2 *Brouillage par le canal adjacent*

Le Tableau IX présente sous forme résumée les résultats des essais de brouillage par le canal adjacent. La valeur moyenne et la valeur la plus défavorable des rapports $S/I$ sont données pour trois modes de brouillage:

mode 1 – canal adjacent inférieur

mode 2 – canal deuxième adjacent inférieur

mode 3 – canal adjacent supérieur.

La dégradation du signal son a été dans chaque cas beaucoup moins grave que celle du signal vidéo; elle n'est pas indiquée dans le Tableau.

TABLEAU IX – *Rapports signal/brouillage par le canal adjacent de télévision (dB)*

| Niveau de dégradation | Nombre de sources de brouillage | Mode 1 | | Mode 2 | | Mode 3 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | Valeur moyenne | Valeur la plus défavorable | Valeur moyenne | Valeur la plus défavorable | Valeur moyenne | Valeur la plus défavorable |
| JP | 1 | −3 | +8 | −18 | −5 | −30 | −27 |
| JP | 4 | +1 | +11 | −13 | 0 | −23 | −18 |

Il est indiqué dans le Rapport 306 (Genève, 1982) et dans la Recommandation 418 (Genève, 1982) que les rapports de protection considérés comme acceptables lorsqu'une source de brouillage est présente pendant moins de 10% du temps sont de −6 dB pour le brouillage par le canal adjacent inférieur et −12 dB pour le brouillage par le canal adjacent supérieur. Les rapports de protection pour une dégradation juste perceptible seraient de 10 à 20 dB plus élevés. En supposant qu'un système SF ne cause pas de brouillage à un récepteur de télévision pendant plus de 10% du temps les résultats expérimentaux du Tableau IX représentent une amélioration par rapport aux valeurs indiquées dans le Rapport 306 (Genève, 1982) et la Recommandation 418 (Genève, 1982).

### 4.4 *Conclusion*

Les résultats de cet exemple montrent que, pour une qualité de service donnée à l'entrée du récepteur de télévision, des rapports signal/brouillage plus faibles que dans le cas des émissions à fréquence fixe sont nécessaires pour les émissions SF dans le même canal et dans le canal adjacent. Cet exemple montre qu'il existe une possibilité de partage, notamment en ce qui concerne le canal adjacent. Un complément d'étude est nécessaire pour déterminer la relation qui existe entre le rapport $S/I$ nécessaire et le nombre d'émissions SF dans diverses situations, de même que pour étudier les possibilités offertes par les systèmes SF pour éviter d'avoir des émissions sur des fréquences proches de ou égales aux fréquences porteuses de télévision (image et couleur).

## 5. Exemple 3 – Partage des bandes entre un système de navigation classique à impulsions (AN/DME) et un système AMRT avec étalement du spectre

### 5.1 *Généralités*

On trouvera ci-après un exemple de partage du spectre dans lequel on exploite un certain nombre de facteurs, en plus des faibles valeurs de la densité spectrale. Il s'agit du partage entre le système navigation aérienne/équipement de mesure de distance (AN/DME) et un système typique à étalement du spectre, spécialement conçu pour mettre à profit les caractéristiques de l'AN/DME afin d'assurer la compatibilité avec ce dernier (et d'autres systèmes) dans la bande 960-1215 MHz. Le système est un système à accès multiple par répartition dans le temps. Le temps est divisé en intervalles de temps qui sont attribués aux utilisateurs pour la transmission des données, compte tenu du débit binaire dont ils ont besoin. Dans chaque intervalle de temps «actif», on émet une séquence d'impulsions d'élargissement du spectre avec saut de fréquence; cette séquence répartit l'énergie émise sur toute la bande AN/DME (960 à 1215 MHz, alors que la bande passante du récepteur-interrogateur AN/DME est de 300 kHz). En outre, on tient compte des caractéristiques du système AN/DME en opérant les choix suivants:

- impulsions courtes (6,4 μs) comme éléments des signaux de base (dans certains équipements AN/DME, des impulsions de durée supérieure à 8,5 μs pourraient être décodées d'une façon erronée et donner des couples d'impulsions);
- modulation continue à décalage de phase et filtrage des lobes latéraux, pour limiter la densité spectrale instantanée sur des fréquences éloignées de la porteuse des impulsions;
- signaux à faible coefficient d'utilisation, pour limiter la probabilité de coïncidence entre une impulsion isolée et une impulsion AN/DME;
- séparation de fréquence minimale entre des impulsions consécutives, afin d'éviter le décodage par les récepteurs AN/DME.

On trouvera une description du système AN/DME dans l'Annexe II.

### 5.2 Programme de contrôle de la compatibilité

On a procédé à une évaluation poussée de la compatibilité électromagnétique entre un système à étalement du spectre et le système AN/DME [Mayher, 1978]. A cette fin, on a effectué de nombreuses expériences au banc d'essai, qui ont permis de recueillir des données paramétriques statiques concernant l'influence du système à élargissement du spectre sur les interrogateurs aéroportés et les radiobalises au sol. Un grand nombre d'essais en vol ont aussi été effectués pour évaluer les performances dans les conditions réelles de fonctionnement, qui ne pouvaient pas être simulées avec précision; ces essais avaient aussi pour but de valider des modèles de prévision des performances, sur la base des expériences au banc d'essai. Les éléments du système AN/DME mis à l'essai comprenaient des échantillons représentatifs de plusieurs modèles d'équipement AN/DME, ainsi que le système MLS/DME (système d'atterrissage/équipement de mesure de distance en hyperfréquences), qui a déjà fait l'objet d'une planification poussée.

Un résultat important de ces essais d'évaluation a été d'optimiser la compatibilité, par le moyen de petites modifications apportées à la conception des deux systèmes. Le système à élargissement du spectre filtrait le spectre des impulsions pour donner une faible densité spectrale sur des fréquences éloignées de la porteuse des impulsions; d'autre part, il modifiait l'algorithme de sélection de fréquence pour assurer un espacement de fréquence suffisant entre les impulsions adjacentes, de manière à empêcher un décodage intempestif par un récepteur AN/DME. On a modifié les radiobalises au sol pour empêcher des indications de distance erronées dans certaines conditions de propagation par trajets multiples. La première modification avait pour effet de désensibiliser un récepteur de radiobalises pendant 250 µs après la réception d'une impulsion de grande intensité. Le dispositif ainsi obtenu a été modifié pour pouvoir fonctionner avec décodage de couples d'impulsions, de manière à réduire la sensibilité à l'égard des impulsions isolées provenant de systèmes à élargissement du spectre ou d'autres sources d'impulsions.

Pour déterminer les performances des radiobalises utilisées dans le programme d'essai, on a mesuré le rendement de réponse. Ce rendement s'exprime par le pourcentage des réponses qu'une radiobalise au sol transmet à un appareil d'interrogation; c'est le rapport, en pourcentage, du nombre de réponses au nombre d'interrogations.

La Fig. 5 donne une courbe de performances typiques d'une radiobalise AN/DME; cette courbe indique le rendement de réponse en fonction de l'intensité du signal utile, en l'absence de brouillage. La sensibilité de la radiobalise est définie par un niveau de signal utile de −90 dBm pour un rendement de réponse de 70%. Lorsqu'on introduisait le brouillage dans la radiobalise, pour un niveau de signal de −50 dBm, l'effet produit sur les performances de la radiobalise (pour les rendements de réponse inférieurs à 70%) était une densibilisation qui variait de 0 dB à 1,6 dB, selon les caractéristiques particulières de la radiobalise. La Fig. 5 représente une désensibilisation maximale de 1,6 dB en présence d'un brouillage. On a pris en considération les rendements de réponse inférieurs à 70%, qui définissent la plage dans laquelle l'appareil d'interrogation aéroporté «reçoit» et suit une radiobalise donnée.

Les performances d'un appareil d'interrogation aéroporté peuvent être mesurées par le niveau de signal utile qui est nécessaire, pour une valeur donnée du rendement de réponse, pour que cet appareil «reçoive» et suive une radiobalise au sol. La Fig. 6 représente une courbe du seuil d'acquisition de l'appareil d'interrogation, en fonction de l'intensité du signal reçu et du rendement de réponse. On a aussi tracé sur la Fig. 6 la courbe de performance correspondante de la radiobalise. La sensibilité d'acquisition de l'appareil d'interrogation est de l'ordre de −92,5 dBm. Lorsqu'on introduisait le brouillage dans l'appareil d'interrogation aéroporté, ave un niveau de −36 dBm et un taux d'utilisation de 40%, l'effet produit sur cet appareil était un décalage ou une diminution de la sensibilité d'acquisition. Cette diminution variait de 0 dB à 1,7 dB, selon les caractéristiques particulières de l'appareil d'interrogation. La Fig. 6 met en évidence une diminution maximale de 1,7 dB de la sensibilité de réception de cet appareil.

### 5.3 *Conclusions*

L'exemple traité ci-dessus, basé sur des caractéristiques conventionnelles existantes, montre que le partage du spectre est possible entre un système à étalement du spectre et un système de type classique. De légères modifications apportées au système existant et quelques modifications mineures de conception du système à étalement du spectre ont rendu possible le partage des bandes et ont abouti à une plus grande efficacité de l'utilisation du spectre. Outre la densité spectrale, d'autres facteurs tels que le coefficient d'utilisation de l'intervalle de temps et le degré acceptable de diminution de la sensibilité de réception de l'interrogateur, jouent un rôle extrêmement important dans la réalisation de ce partage et méritent d'être pris dûment en considération au stade de la conception. Dans l'exemple traité, le niveau de puissance des signaux brouilleurs dépasse considérablement la sensibilité d'un récepteur classique, malgré cela, on obtient des performances acceptables en choisissant avec soin les caractéristiques des signaux et en appliquant une faible densité spectrale.

## 6. Résumé

Les systèmes de communication qui mettent en jeu une variété de techniques de modulation à étalement du spectre sont en plein développement. Le présent Rapport donne plusieurs exemples pour expliquer les brouillages causés par des systèmes à étalement du spectre à des systèmes de radiotéléphonie classiques, des systèmes de radiodiffusion télévisuelle et à un système de navigation à impulsions, respectivement.

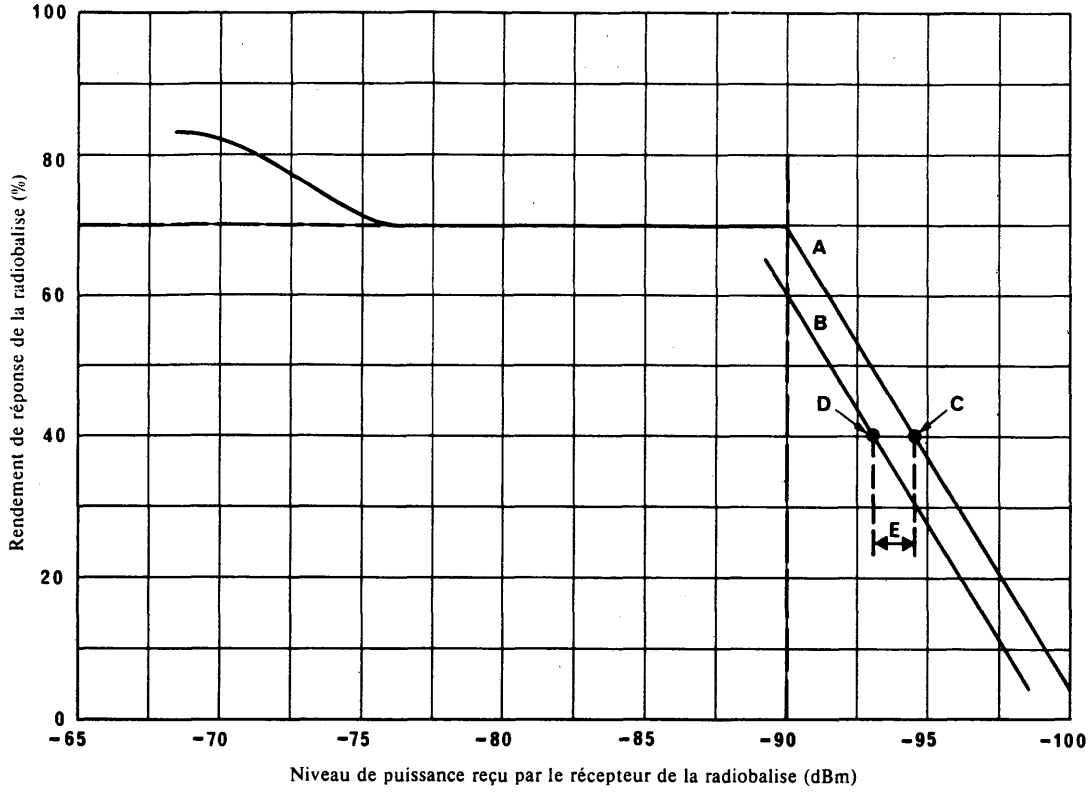



FIGURE 5 - *Courbe typique de sensibilité de réception pour un ensemble interrogateur-radiobalise dans un système AN/DME*

A: courbe de performances de la radiobalise sans brouillage
B: courbe de performances de la radiobalise avec brouillage
C: sensibilité de réception sans brouillage
D: sensibilité de réception avec brouillage de -50 dBm
E: désensibilisation maximale de 1,6 dB

Dans le premier exemple, pour les niveaux de qualité de fonctionnement d'un système représentés par les valeurs 0,7 et 0,9 de l'indice de netteté, des rapports de protection signal/brouillage ont été donnés pour les systèmes de radiotéléphonie utilisant les modulations A3, F3 et F8 (MF-MRF) et fonctionnant en présence soit de signaux de même type de modulation, soit de signaux modulés avec étalement de spectre. On a pris en considération les signaux à spectre étalé, à séquence directe, à saut de fréquence et hybrides. Pour un signal à modulation conventionnelle et plusieurs signaux à spectre étalé ayant la même puissance rayonnée, les affaiblissements minimaux de propagation requis pour une qualité de fonctionnement acceptable des systèmes A3, F3 et F8 ont été consignés dans un tableau. Les résultats obtenus pour ces cas indiquent que l'affaiblissement requis est moindre lorsqu'on est en présence, dans le même canal, d'une émission à spectre étalé, que dans le cas d'une émission à modulation classique, à la fois pour obtenir une qualité qui représente le seuil de dégradation de l'intelligibilité et une qualité qui est comprise entre «difficilement commerciale» et «bonne qualité commerciale». Des résultats d'essais obtenus avec un système SF ont corroboré les résultats indiqués ci-dessus. Les niveaux de dégradation juste perceptible et non intelligible ont été utilisés dans ces essais.

Le deuxième exemple a trait au brouillage causé par des systèmes SF à la réception de télévision dans la partie inférieure de la bande des ondes métriques. Les résultats des essais indiquent que des rapports de protection plus petits sont nécessaires pour les systèmes SF (même canal et canal adjacent) que pour les systèmes à fréquences fixes dans le cas du niveau de dégradation juste perceptible.

Le troisième exemple traite du brouillage que cause un système AN/DME classique, avec faible coefficient d'utilisation, à un système AMRT à étalement de spectre. Dans cet exemple, on obtient une qualité de fonctionnement acceptable dans les conditions données, bien que la puissance du signal brouilleur soit très supérieure à la sensibilité du récepteur classique.

Les exemples ci-dessus démontrent qu'il existe des possibilités de partage des bandes entre un système à étalement du spectre et d'autres techniques de modulation à condition de concevoir soigneusement le système dans ce but.

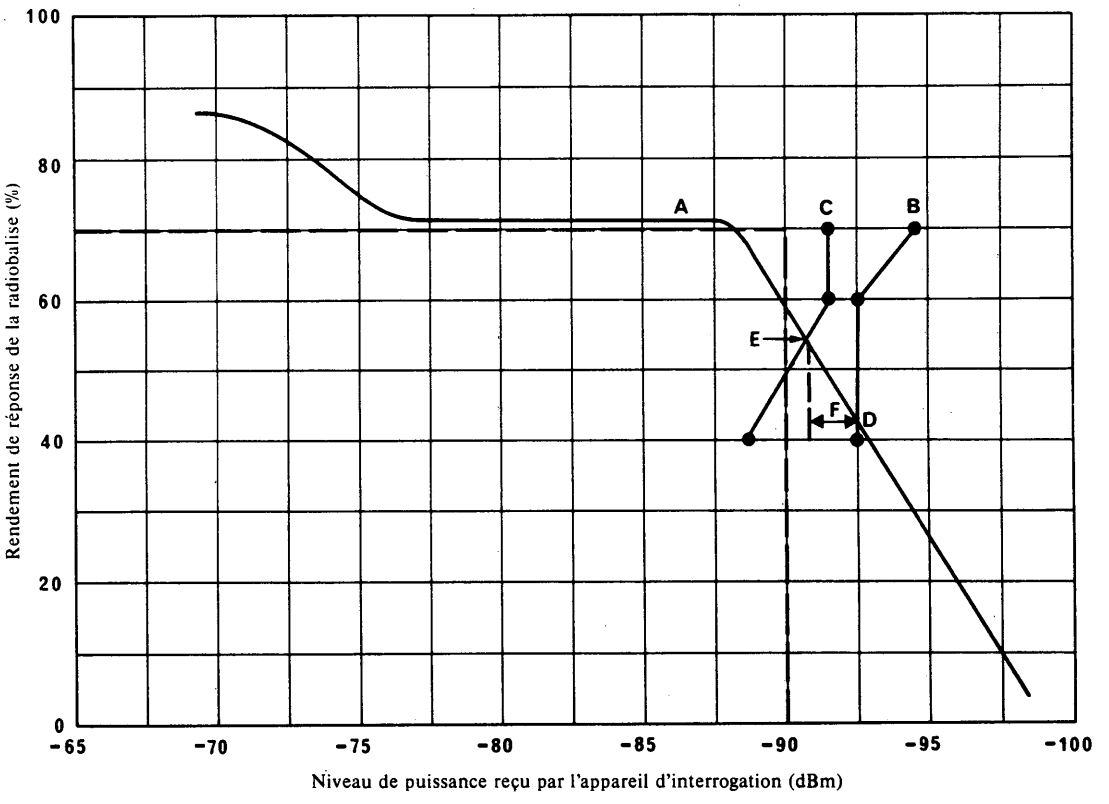



FIGURE 6 - *Courbe typique de sensibilité de réception d'un appareil d'interrogation dans un système AN/DME*

A: courbe de performances de la radiobalise
B: courbe de performances de l'interrogateur, sans brouillage
C: courbe de performances de l'interrogateur, avec brouillage de −36 dBm et coefficient d'utilisation d'un intervalle de temps de 40%
D: sensibilité de réception, sans brouillage
E: sensibilité de réception, avec brouillage
F: désensibilisation maximale de 1,7 dB

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

DIXON, R. [1976] *Spread Spectrum Systems*, John Wiley and Sons, New York.

ECAC [juillet 1973] Communication/Electronics Receiver Performance Degradation Handbook. The Frequency Management Support Division, Office of Telecommunications, US Department of Commerce and the Electromagnetic Compatibility Analysis Center (ECAC), ESD-TR-73-014, NTIS.

FARBER, L. et CORMACK, J. [1977] Simulation of Voice Communications Systems with Spread Spectrum Interference. Electromagnetic Compatibility Analysis Center (ECAC), ESD-TR-77-005, NTIS AD-A050844.

HATCH, W., HINKLE, R. et MAYHER, R. [1971] Modeling of Pulse Interference in Amplitude Modulated Receivers. IEEE International Electromagnetic Compatibility Symposium Record, Philadelphia, Pa.

MAYHER, R. J. [1978] EMC analysis of JTIDS in the 960 to 1215 MHz band. NTIS Accession No. PB 281-115/AS. US Department of Commerce, Office of Telecommunications, National Technical Information Service, Springfield, VA 22161.

MILLER, G. et LICKLIDER, J. [1950] The Intelligibility of Interrupted Speech. *J. Acous. Soc. of Amer.*, Vol. 22, **2**, 167-173.

STEIN, S. et JONES, J. [1967] *Modern Communication Principles.* McGraw-Hill, New York.

## ANNEXE I

### CALCUL DE L'AFFAIBLISSEMENT MINIMAL DE PROPAGATION REQUIS

L'affaiblissement minimal de propagation requis, $L_p$, exprimé en dB pour les valeurs de l'indice de netteté égales à 0,7 ou 0,9, est donné par la formule:

$$\begin{aligned} L_p &= I_{IF} - (S/N) - N + (S/I)_T \\ &= I_{IF} - (S/N) + 174 - 10 \log BW_{IF} - NF + (S/I)_T \end{aligned} \quad (1)$$

où:

$N$: puissance moyenne de bruit dans le filtre à fréquence intermédiaire, exprimée en dBm

$BW_{IF}$: largeur de bande à 3 dB du filtre à fréquence intermédiaire, exprimée en Hz

(Pour plus de détails sur la symbologie, voir le § 3.3.)

Pour le brouillage de la modulation avec maintien du spectre, toute la puissance transmise est contenue dans le filtre à fréquence intermédiaire, de sorte que $I_{IF}$ peut s'exprimer par:

$$I_{IF} = I_E + G_R \quad (2)$$

où:

$I_E$: p.i.r.e. du système brouilleur, exprimée en dBm

$G_R$: gain de l'antenne du système de réception, exprimé en dBi.

Pour le brouillage à séquence directe, $I_{IF}$ est donné par:

$$I_{IF} = I_E + G_R - FDR(0) \quad (3)$$

où:

$FDR(0)$ est pour $\Delta f = 0$ l'affaiblissement, exprimé en dB, qui dépend de la fréquence, et $FDR(\Delta f)$ est défini de la façon suivante dans le Rapport 654:

$$FDR(\Delta f) = 10 \log \left[ \frac{\int_0^\infty p(f)\, df}{\int_0^\infty p(f)\, H(f+\Delta f)\, df} \right] \quad (4)$$

Dans l'équation (4):

$p(f)$: densité spectrale de l'émission (dans la limite d'une constante multiplicative) du signal brouilleur,

$H(f)$: fonction de sélectivité du récepteur due au passage par tous les filtres, y compris le filtre à fréquence intermédiaire,

$\Delta f$: différence entre la fréquence porteuse du signal brouilleur et la fréquence de réglage du récepteur.

Pour le brouillage à séquence directe et saut de fréquence, l'expression de $I_{IF}$ devient:

$$I_{IF} = I_E + G_R + 10 \log (\tau_f r_f) + 10 \log \left[ \sum_{i=1}^{n_f} \left( \frac{1}{FDR(\Delta f_i)} \right) \right] \quad (5)$$

où:

$\tau_f$: temps de pause sur chaque fréquence porteuse, exprimé en secondes,

$r_f$: taux moyen d'occurrence de chaque porteuse exprimé en occurrences/seconde,

$n_f$: nombre de fréquences qui sont utilisées et $FDR(\Delta f_i)$ peut s'écrire:

$$FDR(\Delta f_i) = 10^{FDR(\Delta f_i)/10} \quad (6)$$

où:

$\Delta f_i$: différence entre la $i^{\text{ième}}$ fréquence porteuse du signal brouilleur à séquence directe et saut de fréquence et la fréquence de réglage du récepteur.

La puissance normalisée dans le spectre (c'est-à-dire l'unité de puissance spectrale maximale) pour la modulation par déplacement de phase binaire [Harris, 1973] est donnée par:

$$p(f) = \frac{\sin^2 (\pi f / R_c)}{(\pi f / R_c)^2} \tag{7}$$

et pour la modulation par déplacement minimal [Mathwich et autres, 1974] elle est donnée par:

$$p(f) = \frac{1 + \cos (4\pi f / R_c)}{2 [1 - 16 (f / R_c)^2]^2} \tag{8}$$

où $R_c$ est le taux de découpage.

Les résultats des calculs de l'affaiblissement de propagation figurent au Tableau IV.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

HARRIS, R. [juillet 1973] Introduction to spread spectrum techniques. AGARD Lecture Series No. 58 on Spread Spectrum Communications, AGARD-LS-58.

MATHWICH, H., BALCEWICZ, J. et HECHT, M. [octobre 1974] The effect of tandem band and amplitude limiting on the $E_b/N_0$ performance of minimum (frequency) shift keying (MSK). *IEE Trans. Comm.*, Vol. COM-22, **10**, 1525-1540.

# ANNEXE II

## LE SYSTÈME AN/DME

Le système AN/DME est un système de navigation à impulsions, à faible coefficient d'utilisation, qui fonctionne entre 960 et 1215 MHz. Des appareils d'interrogation aéroportés émettent une séquence aléatoire de couples d'impulsions de forme gaussienne, à espacement régulier. Chaque impulsion d'un couple a une largeur de spectre d'environ 300 kHz; la puissance de crête est limitée à 2 kW pour des aéronefs équipés pour voler à grande altitude. Les taux moyens d'interrogation sont compris entre 12 et 30 couples d'impulsions par seconde. Une radiobalise au sol reçoit les impulsions d'interrogation et répond en émettant un signal ayant une structure similaire, sur une fréquence différente (liaison montante): l'appareil interrogateur calcule la distance d'après le temps de propagation aller et retour. Les données de relèvement sont obtenues grâce à une modulation d'amplitude de tous les couples d'impulsions émis par la radiobalise (modulation introduite par l'antenne) et grâce à des salves de signaux de référence d'azimut.

Le système AN/DME possède un grand nombre des caractéristiques qui sont jugées souhaitables pour le partage du spectre. Il existe des normes rigoureuses qui définissent la portée du service et l'intensité minimale du signal fourni par les radiobalises au sol, dans les limites de cette portée de service. De la même façon, les normes spécifient l'intensité de signal nécessaire dans le récepteur de la radiobalise, pour obtenir le service voulu de la radiobalise. Chacun des éléments du système a été réalisé de manière à répondre à ces normes, avec une marge suffisante, pour les domaines d'application respectifs. De plus, le système est conçu pour desservir simultanément un grand nombre d'aéronefs. Tous les aéronefs fonctionnent de façon asynchrone les uns par rapport aux autres, ils peuvent par conséquent se brouiller mutuellement. Les récepteurs sont conçus pour tolérer ce brouillage sans qu'il en résulte une rupture du service. En outre, les récepteurs aéroportés peuvent se trouver en position de visibilité directe par rapport à plusieurs radiobalises au sol, soit sur la même fréquence (brouillage dans la même voie), soit sur une fréquence voisine (brouillage dans la voie adjacente). Les récepteurs tolèrent également ce brouillage (en deçà de certaines limites) sans qu'il en résulte une rupture du service.

Pour permettre aux récepteurs AN/DME de fonctionner en présence de ces brouillages, on met à profit les facteurs mentionnés plus haut: émissions codées à faible coefficient d'utilisation, associées à un traitement approprié des signaux dans les récepteurs, signaux redondants, et utilisation d'une mémoire pour conserver les données entre les «mises à jour». Chaque récepteur-interrogateur opère une discrimination à l'égard des signaux brouilleurs, en intégrant un certain nombre de réponses retardées dans sa propre séquence d'interrogation, dont les couples d'impulsions sont affectés d'une gigue spécifique. Les signaux qui ne contiennent pas le couple d'impulsions approprié (largeur, forme et espacement des impulsions) sont rejetés. C'est ce qui arrive à presque tous les signaux brouilleurs, sauf à ceux qui proviennent d'autres équipements AN/DME. Les signaux qui contiennent les couples d'impulsions appropriés mais qui ne contiennent pas la gigue d'interrogation sont aussi

rejetés. C'est ce qui arrive aux réponses à des interrogations provenant d'autres aéronefs. Les signaux qui n'ont pas l'amplitude relative appropriée sont rejetés. Tel est le sort du brouillage dans une même voie et du brouillage dans une voie adjacente. Le système est extrêmement redondant: certains appareils d'interrogation peuvent recevoir et suivre une radiobalise avec une probabilité très faible (30%) de réception d'une réponse à un signal d'interrogation. Ces appareils fonctionnent avec une marge considérable au-dessous des conditions normales, dans les cas où la probabilité de réponse est normalement comprise entre 70 et 85%. On utilise souvent une mémoire pour fournir sans interruption des données à l'opérateur, entre les opérations de «mise à jour» des données, pendant des intervalles de temps allant jusqu'à 10 s. A l'expiration de ce délai, l'appareil d'interrogation opère une réinitialisation et réintroduit automatiquement le mode «réception des signaux».

Comme indiqué plus haut, le système AN/DME possède de nombreuses caratéristiques qui le rendent apte au partage du spectre.

---

RAPPORT 654-3

## MÉTHODES POUR LE CALCUL DE LA PUISSANCE BROUILLEUSE DANS LES BANDES ET CANAUX ADJACENTS

(Question 44/1)

(1974-1978-1982-1986-1990)

### 1. Introduction

La Question 44/1 aborde la manière dont les modèles de base existant actuellement, avec les paramètres des systèmes utiles et brouilleurs, c'est-à-dire spectre d'émission, sélectivité des récepteurs, diagrammes de directivité d'antenne, affaiblissement de propagation, etc., peuvent être logiquement combinés en vue de leur mise en œuvre dans certains problèmes d'utilisation du spectre. Une manière de les combiner consiste à déterminer des critères appropriés d'espacement en fréquence et/ou en distance en vue d'un partage du domaine espace-fréquence. Par exemple, des problèmes de brouillage peuvent se poser lorsque la puissance d'une émission dans une bande ou un canal donnés déborde sur une bande ou un canal adjacents et compromet le fonctionnement d'un récepteur accordé sur une fréquence voisine de la fréquence limite. Afin d'éliminer ou de limiter ces brouillages, il convient d'établir des critères de partage qui spécifient l'espacement minimal en fréquence et en distance.

Le présent Rapport décrit des mesures permettant de quantifier les effets réciproques des signaux désirés, des brouilleurs et des caractéristiques du récepteur, pour divers espacements en fréquences et en distances. Ces mesures portent sur les caractéristiques suivantes:

- le rejet dépendant de la fréquence (FDR: frequency dependent rejection) qui est la mesure du rejet du spectre de l'émission de l'émetteur brouilleur résultant de la courbe de sélectivité du récepteur;
- la caractéristique distance/fréquence (FD: frequency distance) qui est la mesure de la distance minimale de séparation requise entre un récepteur et une source de brouillage, en fonction de la différence entre leurs fréquences d'accord;
- le rapport de protection relatif en radiofréquence, $A$, qui (Recommandation 560) est la différence exprimée en dB entre le rapport de protection lorsque les porteuses de l'émetteur utile et de l'émetteur brouilleur sont décalées de $\Delta f$ et le rapport de protection lorsque les deux porteuses ont la même fréquence.

Les caractéristiques FD et FDR sont les mesures du mécanisme de couplage du brouillage entre la source brouilleuse et le récepteur et elles fournissent les solutions fondamentales nécessaires pour l'évaluation du brouillage dans bon nombre de cas. Le recours à ces caractéristiques facilite la solution des problèmes liés au partage des fréquences dans le même canal et aux brouillages par la bande ou le canal adjacents. En effet, ces caractéristiques permettent d'établir des critères pour l'espacement minimal en fréquence et en distance entre la source de brouillage et le récepteur, ce qui assure à ce dernier une qualité de fonctionnement acceptable.

En radiodiffusion sonore à modulation d'amplitude, l'effet du brouillage par le canal adjacent est caractérisé par le rapport de protection relatif en radiofréquence, $A$ (Recommandations 559 et 560), qui dépend de façon complexe des caractéristiques techniques du système de transmission formé par l'émetteur, le récepteur et le trajet de propagation.

## 2. Définitions du rejet dépendant de la fréquence (FDR) et de la caractéristique distance/fréquence (FD)

Le niveau de brouillage dans le récepteur dépend des gains et des affaiblissements qui se produiront dans le signal brouilleur, entre la source et le récepteur. Ce niveau est exprimé par la formule suivante:

$$I = P_t + G_t + G_r - L_b(d) - FDR(\Delta f) \qquad \text{dB} \tag{1}$$

où

$P_t$ : puissance de l'émetteur brouilleur (dB),

$G_t$ : gain de l'antenne de l'émetteur brouilleur en direction du récepteur (dBi),

$G_r$ : gain de l'antenne du récepteur en direction de l'émetteur brouilleur (dBi),

$L_b(d)$ : affaiblissement de transmission de référence pour une distance de séparation $d$ entre la source de brouillage et le récepteur (dB) (Recommandation 341),

et

$$FDR\ (\Delta f) = 10 \log \frac{\int_0^\infty P(f)\ df}{\int_0^\infty P(f)\ H(f + \Delta f)\ df} \tag{2}$$

où

$P(f)$ : densité spectrale de l'émission, généralement rapportée à l'unité de densité spectrale de puissance maximale (W/Hz),

$H(f)$ : sélectivité du récepteur,

$$\Delta f = f_t - f_r$$

où

$f_t$ : fréquence d'accord de la source de brouillage,

$f_r$ : fréquence d'accord du récepteur.

L'équation (1) du Rapport 698 est identique à l'équation (2), mais l'équation (2) comprend le terme de normalisation $\int_0^\infty P(f)df$. L'expression de *FDR*, c'est-à-dire l'équation (2), contient seulement des termes de puissance. Les caractéristiques de modulation sont présentes mais seulement par leur effet sur la densité spectrale de l'émission $P(f)$. On admet que les caractéristiques de dégradation due au brouillage ne varient pas lorsque le récepteur est désaccordé. Etant donné que dans l'équation (1), *FDR* est considéré comme un affaiblissement, cette caractéristique est définie selon l'équation (2) de manière que, exprimée en dB, elle soit $\geq 0$.

Outre le calcul effectué en (1), il est souvent nécessaire de calculer le rapport brouillage/bruit ($I/N$) à l'entrée de démodulation ou à la sortie FI. Cette mesure est également utile dans le calcul de la compatibilité électromagnétique fondamentale, étant donné que le rapport $I/N$ peut être lié à la dégradation, qu'il est facile à interpréter et qu'il est indépendant du gain des étages à fréquence radioélectrique et à fréquence intermédiaire de l'amplificateur. La valeur de bruit à l'entrée du récepteur, rapportée à la largeur de bande FI, est donnée par:

$$N_0 = 10 \log kT_0 + 10 \log BW_{IF}(\text{Hz}) + \text{facteur de bruit} \tag{3}$$

où

$N_0$ : puissance de bruit du récepteur (dBm)

$k$ : constante de Boltzmann

$T_0$ : température absolue (K).

Le rapport $I/N$ est alors obtenu au moyen de l'équation suivante:

$$I/N = I - 10 \log kT_0 - 10 \log BW_{IF}(\text{Hz}) - \text{facteur de bruit} \quad (\text{dB}) \tag{4}$$

La caractéristique $FDR$ peut être divisée en deux termes, le rejet à la fréquence d'accord ($OTR$ = On-Tune Rejection) et le rejet hors fréquence ($OFR$ = Off-Frequency Rejection), qui est le rejet supplémentaire résultant du désaccord entre la source de brouillage et le récepteur.

$$FDR(\Delta f) = OTR + OFR(\Delta f) \quad (\text{dB}) \tag{5}$$

où

$$OTR = 10 \log \frac{\int_0^\infty P(f)\ \mathrm{d}f}{\int_0^\infty P(f)\ H(f)\ \mathrm{d}f} \tag{6}$$

$$OFR\ (\Delta f) = 10 \log \frac{\int_0^\infty P(f)\ H(f)\ \mathrm{d}f}{\int_0^\infty P(f)\ H(f + \Delta f)\ \mathrm{d}f} \tag{7}$$

Dans les conditions indiquées par [White, 1972], la caractéristique $OTR$, également appelée facteur de correction, peut faire l'objet de l'approximation suivante:

$$OTR \approx K \log\left(\frac{B_T}{B_R}\right), \qquad B_R \leqslant B_T \tag{8}$$

où

$B_R$ : largeur de bande du récepteur à 3 dB (Hz)

$B_T$ : largeur de bande de l'émetteur à 3 dB (Hz)

$K$ = 10 pour les signaux non cohérents

= 20 pour les impulsions.

Le calcul d'$OTR$ peut faciliter la solution du problème de partage dans le même canal, étant donné qu'il s'agit de l'affaiblissement obtenu lorsque le récepteur et l'émetteur brouilleur sont accordés sur la même fréquence.

Lorsqu'on spécifie une valeur maximale $I_m$ de la puissance de brouillage acceptable dans le récepteur, on peut remanier l'équation (1) pour obtenir l'affaiblissement requis.

$$L_b(d) + FDR(\Delta f) = P_t + G_t + G_R - I_m \tag{9}$$

La qualité de fonctionnement du récepteur n'est acceptable que si

$$L_b(d) + FDR(\Delta f) \geqslant P_t + G_t + G_R - I_m \qquad (10)$$

L'affaiblissement requis comprend un terme dépendant de la distance $L_b(d)$ et un terme dépendant de la fréquence $FDR(\Delta f)$. La courbe des diverses combinaisons des deux espacements, en fréquence $(\Delta f)$ et en distance $(d)$, qui permettent d'obtenir une valeur d'affaiblissement spécifiée, $\xi$ est une courbe *FD*. La Fig. 1 en est un exemple. Dans cette figure, l'axe des ordonnées correspond à l'espacement en distance et l'axe des abscisses à l'espacement en fréquence entre les fréquences d'accord de la source de brouillage et du récepteur. La courbe *FD* détermine la séparation entre les zones de fonctionnement acceptable et non acceptable du récepteur. Une courbe *FD* indique les diverses solutions de compromis, entre l'espacement en fréquence et l'espacement en distance, qui permettent la coexistence de la source brouilleuse et du récepteur dans un certain contexte espace/fréquence.

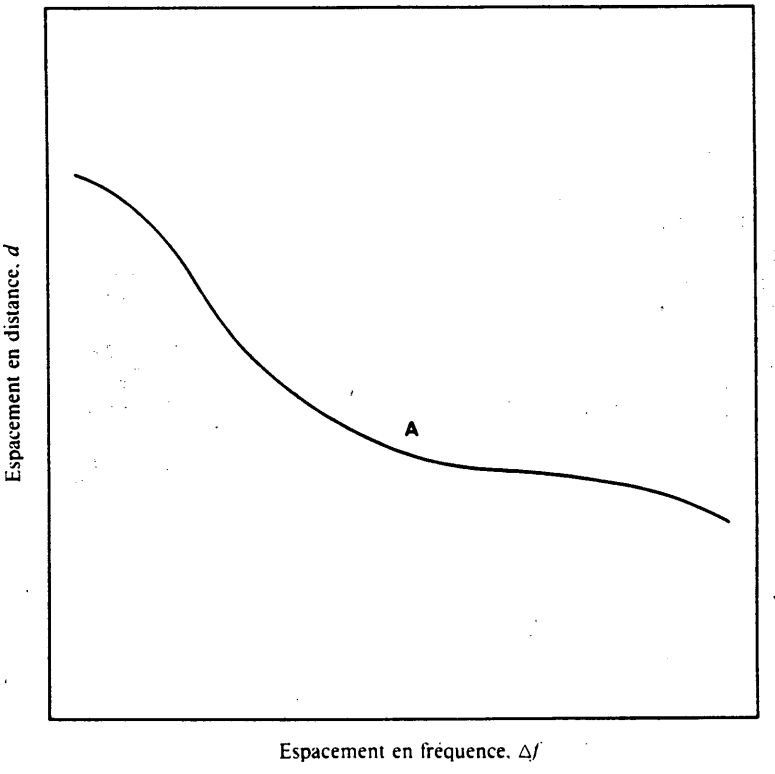



FIGURE 1 — *Espacements en fréquence et en distance. L'équation décrivant la courbe A est $L_b(d) + FDR(\Delta f) = \xi$. La zone de fonctionnement acceptable du récepteur se trouve au-dessus de la courbe et la zone de fonctionnement inacceptable au-dessous.*

### 3. Calcul du rejet dépendant de la fréquence (FDR) et de la caractéristique distance/fréquence (FD)

Le calcul de ces caractéristiques est simple et il a été effectué au moyen d'un mini-ordinateur [Cohen, 1977]. La Fig. 2 représente le schéma de principe du calcul. Le spectre d'émission et la sélectivité du récepteur sont spécifiés pour un nombre discret de fréquences. Les courbes d'extrapolation permettent de définir ces fonctions au-delà de l'ensemble discret de fréquences et on utilise l'interpolation pour définir les valeurs fonctionnelles entre les points de données discrets.

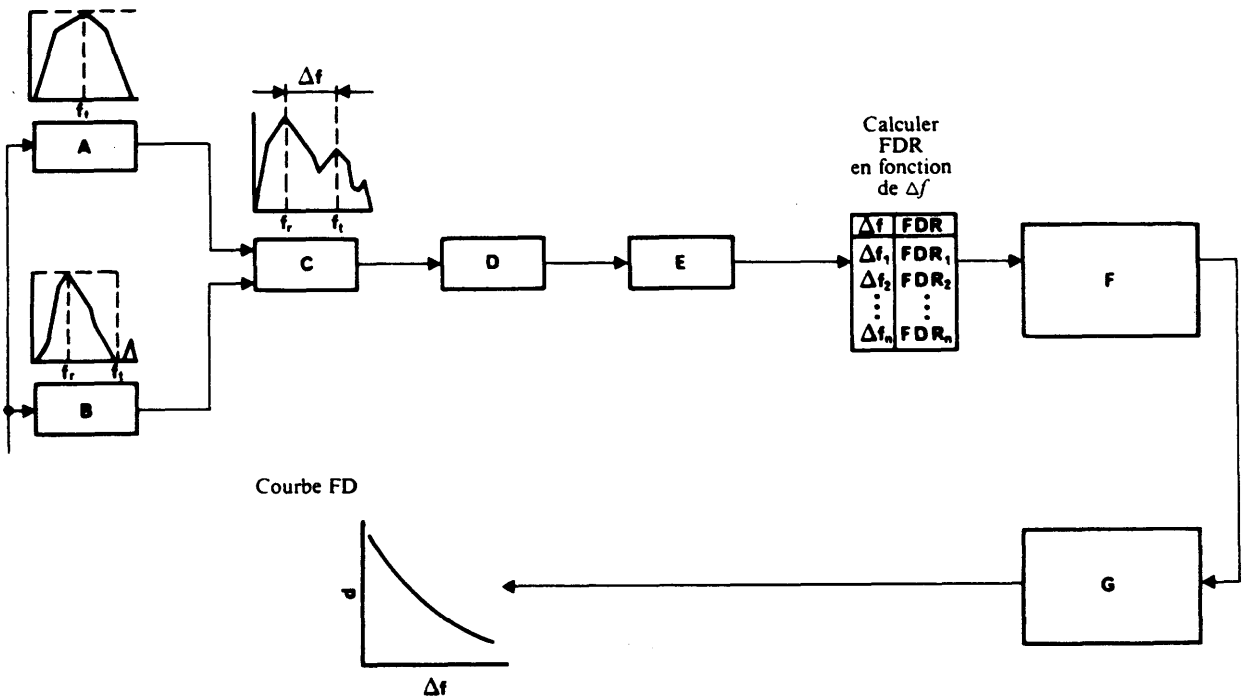



FIGURE 2 – *Schéma de principe du processus de calcul de FDR et FD*

A: spectre d'émission

B: sélectivité du récepteur

C: multiplier

D: intégrer

E: normaliser

F: soustraire la valeur d'affaiblissement voulue

G: propagation inverse

A l'exception d'un cas spécifique, dans le modèle informatisé, l'interpolation est log-linéaire, et l'on obtient donc une droite sur un papier semi-logarithmique. L'interpolation log-linéaire n'est pas possible près de l'origine. On procède alors à une interpolation linéaire. Deux moyens permettent de minimiser la région d'interpolation linéaire. En premier lieu, le point représentant la fréquence d'accord dans le spectre d'émission doit être compris entre deux points non nuls aussi proches que possible du point nul. En second lieu, il convient de définir avec une grande précision la courbe de sélectivité puisque chaque portion de la courbe peut tôt ou tard faire l'objet d'une interpolation linéaire. L'intégration est évaluée numériquement par la méthode trapézoïdale, au moyen d'un échelon d'intégration de dimension variable.

Dans la pratique, la largeur de la bande passante d'un récepteur pour certains niveaux de sélectivité ainsi que la largeur du spectre de brouillage pour des valeurs d'affaiblissement spécifiques sont des données généralement connues. Aussi peut-on considérer comme connues les valeurs des paires de nombres fi' et $H_R$ (fi') i = $\overline{1,2N}$ et f'' $P_T$ (f''), plusieurs nombres étant choisis dans la série $\overline{10^{-0,1d}}$, (où d est un nombre entier) comme valeurs de $H_R$ ($f_i'$) i = $\overline{1,2N}$ et f'' Pr (f''). Ainsi, par exemple, les valeurs données pour la largeur de la bande passante du récepteur et pour la largeur du spectre de brouillage sont généralement les suivantes: d = 3; 30 et 60 dB.

La Figure 3 illustre une forme type de la relation entre $H_R$ (f) ou $P_T$ (f) respectivement et la valeur de désaccord de fréquence par rapport à la fréquence centrale d'accord du récepteur ou par rapport à la fréquence centrale du signal émis (la variable f représente le désaccord de fréquence par rapport à la fréquence centrale). La Figure 1 indique également les valeurs de la bande passante du récepteur ($F_{Ri}$) ou de la bande d'émission de l'émetteur ($F_{Ti}$) pour un niveau de $10^{-0,1di}$.

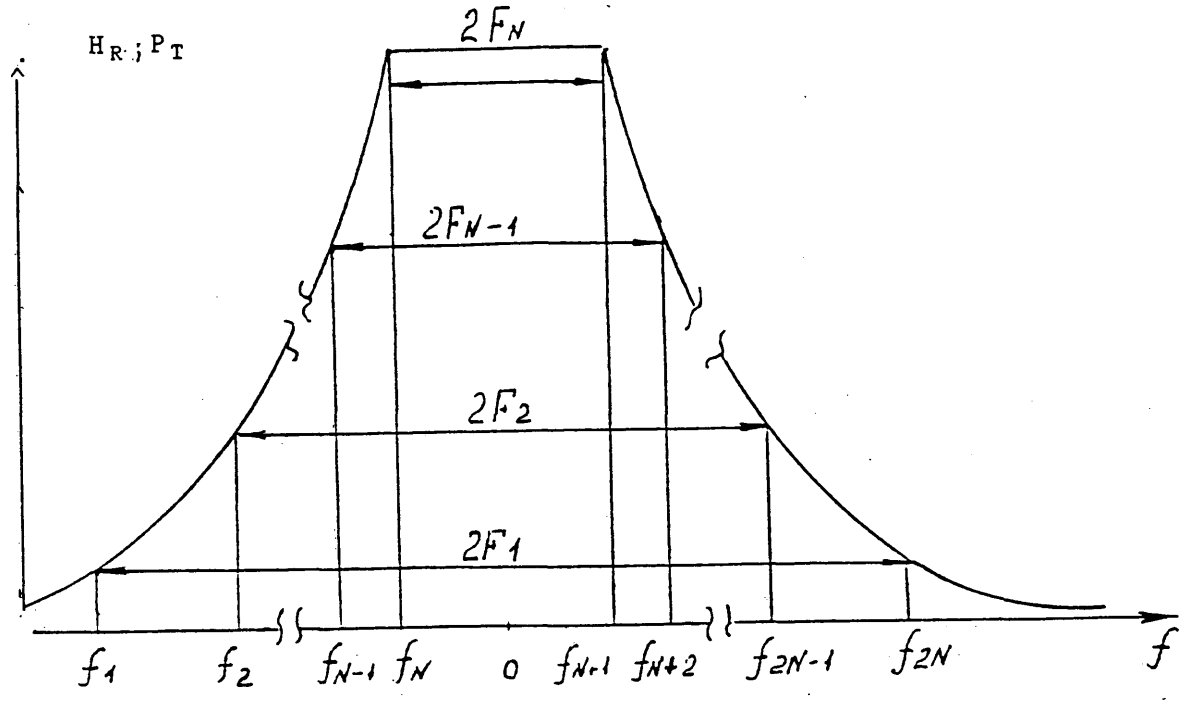



FIGURE 3

Relation $H_R$ (f) ou $P_T$ (f)

Les formules d'approximation pour les fonctions $H_R$ (f) et $P_T$ (f) sont à choisir de telle sorte qu'elles correspondent aux valeurs données de ces fonctions pour une valeur déterminée de $f'_i$ et $f''_i$ et permettent d'approcher ces fonctions avec une précision suffisamment grande pour les valeurs intermédiaires de f.

Par ailleurs, la forme fonctionnelle des formules d'approximation devrait être choisie de manière à éviter de longs calculs pour la détermination de FDR (Δf). Le choix des expressions suivantes:

$$H_R(f) = H_{Ri}(f) = \begin{cases} 1 & \text{lorsque } f'_N \le f \le f'_{N+1} \\ \left(\dfrac{F_{Ri}}{|f|}\right)^{n_{Ri}} & \text{lorsque } f < f'_N \text{ ou } f > f'_{N+1} \\ & f'_i \le f \le f'_{i+1} \end{cases} \qquad (11)$$

$$P_T(f) = P_{Te}(f) = \begin{cases} \alpha & \text{lorsque } f''_K \le f \le f''_{K+1} \\ \alpha\left(\dfrac{F_{Te}}{|f|}\right)^{n_{Te}} & \text{lorsque } f < f''_K \text{ ou } f > f''_{K+1} \\ & f''_e \le f \le f''_{e+1} \end{cases}$$

permet d'obtenir des formules récurrentes appropriées pour le calcul de FDR (Δf). Les paramètres applicables aux approximations en (11) devraient être déterminés à l'aide des formules données par [Bykhovsky M.A., et Yashine V.D., 1989]:

$$\alpha = (f''_{K+1} - f''_K)^{-1}$$

$$n_{Ri} = \left[\frac{\lg\{H_R(f'_i)/H_R(f'_{i+1})\}}{\lg|f'_{i+1}/f'_i|}\right]; \qquad F_{Ri} = |f'_i| H_R^{1/n_{Ri}}(f'_i) \qquad (12)$$

$$n_{Te} = \left[\frac{\lg\{P_T(f''_e)/P_T(f''_{e+1})\}}{\lg|f''_{e+1}/f''_e|}\right]; \qquad F_{Te} = \frac{1}{\alpha}|f''_e| P_T^{1/n_{Te}}(f''_e)$$

Dans (12) [α] est la partie entière du nombre X.

Pour déterminer le coefficient FDR (Δf), il convient de calculer l'intégrale suivante:

$$N(\Delta f_p) = \int_{-\infty}^{\infty} H_R(f) P_T(f - \Delta f_p) df \qquad (13)$$

L'algorithme de calcul comporte un certain nombre d'étapes.

Dans (11), les limites des domaines à l'intérieur desquels les approximations des fonctions $H_R$ (f) et $P_T$ (f) sont correctes, sont indiquées par deux ensembles de nombres ordonnés: $D'_{2N} = \{fi'\}$ et $D''_{2K} = \{f''_\ell\}$. Pour calculer N (Δfp), on constitue l'ensemble $D''_2K$ (Δfp) = $\{f''_\ell - \Delta f_p\}$, et en combinant les ensembles $D'_2N$ et $D''_2K$ (Δfp), on obtient l'ensemble ordonné $D_2$ (N + K) (fK) = $D'_{2N} \cup D''_{2K}$ (Δfp). Les nombres fK définissent les limites des intervalles à l'intérieur desquels les approximations (11) sont correctes pour certaines valeurs de i et ℓ correspondant à une valeur donnée de k. Dans cette étape, N (Δfp) peut s'exprimer par la relation suivante:

$$N(\Delta f_p) = \sum_{k=0}^{M} J_k(i,\ell) = \sum_{k=0}^{M} \int_{f_k}^{f_{k+1}} H_{Ri}(f) P_{T\ell}(f - \Delta f_p) df \qquad (14)$$

où: $f_0 = -\infty$ ; $f_{M+1} = \infty$ ; $M \leq 2(N+K)$.

La Figure 4 représente un schéma de principe de l'algorithme de calcul pour N (Δfp), dans lequel l'ensemble de détermination i et ℓ pour une valeur donnée de k est indiqué par la ligne en pointillée. Les symboles utilisés dans le schéma de principe ont les significations suivantes:

$D'_{2N} \cup D''_{2K}$ (Δfp) - combinaison de deux ensembles;

$f_{i+1} \in D'_{2N}$ - vérification de la condition que $f_{i+1}$ appartient au bloc $D'_{2N}$. Selon les résultats de la vérification de cette condition, la valeur de i ou de ℓ se trouve augmentée de 1.

Les intégrales $J_k$ (i, ℓ) pour des valeurs de i et ℓ différentes se calculent à l'aide des formules récurrentes simples données dans [Bykhovsky M.A., Yashine V.D., 1989], qui donne également des exemples de calcul du coefficient N (Δfp).

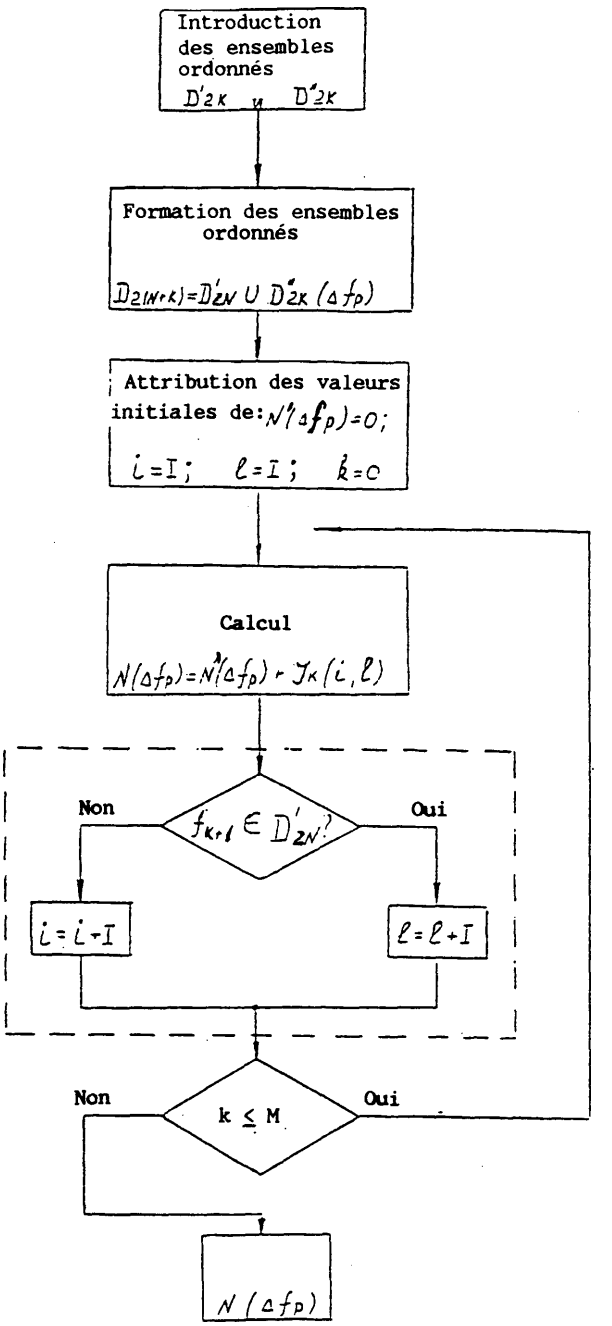



FIGURE 4

Algorithme de calcul de N (Δfp)

Dans le modèle de propagation, on peut tenir compte des trajets troposphériques, ionosphériques ou spatiaux. Le calcul de la propagation se fait en sens inverse, en incorporant l'affaiblissement de transmission de référence dans le modèle de propagation, puis en calculant la distance. Le calcul de la propagation doit être tel qu'à chaque valeur d'affaiblissement corresponde une seule valeur de distance. Il n'est donc pas possible de tenir compte de l'effet des lobes dans l'affaiblissement de propagation. Les courbes de propagation de la Recommandation 370 sont univoques et elles ont été prises en considération dans un modèle de propagation troposphérique avec terrain régulier [Bremmer, 1949], dans le calcul par mini-ordinateur [Cohen, 1977].

La caractéristique *FD* peut également être calculée statistiquement. Jennings et autres [1976] ont mis au point une technique de calcul par ordinateur permettant d'obtenir des courbes *FD* dont les paramètres sont les pourcentages de temps au cours duquel le brouillage est tolérable.

On peut utiliser les courbes de la Recommandation 368 pour le calcul de la caractéristique *FD* dans la propagation de l'onde de sol. De plus, on a proposé une procédure [Rásajski et Petrović, 1981] pour évaluer la f.é.m. induite provenant d'un champ brouilleur intense causé par un doublet vertical à une antenne de réception en doublet horizontal. On peut ainsi calculer la caractéristique *FD* prévue pour les récepteurs de stations côtières dans le service mobile maritime en bande décamétrique par rapport aux émetteurs de radiodiffusion brouilleurs à ondes hectométriques.

## 4. Méthode numérique de calcul des rapports de protection relatifs en radiofréquence

Pour étudier l'influence des paramètres d'un système de radiodiffusion sonore en modulation d'amplitude sur le rapport de protection relatif en radiofréquence, on dispose maintenant d'une méthode graphique [Parreaux, 1972] et d'une méthode de calcul [Gröschel, 1971; Petke, 1973] qui permettent de déterminer ce rapport de protection en fonction des paramètres indiqués plus haut. Ces méthodes donnent des résultats qui concordent bien avec les valeurs mesurées par la méthode objective de la Recommandation 559, où l'on trouve aussi une description de la présente méthode numérique.

## 5. Principe de la méthode de calcul des rapports de protection relatifs en radiofréquence

Pour déterminer le rapport de protection relatif en radiofréquence, on simule par un modèle mathématique le processus physique qui est la base de la méthode objective, à savoir la détermination de la puissance du bruit pondéré résultant de la porteuse et de la modulation de l'émetteur dans le canal adjacent.

On considère deux canaux (fréquences porteuses $f_T$ et $f_R$) dont la différence de fréquence est égale à l'écart entre canaux, $\Delta f$. Le spectre de la densité de puissance de l'émission correspondant à l'augmentation de la largeur de bande $B_{eff}$ est simulé par la fonction $F_T$, laquelle dépend de la fréquence relative $|f|$. Cette fonction est formée de sous-fonctions multiplicatives (par exemple: affaiblissement, distribution spectrale de l'énergie, préaccentuation des fréquences acoustiques supérieures) et de sous-fonctions additives (par exemple: rayonnement hors bande) [Gröschel, 1978], ou elle est obtenue par approximations successives [Petke, 1973]. De la même façon, la caractéristique de réponse globale du récepteur, y compris la pondération de la puissance de bruit à l'aide du filtre psophométrique, est représentée au moyen de la fonction $F_R$, qui dépend de la fréquence relative $|(\Delta f - f)|$.

Dans le cas de la modulation à double bande latérale, $F_T$ et $F_R$ sont symétriques par rapport aux fréquences porteuses respectives. Pour tenir compte de l'impression objective de brouillage, y compris l'effet que la puissance de bruit dans le canal adjacent produit sur l'oreille humaine, la fonction $F_R$ doit comprendre un facteur de pondération, fourni par une courbe psophométrique.

Le spectre de l'émetteur (fréquence porteuse $f_T$) produit une puissance brouilleuse $\Delta P_S$ dans le canal adjacent (fréquence porteuse $f_R$); on peut calculer cette puissance, pour un écart $\Delta f$ donné, en intégrant le produit $F_T \cdot F_R$, c'est-à-dire:

$$\Delta P_S = \int_{f_1}^{f_2} F_T(|f|) \cdot F_R(|\Delta f - f|)\, df \qquad (15)$$

Toutefois, lorsqu'on fait cette intégration pour $\Delta f = 0$ en utilisant l'équation (11) (récepteur exactement accordé sur la fréquence d'émission), on obtient la puissance de réception utile $\Delta P_T$. Le rapport de protection relatif $A$ en radiofréquence est le rapport puissance brouilleuse/puissance utile dans le canal adjacent:

$$A = 10 \log \frac{\Delta P_S}{\Delta P_T} \quad \text{dB} \qquad (16)$$

Il est commode de calculer l'intégrale (11) à l'aide de calculateurs électroniques et selon des méthodes d'intégration numérique. Dans la pratique, l'intégration numérique permet de résoudre la plupart des problèmes d'une manière satisfaisante, si l'on procède par accroissements successifs de largeur de bande $B_{eff} = 100$ Hz.

## 6. Précision et limites de la méthode de calcul de protection relatif en radiofréquence

Dans les Fig. 5 et 6, on fait une comparaison entre les valeurs calculées et les valeurs mesurées selon la méthode objective, conformément aux indications de la Recommandation 559. La Fig. 5 montre les résultats obtenus pour un système à double bande latérale et la Fig. 6, les résultats correspondant à un système à bande latérale unique. Dans les deux cas, les valeurs mesurées sont représentées par des points. Tant que le rapport de protection relatif en radiofréquence ne dépasse pas $-40$ dB, les écarts entre le calcul et la mesure atteignent environ 1 dB. Au-delà de $-40$ dB, les mesures sont de plus en plus affectées par le bruit inévitable, inhérent à l'équipement utilisé et par la distorsion d'intermodulation dans le récepteur, qui ne peut plus être négligée mais dont on n'a pas tenu compte dans la méthode de calcul.

Etant donné que la méthode décrite est fondée sur la détermination de la puissance, elle ne tient pas compte de la réduction supplémentaire du bruit, de 3 dB [Tüxen, 1941], que l'on constate quand on mesure le brouillage dans un même canal, sur des systèmes à démodulation linéaire.

Il est également possible de déterminer séparément, à l'aide de la méthode de calcul décrite, les composantes de brouillage dans le canal adjacent, causées par la porteuse (note de battement) et par les bandes latérales.

## 7. Résumé

On a indiqué des méthodes pour le calcul de la puissance de brouillage dans les bandes et les canaux adjacents. On a aussi décrit des méthodes informatiques pour effectuer ces calculs.

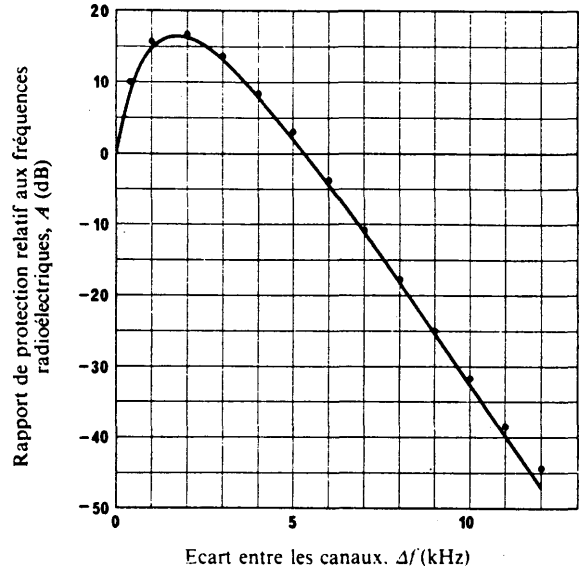



FIGURE 5 – *Comparaison entre les valeurs calculées et mesurées du rapport de protection relatif en radiofréquence (système à double bande latérale)*

——— : valeurs calculées
• : valeurs mesurées

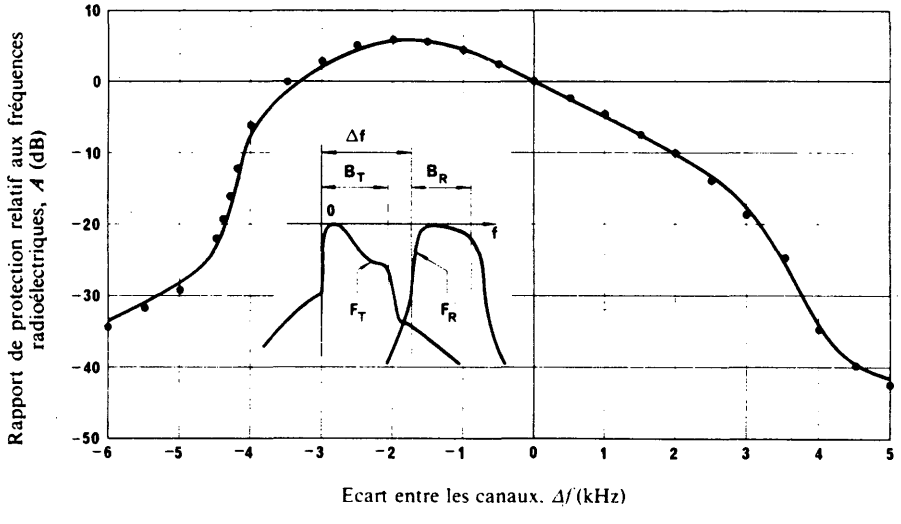



FIGURE 6 – *Comparaison entre les valeurs calculées et mesurées du rapport de protection relatif en radiofréquence (système à bande latérale unique)*

——— : valeurs calculées
• : valeurs mesurées

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BREMMER, H. [1949] *Terrestrial Radiowaves. Theory of Propagation*, Elsevier, Amsterdam, Pays-Bas.

BYKHOVSKY M.A., et YACHINE V.D., [1989]. Metodika opredelenia zaschitnykh otnochenii pri vozdeistvii na priemnik pomekh, deistvuyushchikh po nesovmeshchennomu kanalu. (Méthode permettant de déterminer les rapports de protection pour un récepteur exposé à un brouillage provenant d'un autre canal). Travaux du NIIR, N° 1, 1990 (à paraître).

COHEN, D. J. [1977] Frequency dependent rejection (FDR) and frequency distance (FD) calculation on a small computer. OT Tech. Note, US Dept. of Commerce, Office of Telecommunications, Washington, DC.

GRÖSCHEL, G. [1971] Le rayonnement hors bande et son influence sur le canal adjacent, dans la radiodiffusion sonore à modulation d'amplitude (en allemand). *Nachrichtentechn. Fachber.*, **41**, 41-49.

GRÖSCHEL, G. [juin 1978] Modèle mathématique pour la détermination des rapports de protection aux fréquences radioélectriques, dans des systèmes de transmission à modulation d'amplitude (en allemand). *Rundfunktechn. Mitt.*, Vol. 22, **3**, 131-145.

JENNINGS, R. D., VOGLER, L. E. et STEPHENSON, J. J. [1976] Statistical frequency distance curves, initial model. OT Report 76-84, US Dept. of Commerce, Office of Telecommunications, Boulder, CO, Etats-Unis d'Amérique.

PARREAUX, D. [août 1972] Détermination graphique du rapport de protection en ondes hectométriques et kilométriques (modulation d'amplitude). *Rev. de l'UER* (Technique), Vol. 134, 163-167.

PETKE, G. [octobre 1973] Détermination numérique du rapport de protection aux fréquences radioélectriques, pour les systèmes de transmission à modulation d'amplitude (en allemand). *Rundfunktechn. Mitt.*, Vol. 17, **5**, 214-221.

RÁSAJSKI, S. et PETROVIĆ, Z. [1981] Influence d'un champ brouilleur sur le fonctionnement du récepteur d'une station côtière du service mobile maritime (en serbo-croate). Actes de la 23e Conférence sur les applications au service mobile maritime, de l'électronique, des télécommunications, des techniques d'automatisation et de traitement et des techniques nucléaires, Zadar, Yougoslavie.

TÜXEN, O. [1941] Die Trennschärfe des Empfangsgleichrichters (Sélectivité des détecteurs de réception). *Z. für Techn. Physik*, Vol. 22, **1**, 1-9.

WHITE, D. R. [1972] *A Handbook Series on Electromagnetic Interference and Compatibility.* Vol. 5. Don White Consultants, Inc., Germantown, MD, Etats-Unis d'Amérique.

RAPPORT 1102 *

# CALCUL DE LA TENSION REÇUE SOUS L'EFFET DE RAYONNEMENTS PROVENANT DE SOURCES MULTIPLES SUR LA MEME FREQUENCE

(Question 4/1 et Question 10/1)

(1990)

## 1. Introduction

Des brouillages se produisent dans de nombreux cas de partage de fréquences. Dans certaines situations, le nombre et l'emplacement des sources possibles de brouillage ne sont pas toujours connus (par exemple lorsque le rayonnement brouilleur provient d'appareils domestiques).

Il existe plusieurs méthodes d'évaluation des brouillages multiples, dont certaines sont décrites dans le Rapport 945-1.

Le présent Rapport décrit une autre méthode [Goedbloed et autres, 1987] et indique la procédure de calcul de la tension efficace aux bornes d'une antenne, due à l'effet combiné de sources de brouillages artificiels multiples sur la même fréquence. On a pris en considération des plateformes différentes pour les antennes et l'on a étudié les facteurs qui leur sont propres. L'analyse comprend les fonctions de probabilité pour plusieurs paramètres susceptibles d'affecter le niveau de brouillage à l'antenne de réception.

## 2. Méthode

Le champ à l'antenne causé par le rayonnement de N sources peut s'exprimer comme suit :

$$E = \sum_{i=1}^{N} K_i \, e^{j\varphi_i} \qquad (1)$$

où N est le nombre total de sources dans la région considérée.

$K_i$ et $\varphi_i$ sont l'amplitude et la phase du champ à l'antenne causé par la source i et sont définis comme suit :

$$K_i = E_L \, \frac{d_L}{d_i} \, B_i \, M_i \, K_s \qquad (2)$$

---

* Le présent Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 3, 4, 8, 9, 10 et 11.

où $E_L$ est la limite de champ spécifiée ($\mu V/m$) à la distance dL (mètres) d'une source unique et correspond par exemple à une limite du CISPR.

$B_i$ est un facteur correspondant à l'effet des immeubles au voisinage d'une source i.

$K_s$ est le facteur de diagramme de rayonnement de la source, tenant compte de la réduction du niveau moyen par rapport à la valeur maximale mesurée au cours des essais.

$M_i$ est la marge de sécurité du constructeur résultant de l'essai à 80 % avec un intervalle de confiance de 80%.

$d_i$ est la distance entre la source et l'antenne de détresse.

$$\varphi_i = \varphi(o) + \frac{2\pi d_i}{\lambda} + \beta_i \qquad (3)$$

où $\lambda$ est la longueur d'onde.
$\varphi(o)$ est la phase initiale du signal au moment où il quitte la source i.
$\beta_i$ est l'angle de déphasage dû à l'effet des immeubles sur la source i.

On doit tenir compte du diagramme de l'antenne de réception, de sorte qu'il est préférable de considérer la tension V à ses bornes (sur une charge de 50 ohms) plutôt que le champ E. De plus, dans le cas d'un satellite, on doit considérer l'effet du décalage Doppler du signal reçu. La tension aux bornes de l'antenne peut donc s'écrire comme suit :

$$V = \sum_{i=1}^{N_D} C_A \; A(d_i) \; K_i \; e^{j\varphi_i} \qquad (4)$$

où $N_D$ est le nombre réduit de sources du fait du décalage Doppler, le cas échéant. Dans le cas contraire $N_D = N$.

$C_A$ est la relation entre le champ à l'antenne et la tension à ses bornes lorsqu'elle est adaptée sur une charge de 50 ohms:

$$C_A = \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\frac{50}{73}} \qquad (5)$$

$A(d_i)$ est le facteur d'antenne complexe qui est fonction de la distance entre la source et celle-ci :

$$A(d_i) = a(d_i) \; e^{j\alpha(d_i)} \qquad (6)$$

La relation (4) peut donc s'écrire :

$$V = \sum_{i=1}^{N_D} v_i \; e^{j\psi_i} \qquad (7)$$

où

$$v_i = C_A \; E_L \; d_L \; \frac{a(d_i)}{d_i} \; B_i \; M_i \; K_s$$

$$\psi_i = \varphi(o) + \frac{2\pi d_i}{\lambda} + \beta_i + \alpha(d_i)$$

$\psi_i$ est réparti de manière uniforme entre 0 et $2\pi$.

Il est démontré, à la section 1 de l'Annexe que la valeur absolue de $|V|$ suit une loi de probabilité de Rayleigh telle que:

$$p(|V|) = \frac{|V|}{\xi^2} e^{-\frac{|V|^2}{2\xi^2}} \qquad (8)$$

où $\xi^2 = (N_D/2)$. E $(v^2_i)$ et $E(v^2_i)$ est la valeur attendue de $v_i^2$.

La moyenne quadratique de la tension est $v_{rms} = \sqrt{2}\xi$.

On peut calculer $v_{rms}$ à partir des variables précédentes. Etant donné que $a(d_i)/d_i, B_i, M_i$ sont des répartitions de probabilité indépendantes, on peut écrire :

$$v_{rms} = \sqrt{N_D}\, C_A\, E_L\, K_s\, d_L \sqrt{E\left[\left(\frac{a(d_i)}{d_i}\right)^2\right] E(B_i^2)\ E(M_i^2)} \qquad (9)$$

On examinera maintenant plus en détail chacun des termes à caractère statistique.

## 2.1 Effet Doppler

Cet effet n'existe que dans le cas de la réception par satellite du fait des grandes vitesses relatives en cause. On peut dire brièvement que son principal effet est de réduire le nombre de sources susceptibles d'être perçues par le satellite. Le nombre effectif de sources est donc donné par:

$$N_D = K_D \cdot N \qquad (10)$$

où $K_D$ est un facteur représentant le rapport zone efficace/zone réelle telles que perçues du satellite. Il est regrettable que $K_D$ ne soit pas calculable analytiquement, mais il peut néanmoins très bien être incorporé dans un programme d'ordinateur. Le Tableau I donne des valeurs typiques de $K_D$ pour un satellite à une altitude de 850 km sur des régions de rayons de 15, 30 et 3 120 km.

TABLEAU I

| Rayon (km) | $K_D$ |
|---|---|
| 15 | 0,58 |
| 30 | 0,30 |
| 3120 | 0,0067 |

## 2.2 Effet des immeubles

L'effet des immeubles est du aux nombreuses réflexions, diffractions et absorptions causées par ceux situés au voisinage d'une source. Si chacun des immeubles affecte le signal de la source d'un facteur $B_i$, on peut montrer que la répartition de $B_i$ est log-normal (c'est-à-dire qu'elle suit une loi normale (gaussienne) quand on l'exprime en dB).

Si $m_B$ est la moyenne et $\sigma_B$ l'écart-type de $-20\log B_i$, il est démontré à la section 2 de l'annexe que:

$$E\left[(B_i^2)\right] = 10^{-\frac{m_B}{10}} \; e^{2\sigma_B^2 (\ln 10/20)^2} \qquad (11)$$

La Fig. 1 est un graphique de la relation (11). Elle indique la probabilité cumulée que l'affaiblissement par les immeubles dépasse la valeur indiquée en abscisse.

## 2.3 Marge de sécurité des constructeurs

Les nombreuses sources de rayonnement brouilleur seront construites de manière à respecter une limite de rayonnement $E_L$ dB($\mu$V/m) à une distance $d_L$ et présenteront une dispersion due aux tolérances de fabrication. Cette répartition de la marge de tolérance des constructeurs est aussi log-normale.

Si $m_M$ est la moyenne et $\sigma_M$ l'écart-type, il est démontré à la section 2 de l'annexe que:

$$E\left[M_i^2\right] = 10^{-\frac{m_M}{10}} \; e^{2\sigma_M^2 (\ln 10/20)^2} \qquad (12)$$

## 2.4 Facteurs d'antenne et de distance

Ce facteur tient compte de l'effet combiné du diagramme d'antenne du récepteur et de la répartition des sources dans une région donnée. En fait, ces deux facteurs ne sont pas indépendants.

On considèrera tout d'abord le cas simple d'un aéronef survolant une ville, car les effets de la courbure de la Terre et du décalage Doppler peuvent alors être négligés.

On suppose que l'antenne de l'aéronef est un doublet demi-onde ayant un diagramme en cosinus et que N sources sont uniformément réparties dans la région.

On considère la surface élémentaire ou anneau de la Fig. 2 d'une largeur $\delta_r$. La distance par rapport à l'anneau est r et le rayon de toute la région est R.

La fonction de densité de probabilité p(r) est :

$$p(r) = 2\pi r / \pi R^2 = 2r/R^2$$

Etant donné qu'on néglige la courbure de la Terre, la distance entre la source et l'antenne est donnée par :

$$d_i = \sqrt{r^2 + h^2}$$

De plus, comme on suppose que le diagramme de l'antenne est en cosinus,

$$a(d_i) = h/d_i$$

On a donc le facteur d'antenne

$$a(d_i)/d_i = h/d_i^2 = h/(r^2 + h^2)$$

dont l'espérance mathématique est donnée par :

$$E\left[\left(\frac{a(d_i)}{d_i}\right)^2\right] = \int_0^R \left(\frac{h}{r^2+h^2}\right)^2 \frac{2rdr}{R^2} = \frac{1}{R^2+h^2} \qquad (13)$$

Ce terme est utilisable pour le calcul du rayonnement émanant de régions assez restreintes comme des villes où l'effet de la courbure de la Terre peut être négligé et où la région peut effectivement être considérée comme un cercle de rayon R. Il est inutilisable quand on doit considérer toute la zone qui peut être "vue" par un aéronef ou un satellite, c'est-à-dire quand la limite est constituée par l'horizon.

Dans ce cas, la courbure de la Terre ne peut plus être négligée et on montre que :

$$E\left[\left(\frac{a(d_i)}{d_i}\right)^2\right] = \frac{1}{2h(R_t+h)} + \left(\frac{2R_t+h}{4R_t(R_t+h)^2} \ln\frac{2R_t+h}{h}\right) \qquad (14)$$

où $R_t$ est le rayon de la Terre modifié par un facteur 1,33 pour tenir compte de la réfraction atmosphérique.

Dans le cas particulier de la réception par satellite, le décalage Doppler du signal reçu réduit la surface effective de la zone de réception à une bande étroite d'environ 7 km de large. Le phénomène a aussi un effet secondaire puisque la forme de la région contenant les sources n'est plus celle indiquée Fig. 2. Le facteur d'antenne et de source est maintenant donné par l'équation qui, comme $K_D$, ne peut être évaluée que numériquement. L'effet est toutefois relativement faible et pour un satellite à 850 km au-dessus de la plus vaste région possible, la tension reçue est augmentée d'environ 1,5 dB.

En se reportant à la relation (9), la moyenne quadratique de la tension aux bornes de l'antenne de détresse est donc donnée par :

$$v_{rms} = C_A E_L K_s d_L \sqrt{K_D N} \sqrt{E(B_i^2)\, E(M_i^2)\, E\left[\left(\frac{a(d_i)}{d_i}\right)^2\right]}$$

d'où

$$v_{rms} = C_A E_L K_S d_L \sqrt{K_D N}\; 10^{-\frac{m_B+m_M}{20}}\; e^{(\sigma_B^2+\sigma_M^2)\left(\frac{\ln 10}{20}\right)^2} \sqrt{E\left(\frac{a(d_i)}{d_i}\right)^2} \qquad (15)$$

où, lorsqu'on considère la Terre comme plate (aéronef survolant une ville), $E\,((a(d_i)/d_i)^2)$ est donné par la relation (13) et par la relation (14) lorsqu'on prend en considération la courbure de la Terre (aéronef ou satellite survolant la plus vaste région possible).

En cas de réception par satellite, on doit aussi tenir compte des effets Doppler pour lesquels $E\,(a(d_i)/d_i)^2)$ exige une évaluation numérique.

3. Conclusion

L'équation 15 donne une formule générale pour le calcul de la tension brouilleuse à l'entrée du récepteur due à l'effet conjugué de plusieurs sources de brouillage. Plusieurs facteurs de cette équation sont de nature probabiliste. Certains ne sont applicables qu'à un type donné de plateforme d'antenne.

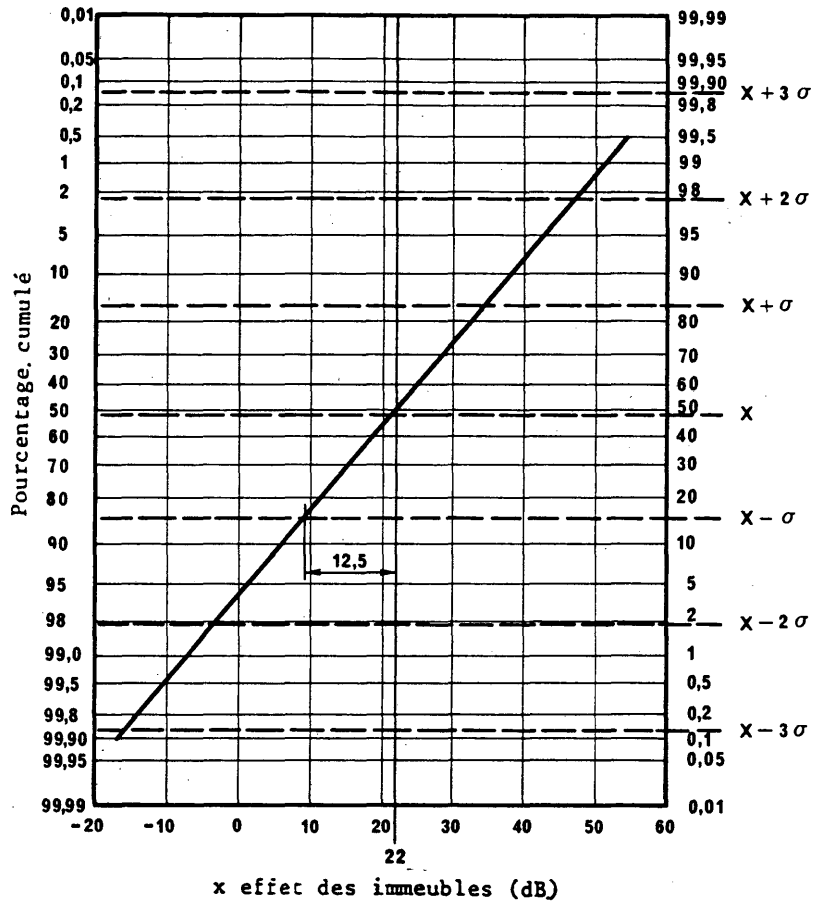



FIGURE 1 - Probabilité cumulée d'affaiblissement par les immeubles

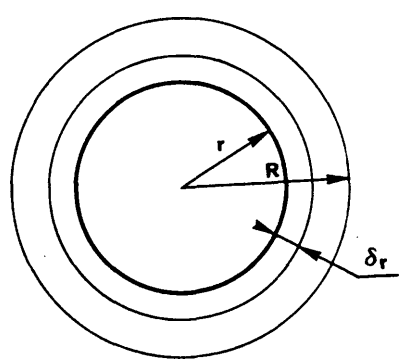



FIGURE 2 - Surface élémentaire ou anneau

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

GOEDBLOED, J.J., PRINS, H.J. et RIEMENS, K. [1987] Some RFI aspects of large-scale application of the CCIR 13,5 MHz sampling frequency standard. EMC Symposium, Zürich, Suisse.

ANNEXE I

1. Fonction de probabilité de la tension aux bornes de l'antenne

Selon la relation (7), la tension aux bornes de l'antenne est donnée par:

$$V = \sum_{i=1}^{N} v_i \, e^{j\psi_i}$$

Ce qui peut s'écrire :

$$V = V_1 + j\, V_2$$

où

$$V_1 = \sum_{i=1}^{N} v_i \cos \psi_i$$

$$V_2 = \sum_{i=1}^{N} v_i \sin \psi_i$$

$V_1$ et $V_2$ peuvent être considérées comme les sommes d'un grand nombre de variables aléatoires indépendantes. Le théorème central de la limite a pour conséquence que chacune d'elles converge vers une répartition gaussienne. Etant donné que $v_i$ et cos $\psi_i$ sont statistiquement indépendants, le premier et le deuxième moment de cette répartition sont les suivants :

$$E\left[V_1\right] = \sum_{i=1}^{N} E\left[v_i\right] \; E\left[\cos \psi_i\right]$$

et

$$E\left[V_1^2\right] = \sum_{i=1}^{N} E\left[v_i^2\right] \; E\left[\cos^2 \psi_i\right]$$

$\psi_i$ est réparti uniformément entre 0 et $2\pi$,

d'où :

$$E\left[\cos \psi_i\right] = \int_0^{2\pi} \cos \psi \, \frac{d\psi}{2\pi} = 0$$

Par conséquent :

$$E\left[V_1\right] = 0, \; E\left[V_2\right] = 0$$

De même,

$$E\left[\cos^2 \psi_i\right] = \int_0^{2\pi} \cos^2 \psi \, \frac{d\psi}{2\pi} = \frac{1}{2}$$

d'où : $E\left[V_1^2\right] = \frac{N}{2}\,\sigma^2$ où $\sigma^2 = E\left[v_i^2\right]$

De même,

$$E\left[V_2^2\right] = \frac{N}{2}\,\sigma^2$$

$V_1$ et $V_2$ sont indépendants car $v_i$ et $v_j$ sont indépendants si $i \neq j$. $V_1$ et $V_2$ sont donc deux variables gaussiennes indépendantes de moyenne nulle et de même écart-type :

$$\xi = \sigma\sqrt{\frac{N}{2}}$$

La variable à deux dimensions $(V_1, V_2)$ suit une loi de probabilité dont la densité est donnée par :

$$\frac{1}{2\pi\xi^2}\; e^{-\frac{(V_1^2 + V_2^2)}{2\xi}}$$

Par conséquent $|V| = \sqrt{V_1^2 + V_2^2}$ a une fonction de densité de probabilité donnée par :

$$p(|V|) = \frac{2\pi\,|V|}{2\pi\xi^2}\; e^{-\frac{|V|^2}{2\xi^2}}$$

ou

$$p(|V|) = \frac{|V|}{\xi^2}\; e^{-\frac{|V|^2}{2\xi^2}}$$

ce qui correspond à une répartition de Rayleigh

où $\xi^2 = \frac{N}{2}\,\sigma^2$

$\xi$ est la valeur la plus probable ;

la moyenne quadratique est donnée par $\xi\sqrt{2}$.

## 2. Fonction de probabilité d'une répartition log-normale

Soit K une variable aléatoire log-normale. Si $k = -20 \log K$, k aura une loi de répartition normale donnée par :

$$p(K) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\; e^{-\frac{(K-m)^2}{2\sigma^2}}$$

où m est la moyenne de la répartition normale et
$\sigma$ son écart type.

La fonction de probabilité de K qui est la variable log-normale est liée à p(k) par :

$$p(K) = p(k) \cdot dk/dK$$

Comme $k = -20 \log K$

on a $dk/dK = (-20/\ln 10) \cdot (1/K)$ et $K = 10^{-k/20}$

et $$p(K) = -\frac{20}{K \ln 10\, \sigma\sqrt{2\pi}} \; e^{-\frac{(K-m)^2}{2\sigma^2}}$$

par définition $$E[(K^2)] = \int_{-\infty}^{+\infty} K^2 \; p(K) \; dK$$

d'où $$E[(K^2)] = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} 10^{-\frac{K}{10}} \; e^{-\frac{(K-m)^2}{2\sigma^2}} \; dK$$

ce qui se calcule comme suit :

$$E[(K^2)] = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp T(K) \; dK$$

où $$-T(K) = K(\ln 10/10) + (K - m)^2/2\sigma^2,$$

$$T(K) = (-1/2\sigma^2) \; K + \sigma^2 \; (\ln 10/10 - m/\sigma^2)^2 + (\sigma^2/2) \; (\ln 10/10)^2 - m \; (\ln 10/10)$$

$$1/(\sigma\sqrt{2\pi}) \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-1/2\,\sigma^2) \; [K + \sigma^2 \; (\ln 10/10 - m/\sigma^2]^2 \; dK = 1$$

l'espérance mathématique de $K^2$ est donc :

$$E[(K^2)] = \exp[(\sigma^2/2) \; (\ln 10/10)^2 - m \; (\ln 10/20)]$$

$$E[(K^2)] = 10^{-m/10} \exp[2\sigma^2 \; (\ln 10/20)^2]$$

RAPPORT 842-2

# ASSIGNATIONS DE FRÉQUENCE ÉCONOMIQUES EN SPECTRE AUX STATIONS DE TERRE POUR DES VALEURS DONNÉES DE SÉPARATION FRÉQUENCE-DISTANCE

(Programme d'études 18C/1)

(1982-1986-1990)

## 1. Introduction

Dans de nombreux services, les règles relatives à l'espacement des fréquences et aux distances de séparation (règles fréquence-distance) font partie intégrante du processus de gestion des fréquences. Dans un service à répartition des canaux, ces règles sont les suivantes: les émetteurs fonctionnant dans le même canal doivent être séparés d'au moins $d_0$ km; les émetteurs fonctionnant dans des canaux adjacents doivent être séparés d'au moins $d_1$ km; les émetteurs décalés de deux canaux doivent être séparés d'au moins $d_2$ km, etc. Bien que ces règles soient couramment appliquées, on ne sait pas comment assigner les fréquences individuelles à des émetteurs arbitrairement implantés, de manière à avoir le maximum d'utilisateurs dans une largeur de bande donnée; on ne sait pas non plus quelle est la quantité de spectre additionnel nécessaire pour pouvoir satisfaire à chaque règle supplémentaire fréquence-distance, pour un nombre donné d'émetteurs. Des études récentes de Hale [1980] permettent d'obtenir cette information et d'établir des algorithmes d'assignation de fréquence propres à assurer l'économie du spectre.

Le problème peut s'énoncer comme suit: étant donné un ensemble de règles fréquence-distance (FD) pour une bande et un ensemble d'emplacements souhaités (arbitraires) d'émetteurs, comment assigner des fréquences aux émetteurs de manière à satisfaire aux règles FD tout en rendant la largeur de bande totale requise minimale. On peut aussi énoncer le problème de façon plus générale: soit un certain jeu de contraintes en matière de fréquences entre émetteurs, leur assigner des fréquences en respectant ces contraintes tout en réduisant au minimum la largeur totale de bande nécessaire. Les contraintes en matière de fréquences s'expriment sous forme d'interdiction de certains écarts entre canaux pour éviter le brouillage, ce qui réduit le nombre des fréquences qu'on peut assigner aux émetteurs. Ces contraintes peuvent consister en relation fréquence-distance, ou provenir de calcul du rapport signal/brouillage, de règles de priorité d'assignation ou d'autres considérations. Certaines contraintes, comme les règles FD, s'énoncent généralement sous forme de séparation entre émetteurs et récepteurs. Dans certains cas et pour certains services radioélectriques, il ne s'agira que de séparation entre émetteurs. Une variante du problème consiste à réduire au minimum non pas la largeur de bande totale, mais le nombre des canaux assignés.

On peut appliquer de plusieurs manières différentes un algorithme informatique qui permet de résoudre ces problèmes d'une façon efficace. Tout d'abord, l'algorithme peut être utilisé comme outil d'attribution de fréquences. Par exemple, si l'on connaît les caractéristiques d'un service projeté, cet algorithme permet de déterminer avec précision la quantité de spectre requise (l'attribution de fréquences), ainsi qu'une assignation de fréquences spécifiques à des emplacements donnés (tableau d'allotissements). Par ailleurs, il peut être un moyen automatique à action très rapide pour les assignations de fréquence courantes [Sakaki et autres, 1976; Pennotti et Boorstyn, 1976]. Enfin, l'algorithme peut servir d'outil de recherche pour élucider les principes généraux de la gestion du spectre. On trouvera plus loin, dans le présent Rapport, des exemples de cette dernière application.

## 2. Etablissement d'un algorithme

Dans le présent Rapport, un algorithme informatique permettant d'assigner à tous les émetteurs des fréquences qui satisfont aux contraintes de fréquence est appelé solution *sous-optimale*. Si, de plus, l'algorithme permet de minimiser la largeur de bande totale requise, on dit qu'il constitue une *solution* du problème. Un algorithme est dit *efficace*, ou rapide, s'il comprend toujours un nombre d'opérations inférieur à une certaine puissance du nombre des emplacements d'émetteur [Garey et Johnson, 1979]. Un algorithme non efficace ne présente qu'un intérêt limité; en effet, pour des problèmes relativement complexes, il peut exiger des temps d'exécution excessivement longs, même s'il est appliqué sur les ordinateurs les plus rapides qui soient. Un objectif idéal serait la définition d'une solution exacte et efficace pour le problème de l'assignation des fréquences.

Cet objectif idéal n'est probablement pas réaliste. Hale [1980] a montré que beaucoup de problèmes d'assignation de fréquences équivalent à des problèmes généralisés de coloration de graphiques; autrement dit, ce sont des problèmes «stricts en *NP*» [Garey et Johnson, 1979], c'est-à-dire que le temps machine nécessaire à l'obtention d'une solution exacte augmente comme exp($NP$), où $N$ est le nombre des émetteurs et $P$ est une constante. Dans ces conditions, il est très peu probable que l'on puisse jamais trouver des solutions efficaces et exactes à ces problèmes. Un objectif réaliste serait d'établir des solutions sous-optimales efficaces, raisonnablement exactes et largement applicables, pour les problèmes d'assignation des fréquences.

Zoellner et Beall [1977] reconnaissent à Metzger le mérite d'avoir découvert que le problème classique de la coloration des graphiques est analogue aux problèmes de l'assignation des fréquences, dans lesquels les seules contraintes qui interviennent sont des contraintes s'exerçant dans le même canal et où tous les émetteurs ont la même largeur de bande. D'autres auteurs ont formulé des commentaires sur cette équivalence et lui ont trouvé des applications [Pennotti et Boorstyn, 1976; Roberts, 1979]. Struzak [1982] a aussi utilisé les techniques de coloration des graphiques pour résoudre des problèmes d'assignations de fréquence plus ardus.

Hale [1980] a généralisé cette conception. Il a montré que le problème généralisé de l'assignation des fréquences, avec un nombre quelconque de règles FD, ou avec des contraintes plus générales, est l'équivalent du problème général de la coloration des graphiques. Cet auteur a élaboré une théorie mathématique cohérente pour l'établissement d'algorithmes en ce qui concerne les assignations de fréquence pour ces problèmes. Hale a généralisé ou adapté les méthodes pour la coloration de 13 graphiques, dans le problème de l'assignation des fréquences, et il a appliqué ces solutions sur mini-ordinateur. Les algorithmes ont été essayés dans des milliers de problèmes où le nombre des émetteurs, la densité d'implantation des émetteurs et les règles fréquence-distance variaient considérablement [Hale, 1981].

Berry et Cronin [1982] ont généralisé l'algorithme d'assignations de fréquence pour l'appliquer à des services mixtes qui se caractérisent par des règles de séparation fréquence-distance différentes. Il peut y avoir aussi des règles de séparation fréquence-distance entre services. Ils ont montré que si dans les 2 cas on observe les règles de séparation interservices, il faut une bande totale moins large si on combine les services dans une bande large que si on confine chacun d'eux dans des bandes de fréquences adjacentes.

La méthode décrite par Český et autres [1986, 1987], fondée sur les principes de Metropolis et autres [1953], est une solution de rechange au problème des assignations de fréquence. La démarche consiste à utiliser une méthode de Monte Carlo pour minimiser le brouillage total dans un réseau plutôt que la largeur de bande totale utilisée. Le problème de l'assignation de fréquence dans la tâche courante consistant à planifier les fréquences des réseaux n'exige des itérations que de $10^3$ à $10^4$ et peut donc être résolu par un micro-ordinateur.

## 3. Exemple d'applications

Les algorithmes ne constituent pas seulement des solutions très rapides aux problèmes d'attribution et d'assignation de fréquence; ce sont aussi d'excellents outils de recherche. On peut, par exemple, les utiliser pour évaluer des types de récepteurs ou, plus généralement, pour quantifier les relations existant entre les éléments suivants: utilisation du spectre, caractéristiques des équipements, règles fréquence-distance, procédures d'exploitation.

Comme exemple spécifique d'une telle application, considérons le problème consistant à établir une règle fréquence-distance, pour le fonctionnement dans un même canal, dans un nouveau service à répartition des canaux. L'espacement requis dépendra de la nature et de la qualité du service souhaité, des caractéristiques de la propagation dans la bande de fréquences considérée, ainsi que des caractéristiques de l'émission et des équipements. En particulier, il dépend du spectre de l'émission et de la capacité de réjection des récepteurs dans le canal adjacent. Il est possible d'agir, dans des limites assez larges, sur ces caractéristiques des équipements, par l'intermédiaire des paramètres de conception. Si l'on veut obtenir une réjection plus importante dans le canal adjacent, on pourra avoir des distances de séparation plus petites pour ces canaux, mais les récepteurs seront alors plus coûteux. Un gestionnaire du spectre sera peut-être amené à faire des compromis entre le prix de l'équipement et le prix de revient du spectre lorsqu'il établit les règles relatives à l'espacement. Les algorithmes dont il a été question au § 2 permettent de trouver le spectre minimal nécessaire pour chaque ensemble de distances de séparation; ils fournissent, par conséquent, une partie de l'information dont on a besoin pour faire ces compromis. Il apparaît que le programme d'ordinateur permet de définir une règle générale pour la résolution de ce problème.

Le programme d'ordinateur pour l'assignation des fréquences peut servir à assigner des fréquences à un nombre d'émetteurs qui peut atteindre 400. Pour un cas donné, le temps de calcul dépend du nombre d'émetteurs, de la complexité des contraintes en matière de fréquences et de l'algorithme employé. Il va de quelques secondes à plusieurs heures.

Le programme d'ordinateur a servi à plusieurs expériences. En général, les emplacements des émetteurs étaient définis par un générateur de nombres aléatoires à distribution de probabilité uniforme et les contraintes en matière de fréquences dérivaient des règles fréquence-distance. A partir des données d'expérience, on a déterminé quels étaient les algorithmes qui fournissaient le plus souvent des assignations de fréquence nécessitant une largeur de bande nécessaire et une largeur de bande assignée les plus faibles. La «largeur de bande nécessaire» à l'assignation des fréquences est la largeur totale du spectre exigée, c'est-à-dire la différence entre la fréquence la plus haute et la fréquence la plus basse assignées aux émetteurs. La «largeur de bande assignée» est la largeur totale du spectre effectivement assignée aux émetteurs. En raison des contraintes entre canaux adjacents, il se peut que certaines portions du spectre ne soient assignées à aucun émetteur. De nombreuses expériences ont pour objet la recherche de la largeur de bande nécessaire pour assigner les fréquences, compte tenu des règles fréquence-distance.

Sur la Fig. 1, on trouve le résultat global de deux expériences où on étudiait comment augmentait la largeur de bande nécessaire en fonction de la distance de séparation entre émetteurs fonctionnant sur des canaux adjacents. Pour obtenir ces résultats, on a fait fréquemment varier la répartition spatiale des émetteurs et chaque fois on a appliqué plusieurs règles fréquence-distance différentes. Une de ces règles ne comportait que la distance de séparation entre émetteurs fonctionnant sur le même canal. Toutes les autres comprenaient en plus une règle concernant la distance de séparation entre émetteurs fonctionnant sur des canaux adjacents. La courbe en trait plein représente l'augmentation moyenne de largeur de bande nécessaire exprimée en pourcentage de la largeur de bande nécessaire moyenne dans le cas où la distance «canaux adjacents» est nulle. Les pourcentages apparaissent en ordonnées. L'axe des abscisses est gradué en rapport distance «canaux adjacents» sur distance «cocanal». On voit que, tant que la distance «canaux adjacents» est inférieure en gros à 40% de la distance «cocanal», le nombre de canaux nécessaires pour assigner les fréquences n'est guère supérieur à ce qu'il faudrait si on ne tenait compte que de la distance «cocanal». Mais au-delà de 40%, la largeur de bande nécessaire augmente très vite.

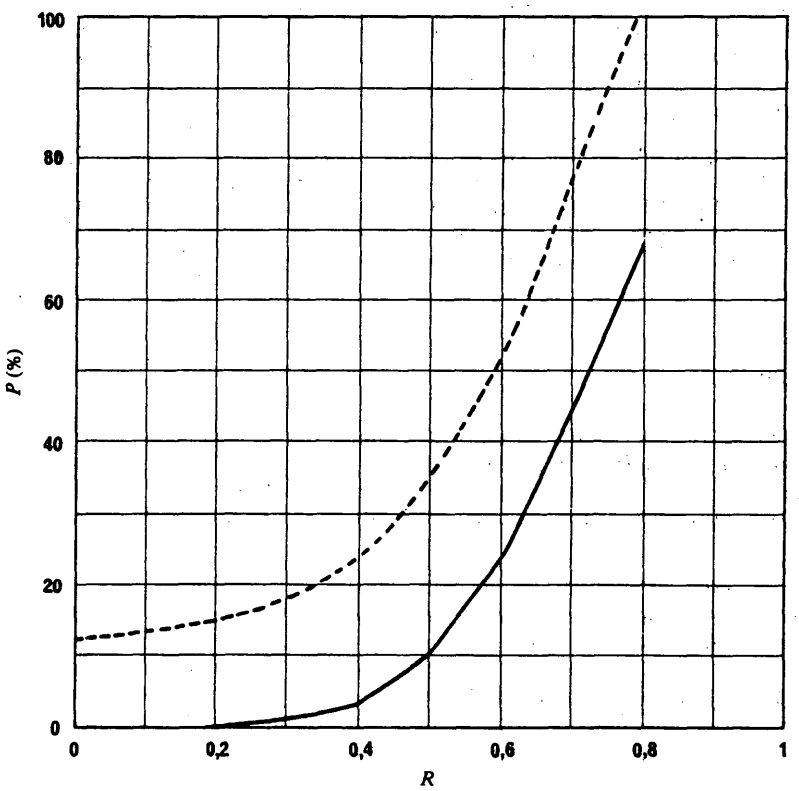



FIGURE 1 – *Augmentation en pourcentage, P, du nombre de canaux nécessaires en fonction du rapport, R, de la distance de séparation entre émetteurs fonctionnant sur des canaux adjacents à la distance de séparation entre émetteurs fonctionnant sur le même canal*

----- Accroissement de largeur de bande nécessaire lorsque les assignations de fréquence aux émetteurs sont faites de manière aléatoire

——— Meilleure assignation

La Fig. 1 présente aussi une comparaison des résultats obtenus avec un algorithme quasi optimal et un algorithme aléatoire. Ce dernier prend les émetteurs dans l'ordre des nombres délivrés par un générateur aléatoire et leur assigne la plus petite fréquence acceptable. Cet algorithme s'apparente à la méthode actuelle classique qui consiste à classer les émetteurs dans un certain ordre pour leur assigner les fréquences. La courbe en pointillé de la Fig. 1 représente l'augmentation de l'utilisation du spectre exprimée en pourcentage de la largeur de spectre nécessaire lorsque la distance «canaux adjacents» est nulle. Avec un algorithme aléatoire, on utilise de 12,3% à 22,1% de largeur de spectre de plus qu'avec le meilleur des algorithmes lorsque la distance «canaux adjacents» passe de 0 à 40% de la distance «cocanal». Dans ces conditions, avec les autres algorithmes, la largeur de bande minimale moyenne n'augmente que de 3,4%. Si l'assignation de fréquences aux émetteurs se fait de manière aléatoire, il suffit de quelques contraintes entre émetteurs fonctionnant sur des canaux adjacents pour consommer nettement plus de spectre. Lorsque la distance «canaux adjacents» s'accroît, l'algorithme aléatoire exige toujours quelque 21% de spectre supplémentaire par rapport aux meilleurs algorithmes.

L'une des raisons pour lesquelles les algorithmes d'assignations de fréquence fondés sur les algorithmes de coloration de graphiques conduisent à une utilisation efficace du spectre est qu'ils choisissent l'ordre d'assignations des fréquences aux émetteurs. Dans la plupart des cas, les assignations ont lieu dans un ordre aléatoire, c'est-à-dire au fur et à mesure que les demandes de fréquence sont présentées aux administrations. L'algorithme ne peut alors que choisir les fréquences. Si les assignations concernent des groupes d'émetteurs, les algorithmes peuvent, au sein de chaque groupe, classer les émetteurs sans modifier les assignations faites auparavant aux émetteurs d'autres groupes. On a calculé, par rapport au spectre nécessaire lorsqu'on assigne d'un seul coup les fréquences à tous les émetteurs, le pourcentage d'accroissement lorsque les assignations concernent des groupes d'importance variable allant jusqu'à 100 émetteurs. On s'était imposé alors 3 règles fréquence-distance. Chacune d'elles comprend une distance «cocanal» et une distance «canaux adjacents». Cette dernière était égale à 40%, 50% ou 60% de la distance «cocanal». Avec un groupe de 100 émetteurs, les algorithmes peuvent les classer tous. Si le groupe est limité à un émetteur, il n'y a pas de classement possible et on se retrouve dans le cas aléatoire. Le Tableau I montre la largeur de bande supplémentaire nécessaire en fonction de l'importance du groupe.

TABLEAU I – *Augmentation en pourcentage de la largeur de bande nécessaire pour assigner des fréquences à des émetteurs répartis en petits groupes par rapport à l'assignation globale aux 100 émetteurs à la fois*

| Taille du groupe | 100 | 50 | 20 | 10 | 1 |
|---|---|---|---|---|---|
| Accroissement de la largeur de bande (%) | 0 | 6,2 | 12,1 | 14,3 | 21,2 |

## 4. Exemple de solutions d'un petit problème d'assignations de fréquence

Tout d'abord le programme d'ordinateur se procure une matrice des contraintes ou l'établit lui-même. L'élément $(i, j)$ de la matrice des contraintes représente les contraintes d'assignation entre les émetteurs $i$ et $j$. Le Tableau II représente le triangle inférieur de la matrice symétrique des contraintes dans un exemple de problèmes d'assignations de fréquence à 10 émetteurs. Tous les émetteurs ont une largeur de bande de 10 kHz. La matrice des contraintes et les largeurs de bande des émetteurs sont les seules données nécessaires pour poser et résoudre un problème d'assignations de fréquence. Peu importe comment on a obtenu ces contraintes. On numérote arbitrairement les émetteurs de 1 à 10. Tous les éléments $n$ de la matrice des contraintes sont des nombres entiers. Dans cet exemple, ils sont égaux à 0, 1 ou 3. Si $n = 0$, aucune contrainte ne lie les émetteurs. Si $n = 1$, on ne peut leur assigner le même canal. Si $n = 3$, le canal adjacent est aussi interdit.

TABLEAU II – *Triangle inférieur de la matrice des contraintes de l'exemple décrit dans le texte*

Si l'élément $(i, j) = 0$, il n'y a aucune contrainte entre les émetteurs $i$ et $j$; si $(i, j) = 1$, il existe une contrainte «cocanal» entre les émetteurs $i$ et $j$; si $(i, j) = 2$, il y a une contrainte «canal adjacent» seulement; si $(i, j) = 3$, il y a à la fois des contraintes «cocanal» et «canal adjacent».

| | | Emetteur | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| Emetteur | 1 | | | | | | | | | | |
| | 2 | 3 | | | | | | | | | |
| | 3 | 3 | 1 | | | | | | | | |
| | 4 | 1 | 3 | 0 | | | | | | | |
| | 5 | 0 | 0 | 1 | 0 | | | | | | |
| | 6 | 1 | 3 | 1 | 1 | 0 | | | | | |
| | 7 | 3 | 0 | 3 | 0 | 1 | 0 | | | | |
| | 8 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | | | |
| | 9 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 3 | 1 | | |
| | 10 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | |

Les assignations obtenues à l'aide d'un des algorithmes du programme d'ordinateur sont représentées sur le Tableau III. Les fréquences centrales assignées aux émetteurs et les «degrés» des émetteurs sont énumérés dans l'ordre où ont été effectuées les assignations de fréquence. Les algorithmes définissent, à partir de considérations graphiques théoriques, l'ordre dans lequel les émetteurs se voient assigner les fréquences. Chaque algorithme assigne les fréquences aux émetteurs en commençant toujours par celui pour lequel l'opération est la plus difficile. La méthode de mesure de cette «difficulté» varie d'un algorithme à l'autre. Le «degré» d'un émetteur est aussi une mesure de la difficulté de lui trouver une fréquence acceptable. C'est en gros la mesure de la quantité de spectre qui lui est interdit. En examinant dans quel ordre les émetteurs ont reçu leurs assignations et les degrés qui leur ont été attribués, on peut déterminer ceux qui subissent le plus de contraintes en matière de fréquence et ceux qui en imposent le plus aux autres émetteurs.

Dans cet exemple, la bande de fréquences commence à 0 Hz. L'algorithme choisit les fréquences de telle sorte qu'elles soient toutes des multiples de 5 kHz.

On trouvera au bas du Tableau III quelques renseignements statistiques relatifs à l'assignation de fréquence. Une clique est un sous-groupe complet et, dans le cas présent, un groupe d'émetteurs qui subissent tous des contraintes mutuelles. La dimension de la clique initiale est le nombre d'émetteurs du premier groupe qui reçoivent une assignation. On indique aussi la somme des largeurs de bande des émetteurs d'une clique. C'est la largeur de bande minimale qu'exigent les assignations de fréquence. On a trouvé que la somme des largeurs de bande des émetteurs de la clique initiale fournit une estimation convenable de la largeur de bande optimale pour l'assignation de fréquence avec contraintes «cocanal» accompagnées à la rigueur d'un petit nombre de contraintes «canal adjacent».

TABLEAU III – *Assignations de fréquences aux émetteurs du Tableau II*

Le «degré» est le nombre d'interactions distinctes qui existent entre un émetteur donné et les autres. La clique initiale est le premier groupe d'émetteurs qui ont reçu une assignation; tous les émetteurs du groupe subissent des contraintes mutuelles.

| Emetteur | Fréquence centrale (kHz) | Degré |
|---|---|---|
| 1 | 5 | 9 |
| 3 | 25 | 8 |
| 7 | 45 | 7 |
| 9 | 15 | 7 |
| 2 | 45 | 7 |
| 6 | 15 | 5 |
| 4 | 25 | 5 |
| 5 | 5 | 3 |
| 8 | 5 | 3 |
| 10 | 25 | 2 |

| Dimension de la clique initiale | Somme des largeurs de bande (kHz) | Largeur de bande nécessaire (kHz) | Largeur de bande assignée (kHz) |
|---|---|---|---|
| 4 | 40 | 50 | 40 |

Pour assigner les fréquences, la largeur de bande nécessaire est égale à 50 kHz et la largeur de bande assignée à 40 kHz. L'intervalle de fréquence (30 kHz, 40 kHz) n'est assigné à aucun émetteur en raison des contraintes «canal adjacent». On a ici une largeur de bande assignée optimale puisqu'elle est égale à la somme des largeurs de bande des émetteurs de la clique initiale. On voit sur la matrice des contraintes qu'il y a entre les trois premiers émetteurs auxquels des fréquences ont été assignées, des contraintes «cocanal» et «canal adjacent». Pour leur assigner les fréquences, il faut donc déjà 50 kHz. La largeur de bande nécessaire aux assignations de fréquence est donc optimale.

## 5. Règle FD applicable à l'intermodulation

Alors que les règles FD applicables aux émetteurs fonctionnant dans le même canal et dans le canal adjacent sont relativement simples, celles qui concernent les émetteurs pouvant éventuellement affecter d'autres récepteurs par la formation de produits d'intermodulation, exigent une analyse plus complexe. S'agissant de l'intermodulation du troisième ordre entre deux signaux dans le récepteur, puisque la formation d'un produit d'intermodulation fait intervenir deux émetteurs, un lien existe entre les distances minimales admissibles qui les sèparent du récepteur affecté.

En partant des hypothèses suivantes: le gain de l'antenne du récepteur est égal à l'affaiblissement total dans le récepteur; $-145$ dBW est la valeur moyenne du niveau minimal du signal utile pour obtenir une valeur de SINAD égale à 12 dB en présence de bruit; on utilise l'affaiblissement du trajet en espace libre et tous les émetteurs ont la même p.i.r.e. de 20 dBW, on peut établir la règle FD applicable à la bande 410-470 MHz d'après le modèle empirique décrit par McMahon [1974] pour prévoir les niveaux de puissance brouilleuse obtenus au récepteur affecté. Selon ce modèle, on peut écrire:

$$P = 2P_N + P_F - 0{,}57 - 60 \log \delta f$$

où:

$P$: niveau de la puissance brouilleuse dans le récepteur affecté (dBW)

$P_N$: niveau de la puissance reçue de l'émetteur rapproché (dBW)

$P_F$: niveau de la puissance reçue de l'émetteur distant (dBW)

$\delta f$: espacement entre les fréquences de l'émetteur distant et de l'émetteur rapproché (MHz).

Avec une fréquence porteuse de 460 MHz, Chan [1985] a déterminé la relation qui existe entre l'espacement des fréquences et les distances de séparation et il a établi qu'une intermodulation du troisième ordre entre deux signaux apparaîtrait dans le récepteur si:

$$d \cdot \delta f \leqslant 0{,}17$$

où:

$d$: distance entre une station existante et la station dont on envisage l'utilisation.

On a supposé une marge de protection de 6 dB entre le niveau de la puissance brouilleuse et le niveau de la puissance utile.

Etant donné que la station envisagée peut être concernée par l'apparition d'un produit d'intermodulation, soit comme récepteur affecté, soit comme émetteur distant ou rapproché, il faut, pour établir la règle FD illustrée par la Fig. 2, utiliser la courbe de $2d$ en fonction de $2\delta f$ avec la courbe de $d$ en fonction de $\delta f$. La région située au-dessus de la courbe correspond aux cas de brouillage admissible alors que la région au-dessous de cette courbe correspond aux cas de brouillage potentiel. Afin d'assigner une fréquence à la station dont l'utilisation est envisagée, on évalue d'abord le brouillage dans le même canal et dans le canal adjacent en utilisant les règles FD qui conviennent. Une fois ces règles satisfaites, les stations existantes susceptibles d'être concernées par le brouillage d'intermodulation causé à la station envisagée sont alors identifiées au moyen d'un processus de sélection suivi d'une analyse détaillée visant à déterminer les niveaux de la puissance de brouillage. La sélection se fait en retenant les valeurs de $d$ et $\delta f$ qui permettent d'obtenir une approximation satisfaisante de la courbe.

Si on mémorise l'emplacement et les fréquences des stations radioélectriques dans une base de données, il est possible d'élaborer un programme informatique permettant de procéder à une recherche simple sur la base de la règle qui vient d'être énoncée. Néanmoins, en l'absence d'aide informatique, rien n'empêche d'utiliser cette règle et une simple carte pour faciliter l'évaluation manuelle d'une assignation de fréquence proposée.

## 6. Sélection d'un algorithme pour la planification des fréquences

Etant donné le manque d'efficacité des méthodes non formelles de gestion du spectre existantes et la pénurie croissante de fréquences disponibles, on s'efforce de plus en plus de recourir à des méthodes formelles fondées sur une interprétation du problème de la planification rationnelle des fréquences selon une programmation mathématique. Le choix d'un algorithme d'assignations de fréquences spécifique [Lyandres et autres, 1987] s'il s'appuie sur des bases solides, est déterminant car il peut donner lieu à une utilisation plus rationnelle du spectre de fréquences.

Les algorithmes approximatifs reposent principalement sur l'examen des caractéristiques des données initiales du problème. En admettant un ensemble d'algorithmes de planification des fréquences possibles, on peut alors appliquer une mesure "adaptée" aux données initiales; lorsque le système de planification doit être mis en oeuvre dans la pratique, cela signifie qu'on applique une méthode d'analyse des données initiales et de définition d'un algorithme ou plus qui est "adapté" à ces données.

Les caractéristiques du problème des assignations de fréquence les plus faciles à évaluer sont N : le nombre des besoins, M : le nombre des fréquences disponibles, et $D_i$ : la densité ou fraction de paires de stations devant être séparées par i canaux.

La représentation des problèmes de planification des fréquences sous forme de graphiques en couleur [Hale, 1980] permet en premier lieu de réduire le problème technique en termes mathématiques et d'appliquer des méthodes connues en vue de le résoudre, puis de construire de nouveaux algorithmes grâce à la clarté de la réprésentation fournie et enfin de comparer de façon adéquate les différents algorithmes de planification des fréquences; on obtient de la sorte des recommandations bien établies sur l'utilisation la plus rationnelle possible d'algorithmes de planification des fréquences, ce qui assurera une efficacité maximale au système de planification.

De plus, l'emploi d'une interprétation graphique en couleur permet d'affirmer sans risque d'erreur qu'un problème de planification des fréquences se caractérise par une complexité exponentielle. Cela signifie qu'à mesure que le nombre de besoins augmente, le temps nécessaire à la recherche d'une solution rigoureuse et optimale augmente plus vite que le polynôme d'un ordre quelconque et au moins asymptotiquement. Il s'ensuit que le principal problème consiste à mettre au point des algorithmes approximatifs plus efficaces, qui ne garantissent pas qu'une solution précise sera apportée au problème de l'optimalisation au cours d'une période limitée, mais qui permettent de penser qu'une solution sera très probablement obtenue. Les algorithmes de ce type ont une complexité de polynôme [Hale, 1980] et sont heuristiques.

Un algorithme pour coloration du sommet exécute une procédure itérative, durant laquelle l'étape élémentaire consiste à choisir un sommet spécifique parmi un ensemble de sommets non colorés pour l'itération, puis à identifier un sous-ensemble de couleurs disponibles pour le sommet et à attribuer l'une de ces couleurs au sommet. Un algorithme se définit donc au moyen de deux règles: le choix du sommet et celui de la couleur. Il va sans dire qu'il faut identifier le sous-ensemble de couleurs disponibles (fréquences) pour le sommet (besoin) choisi en tenant compte de la couleur de tous les sommets colorés avant lui, ce qui revient à prendre en considération les attributions faites avant que le besoin n'ait été traité.

Dans l'établissement d'algorithmes approximatifs, ce sont les règles de sélection du besoin et de la fréquence qui sont heuristiques par nature; les algorithmes, quant à eux, peuvent être rangés dans l'une des deux catégories suivantes: séquentielle et récursive.

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

Les algorithmes séquentiels sont élaborés sur la base d'une analyse des données initiales selon une règle applicable à des listes de besoins conformément auxquels ils sont traités les uns après les autres, à mesure que le programme de fréquences est compilé.

Les algorithmes récursifs entament le processus d'assignation au moyen de l'une ou l'autre méthode de sélection du besoin, à la suite de quoi le choix du besoin suivant dépend de la fréquence assignée au premier, etc. Le traitement de tous les besoins suivants réduit naturellement l'ensemble des besoins n'ayant pas encore été satisfaits, et aussi du nombre de fréquences disponibles pour l'assignation aux besoins.

On peut bien entendu généraliser certains des algorithmes connus pour effectuer la coloration des graphiques pondérés; dans les autres cas, une telle généralisation n'est guère possible. Parmi ces cas, il existe en particulier l'un des algorithmes de coloration les plus connus proposés par [Ershov, A.P., 1977]. La première catégorie d'algorithmes contient deux algorithmes séquentiels (voir plus loin) appelés "le premier le plus grand" MAXFIRST [Welsh et Powell, 1967] et "le dernier le plus petit", ou MINLAST [Zoellner, J.A., Beall, C.L., 1977], et un algorithme récursif proposé par [Brelaz, 1979].

Les données fournies par la littérature en matière d'évaluation comparative des algorithmes sont peu nombreuses et souvent contradictoires. Ainsi, [Zoellner et Beall, 1977] signalent que parmi les deux algorithmes séquentiels MAXFIRST et MINLAST, le MINLAST est le meilleur pour la plupart des problèmes de coloration des sommets, tandis que [Kubale et Dabrowski, 1978] estiment qu'il est nettement préférable d'utiliser le MAXFIRST. A cet égard, la conclusion de [Zoellner et Beall, 1977] sur la supériorité du MINLAST même pour les problèmes liés aux graphes pondérés est sujette à discussion. L'algorithme récursif de Brelaz offre de meilleures caractéristiques potentielles que les algorithmes séquentiels, au détriment toutefois de la vitesse de fonctionnement, et compte tenu du fait qu'il n'existe pas de données sur son utilisation avec la coloration des graphiques pondérés.

On peut pratiquement exclure l'étude analytique du problème des algorithmes heuristiques pour l'assignation des fréquences. Seul un essai de simulation peut répondre aux questions soulevées par le choix d'un algorithme particulier pour la solution d'un problème précis. C'est d'ailleurs ce qui a été fait pour un certain nombre de problèmes qui différaient par le nombre de besoins dans un groupe et la densité des contours de poids différent.

La densité $D_0$ est le nombre de besoins pris deux à deux qui peuvent être satisfaits dans le même canal (auxquels est assignée la même fréquence), divisé par N x N; $D_1$ est le nombre de paires de besoins auxquels peuvent être affectés des canaux adjacents (mais non un même canal), divisé par N x N; etc.

Le nombre de cas, pour chaque type, a été choisi compte tenu de la nécessité de fournir suffisamment de données statistiques pour établir des moyennes et compte tenu du temps-machine disponible limité. Les valeurs numériques pour les caractéristiques des cas sont les suivantes: 10 besoins - 100 cas, 20 besoins - 50 cas, 40 besoins - 20 cas, 80 besoins - 10 cas, 160 besoins - 5 cas; la densité des contours dans les graphiques non pondérés est formulée par $D_1 = 0,25$, 0,50, 0,75, dans les graphiques ayant un contour maximal de 2 combinaisons de densités: $D_1 = 0,5$, $D_2 = 0,16$; $D_1 = 0,33$; $D_2 = 0,33$; $D_1 = 0,16$; $D_2 = 0,5$; dans les graphiques ayant un contour maximal de 3 combinaisons de densités: $D_1 = 0,5$, $D_2 = 0,125$, $D_3 = 0,125$; $D_1 = 0,25$, $D_2 = 0,25$, $D_3 = 0,25$; $D_1 = 0,125$, $D_2 = 0,375$, $D_3 = 0,25$.

Pour mener à bien l'expérience, on a adopté la méthode suivante. Pour chaque ensemble de paramètres (N, D) un groupe de cas a été établi. Le problème de l'assignation des fréquences a été résolu en utilisant chacun des algorithmes étudiés avec deux densités: $D_1 = 0$ et $D_1 = 0{,}25$. Le nombre de fréquences disponibles variait de $M = 1$ à $M_{max}$, ce qui équivaut au nombre de fréquences requises par l'algorithme pour satisfaire tous les besoins. Simultanément, la fraction de besoins utilisant M fréquences ainsi que le temps de traitement de l'opération algorithmique ont été définis. Les algorithmes ci-après ont été étudiés: (MAXFIRST), (MINLAST), (BRELAZ), (DSATURB), (RANDOM), (TRIVIAL). Ce dernier (TRIVIAL), qui ne contient pas de procédure de classement des besoins, a été mis en modèle pour obtenir une évaluation de l'efficacité de l'application de cette procédure à d'autres algorithmes. Pour tous les algorithmes séquentiels (MAXFIRST, MINLAST et TRIVIAL), on a examiné trois modifications. Dans les deux premières, le choix du besoin précédait le choix de la fréquence. Les termes "d'abord le besoin - puis la fréquence" peuvent être utilisés dans ce cas. En ce qui concerne la troisième modification, tous les besoins possibles ont fait l'objet d'une assignation avec la fréquence choisie dans une séquence ordonnée "d'abord la fréquence - puis le besoin". La deuxième modification différait de la première en ce sens que l'analyse des fréquences aux fins de leur utilisation a été effectuée dans l'ordre de numérotation préliminaire des fréquences et non à l'aide de la procédure de classement des fréquences (voir ci-dessus) reposant sur le principe de la "facilité d'accès maximale" (voir ci-dessus).

En conséquence, le nombre total des algorithmes à étudier compte tenu de la modification des algorithmes séquentiels était de 12.

Les résultats de l'expérience peuvent se résumer comme suit:

La différenciation entre les algorithmes, c'est-à-dire la différence entre leur efficacité, augmente à mesure que la dimension du problème s'accentue.

La différenciation entre les algorithmes augmente à mesure que la densité augmente.

Dans le domaine de la différenciation maximale entre les algorithmes, le nombre de fréquences requises varie dans une proportion d'environ 30% par rapport au résultat obtenu avec l'algorithme TRIVIAL.

Lorsque la pénurie de fréquences est considérable, le principe de classement "les besoins difficiles sont les premiers à faire l'objet d'une assignation" n'offre pas d'avantage et l'algorithme TRIVIAL est aussi satisfaisant que les autres. Lorsque la pénurie de fréquences diminue, l'algorithme TRIVIAL commence à subir une perte par rapport aux autres algorithmes, la perte étant à son maximum en l'absence de pénurie.

Lorsque $D_1 > 0$ il y a un gain pour la modification des algorithmes séquentiels dont les fréquences ont été choisies sur la base du principe de la "disponibilité minimale". Ce gain atteint 15% avec l'algorithme MAXFIRST. Lorsque $D_1 = 0$, la modification "d'abord la fréquence, puis le besoin" l'emporte sur les deux modifications "d'abord le besoin - puis la fréquence".

Le temps d'exécution des algorithmes finis dépend de la dimension du problème et de la procédure de classement des sommets des graphiques utilisée; il varie entre la valeur quadratique et la valeur cubique. L'algorithme le plus rapide est l'algorithme séquentiel (MAXFIRST).

Il y a un gain de temps stable dans l'algorithme (MAXFIRST) par rapport à l'algorithme (MINLAST), mais leur efficacité est presque la même. Ce gain augmente à mesure que la dimension du problème augmente.

Les Documents [CCIR, 1989] et [Bessonov, A.P. et autres, 1988] décrivent un autre algorithme permettant de résoudre de façon efficace le problème de planification des fréquences pour des groupes d'équipements radioélectriques, algorithme dans lequel la matrice de séparation des fréquences est complétée par les éléments d'un ensemble {0, 1, 2} (application de la règle du triangle aux éléments).

Les résultats des calculs effectués montrent que par rapport aux algorithmes heuristiques mentionnés plus haut, cet algorithme permet d'obtenir une amélioration systématique, comprise entre 4 et 25% de la bande totale requise pour un groupe d'équipements radioélectriques. Toutefois, il convient de préciser qu'avec cet algorithme, il faut prévoir un temps machine un peu plus important.

## 7. Conclusions

On a utilisé des algorithmes approximatifs qui permettent d'assigner les fréquences à un groupe d'émetteurs en minimisant la largeur de bande totale nécessaire et en satisfaisant à une série arbitraire de règles de séparation fréquence-distance ou à des contraintes plus générales en matière de fréquence. Ces algorithmes peuvent être utilisés comme moyens d'attribution de fréquences aux services, pour les opérations courantes d'assignation de fréquences et pour l'étude des principes généraux de gestion du spectre. Dans les applications traitées à titre d'exemple, on a obtenu des courbes qui indiquent le supplément de spectre nécessaire pour satisfaire à une règle de séparation pour le fonctionnement dans le canal adjacent, en fonction de la distance de séparation. Avec une règle FD applicable à l'intermodulation dans le récepteur, on peut utiliser une méthode de sélection simple. Il est possible d'énoncer des principes généraux du même genre pour des ensembles plus complexes de contraintes en matière de fréquence afin de guider les gestionnaires du spectre.

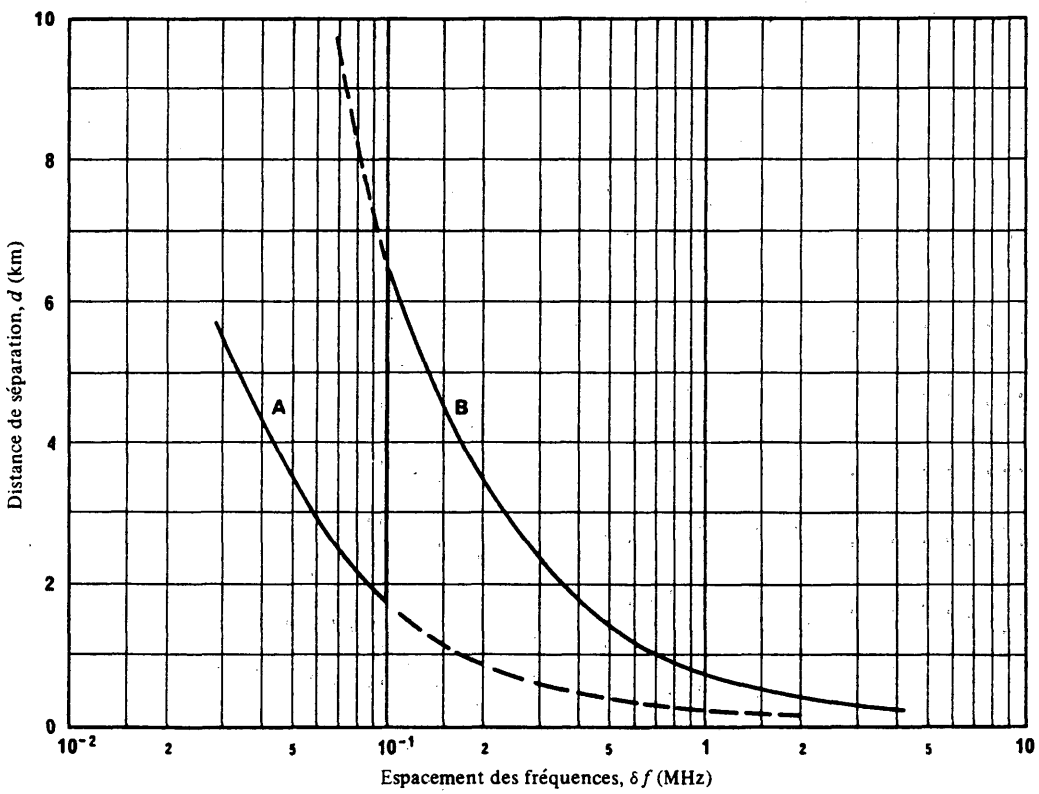



FIGURE 2 – *Règle FD applicable à l'analyse du brouillage dû à une intermodulation du troisième ordre entre deux signaux dans le récepteur*

———: courbe de sélection pour l'intermodulation

Courbes A: $d$ en fonction de $\delta f$

B: $2d$ en fonction de $2\,\delta f$

Le choix d'un algorithme d'assignation de fréquences efficace dépend des données initiales du problème, c'est-à-dire de la matrice des restrictions de fréquences et du spectre de fréquences disponible. Il faut tenir compte de l'analyse indiquée dans les systèmes d'assignations de fréquences automatisées.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


BERRY, L. A. et CRONIN, D. H. [1982] Spectrum-efficient frequency assignment in mixed service bands. Conf. Record. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC '82).

BESSONOV, A.P., KOKURINE, I.V., TIGUINE L.V. et CHVETSOVA, N.Y. [1988], Pojirayouchtchy algoritme dlya minimizatsii tchisla kanalov, prisvaivaemykh grouppirovke RES po zadannoï matritse tchastotnykh otstroek ("Devouring" algorithme permettant de minimiser le nombre de canaux à attribuer à un groupe de moyens radioélectriques sur une matrice de désaccord de fréquence donnée). Débats de NIIR, N° 4, pp. 45-49.

BRELAZ, D. [1979]. New methods to colour the vertices of a graph, Comm. ACM, 22, N° 4, pages 251-256.

ČESKÝ, T., BEBR, R. [1987] - Rational methods of frequency planning. Telekomunikace, Vol. 24, 3, pp. 49-50.

ČESKÝ, T., PAVELKA, C., [1986] - Mathematical formulation of frequency planning problem. PTT Revue, Vol. 17, 5, pp. 160-161.

CHAN, G. K. [août 1985] A practical culling strategy to assist frequency assignment for land mobile radio systems. Conf. Record, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC '85), Boston, MA, Etats-Unis d'Amérique.

ERSHOV, A.P. [1977] - Vvedenie v teoreticheskoe programmirovanie. Besedy o metode (Introduction à la programmation théorique. Examen de la méthode), Nauka, Moscou.

GAREY, M. R. et JOHNSON, D. S. [1979] *Computers and Intractability: A Guide to the Theory of NP-Completeness.* Freeman, San Francisco, CA, Etats-Unis d'Amérique.

HALE, W. K. [décembre 1980] Frequency assignment: Theory and applications. *Proc. IEEE*, Vol. 68, 1497-1514.

HALE, W. K. [18-20 août 1981] New spectrum management tools. Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Boulder, CO, Etats-Unis d'Amérique.

KUBALE, M. DABROWSKI, I. [1978]. Empirical comparison of efficiency of some graph colouring algorithms, Arch. automat. i telemech., 23, N° 1-2.

LYANDRES, V.Z., MAISTRENKO, V.M., TIGIN, L.V. ET SHVETSOVA, N.Y. [1987] - Issledovanie effektivnosti nekotorykh algoritmov naznacheniya chastot (Etude de l'efficacité de certains algorithmes d'assignation de fréquences), Trudy NIIR, 4.

McMAHON, J. H. [novembre 1974] Interference and propagation formulas and tables used in the Federal Communications Commission Spectrum Management Task Force Land Mobile Frequency Assignment Model. *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-23, 4.

METROPOLIS, N., ROSENBLUTH, A., ROSENBLUTH, M., TELLER, A., TELLER, E. [1953] - Equations of state calculations by fast computing machines. Journal of chemical physics, Vol. 21, pp. 1087-1092.

PENNOTTI, R. J. et BOORSTYN, R. R. [1976] Channel assignments for cellular mobile telecommunications systems. Proc. IEEE National Telecommunications Conference, Dallas, TX, Etats-Unis d'Amérique.

ROBERTS, F. S. [1979] On the mobile radio frequency assignment problem and the traffic light phasing problem. *Ann. New York Acad. Sci.*, 319.

SAKAKI, T., NAKASHIMA, K. et HATTORI, Y. [1976] Algorithms for finding in the lump both bounds of the chromatic number of a graph. *Computer J.*, Vol. 19.

STRUZAK, R. G. [janvier 1982] Un nouveau concept en matière de planification optimale des fréquences. *J. des Télécomm.*, Vol. 49, I, 29-36.

WELSH, D.I., POWELL, M.B. [1967]. An upper bound for the chromatic number of a graph and its application to timetabling problems. Computer I, Vol. 10, N° 1, pages 85-86.

ZOELLNER, J. A. et BEALL, C. L. [1977] A breakthrough in spectrum conserving frequency assignment technology. *IEEE Trans. Electromag. Compatibility*, Vol. EMC-19, 3, 313-319.

Documents du CCIR:

[1989]: 1/119 (URSS).

---

RAPPORT 655-2

# MÉTHODE DE CALCUL DU BROUILLAGE DÛ A L'INTERMODULATION DANS LE SERVICE MOBILE TERRESTRE

(Question 44/1)

(1978-1986-1990)

## 1. Introduction

Dans le service mobile terrestre, l'utilisation efficace du spectre exige une analyse des paramètres des systèmes et du milieu dont la description la plus appropriée sera d'ordre statistique.

Le présent Rapport présente une méthode statistique d'étude du brouillage dans le service mobile terrestre comprenant des techniques visant à réduire au minimum le brouillage mutuel et à obtenir une utilisation d'ensemble optimale du spectre. On y donne le détail de modèles de récepteurs du service mobile terrestre et de modèles d'évaluation statistique du brouillage. Enfin, on y trouve des précisions sur une étude effectuée au moyen d'une version informatisée de ces modèles.

## 2. Description des modèles fondamentaux

### 2.1 *Modèle de récepteur*

La dégradation du signal utile à la sortie du récepteur, en présence de signaux d'entrée utile et brouilleur, est principalement due aux trois facteurs suivants: intermodulation du récepteur, brouillage dans le même canal et brouillage dans les canaux adjacents. Le modèle de ces deux modes de brouillage a été établi sur la base des résultats de mesures portant sur huit récepteurs. Les variations mesurées entre récepteurs étaient très faibles. On a utilisé un critère de 12 dB à la sortie $(S + N + D)/(N + D)$ (voir la Recommandation 331).

#### 2.1.1 *Caractéristiques d'affaiblissement aux fréquences radioélectriques dans le récepteur*

Les caractéristiques d'affaiblissement aux fréquences radioélectriques dans le récepteur ont une incidence directe sur le niveau de l'intermodulation dans le récepteur et sur celui du brouillage dans les canaux adjacents tels qu'ils sont décrits dans le Rapport 522.

On a établi l'équation de l'affaiblissement pour un signal émis à une fréquence de désaccord à partir de valeurs mesurées; on obtient une valeur estimative en appliquant $N = 6$ et $Q = 75$ à la formule (4) du Rapport 524. En conséquence, la formule d'affaiblissement modifiée devient:

$$\beta(\Delta f) = 60 \log [1 + (150\, \Delta f/f_0)^2] \qquad (1)$$

où

$\beta(\Delta f)$ : affaiblissement à fréquence radioélectrique à $\Delta f$ MHz (dB),

$\Delta f$: écart de fréquence entre les fréquences d'accord et de désaccord (MHz),

$f_0$ : fréquence d'accord (MHz).

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 8.

2.1.2 *Caractéristiques d'affaiblissement à fréquence intermédiaire*

Les brouillages résultant de la présence simultanée dans le même canal des signaux utile et brouilleur sont étroitement liés à la largeur de bande de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (FI). Dans le présent Rapport, la largeur de bande de l'amplificateur FI est de 16 kHz pour l'espacement considéré, à savoir de 20 kHz, entre les canaux.

2.1.3 *Caractéristiques d'affaiblissement dans le même canal*

Les caractéristiques d'affaiblissement dans le même canal sont tirées de mesures des rapports de niveau à l'entrée du récepteur, entre un signal utile modulé par une fréquence de 1 kHz et un signal brouilleur modulé par une fréquence de 0,4 kHz, dans les conditions suivantes: les deux fréquences sont placées au centre de la bande passante du récepteur et le critère de sortie équivaut à un rapport $(S + N + D)/(N + D)$ de 12 dB. D'après des données mesurées, on obtient les conditions suivantes:

$$P_u > P_d - 2{,}0 \quad \text{pour} \quad -103 \text{ dBm} \leqslant P_d \leqslant -73 \text{ dBm} \tag{2}$$

où

$P_d$ : puissance moyenne reçue d'un signal radioélectrique utile (dBm),

$P_u$ : puissance moyenne reçue d'un signal radioélectrique brouilleur (dBm).

La Fig. 1a représente un diagramme de niveau montrant la relation du brouillage dans le même canal.

2.1.4 *Caractéristiques de brouillage dans les canaux adjacents*

On a obtenu les caractéristiques de brouillage dans les canaux adjacents à partir des conditions mesurées ci-après. Un signal utile a été modulé par une fréquence de 1 kHz tandis qu'un signal brouilleur dans le canal adjacent, écarté de 20 kHz, restait non modulé. En appliquant un critère de $(S + N + D)/(N + D)$ égal 12 dB, les signaux utiles et brouilleurs étant présents simultanément, on a obtenu la formule suivante à partir de données mesurées:

$$P_u > 0{,}75\ P_d + 57{,}5 + \beta(\Delta f) \quad \text{pour} \quad -103 \text{ dBm} \leqslant P_d \leqslant -73 \text{ dBm} \quad \text{et} \quad 0{,}02 \text{ MHz} \leqslant \Delta f \leqslant 28 \text{ MHz} \tag{3}$$

où

$P_d$ : puissance moyenne reçue du signal radioélectrique utile (dBm),

$P_u$ : puissance moyenne reçue du signal radioélectrique brouilleur (dBm),

$\beta(\Delta f)$ : affaiblissement à fréquence radioélectrique à $\Delta f$ MHz (dB).

La Fig. 1b indique les caractéristiques du brouillage dans les canaux adjacents.

2.1.5 *Caractéristiques de brouillage d'intermodulation du récepteur*

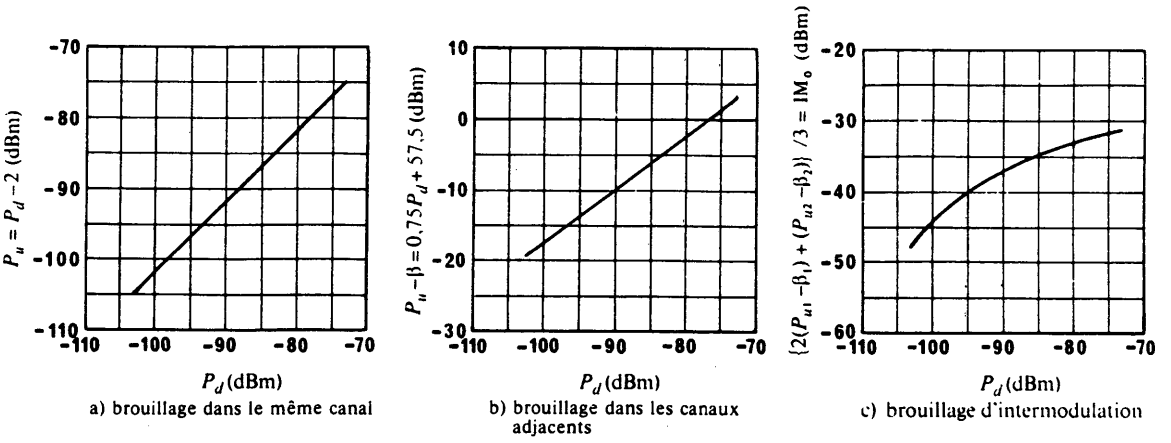
En principe, les produits d'intermodulation du récepteur sont dus à un grand nombre de fréquences se produisant dans les circuits non linéaires de l'amplificateur et du mélangeur à fréquences radioélectriques, en présence de deux ou plusieurs signaux brouilleurs.

Le présent modèle ne décrit que l'intermodulation du troisième ordre à deux signaux. En effet, le brouillage d'intermodulation du troisième ordre à trois signaux est rare en exploitation réelle. De plus, le niveau de signaux brouilleurs nécessaire pour produire une intermodulation du cinquième ordre à deux signaux doit être supérieur d'environ 15 dB au brouillage d'intermodulation du troisième ordre et deux signaux.

On a mesuré l'intermodulation du troisième ordre à deux signaux en maintenant le rapport $(S + N + D)/(N + D)$ à une valeur de sortie de 12 dB. Deux signaux brouilleurs de même niveau étaient modulés par le bruit pondéré décrit dans la Recommandation G.227 du CCITT (Livre jaune, Vol. III.2).

On a constaté que l'effet de ce brouillage pouvait être représenté par l'application d'une courbe d'approximation par les moindres carrés aux données mesurées.

La Fig. 1c représente le diagramme d'intermodulation du récepteur du troisième ordre à deux signaux.




a) brouillage dans le même canal

b) brouillage dans les canaux adjacents

c) brouillage d'intermodulation

FIGURE 1 — *Diagrammes de niveau du modèle de récepteur; le trait plein représente les résultats mesurés pour un rapport* $(S+N+D)/(N+D)$ *de 12 dB*

2.1.6 *Limitation du modèle de récepteur*

2.1.6.1 Le modèle est fondé sur la moyenne des données de mesures faites sur huit récepteurs ayant passé l'essai de recette requis pour les récepteurs utilisés au Japon dans le service mobile terrestre téléphonique dans la bande attribuée, c'est-à-dire 142 à 170 MHz.

2.1.6.2 On utilise un rapport $(S + N + D)/(N + D)$ de 12 dB comme critère de sortie du récepteur, les signaux utile et brouilleur étant présents simultanément.

2.1.6.3 Le modèle tient compte du seul cas important, à savoir celui de l'intermodulation du troisième ordre à deux signaux.

2.1.6.4 Ce modèle ne comprend pas de réponses de parasite, étant donné que les relations de fréquence produisant ces réponses existent dans beaucoup de cas à l'extérieur de la bande de fréquences considérée.

2.1.6.5 On admet que la sensibilité de référence de ce modèle est de $-113$ dBm pour un rapport $(S + N + D)/(N + D)$ de 12 dB.

2.2 *Modèle de fonctionnement pour le service mobile terrestre*

2.2.1 *Classification de la densité du trafic*

Les durées moyennes des communications et les intervalles qui les séparent diffèrent selon le secteur d'affaires dont il s'agit. On a classé ces moyennes en trois secteurs d'affaires types, sur la base des mesures effectuées en exploitation réelle.

2.2.2 *Communication entre stations*

On a supposé que l'utilisation des voies était approximativement la même pour toute station mobile d'un réseau quelconque.

2.2.3 *Emplacement de la station de radiocommunication*

La zone de service est divisée en un certain nombre de carrés de 0,3 km de côté et une adresse logique est attribuée à chacun de ces carrés. Cette valeur correspond à une course représentative de durée moyenne, pour un véhicule roulant à 40 km/h.

Les stations de radiocommunication fixes, telles que les stations de base, ont une adresse spécifiée à partir des données d'entrée. L'emplacement de chaque station mobile terrestre est traité mathématiquement en fonction de l'adresse et de la course aléatoire.

## 3. Application particulière

Outre les modèles de récepteur et d'exploitation, il est nécessaire de mettre au point des modèles pour la propagation et pour le bruit externe.

3.1 *Données d'entrée*

Les données d'entrée comprennent les éléments principaux suivants, extraits de la liste des fréquences et des spécifications des équipements de radiocommunication à étudier:

- nom du détenteur de la licence;
- fréquence assignée;
- classe de la station de radiocommunication;
- puissance d'émission effective;
- hauteur et directivité de l'antenne;
- emplacement fixe d'une station de base et rayon d'action d'une station mobile.

3.2 *Description de la méthode de prévision statistique*

La méthode de prévision statistique pour le service mobile terrestre est illustrée dans l'organigramme de la Fig. 2. Un processeur pour traitement préalable examine chaque élément des spécifications des équipements de radiocommunication et les résultats calculés des combinaisons possibles de brouillage sont enregistrés.

Les processus principaux commencent par choisir une fréquence à examiner. On décide du choix des stations qu'il est possible de connecter, du début et de la durée de la communication et des emplacements des stations mobiles en utilisant respectivement le modèle de fonctionnement pour les différents secteurs d'affaires et pour toutes les fréquences assignées. Si une fréquence utile spécifiée et une fréquence brouilleuse sont émises simultanément, la puissance reçue à ces fréquences est calculée à partir du modèle de propagation. Dans ce cas, si les stations d'émission et de réception sont situées dans la même zone, l'emplacement de la station d'émission est attribué au hasard à l'une des adresses logiques voisines. En même temps, les rapports porteuse/bruit et signal utile/signal brouilleur sont respectivement calculés à partir des modèles du bruit externe et de propagation. Lorsque ces rapports sont inférieurs aux valeurs-seuil prédéterminées, on considère que la liaison est impossible sur cette fréquence.

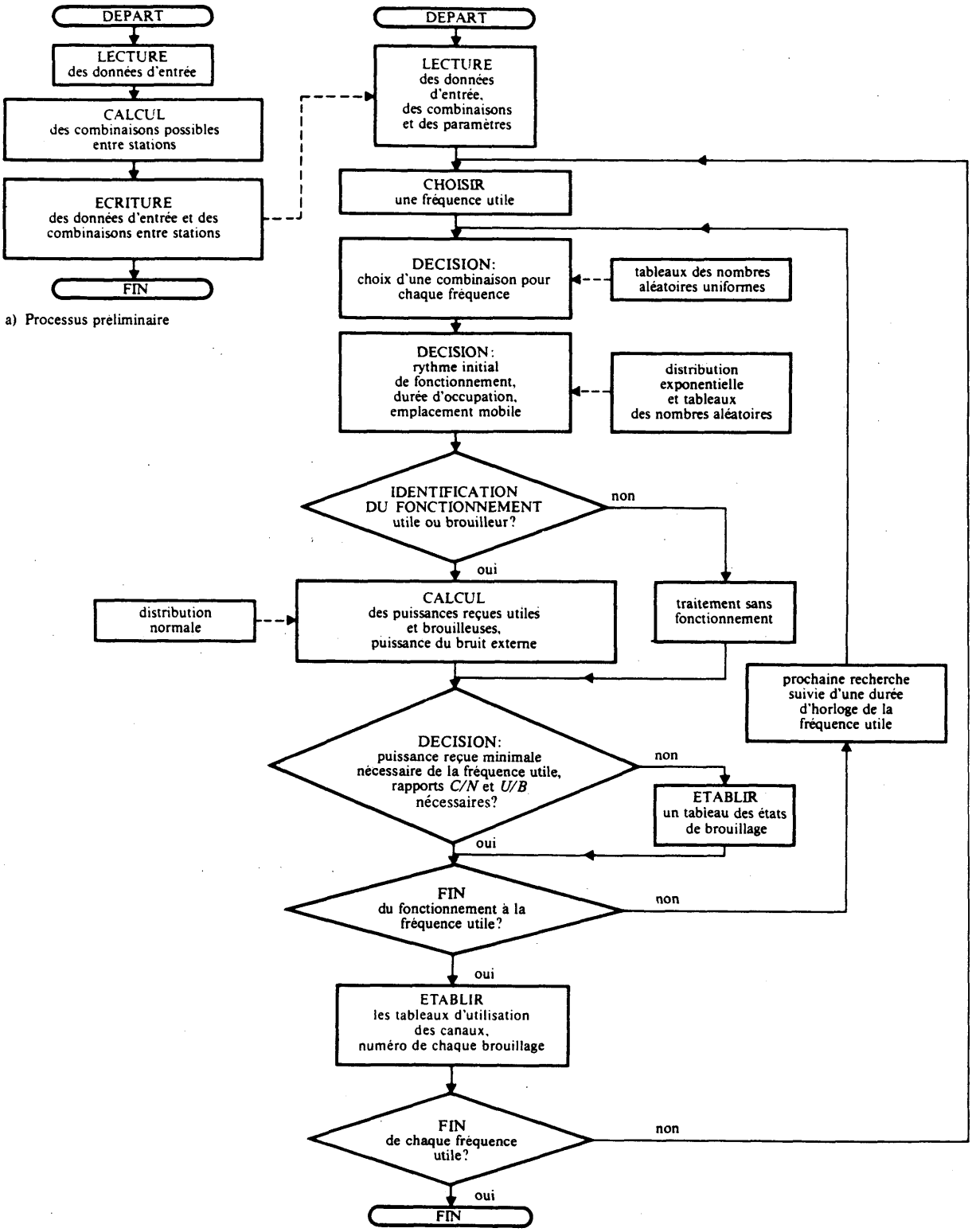



FIGURE 2 — *Organigramme de la simulation sur ordinateur*

Deuxièmement, le processus ci-dessus est répété conformément à l'écoulement du temps avec une avance correspondant à la fraction des intervalles de la communication composée d'une durée d'occupation et de la durée d'inoccupation à une fréquence utile spécifiée.

Enfin, la détermination statistique du brouillage est faite par le programme principal au moyen de nombres aleatoires produits par la distribution (par exemple la puissance reçue à une distribution logarithmique normale).

### 3.3 *Applications par simulation sur ordinateur*

33 fréquences radioélectriques (284 stations) comprises entre 146,06 MHz et 163,57 MHz dans la bande des 150 MHz sont utilisées à titre d'exemple. L'espacement entre les canaux est de 40 kHz au minimum et de 3,14 MHz au maximum. La zone de service de 36 km carrés est divisée en 20 cellules carrées, et chaque cellule a son adresse d'identification, à l'exception des stations relais. La valeur médiane de l'affaiblissement de propagation est calculée au moyen des résultats obtenus par Egli [1957]. Le modèle pour le bruit externe est tiré des données de Nakamura et autres [1959].

Le Tableau I indique les résultats simulés qui correspondent à environ 4 heures de fonctionnement effectif. La qualité du signal de sortie du récepteur est extrêmement sensible au brouillage résultant du bruit externe, par rapport au brouillage du récepteur. Cela est considéré comme normal par rapport à la source de brouillage constituée par les nombreux postes situés dans cette ville. Dans l'ensemble, l'utilisation de canaux individuels reflète les diverses spécifications de chaque station telles que la puissance rayonnée équivalente, la hauteur d'antenne, le secteur d'affaires, etc.

TABLEAU I - *Résultats de brouillage dans une simulation sur ordinateur*

| Données d'entrée | | | Densité de trafic (%) | Nombre total d'événements | Nombre d'événements pour lesquels le signal utile est inférieur à −113 dBm | Nombre total de cas de brouillage (2) | | | | Utilisation des canaux | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Nom du détenteur de la licence | Fréquence assignée (MHz) | Secteur d'affaires | | | | Bruit externe | Dans le même canal | Par les canaux adjacents | IM | Nombre total | Pourcentage (%) |
| 2512 | 146,06 | 2 | 28 | 182 | 26 | 10 | | | | 146 | 80 |
| 1103 | 146,20 | 1 | 38 | 242 | 70 | 22 | | | | 150 | 62 |
| 1103 | 146,24 | 1 | 35 | 233 | 72 | 26 | | | | 135 | 58 |
| 1103 | 146,34 | 1 | 41 | 251 | 55 | 25 | | | | 171 | 68 |
| 1106 | 148,01 | 1 | 41 | 290 | 28 | 17 | | 1 | | 244 | 84 |
| 1411 (1) | 148,09 | 2 | | | | | | | | | |
| 1106 | 148,29 | 1 | 43 | 283 | 38 | 28 | | | | 217 | 77 |
| 1103 (1) | 148,47 | 1 | | | | | | | | | |
| 1919 (1) | 148,85 | 2 | | | | | | | | | |
| 1408 (1) | 149,03 | 2 | | | | | | | | | |
| 0108 | 149,17 | 2 | 33 | 227 | 0 | 3 | | | | 224 | 99 |
| 2511 | 149,65 | 2 | 29 | 171 | 21 | 8 | | | | 142 | 83 |
| 2508 | 149,81 | 2 | 27 | 189 | 8 | 3 | | | | 178 | 94 |
| 0404 | 150,25 | 2 | 27 | 183 | 12 | 18 | | | | 153 | 84 |
| 1119 | 150,29 | 3 | 42 | 206 | 33 | 19 | | | | 154 | 75 |
| 1919 (1) | 150,89 | 2 | | | | | | | | | |
| 1911 (1) | 151,05 | 3 | | | | | | | | | |
| 0611 | 151,33 | 3 | 42 | 216 | 6 | 19 | | | | 191 | 88 |
| 2014 | 151,37 | 3 | 42 | 238 | 4 | 3 | 30 | | | 202 | 85 |
| 2019 | 151,37 | 3 | 40 | 215 | 6 | 14 | 46 | 1 | | 154 | 72 |
| 1411 (1) | 151,61 | 2 | | | | | | | | | |
| 1907 | 151,81 | 3 | 44 | 202 | 32 | 18 | | | | 152 | 75 |
| 0404 | 152,25 | 2 | 26 | 167 | 7 | 12 | | | | 148 | 89 |
| 0711 | 152,33 | 2 | 29 | 197 | 9 | 5 | | | | 183 | 93 |
| 1103 (1) | 152,55 | 1 | | | | | | | | | |
| 2004 | 153,97 | 2 | 22 | 153 | 12 | 15 | | | | 126 | 82 |
| 2520 | 154,17 | 3 | 50 | 245 | 7 | 19 | | | | 219 | 89 |
| 2005 | 154,59 | 3 | 44 | 213 | 12 | 12 | | | | 189 | 89 |
| 1419 | 157,73 | 1 | 40 | 309 | 7 | 10 | | | | 292 | 94 |
| 1420 | 159,05 | 3 | 41 | 202 | 11 | 14 | | | | 177 | 88 |
| 1103 | 162,05 | 1 | 38 | 249 | 91 | 30 | | | | 128 | 51 |
| 2025 | 162,93 | 2 | 30 | 159 | 13 | 6 | | | | 140 | 88 |
| 1408 (1) | 163,57 | 2 | | | | | | | | | |

(1) Les fréquences des stations relais sont indépendantes du signal utile.

(2) S'il y a plus de deux brouillages dans une période d'horloge, chaque brouillage est compté séparément.

## 4. Méthode statistique pour le calcul du brouillage dû à l'intermodulation et pour la détermination des zones qu'il affecte

Des modèles semblables à ceux qui sont décrits ci-dessus peuvent être utilisés pour le calcul de la probabilité d'interruption des communications due au fait que les produits d'intermodulation affectent les récepteurs et les émetteurs des stations radioélectriques du service mobile terrestre et également pour calculer statistiquement les zones affectées par ce brouillage.

Zhidkov et Klyzhenko [1984] décrivent un de ces modèles, sur la base d'une analyse des produits d'intermodulation du troisième ordre. Le modèle de simulation des caractéristiques d'intermodulation des récepteurs, présenté au § 9 du Rapport 522-1 (Alter [1986]), a été utilisé.

### 4.1 *Brouillage dû aux produits d'intermodulation du troisième ordre*

Le brouillage dû aux produits d'intermodulation du troisième ordre dans un récepteur se produit lorsque les deux conditions ci-dessous sont remplies:

$$2f_1 - f_2 \leqslant f_0 \pm B/2 \tag{4}$$

$$2P_1 + P_2 > 3W \tag{5}$$

où:

$f_1, f_2$ : fréquences de brouillage de l'émetteur

$f_0$ : fréquence d'accord du récepteur

$B$ : largeur de la bande passante du récepteur FI

$P_1, P_2$ : puissance du signal de brouillage de l'émetteur à l'entrée du récepteur (dBW)

$W$ : sensibilité du récepteur au brouillage dû à l'intermodulation (dBW)

La corrélation utilisée pour déterminer la sensibilité, établie à partir de mesures, se présente sous la forme ci-dessous [Alter, 1980; Zhidkov et Klyzhenko, 1984]:

$$W = D_3 + d\,P_s + \mu \log (\Delta f/\Delta f_{bm}) + P_{s0}\,(1 - d) \tag{6}$$

où:

$D_3$ : discrimination d'un récepteur à trois niveaux (dB)

$P_s$ : puissance du signal utile à l'entrée du récepteur (dBW)

$P_{s0}$ : sensibilité du récepteur à un rapport signal/bruit de 12 dB (dBW)

$\Delta f = |f_1 - f_2|$

$d$ : coefficient caractérisant la sensibilité en fonction de la puissance du signal utile $P_s$

$\Delta f_{bm}$ : demi-bande passante de l'amplificateur radiofréquence du récepteur (kHz)

$\mu$ : gradient de la courbe de réponse de l'amplificateur radiofréquence du récepteur (dB/décade)

Les paramètres $d$, $\Delta f_{bm}$ et $\mu$ sont déterminés expérimentalement par la méthode de mesure à trois signaux.

Etant donné la formule (6), la condition exprimée dans la formule (5) peut s'exprimer par la formule suivante:

$$2P_1 + P_2 - 3d\,P_s > 3R_0 \tag{7}$$

où:

$$R_0 = D_3 + \mu \log (\Delta f/\Delta f_{bm}) + P_{s0}\,(1 - d)$$

4.2 *Signaux de combinaison*

La Recommandation 370 et le Rapport 567 indiquent que, en raison de l'évanouissement, les niveaux des signaux utile et brouilleur sont des valeurs aléatoires avec une distribution log normale. En conséquence, la partie de gauche de l'inéquation (7), exprimée en dBW, représente la somme de grandeurs aléatoires normales indépendantes et constitue une grandeur aléatoire normale. La valeur moyenne et la dispersion de la grandeur aléatoire $R = 2P_1 + P_2 - d\,P_s$ sont, respectivement, égales à:

$$\overline{R} = 2P_{1m} + P_{2m} - 3d\,P_{sm}$$

$$\sigma_R^2 = 4\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + 9d^2\,\sigma_s^2$$

où:

$P_{sm}$, $P_{1m}$, $P_{2m}$, $\sigma_s^2$, $\sigma_1^2$ et $\sigma_2^2$ sont les valeurs médianes et les dispersions des niveaux de puissance des signaux utile et brouilleur à l'entrée du récepteur (déterminées sur la base des données contenues dans la Recommandation 370 et le Rapport 567).

4.3 *Puissance des produits d'intermodulation*

La puissance $P_i$ du produit d'intermodulation qui apparaît dans l'émetteur pour atteindre ensuite l'entrée du récepteur peut, selon le Rapport 839, s'exprimer par:

$$P_i = P_2' - \beta_{12} - \beta_{10} - k_{2,1} - L_{10} \qquad \text{dBW} \tag{8}$$

où:

$P_2'$ : puissance brouilleuse de l'émetteur (à la fréquence $f_2$) aux terminaux de sortie de l'émetteur (à la fréquence $f_1$), dans laquelle se présentent les produits d'intermodulation (dBW)

$\beta_{12}$, $\beta_{10}$ : affaiblissement dû aux circuits de sortie et d'antenne de l'émetteur à la fréquence $f_1$ des signaux (à la fréquence $f_2$) de l'émetteur brouilleur et des produits d'intermodulation (à la fréquence $f_0$) respectivement (dB)

$k_{2,1}$ : pertes par conversion d'intermodulation dans l'émetteur (dB)

$L_{10}$ : affaiblissement des produits d'intermodulation sur le trajet situé entre l'émetteur à fréquence $f_1$ et le récepteur (dB)

Les produits d'intermodulation se manifestant dans l'émetteur interrompent le fonctionnement du récepteur lorsque les conditions (4) et (9) sont remplies:

$$P_s - P_i < A \tag{9}$$

où $A$ est le rapport de protection dans le même canal (Rapport 358).

En tenant compte de la formule (8), la condition exposée dans la formule (9) peut s'écrire:

$$P_2' - P_s - L_{10} > T_0 \tag{10}$$

où:

$$T_0 = \beta_{12} + \beta_{10} + k_{2,1} - A$$

La valeur moyenne et la dispersion de la grandeur aléatoire $T = P_2' - P_s - L_{10}$ sont, respectivement, égales à:

$$\overline{T} = P_{2m}' - P_{sm} - L_{10m}$$

$$\sigma_T^2 = \sigma_2^2 + \sigma_s^2 + \sigma_1^2$$

où:

$P'_{2m}$, $P_{sm}$, $L_{10m}$, $\sigma^2_2$, $\sigma^2_s$ et $\sigma^2_1$ sont les valeurs moyennes et la dispersion des grandeurs aléatoires $P'_2$, $P_s$ et $L_{10}$.

4.4 *Probabilité des produits d'intermodulation*

La probabilité pour que des produits d'intermodulation engendrés à la fois dans le récepteur proprement dit et par suite d'intermodulation dans l'émetteur (conditions exprimées respectivement dans les formules (7) et (10)) apparaissent à la réception est égale à:

$$\alpha = 1 - \Phi(x) \tag{11}$$

où:

$\Phi(x)$ : intégrale des probabilités

$x = (3R_0 - \overline{R})/\sigma_R$ : lors de la détermination de la probabilité d'apparition de produits d'intermodulation dans les récepteurs (condition (7))

$x = (T_0 - \overline{T})/\sigma_T$ : lors de la détermination de la probabilité d'apparition de brouillage dû aux produits d'intermodulation dans les émetteurs (condition (10)).

Pour déterminer les zones affectées par le brouillage dû à l'intermodulation sur la base d'une valeur donnée de probabilité de brouillage $\alpha$, on détermine tout d'abord à partir de la formule (11) la valeur de $x$ puis, pour une valeur connue de $P_{sm}$, les valeurs admissibles de $P_{1m}$ et $P_{2m}$ (ou $P'_{2m}$ et $L_{10m}$) ainsi que les distances géographiques correspondantes nécessaires entre les émetteurs brouilleurs et le récepteur, dont dépend la zone affectée par le brouillage.

## 5. Résumé

Des modèles de récepteur et de fonctionnement pour le service mobile terrestre ont été mis au point sur la base des données mesurées. L'utilisation des canaux dans un type de ville donné a été calculée au moyen d'une évaluation statistique de quatre types de brouillage. La mise au point d'autres modèles de prévision du brouillage, y compris divers modèles fondamentaux, et d'une analyse statistique permettra de promouvoir une utilisation plus efficace du spectre pour le service mobile terrestre.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ALTER, L. Sh. [1980] Approksimiruyushchie funktsii kharakteristik vospriimchivosti priemnikov podvizhnoi sluzhby k pomekham intermodulyatsii i blokirovaniya (Fonctions approchées des caractéristiques de sensibilité des récepteurs du service mobile au brouillage dû à l'intermodulation et au brouillage total), *NIIR Proc.*, **4**, 106-109.

ALTER, L.S., [1986], **Analiticheskaya model vospriimchivosti radiopriemnika k intermodulyatsionnym pomekham (Modèle analytique de sensibilité de récepteur au brouillage d'intermodulation)**, Radiotekhnika N° 1, pages 28-31.

EGLI, J. J. [octobre 1957] Radio propagation above 40 MHz over irregular terrain. *Proc. IRE*, **45**, 1381-1391.

NAKAMURA, T., INOUE, M., SUZUKI, H. et ENDO, H. [mars 1959] Characteristics of city noise in VHF band (en japonais). *Techn. J. Japan Broadcasting Corp.*, Technical Research Labs., Vol. 11, **2**, 43-56.

ZHIDKOV, M. G. et KLYZHENKO, B. A. [1984] Pomekhi vzaimnoi modulyatsii v mnogokanalnykh setyakh podvizhnoi radiosvyazi (Brouillage par modulation mutuelle dans les réseaux mobiles multivoies). *NIIR Proc.*, **4**, 57-63.

RAPPORT 525-3

# QUALITE ET RAPPORTS DE PROTECTION DES SYSTEMES A MODULATION ANALOGIQUE ET NUMERIQUE NÉCESSAIRES POUR L'UTILISATION DU SPECTRE

(Question 45/1)

(1974-1978-1982-1990)

## 1. Introduction

On trouvera dans ce Rapport des valeurs du rapport de protection et des prévisions de la qualité pour diverses combinaisons d'une modulation désirée et d'une modulation non désirée. La connaissance de ces valeurs est nécessaire à l'étude des problèmes d'utilisation du spectre. Les rapports de protection s'appliquent à trois degrés de la qualité de fonctionnement et à différentes classes d'émission.

Pour étudier un certain nombre de problèmes posés par l'utilisation du spectre, on doit connaître une série de valeurs du rapport de protection. Le texte cité à la réf. [ECAC, 1973] renferme une première liste des rapports de protection. Le présent Rapport est fondé sur les résultats et les notions contenus dans ce texte et le complète par plusieurs cas de modulation désirée et non désirée convenant à une large gamme de types de modulation et de critères de seuil.

Le présent rapport fournit également des courbes qui pourraient servir à l'estimation des éventuelles dégradations causées par les brouillages et le bruit aux systèmes qui utilisent diverses techniques de modulation numérique. On peut utiliser les courbes indiquées dans le présent rapport pour prévoir les probabilités d'erreur sur des voies de communication subissant des brouillages et du bruit, en cas d'utilisation de dispositifs tels que démodulateurs numériques, téléimprimeurs et convertisseurs numériques-analogiques.

## 2. Définition du terme «rapport de protection»

La Conférence administrative mondiale des radiocommunications (Genève, 1979) a adopté la définition suivante (numéro 164 du Règlement des radiocommunications):

*Rapport de protection* (RF): Valeur minimale généralement exprimée en décibels du rapport signal utile/signal indésirable à l'entrée d'un récepteur, déterminé dans des conditions spécifiées, permettant d'obtenir une qualité de réception donnée du signal utile à la sortie du récepteur.

Il convient, pour l'application pratique de la définition susmentionnée de la CAMR-79 de noter les points ci-après:

- le rapport signal utile/signal brouilleur est exprimé sous la forme d'un rapport de puissances;
- ce rapport de puissances est généralement exprimé sous la forme d'un rapport des puissances moyennes, mais peut l'être également sous les formes suivantes: puissance en crête/puissance en crête, puissance en crête/puissance moyenne, puissance moyenne/puissance en crête ou tout autre rapport de puissances selon le cas considéré;
- la qualité de réception spécifiée est exprimée sous la forme d'un niveau donné de qualité de fonctionnement tel que le rapport de puissance signal de sortie/brouillage, l'indice de netteté (*IN*), le taux d'erreur binaire, le taux d'erreur sur les caractères, ou une note d'évaluation de la TASO («Television Allocation Study Organization») (voir le Tableau II).

- la qualité de réception voulue peut être exprimée à l'aide de l'échelle de dégradation à double stimulus de la Recommandation 500 (voir le Tableau III).

### 3. Valeurs du rapport de protection pour diverses combinaisons d'émissions utiles et brouilleuses

Les rapports de protection s'appliquent à trois degrés de qualité de fonctionnement ainsi qu'à deux cas de brouillage: dans le même canal (l'écart entre le signal utile et le signal brouilleur étant approximativement égal à zéro) et hors canal (l'écart entre le signal utile et le signal brouilleur étant inférieur à la moitié de la largeur de bande nécessaire du signal utile). Les niveaux de seuil varient entre un seuil de brouillage minimal (MINIT) et un seuil de brouillage maximal, ce qui définit un paramètre pour les définitions limites des critères de détérioration de la qualité.

Pour un signal téléphonique [ECAC, 1973], le seuil de brouillage minimal indique la limite entre une zone exempte de brouillage et une zone où l'on peut déceler un brouillage qui n'affecte toutefois pas l'intelligibilité en ce point. Le MINIT n'est pas indépendant des rapports signal/bruit; pour un rapport signal/bruit à la sortie supérieur à 10 dB, le MINIT est une fonction linéaire de ce rapport. Le MINIT est étudié plus en détail dans le Rapport 526. Pour les systèmes d'information à fréquence vocale, le MINIT s'obtient par application d'une méthode d'évaluation subjective, correspondant également à un indice de netteté (*IN*) de 1,0. Pour un signal téléphonique, on utilise une valeur *IN* de 0,7 pour le deuxième seuil afin de diviser la zone en deux parties, celle où l'intelligibilité est intacte et celle où elle subit une détérioration [Kryter et Licklider, 1963]. Pour un signal téléphonique, on emploie une valeur *IN* de 0,3, en vue de séparer également la zone en deux parties, celle où le signal est altéré mais néanmoins utilisable et celle où il est inutilisable [Kryter et Licklider, 1963].

On a également défini les degrés de détérioration de la qualité dans les systèmes téléphoniques à l'aide des éléments subjectifs cités au Tableau I. Les trois critères subjectifs sont établis essentiellement d'après les valeurs suivantes, mesurées à l'aide d'un VU-mètre (Recommandation 339), des rapports de puissance signal/bruit à la sortie du récepteur: 33 dB, 15 dB et 6 dB. Ces rapports correspondent respectivement à des rapports de puissance de 32 dB, 14 dB et 5 dB [BTL, 1970]. Les rapports de puissance sont généralement utiles pour déterminer des critères approchés de la qualité téléphonique, mais ils ne constituent cependant pas les seuls moyens d'évaluer les altérations de l'intelligibilité. Les valeurs indiquées ci-dessus pour le rapport de puissance signal vocal/bruit sont également utilisées pour les signaux brouilleurs énumérés dans le Tableau IV. A titre d'exemple, les mesures d'évaluation subjective utilisées pour ces rapports de protection ont été appliquées aux rapports de puissance signal/brouillage correspondants. On a constaté que, pour toutes les combinaisons possibles de signaux utiles et brouilleurs, MA, MF, et BLU, le rapport signal vocal/brouillage requis pour une valeur de *IN* constante (0,7 et 0,3) présente un écart-type de l'ordre de 2,3 et 3,4 dB respectivement [Sorkin et autres, 1968]. On peut en déduire, pour les cas mesurés, qu'un rapport de puissance signal/brouillage à la sortie audiofréquence constitue une mesure assez satisfaisante de l'intelligibilité de la voix. La valeur de *IN* [French et Steinberg, 1947] constitue une mesure de l'intelligibilité de la voix et peut, par conséquent, servir à désigner les diverses zones d'altération. Etant donné que les valeurs de *IN* et la définition subjective en rapports de puissance ont été largement utilisées, on trouvera ici – aux fins de comparaison – les résultats obtenus pour ces deux critères.

Le taux d'erreur binaire minimal pour un système numérique a été choisi comme équivalent à une probabilité d'erreur de $10^{-6}$ par bit. Pour ce qui est des taux d'erreur binaire maximal et moyen, ils ont été choisis comme équivalant respectivement à une probabilité d'erreur de $10^{-2}$ et $10^{-4}$ par bit. Les seuils ont été définis en probabilités d'erreur sur les bits plutôt qu'en taux d'erreur sur les caractères, de façon que les résultats puissent s'appliquer à tous les systèmes, quelle que soit la structure des messages. Les résultats fournis peuvent être transformés de manière approximative en taux d'erreur sur les caractères à l'aide des méthodes exposées dans le Rapport 195. Il convient de relever que cette transformation est approximative du fait que la répartition du bruit et des brouillages à la sortie du récepteur n'est, elle aussi, qu'approximativement gaussienne dans des conditions particulières.

Le niveau de brouillage minimal pour les systèmes de télévision est indiqué par la note d'évaluation 1 de la TASO. Les critères moyen et maximal sont indiqués respectivement par les notes 2 et 2,5 de la TASO. On trouvera dans le Tableau II les définitions relatives aux critères d'évaluation de la TASO.

TABLEAU I

*Critère de détérioration de la qualité téléphonique*

| Evaluation subjective de la détérioration | Critère *IN* | Rapport puissance du signal/puissance de bruit à la sortie du récepteur (dB) |
|---|---|---|
| Seuil de brouillage minimal (MINIT) (1) | (3) | ≥ 32 |
| Bonne qualité commerciale | (3) | 32 |
| Difficilement commercial | 0,84 | 14 |
| Seuil d'altération de l'intelligibilité | 0,7 | 9 |
| Qualité tout juste utilisable (entre opérateurs) | 0,57 | 5 (2) |
| Seuil de brouillage maximal (MAXIT) | 0,3 | −3 |

(1) Critère de qualité égal ou supérieur au critère appliqué pour une «bonne qualité commerciale».

(2) Ce critère signal/bruit correspond à une intelligibilité supérieure à 90% pour les phrases et égale à 80% environ pour les mots (pour une liste de 1000 mots phonétiquement équilibrés).

(3) Les rapports de puissance signal/bruit requis pour MINIT et pour «bonne qualité commerciale» sont très supérieurs à celui qui est requis pour IN = 1.

TABLEAU II

*Echelle des notes TASO* *

| Note | Appréciation (Qualité de l'image) | Explication |
|---|---|---|
| 1 | Excellente | L'image est d'une qualité très élevée et aussi bonne qu'on peut le souhaiter. |
| 2 | Bonne | L'image est d'une qualité élevée et assure des conditions d'observation agréables. On remarque un léger brouillage. |
| 3 | Moyenne | L'image est d'une qualité acceptable. Le brouillage n'est pas gênant. |
| 4 | Tout juste acceptable | La qualité de l'image est médiocre et on aimerait pouvoir l'améliorer. Le brouillage est un peu gênant. |
| 5 | Mauvaise | L'image est d'une qualité très médiocre mais on peut néanmoins la regarder. On constate un brouillage nettement gênant. |
| 6 | Inacceptable | L'image est si mauvaise qu'on ne peut la regarder. |

*Le Doc. [CCIR, 1970-74] contient un exposé sur les échelles de dégradation à 6 notes et à 5 notes, pour conclure qu'à l'avenir, c'est l'échelle à 5 notes qui doit être utilisée pour la détermination des rapports de protection. Les données utilisées dans le présent Rapport sont celles des essais effectués avec l'échelle TASO à 6 notes.

Les rapports de protection pour les signaux de télévision sont évalués sur la base de la Recommandation 600-1 à l'aide de la méthode décrite dans la Recommandation 500 et compte tenu des renseignements contenus dans le Rapport 405. La Commission d'études 11 du CCIR a décidé que les rapports de protection en télévision devraient faire l'objet d'évaluations subjectives à l'aide de l'échelle de dégradation à double stimulus du CCIR (voir le Tableau III).

TABLEAU III

Echelle de dégradation à double stimulus du CCIR

| Note | Critère de perceptibilité des brouillages |
|---|---|
| 5 | Imperceptible |
| 4 | Perceptible mais non gênant |
| 3 | Légèrement gênant |
| 2 | Gênant |
| 1 | Très gênant |

Dans le service de télévision de Terre, sous l'effet des brouillages troposphériques de courte durée, le niveau maximal admissible de brouillage devrait correspondre à la Note 3 sur l'échelle du CCIR et à la Note 4 en cas de brouillage dépassant 50% du temps. Pour le service de télévision par satellite, le niveau de brouillage admissible devrait correspondre aux Notes 4 et 5.*

Les données concernant les rapports de protection pour les systèmes de télévision utilisant la modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle sont contenues dans la Recommandation 655 et le Rapport 1214.

S'agissant des brouillages mutuels entre systèmes de télévision MA à bande latérale résiduelle et systèmes comportant différents types de signaux utilisant les services fixe et mobile, les rapports de protection sont indiqués dans le Rapport 449.

Des données expérimentales sur les rapports de protection en cas de brouillage mutuel entre systèmes de télévision de Terre et par satellite sont contenues dans le Rapport 634-3.

---

* Il faut noter que les valeurs de l'échelle de dégradation du CCIR sont quelque peu arbitraires et peuvent varier en fonction des stimulus, de la distance d'observation etc., dans le cas de la réception télévisuelle. D'autres valeurs peuvent être utilisées le cas échéant si cela est justifié.

Les valeurs des rapports de protection pour les systèmes de télévision par satellite obtenues par différentes administrations dans les cas où les signaux utiles et brouilleurs sont modulés par des signaux de télévision ou par des signaux son multivoie sont indiquées dans le Rapport 634-3.

Le Rapport 449 porte sur les brouillages mutuels entre systèmes de télévision MF par satellite et systèmes des services fixe et mobile.

Le Tableau IV donne un résumé des cas de modulation utile et brouilleuse pour lesquels le CCIR veut connaître les rapports de protection signal/brouillage.

Le Tableau V récapitule les rapports de protection obtenus pour trois seuils différents de la qualité de fonctionnement et deux cas d'écart de fréquence. Il énumère les références correspondant à chaque valeur indiquée du rapport signal/brouillage dans des conditions stables. Les rapports de protection sont exprimés en rapport de puissance signal utile moyen/brouillage moyen à l'entrée du récepteur, pour des transmissions continues (non pulsées). Le rapport est indiqué compte tenu de la puissance de crête pour des signaux pulsés (c'est-à-dire puissance signal utile moyen/brouillage de crête pour un brouillage pulsé; puissance signal utile de crête/brouillage moyen pour un signal utile pulsé). Le Tableau V indique également les rapports de protection pour les cas où le brouillage est comparable à un bruit blanc gaussien. Les rapports signal/bruit à l'entrée $(S/N)_I$ spécifiés dans le Tableau V sont suffisants pour que les systèmes ne soient pas limités par le bruit. Par conséquent, le rapport $(S/N)_I$ est plus grand que celui nécessaire pour obtenir $IN$ = 1,0, une note TASO de 1, ou un taux d'erreur binaire de $10^{-6}$.

Dans le cas d'émissions utiles ou brouilleuses des classes J3E ou R3E, la puissance de crête est supérieure de 6 dB à la puissance moyenne indiquée au Tableau V. La puissance de la porteuse dans le cas d'une émission de la classe A3E (modulation de 30%) est du même ordre de grandeur que la puissance moyenne du signal indiquée dans le Tableau V. Les deux écarts de fréquence indiqués correspondent au cas où l'écart entre les fréquences porteuses est voisin de zéro (transmission dans le même canal – CO dans le tableau) et au cas de la plus grande séparation (OC dans le tableau) dont la valeur figure dans la colonne intitulée «Paramètres». Pour des émissions à bande latérale unique des classes J3E ou R3E, l'écart de fréquence correspond à la différence entre les fréquences assignées.

## 4. Modèle de récepteur numérique

Un modèle simplifié de récepteur de communication est présenté sur la Figure 1. L'entrée à l'interface des voies correspond à la superposition des signaux utiles et non désirés apparaissant à la sortie de l'antenne du récepteur. L'interface des voies comporte un certain nombre d'éléments de circuit et se caractérise d'une part par la sélectivité du récepteur et d'autre part par les propriétés des signaux utiles et non désirés. Plusieurs Rapports (par exemple, 654-1 et 524-1) fournissent des méthodes permettant de déterminer la nature des signaux utiles et non désirés à l'entrée du démodulateur, compte tenu des caractéristiques des interfaces de voies. Les caractéristiques d'interface de voies les plus importantes sont les relations, du point de vue de la largeur de bande, entre le signal non désiré et l'interface de voie, le désaccord entre le récepteur et le signal non désiré et les effets non linéaires.

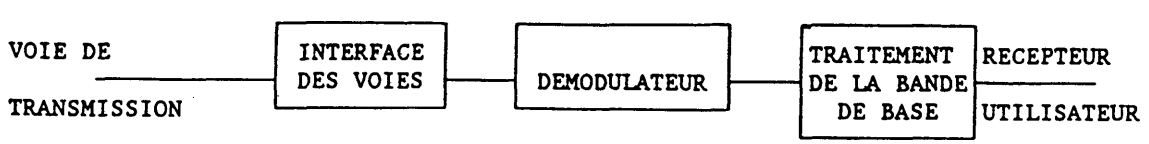



FIGURE 1

Modèle général de récepteur d'un système de communication

TABLEAU IV- *Cas de modulation à étudier*

| Classe d'émission (1) | | Signal brouilleur (2) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Signal utile | | A1A acoustique | A1B Impression | A2A acoustique | A2B 24 bauds | A2B 2 fréq. audibles | H2B | A3EJN | J3EJN ou R3EJN | H3EJN | A3C | R3C | J3C | C3F | R7B | B7B | J7B | B8EJF | N0N | F1B | F3EJN | F3C | F3F | F7BDX | F8EJF | P0N | V9W | A3EGN | F3EGN | Bruit blanc gaussien |
| A1A | Télégraphie, réception acoustique | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| A1B | Télégraphie, impression | | × | | | | | × | × | | | | | | | | | | | × | | | | | | | | | | |
| A2A | Télégraphie, réception acoustique | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| A2B | Télégraphie 24 bauds | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| A2B | Deux fréquences audibles | | × | | | | | × | | | | | | | | | | | | | × | | | | | | | | | × |
| H2B | Télégraphie | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| A3EJN | Téléphonie (critère *IN*) | | × | | | | | × | × | | | | | | | | | | | × | × | | | | | × | | | | × |
| | Téléphonie (critère *S/I*) | | × | | | | | × | × | | | | | | | | | | | × | × | | | | | × | | | | × |
| J3EJN ou R3EJN | Téléphonie, BLU, porteuse supprimée (critère *IN*) | | × | | | | | × | × | | | | | | | | | | | × | × | | | | × | × | | | | × |
| | Téléphonie, BLU, porteuse supprimée (critère *S/I*) | | × | | | | | × | × | | | | | | | | | | | × | × | | | | × | × | | | | × |
| H3EJN | Téléphonie, BLU, FC (critère *IN*) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | Téléphonie, BLU, FC' (critère *S/I*) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| A3C | Fac-similé | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| R3C | Fac-similé, BLU, porteuse réduite | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| J3C | Fac-similé, BLU, porteuse supprimée | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| C3F | Bande latérale résiduelle Image seulement | | | | | × | | × | | | | | | × | | | | | | | × | | | | | | | | | |
| R7B | Télégraphie harmonique multivoie, BLU, porteuse réduite | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| B7B | Télégraphie harmonique multivoie, bandes latérales indép. | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| J7B | Télégr. harmonique multivoie, BLU, porteuse supprimée | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| B8EJF | Télégraphie multiplex, bandes latér. indép. (critère *IN*) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | Télégraphie multiplex, bandes latér. indép. (critère *S/I*) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| N0N | (Decca) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| F1B | Téléimprimeur | | × | | | | | × | × | | | | | | | | | | | × | × | | | | | × | | | | × |
| F3EJN | Téléphonie (critère *IN*) | | × | | | | | | | | | | | | | | | | | × | × | | | | × | | | | | × |
| | Téléphonie (critère *S/I*) | | × | | | | | | | | | | | | | | | | | × | × | | | | × | | | | | × |
| F3C | Fac-similé | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| F3F | Télévision (image seulement) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| F7BDX | Télégraphie duplex à 4 fréquences | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| F8EJF | Téléphonie multiplex (critère *IN*) | | × | | | | | × | | | | | | | | | | | | × | × | | | | × | × | | | | × |
| | Téléphonie multiplex (critère *S/I*) | | × | | | | | × | | | | | | | | | | | | × | × | | | | × | × | | | | × |
| P0N | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| A3EGN | Radiodiffusion | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| F3EGN | Radiodiffusion | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

(1) Pour les classes d'émission non indiquées dans ce tableau, voir la Recommandation 326-1 (New Delhi, 1970). Pour la télégraphie automatique et la téléphonie à bande latérale unique, il conviendrait d'indiquer les cas où l'on utilise respectivement des appareils ARQ et Lincompex (Rapport 354).

(2) × Cas pour lesquels des valeurs sont indiquées dans le Tableau V.
× Cas pour lesquels des résultats partiels sont indiqués dans le Tableau V.

TABLEAU V* - *Rapports de protection signal/brouillage S/I (dB)***

| Signal utile | Brouillage | Classe D'émission | 500HA1B | | | 6K00A2B | | | 6K00A3E | | | 3K00J3E | | | 5M00C3F | | | 7M00C3F – 8M00C3F | | | 1K10F1B | | | 16K0F3E | | | 726KF8E | | | 1M32P0N | | | Bruit | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | Paramètres | 100 bauds $LI$ = 10 ms | | | $m_B$ = 1 | | | $m_B$ = 0,3 | | | | | | 525 lignes | | | 625 lignes | | | 50 bauds $LI$ = 10 ms | | | | | | 24 voies | | | $LI$ = 5 µs $FRI$ = 300 ips | | | Bruit blanc gaussien | | |
| Type de modulation | Paramètres | Qualité de fonctionnement (1) | CO | OC | NOTE | CO | OC | NOTE | CO | OC | NOTE | CO | OC | NOTE | CO | OC | NOTE | CO | OC | NOTE | CO | OC | NOTE | CO | OC | NOTE | CO | OC | NOTE | CO | OC | NOTE | CO | OC | NOTE |
| 500HA1B | $LB_{FI}$ = 500 Hz<br>50 bauds<br>$(S/N)_I$ = 18 dB | $P_E = 10^{-2}$ | 11 | | 3 | | | | 6 | | 4 | 14 | | 4 | | | | | | | 12 | | 3 | 8 | | 4 | | | | | | | | | |
| | | $P_E = 10^{-4}$ | 12 | | 3 | | | | 7 | | 4 | | | | | | | | | | 13 | | 3 | 11 | | 4 | | | | | | | | | |
| | | $P_E = 10^{-6}$ | 13 | | 3 | | | | 8 | | 4 | | | | | | | | | | 14 | | 3 | 13 | | 4 | | | | | | | | | |
| 6K00A2B | $LB_{FI}$ = 8 kHz<br>$m_s$ = 1,0<br>$(S/N)_I$ = 18 dB | $P_E = 10^{-2}$ | 4 | | 1 | | | | 5 | | 1 | | | | | | | | | | | | | 4 | | 1 | | | | | | 6 | - | 1 |
| | | $P_E = 10^{-4}$ | 4 | | 1 | | | | 5 | | 1 | | | | | | | | | | | | | 4 | | 1 | | | | | | 9 | - | 1 |
| | | $P_E = 10^{-6}$ | 4 | | 1 | | | | 5 | | 1 | | | | | | | | | | | | | 4 | | 1 | | | | | | | - | 1 |
| 6K00A3E (2) | $LB_{FI}$ = 8 kHz<br>$\Delta f$ = 0,5 kHz<br>$m_s$ = 0,3<br>$(S/N)_I$ = 45 dB | MINIT | 44 | 61 | 1 | | | | 43 | 48 | 1 | 50 | 50 | 1 | | | | | | | 47 | 55 | 1 | 48 | | 1 | | | | 20 | 10 | 1 | | | |
| | | 0,7 *IN* | 4 | 8 | 1 | | | | 7 | 8 | 1 | 17 | 14 | 1 | | | | | | | 3 | 8 | 1 | 19 | | 1 | | | | -17 | -22 | 1 | 21 | - | 1 |
| | | 0,3 *IN* | -7 | -2 | 1 | | | | 2 | 3 | 1 | 6 | 3 | 1 | | | | | | | -2 | 4 | 1 | 8 | | 1 | | | | -30 | -37 | 1 | 10 | - | 1 |
| | | BQC | 39 | 35 | 2 | | | | 32 | 42 | 2 | 44 | 43 | 2 | | | | | | | 37 | 41 | 2 | 40 | | 2 | | | | -3 | -2 | 2 | 41 | - | 2 |
| | | DC | 21 | 20 | 2 | | | | 14 | 24 | 2 | 26 | 25 | 2 | | | | | | | 19 | 23 | 2 | 22 | | 2 | | | | -15 | -20 | 2 | 23 | - | 2 |
| | | QJA | 12 | 11 | 2 | | | | 5 | 15 | 2 | 17 | 16 | 2 | | | | | | | 10 | 15 | 2 | 13 | | 2 | | | | -24 | -28 | 2 | 14 | - | 2 |
| 3K00J3E ou 3K00R3E | $LB_{FI}$ = 2,7 kHz<br>$\Delta f$ = 0,5 kHz<br>$(S/N)_I$ = 35 dB | MINIT | 25 | 42 | 1 | | | | 20 | 20 | 1 | 42 | 41 | 1 | | | | | | | 30 | 40 | 1 | 35 | | 1 | 38 | | 1 | 1 | | 1 | | - | - |
| | | 0,7 *IN* | -14 | -8 | 1 | | | | -14 | -5 | 1 | 3 | 4 | 1 | | | | | | | -25 | -12 | 1 | 3 | | 1 | 0 | | 1 | -38 | | 1 | 9 | - | 1 |
| | | 0,3 *IN* | -28 | -24 | 1 | | | | -28 | -19 | 1 | -12 | -16 | 1 | | | | | | | -43 | -37 | 1 | -10 | | 1 | -12 | | 1 | -52 | | 1 | -3 | - | 1 |
| | | BQC | 10 | 27 | 2 | | | | 13 | 30 | 2 | 31 | 32 | 2 | | | | | | | 21 | 30 | 2 | 27 | | 2 | 26 | | 2 | -15 | | 2 | 32 | - | 2 |
| | | DC | -8 | 9 | 2 | | | | -5 | 12 | 2 | 13 | 14 | 2 | | | | | | | 3 | 12 | 2 | 9 | | 2 | 8 | | 2 | -33 | | 2 | 14 | - | 2 |
| | | QJA | -17 | 0 | 2 | | | | -14 | 3 | 2 | 4 | 5 | 2 | | | | | | | -6 | 3 | 2 | 0 | | 2 | -1 | | 2 | -42 | | 2 | 5 | - | 2 |
| 5M00C3F | $LB_{FI}$ = 6 MHz<br>525 lignes<br>$(S/N)_I$ = 46 dB | TASO 1 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | TASO 2 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | TASO 2,5 | | | | 50 | 15 | 5 | 50 | 15 | 5 | | | | 47 | 25 | 5 | | | | | | | 50 | 15 | 5 | | | | | | | | | |
| 7M00C3F – 8M00C3F | $LB_{FI}$ = 6 MHz<br>625 lignes<br>(S/N)I = 46 dB | CCIR 4 | | | | | | | 58 | - | 6 | | | | | | | 52 | - | 6 | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | CCIR 3 | | | | | | | 51 | - | 6 | | | | | | | 45 | - | 6 | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1K10F1B | $LB_{FI}$ = 1050 Hz<br>$E_m$ = ± 425 Hz<br>50 bauds $(S/N)_I$ = 18 dB | $P_E = 10^{-2}$ | 0 | | 1&3 | | | | 2 | | 1 | 10 | | 4 | | | | | | | 6 | | 3 | 0,5 | | 1 | | | | -50 | | 1 | 9 | | 1 |
| | | $P_E = 10^{-4}$ | 0 | | 1&3 | | | | 3 | | 1 | 13 | | 4 | | | | | | | 7 | | 3 | 1 | | 1 | | | | -49 | | 1 | 13 | | 1 |
| | | $P_E = 10^{-6}$ | 1 | | 1&3 | | | | 3 | | 1 | 15 | | 4 | | | | | | | 8 | | 3 | 2 | | 1 | | | | -48 | | 1 | 15 | | 1 |
| 16K0F3E (2) | $LB_{FI}$ = 16 kHz<br>$E_m$ = 5 kHz<br>$\Delta f$ = 0,5 kHz<br>Désaccentuation<br>$(S/N)_I$ = 22 dB | MINIT | 38 | 38 | 1 | | | | | | | | | | | | | | | | 33 | 33 | 1 | 31 | 31 | 1 | 32 | 32 | 1 | -11 | | 1 | - | - | - |
| | | 0,7 *IN* | 0 | 0 | 1 | | | | | | | | | | | | | | | | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 1 | 4 | 4 | 1 | -24 | | 1 | 1 | - | 1 |
| | | 0,3 *IN* | 0 | 0 | 1 | | | | | | | | | | | | | | | | 0 | 0 | 1 | -5 | -5 | 1 | 0 | 0 | 1 | | | | 0 | - | 1 |
| | | BQC | 13 | 13 | 2 | | | | | | | | | | | | | | | | 15 | 15 | 2 | 14 | 14 | 2 | 16 | 16 | 2 | | | | 11 | - | 2 |
| | | DC | 2 | 2 | 2 | | | | | | | | | | | | | | | | 3 | 3 | 2 | 1 | 1 | 2 | 4 | 4 | 2 | | | | 5 | - | 2 |
| | | QJA | -1 | -1 | 2 | | | | | | | | | | | | | | | | 1 | 1 | 2 | 0 | 0 | 2 | 1 | 1 | 2 | | | | 2 | - | 2 |
| 4K00F8E (3) | 24 voies<br>Voie supérieure<br>$\Delta f$ = 44,5 kHz<br>$(S/N)_I$ = 45 dB | MINIT | 47 | 60 | 1 | | | | 55 | 64 | 1 | | | | | | | | | | 55 | 60 | 1 | 55 | 60 | 1 | 46 | 57 | 1 | 25 | 20 | 1 | - | - | - |
| | | 0,7 *IN* | 3 | 12 | 1 | | | | 4 | 14 | 1 | | | | | | | | | | 6 | 14 | 1 | 12 | 18 | 1 | 2 | 5 | 1 | | -34 | 1 | 9 | - | 1 |
| | | 0,3 *IN* | 0 | -15 | 1 | | | | 0 | 4 | 1 | | | | | | | | | | 2 | 6 | 1 | 2 | 6 | 1 | 1 | -3 | 1 | | -39 | 1 | 1 | - | 1 |
| | | BQC | 24 | | 2 | | | | 25 | | 2 | | | | | | | | | | 29 | | 2 | | | | 29 | | 2 | | | | 31 | - | 2 |
| | | DC | 6 | | 2 | | | | 7 | | 2 | | | | | | | | | | 11 | | 2 | | | | 9 | | 2 | | | | 13 | - | 2 |
| | | QJA | 2 | | 2 | | | | 2 | | 2 | | | | | | | | | | 5 | | 2 | | | | 4 | | 2 | | | | 4 | - | 2 |

* Pour les émissions du service mobile aéronautique (R) au-dessus de 30 MHz, voir la Recommandation 441.

** Les valeurs indiquées ci-dessus pour le bruit de brouillage dans le cas des classes d'émission A3E et J3E, sont supérieures de 2 dB aux valeurs correspondantes qui figurent dans la Recommandation 339 en raison de la différence des caractéristiques de modulation.

(1) BQC = Bonne qualité commerciale DC = Difficilement commercial
QJA = Qualité tout juste acceptable CO = Ecart de fréquence égal à zéro environ
OC = Séparation hors voie donnée par $\Delta f$. $\Delta f$ = Séparation de fréquence entre les centres des spectres du signal utile et du signal brouilleur, sauf pour les émissions à bande latérale unique J3E ou R3E, où la séparation de fréquence correspond à la différence entre les fréquences porteuses assignées.

(2) - Pour les émissions en ondes métriques et décimétriques du service mobile terrestre et du service mobile maritime, voir le Rapport 358.
- pour la A3E en radiodiffusion, bande 5 (ondes kilométriques), bande 6 (ondes hectométriques) et bande 7 (ondes décamétriques), voir les Avis 448-1 et 449-2 ainsi que le Rapport 298-3 (Genève, 1974).
- pour la radiodiffusion (monophonique) F3E, bande 8 (ondes métriques) et bande 9 (ondes décimétriques), voir la Recommandation 412.
- pour la radiodiffusion (stéréophonique) F3E, bande 8 (ondes métriques) voir le Rapport 462 (New Delhi, 1970).
- pour la A3E, les rapports de protection contre le brouillage dans la bande partagée avec la radiodiffusion dans la zone tropicale figurent dans la Recommandation 216.

(3) Les valeurs indiquées pour les rapports de protection considérés comme des objectifs, dans cette catégorie, se rapportent exclusivement aux liaisons uniques; il n'est pas prévu de les appliquer aux systèmes de faisceaux hertziens de Terre à liaisons multiples dont traitent les Recommandations 390, 393 et 395.

NOTES

1. OT/ECAC [août 1975] «Communications/Electronics Receiver Performance Degradation Handbook», The Frequency Management Support Division, Office of Telecommunications, US Department of Commerce and the Electromagnetic Compatibility Analysis Center (ECAC), ESD-TR-75-013, NTIS. (Peut être obtenu auprès du US Department of Commerce, National Technical Information Service, Springfield, Virginie, Etats-Unis d'Amérique, N° de série: AD-A016400).
2. Tiré des courbes de transfert utilisées dans le manuel cité à la Note 1.
3. Extrapolation à partir de la Recommandation 240 du CCIR.
4. MAYHER, R. [1972] Interference Performance Degradation to Digital Systems. Record of the 1972 IEEE International Electromagnetic Compatibility Symposium.
5. Extrapolation à partir de la Recommandation 418 du CCIR.
6. Evalué conformément aux Recommandations 500, 600-1 et au Rapport 405.

Les caractéristiques des signaux non désirés sont les suivantes:

1. Sans distorsion

C'est la forme d'onde idéale transmise par l'émetteur brouilleur. Le signal peut être spécifié dans le domaine de fréquence en termes de densité spectrale de puissance.

2. A caractère de bruit

Le signal varie en amplitude conformément à une distribution normale (gaussienne). Le signal peut avoir un spectre plat et il s'agit alors d'un bruit gaussien blanc additionnel (AWGN).

3. Onde entretenue (CW)

Une sinusoïde à fréquence constante dont la phase par rapport au récepteur est censée être une variable aléatoire à distribution uniforme.

4. Impulsif

Une séquence d'impulsions périodiques ou espacées de façon aléatoire, chacune étant de courte durée par rapport aux intervalles entre les impulsions.

Les signaux non désirés peuvent être soit continus soit intermittents. Un signal non désiré intermittent est un signal dont les statistiques telles que la fonction de distribution d'amplitude, les valeurs moyennes et la variance varient en fonction du temps lorsque l'observation est effectuée dans le récepteur affecté. Les brouillages dus à un dispositif à sauts de fréquence voisin sont un exemple de signal non désiré intermittent en ce sens que le récepteur affecté présentera d'ordinaire une dégradation de la qualité qui varie avec le temps. La méthode d'analyse recommandée dans le cas de signaux non désirés intermittents nécessite de diviser la période d'observation en portions de temps successifs, ou intervalles, pendant lesquels les statistiques du signal non désiré sont (approximativement) constantes. On effectue pour chaque intervalle une analyse distincte de la dégradation et les résultats sont moyennés dans le temps. Il est important de ne pas établir de moyennes dans le temps avant que les signaux n'aient été démodulés.

En ce qui concerne les analyses de compatibilité électromagnétique (CEM), fondées sur les courbes de qualité indiquées dans le présent rapport, on peut d'ordinaire supposer que le signal non désiré à l'entrée du récepteur est soit sans distorsion (c'est-à-dire, que les caractéristiques du signal de sortie d'un émetteur brouilleur sont connues) soit à caractère de bruit. Les caractéristiques de l'interface des voies servent alors à déterminer le signal non désiré à l'entrée du démodulateur. Les courbes indiquent le taux d'erreur sur les bits à la sortie du démodulateur en fonction du rapport énergie par symbole désiré/densité spectrale de puissance du bruit ($E/N_0$) ou du rapport énergie par symbole désiré/énergie brouilleuse ($E/I_e$) à l'entrée du démodulateur. On suppose que le bruit est du type gaussien et que le brouillage a une forme d'onde continue. La personne chargée de l'analyse doit déterminer si le signal non désiré à l'entrée du démodulateur ressemble plus au bruit ou au brouillage à onde entretenue, ou, à une certaine combinaison des deux. Pour ce faire, il faudra peut-être supposer la nature du spectre du signal brouilleur à l'entrée du démodulateur en tenant compte de la bande passante de l'interface des voies et des caractéristiques RF du signal brouilleur. Des données disponibles [Kennison et autres, 1978] aideront le responsable de l'analyse.

La suite du rapport concerne les autres parties du modèle de récepteur présenté sur la Figure 1, qui sont placées après l'interface des voies. On obtiendra des caractéristiques du signal de sortie pour chacune de ces parties en additionnant les effets de cette partie et de toute autre partie qui la précède.

5. Qualité des démodulateurs numériques

La qualité d'un démodulateur numérique M-aire type est donnée en fonction de $P_s$ par rapport à $E/N_o$ et E/I. Ces termes sont définis comme suit:

M: nombre de symboles distincts possibles. En cas de signalisation binaire, M = 2.

$P_s$: probabilité d'erreur sur les symboles. La probabilité d'erreur sur les bits $P_b$, qui est également souvent utilisée, ne peut dépasser $P_s$. Lorsque M = 2, $P_b = P_s$.

$E/N_o$: rapport de l'énergie moyenne par symbole en joules sur la densité spectrale de puissance de bruit en watts/Hz, spécifié à l'entrée du démodulateur.

$E/I_o$: rapport de l'énergie moyenne par symbole (ou par bit) du signal à l'énergie de brouillage par symbole (ou par bit), tel que spécifié à l'entrée du démodulateur.

On peut utiliser les rapports de puissance, en particulier le rapport signal/bruit (S/N) au lieu des rapports d'énergie tout en notant que

$$E/N_o = (S/N)\ (BT) \qquad (1)$$

où

B = la largeur de bande du récepteur, en Hz
T = la durée du symbole, en secondes
S/N = le rapport mesuré à l'entrée du démodulateur.

Le Tableau VI résume les types de modulation présentés, les courbes à utiliser dans chaque cas et le signal désiré (onde entretenue ou à caractère de bruit) pour lequel on peut obtenir des probabilités d'erreur sur les bits ou sur les symboles. Les courbes indiquées sur le Tableau VI sont présentées dans les Figures 2 à 24. Ces courbes concernent la qualité du récepteur en fonction du taux d'erreur sur les symboles ou sur les bits en présence de bruit et/ou de brouillage. On suppose que le bruit est du type gaussien, et que le brouillage est un brouillage à onde entretenue. On a établi ces courbes en admettant une conception optimum du récepteur, c'est-à-dire que les largeurs de bande associées au démodulateur ont été adaptées à la durée des bits et au débit de données du système en question. Le tableau comporte également une liste des sources que l'on a consultées soit pour établir les courbes, soit pour déterminer les méthodes permettant d'établir ces courbes.

Lors de l'utilisation des courbes, il faudra être attentif aux paramètres. Dans la plupart des figures établissant une comparaison entre les schémas M-aire pour différentes valeurs de M, on a utilisé le rapport énergie par bit/bruit ($E_b/N_o$) et non le rapport énergie par symbole/bruit ($E/N_o$) afin de simplifier le tracé de ces courbes. La valeur E correspond à l'énergie moyenne par symbole. La relation entre l'énergie par symbole et l'énergie par bit équivalente est:

$$E = E_b \log_2 M \qquad (2)$$

Pour certaines des figures présentées, on a utilisé la probabilité d'erreur sur les bits, $P_b$, et non la probabilité d'erreur sur les symboles $P_s$. La relation entre les deux, en cas de signalisation orthogonale (MDFC, MDFNC, MDM (modulation par déplacement minimum)) est,

$$P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_s \qquad (3)$$

ou $k = \log_2 M$ (nombre de bits équivalents).

Pour MDPC M-aire et MDPD (en supposant un codage Gray), et pour MDAC et MDANC, la relation est la suivante:

$$P_b \simeq P_s / K \qquad (4)$$

TABLEAU VI

Résumé des types de modulation numérique étudiés

| Type de modulation | Tracé de | Signal brouilleur | Numéro de la Figure | Source |
|---|---|---|---|---|
| MDPC, M-aire (Modulation par déplacement de phase cohérente) | $P_s$ VS $E_b/N_o$ | N | 2 | [Proakis, 1983] |
| MDPC, M = 2 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 3 | [Juroshek,1976] |
| MDPC, M = 4 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 4 | [Juroshek,1976] |
| MDPC, M = 8 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 5 | [Juroshek,1976] |
| MDPC, M = 16 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 6 | [Juroshek,1976] |
| MDPQ (Modulation par déplacement de phase quadrivalente) | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 4 | [Juroshek,1976] |
| D-MDPQ (Modulation de phase de deux porteuses en quadrature avec décalage des trains binaires) | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 4 | [Juroshek,1976] |
| MDPD M = 2 (Modulation par déplacement de phase différentielle) | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | N, $I_e$ | 7 | [Rosenbaum, 1969] |
| MDPD, M = 4 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | N, $I_e$ | 8 | [Rosenbaum, 1969] |
| MDPD, M = 8, 16 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 9 | [Rosenbaum, 1969] |
| MDFC, M-aire (Modulation par déplacement de fréquence cohérente) | $P_b$ VS $E_b/N_o$, | N | 10 | [Proakis, 1983] |
| MDFC, M = 2 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 11 | [Proakis, 1983] |
| MDM (Modulation par déplacement minimum) | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 4 | [Juroshek, 1976] |
| M-aire MDFNC (Modulation par déplacement de fréquence non-cohérente) | $P_b$ VS $E_b/N_o$, | N | 12 | [Proakis, 1983] |

N : AWGN, (bruit gaussien blanc additionnel) $I_e$ : Brouillage CW (onde entretenue).

TABLEAU VI (suite)

| Type de modulation | Tracé de | Signal brouilleur | Numéro de la Figure | Source |
|---|---|---|---|---|
| MDFNC M = 2 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ (Brouillage dans une seule voie) | $I_e$ | 13 | [Wang, 1974] |
| MDFNC M = 2 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ (Tonalités brouilleuses égales dans chaque voie) | $I_e$ | 14 | [Wang, 1974] |
| MDFNC M = 4 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 15 | [Massaro, 1975] |
| MDFNC M = 8 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 16 | [Massaro, 1975] |
| MDAC M-aire, bipolaire (Modulation par déplacement d'amplitude cohérente) | $P_b$ VS $E_b/N_o$, | N | 17 | [Proakis, 1983] |
| MDAC M = 16, bipolaire | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 18 | [Juroshek, 1976] |
| MDAC M-aire, unipolaire | $P_S$ VS $E_b/N_o$, | N | 19 | [Arthurs et Dym, 1962] |
| MDAC M = 2, unipolaire (appelé également manipulation par tout ou rien (OOK)) | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 20 | [Juroshek, 1976] |
| MDANC, M-aire (Modulation par déplacement d'amplitude non cohérente | $P_S$ VS $E_b/N_o$, | N | 21 | [Arthurs, 1962] |
| MAQ, M-aire (Modulation d'amplitude en quadrature) | $P_S$ VS $E_b/N_o$, | N | 22 | [Proakis, 1983] |
| MAQ, M = 4 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 4 | [Juroshek, 1976] |
| MAQ, M = 16 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 23 | [Juroshek, 1976] |
| MAQ, M = 64 | $P_S$ VS $E/N_o$, $E/I_e$ | $I_e$ | 24 | [Juroshek, 1976] |

N : AWGN, (bruit gaussien blanc additionnel) $I_e$ : Brouillage CW (onde entretenue).

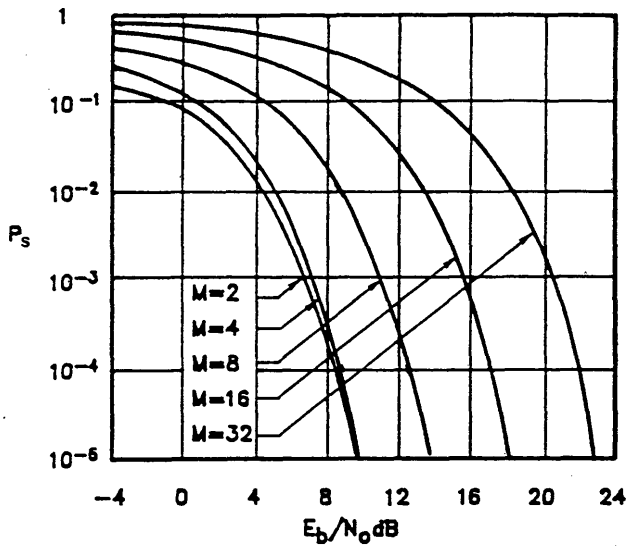



FIGURE 2

$P_s$ par rapport à $E_b/N_o$ pour MDPC M-aire

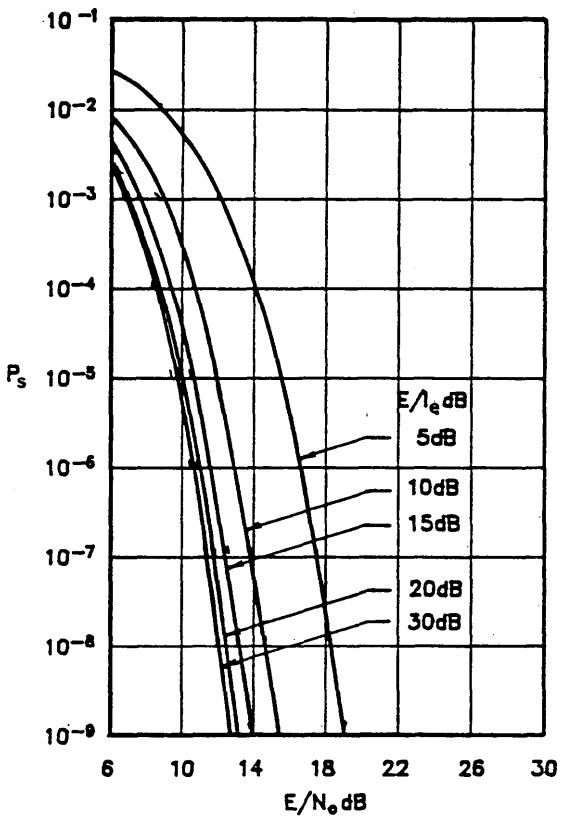



FIGURE 3

$P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDPC binaire

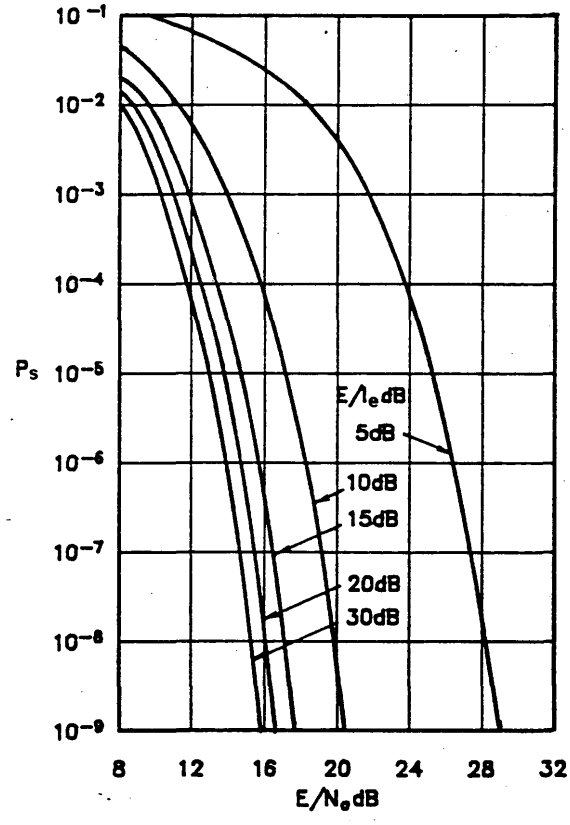



FIGURE 4 — $P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDPC 4-aire, MDPQ, D-MDPQ (modulation de phase de deux porteuses en quadrature avec décalage des trains binaires), MDM (modulation par déplacement minimum) et MAQ 4-aire

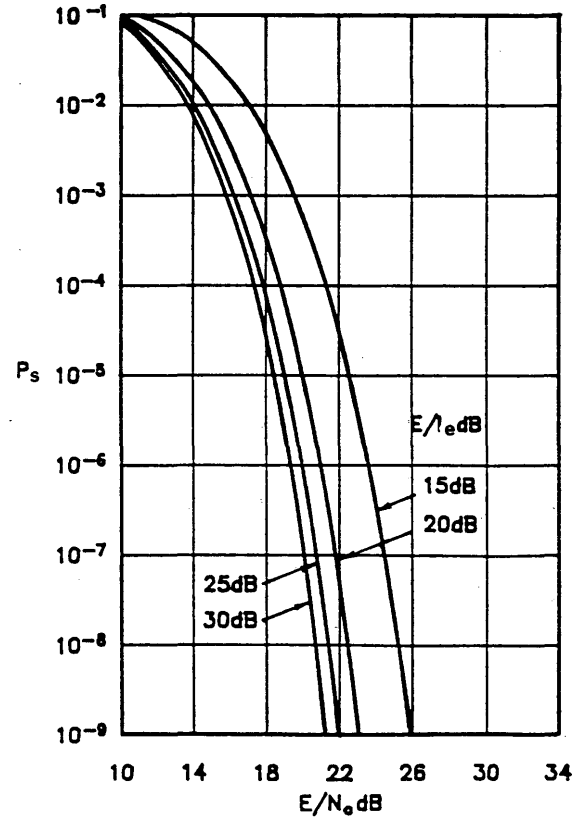



FIGURE 5 — $P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDPC 8-aire

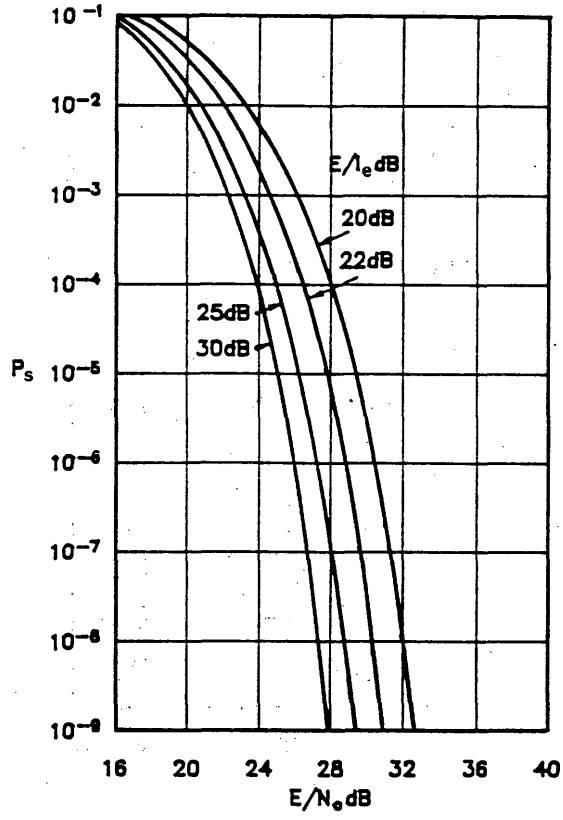



FIGURE 6 — $P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDPC 16-aire

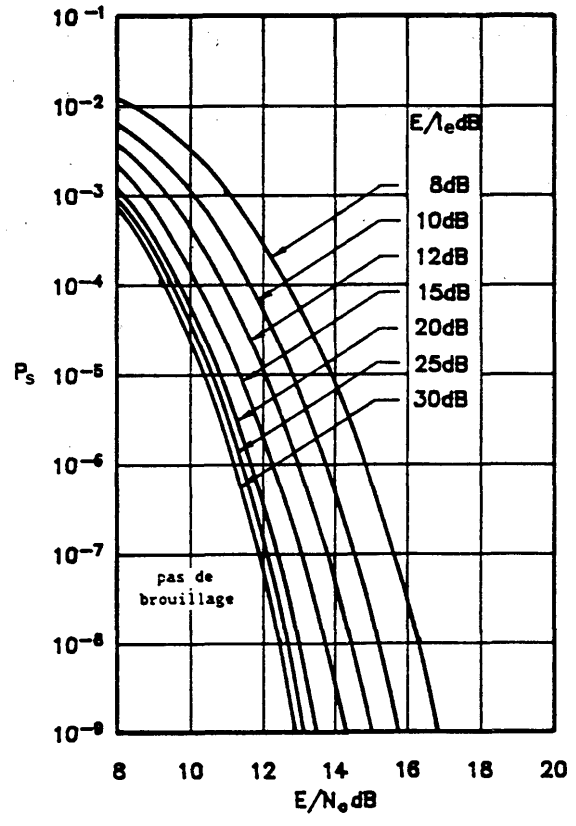



FIGURE 7 — $P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDPD binaire

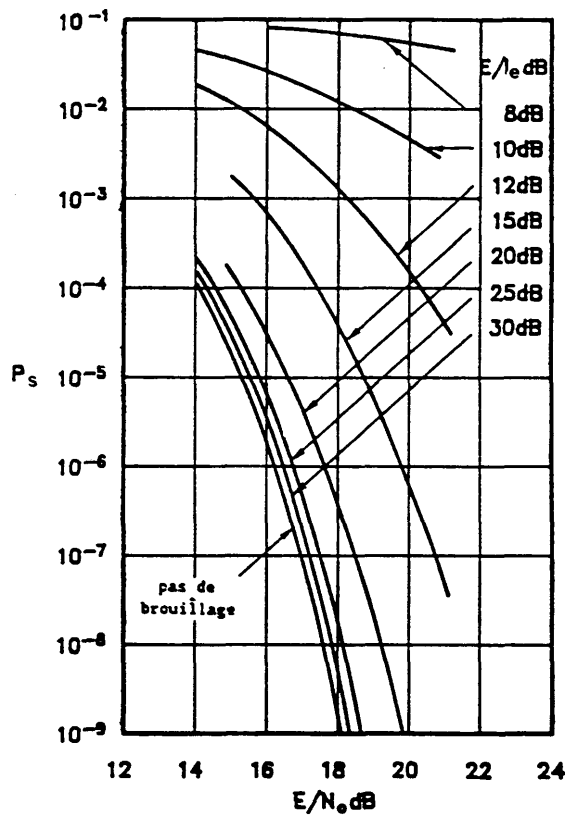



FIGURE 8 $P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDPD 4-aire

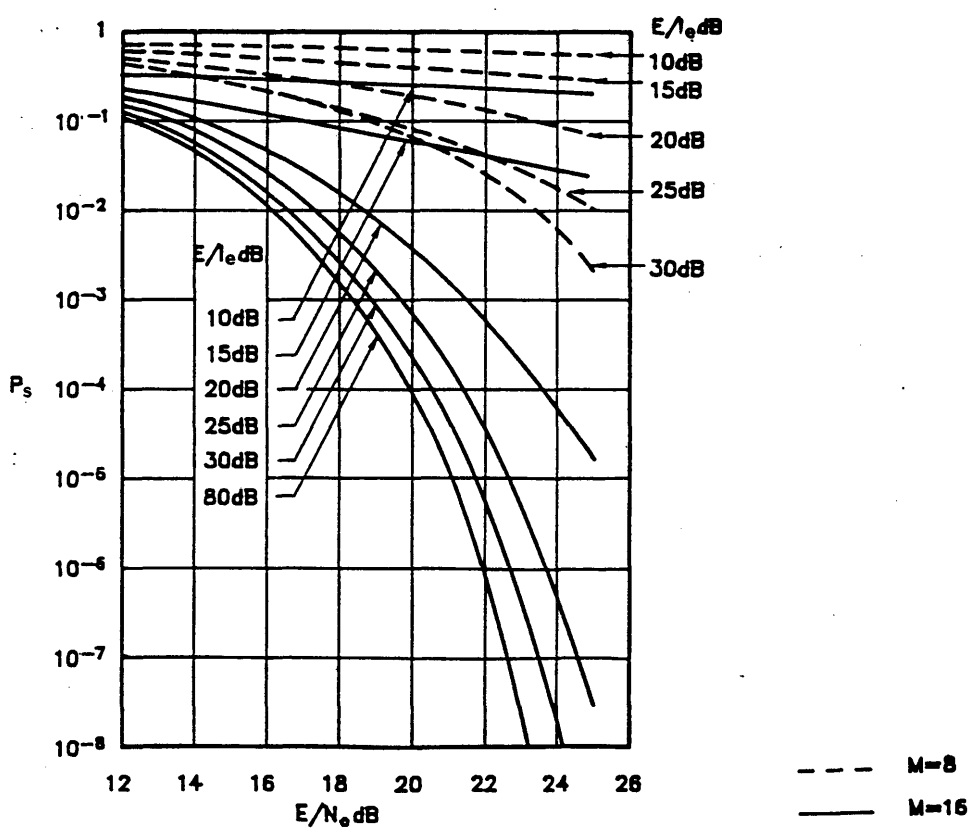



FIGURE 9 $P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDPD 8-aire et 16-aire

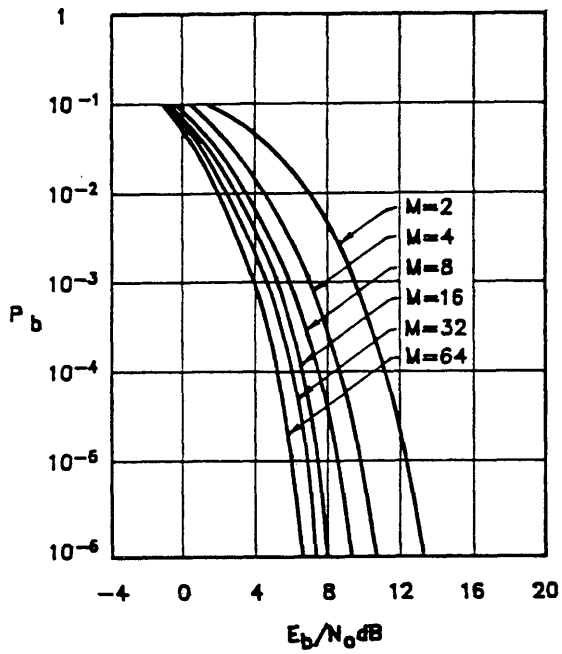



FIGURE 10

$P_b$ par rapport à $E_b/N_o$ pour MDFC M-aire

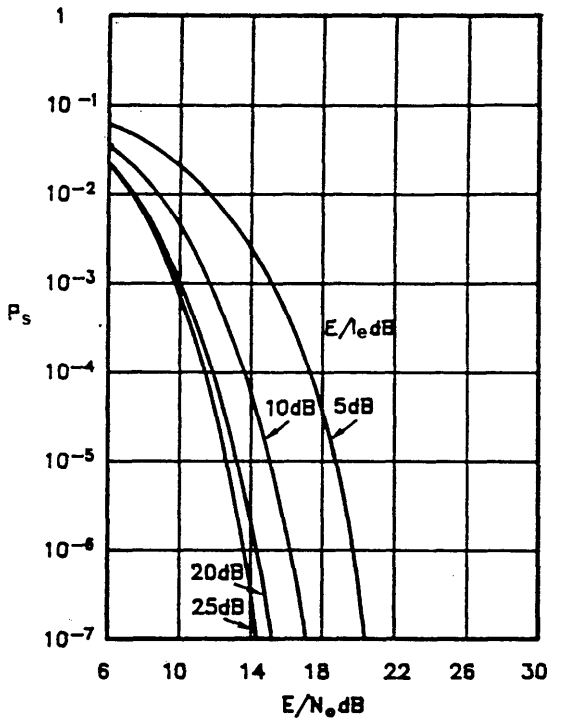



FIGURE 11

$P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_o$ pour MDFC binaire

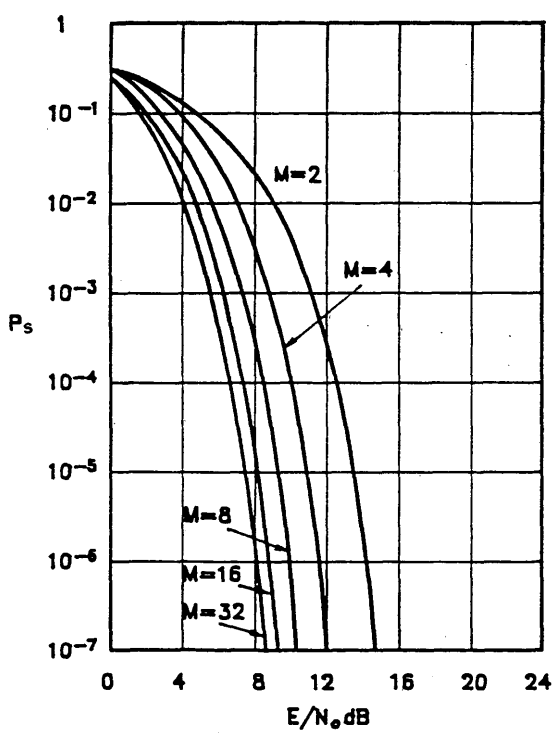



FIGURE 12

$P_s$ par rapport à $E_b/N_o$ pour MDFNC M-aire

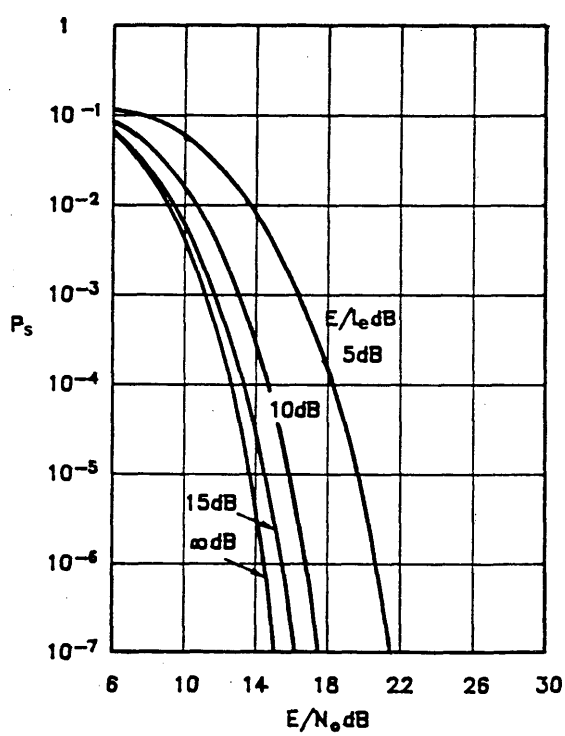



FIGURE 13

$P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_o$ pour MDFNC binaire avec brouillage dans une seule voie

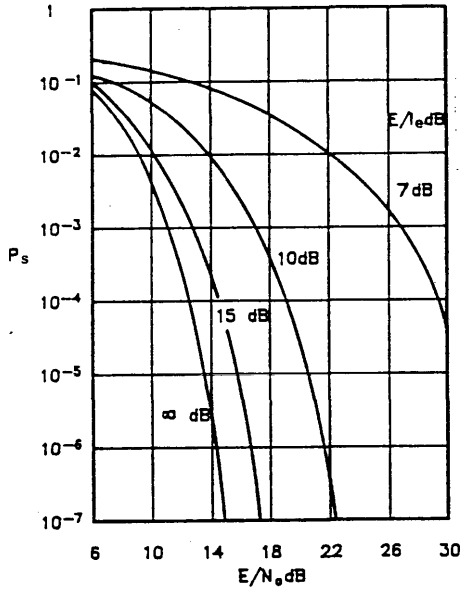



FIGURE 14

$P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDFNC avec tonalités brouilleuses égales dans chaque voie

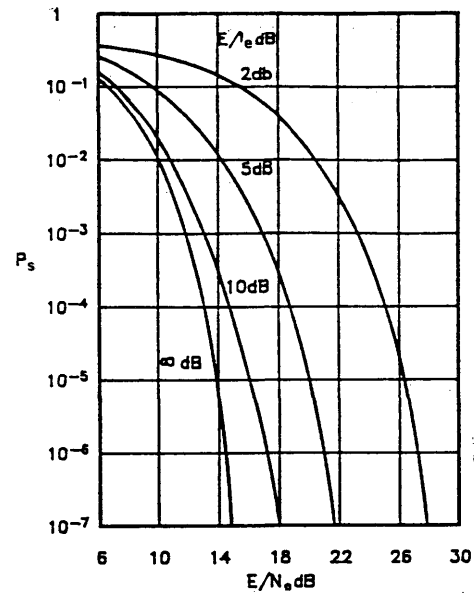



FIGURE 15

$P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDFNC 4-aire

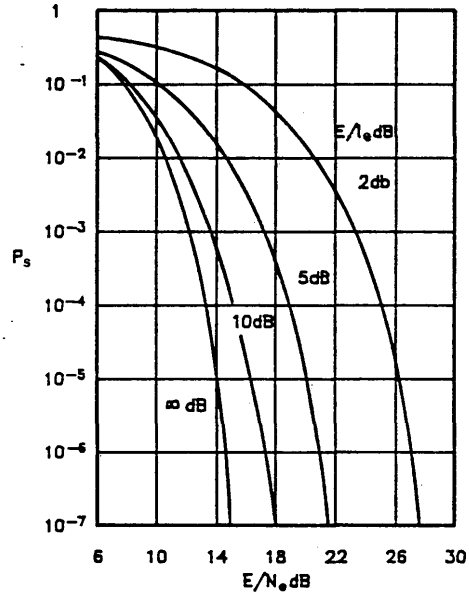



FIGURE 16

$P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDFNC 8-aire

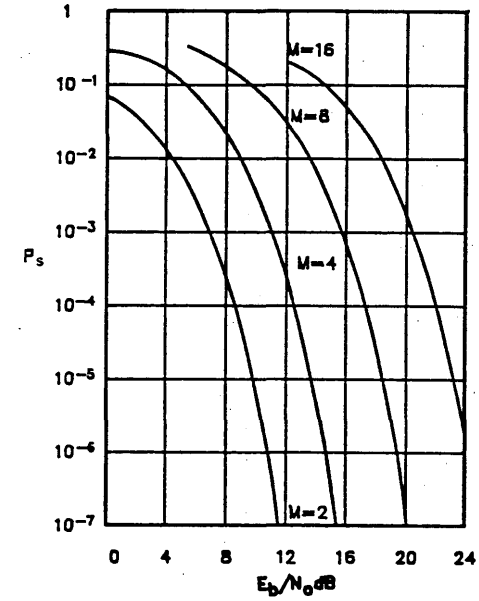



FIGURE 17

$P_s$ par rapport à $E_b/N_o$ pour MDAC M-aire bipolaire

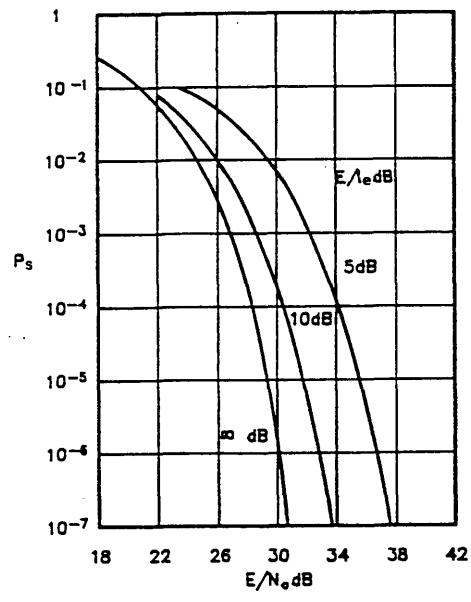



FIGURE 18

$P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_e$ pour MDAC bipolaire 16 aire

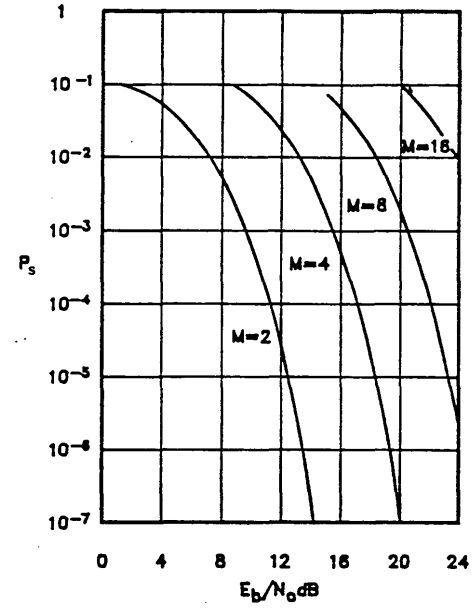



FIGURE 19

$P_s$ par rapport à $E_b/N_o$ pour MDAC M-aire unipolaire

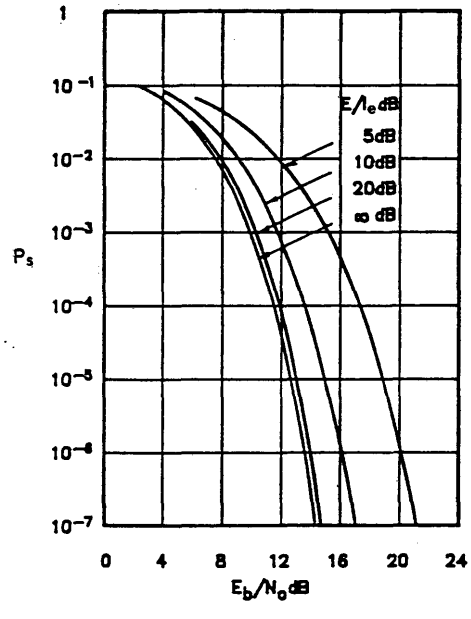



FIGURE 20

$P_s$ par rapport à $E_b/N_o$ et $E/I_e$ pour MDAC binaire unipolaire (modulation par tout ou rien)

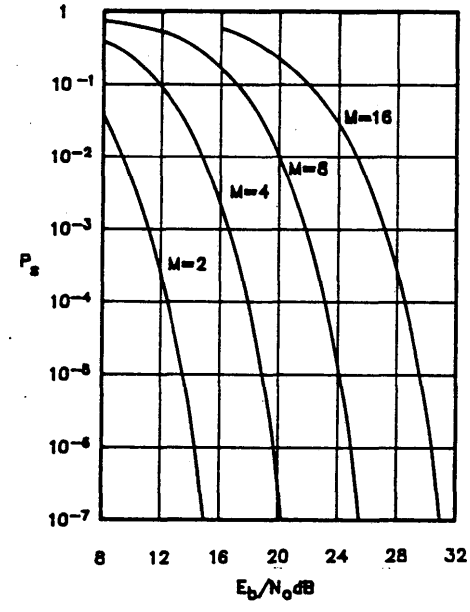



FIGURE 21

$P_s$ par rapport à $E_b/N_o$ pour MDANC M-aire

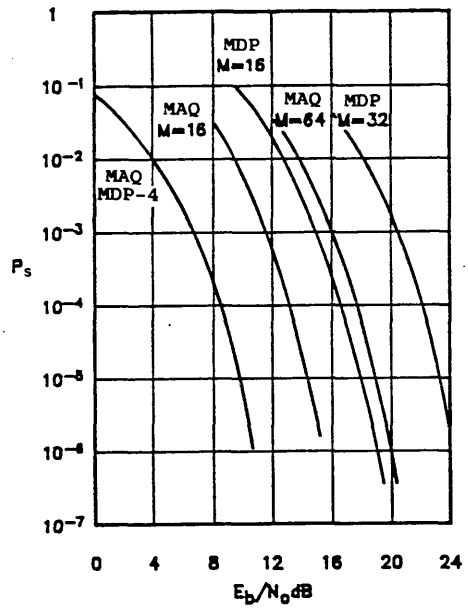



FIGURE 22

$P_s$ par rapport à $E_b/N_o$ pour MAQ M-aire et comparaison avec la MDP M-aire choisie

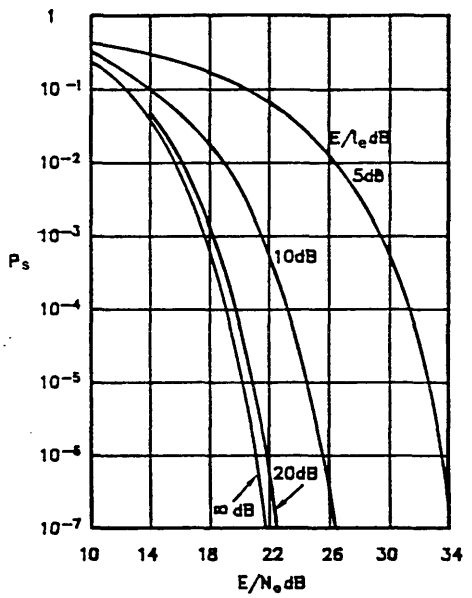



FIGURE 23

$P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_o$ pour MAQ 16-aire

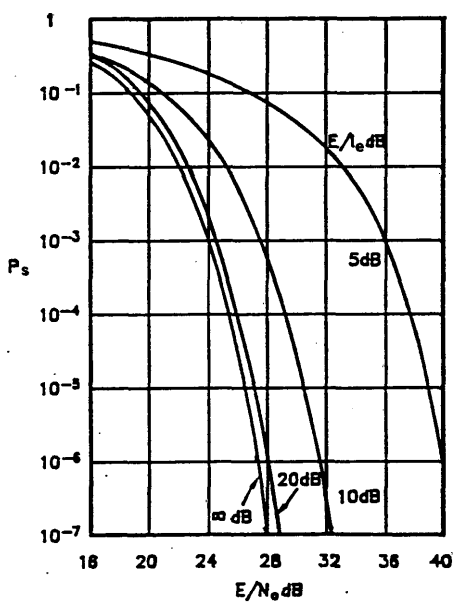



FIGURE 24

$P_s$ par rapport à $E/N_o$ et $E/I_o$ pour MAQ 64-aire

## 6. Dégradation de la qualité des téléimprimeurs

Un téléimprimeur est un terminal de communication qui convertit une séquence de bits d'entrée en une séquence de sortie composée de caractères imprimés. La transformation des bits en caractères est avant tout une opération de décodage; plusieurs bits consécutifs servent à représenter un seul caractère imprimable ou une opération de commande. Le schéma de codage est fourni par l'Alphabet télégraphique international (ATI). Pour le moment, cinq ATI sont définis.

Afin de pouvoir décoder correctement des caractères de r-bits à partir d'un train de bits sériel, le téléimprimeur doit avoir les moyens d'identifier le début et la fin de chaque caractère. Ce processus s'appelle l'encadrement d'un caractère. Il existe deux techniques générales permettant un encadrement correct, la technique asynchrone et la technique synchrone. Dans un système asynchrone, l'émetteur ajoute un bit de départ et un bit d'arrêt aux bits de données qui composent le caractère codé. Le système de communication maintient l'état de repos jusqu'à la transmission d'un caractère. Lorsque le téléimprimeur décèle un bit de départ, il met fin à l'état de repos et procède au décodage et à l'impression des r-bits suivants. Le prochain bit d'arrêt met fin au processus de décodage d'un caractère donné et permet au mécanisme d'impression de recevoir le caractère suivant. Le bit d'arrêt entrainera un retour à l'état de repos, ou bien sera suivi d'un bit de départ en vue du décodage au prochain caractère.

Un système synchrone ne dépend pas des bits de départ/d'arrêt pour l'encadrement des caractères. Des caractères de synchronisation spéciaux sont ajoutés au début d'un message. La détection de ces caractères par le téléimprimeur permet d'obtenir la synchronisation des caractères; le téléimprimeur peut alors procéder à l'encadrement correct et imprimer les caractères qui composent le message transmis.

Des erreurs sur les bits dans la séquence d'entrée du téléimprimeur entrainent des erreurs sur les caractères dans la séquence de sortie. La relation entre le taux d'erreur sur les bits (TEB) à l'entrée et le taux d'erreur sur les caractères (TEC) à la sortie correspond à la dégradation de la fonction de transfert du téléimprimeur. Le TEB d'entrée dépend des paramètres propres aux phases précédentes, tels que le type de modulation et le codage des voies. Il est bon d'examiner séparément les cas synchrones et asynchrones.

### 6.1 Systèmes synchrones

Supposons que le téléimprimeur ait établi et maintienne la synchronisation des caractères. Supposons également que le TEB d'entrée ne varie pas dans le temps et que les erreurs sur les bits soient des événements statistiquement indépendants. Cette dernière condition correspond parfois au cas d'"erreurs aléatoires" afin de la différencier du cas "erreurs par paquets", qui peut donner lieu à un certain groupage des erreurs sur les bits. Pour décoder correctement un caractère de r-bits, il est nécessaire que chacun des r-bits soit correct. C'est pourquoi le TEC est déterminé par:

$$TEC = 1 - (1 - TEB)^r \qquad (5)$$

Pour des valeurs faibles du TEB on peut rapprocher l'équation 5 de la relation

$$TEC \leq r\ TEB \qquad (6)$$

On peut maintenant assouplir quelque peu ces hypothèses. Supposons que les erreurs sur les bits ne soient pas indépendantes; supposons en particulier, que les erreurs présentent une certaine tendance à se regrouper (cas des "erreurs par paquets"). L'équation 5 n'est pas tout à fait précise mais on peut toutefois considérer qu'il s'agit d'une limite supérieure de la performance des erreurs. C'est-à-dire que

$$TEC \leq 1 - (1 - TEB)^r \qquad (7)$$

En conséquence, l'équation 6 est également valable. Pour justifier ce résultat, examinons le cas des erreurs par paquets dans lequel plusieurs erreurs se produisent dans des positions de bits adjacents dans une séquence de n bits. Etant donné qu'une seule erreur sur les bits suffit à entrainer une erreur sur les caractères, toute autre erreur sur les bits dans ce caractère est sans importance. La dégradation maximum du TEC se produit donc lorsque les erreurs sur les bits sont "étalées", c'est-à-dire distribuées de façon aléatoire.

Si le TEB d'entrée varie dans le temps, le TEC variera également dans le temps. Dans ce cas, il serait utile de moyenner le TEC dans le temps comme indiqué ci-après. Répartissons la période d'observation en N intervalles successifs pendant lesquels le TEB est approximativement constant. Pour chaque intervalle, déterminons le TEC:

$$TEC_i = 1 - (1 - TEB_i)^r \qquad (8)$$

On peut calculer le TEC moyen:

$$\overline{TEC} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} d_i\ TEC_i \qquad (9)$$

où $d_i$ est la fraction de temps pendant lequel le $TEC_i$ domine.

Il faut noter toutefois que $TEB_i$ doit être approximativement constant pendant le i-ème intervalle. La validité de l'équation 9 s'améliore à mesure que la longueur des intervalles augmente. Pour que l'équation 9 donne des résultats significatifs, il faut que les intervalles comportent au moins plusieurs caractères.

Le cas de la modélisation des erreurs par paquets a été étudié par Vogler [1986] qui a mis au point un modèle qui tient compte des effets du premier ordre du groupement des erreurs.

Il faut aussi tenir compte de l'hypothèse selon laquelle le système fonctionne avec synchronisation des caractères. Si cette condition n'est pas remplie, le système ne fonctionnera pas du tout; la transmission sera tout simplement interrompue jusqu'à ce que la synchronisation soit établie.

6.2 Systèmes asynchrones

Il convient de distinguer les systèmes en temps réel des systèmes différés. Dans un système en temps réel, les caractères sont transmis à mesure qu'ils sont produits. En raison des limites qu'impose la vitesse de dactylographie, le système revient invariablement à l'état de repos après la transmission de chaque caractère. Par conséquent, les erreurs sur les caractères sont indépendantes, et les équations 5 à 9 sont valables si l'on remplace r par r+2. Les deux bits supplémentaires sont les bits de départ et d'arrêt.

En ce qui concerne les systèmes différés, les erreurs sur les caractères ne sont pas indépendantes. Une erreur sur un bit de départ ou un bit d'arrêt dans un caractère donné amènera le décodeur à rechercher le bit de commande approprié. On a établi expérimentalement [Watt, 1958] qu'une moyenne de cinq caractères seront perdus lorsque le téléimprimeur cherche à récupérer la synchronisation des caractères. Il est donc nécessaire que non seulement les bits dans le caractère qui est décodé soient corrects, mais que les bits de départ et d'arrêt dans les cinq caractères précédents soient également corrects.

Les équations 5 à 9 sont valables (sous réserve des restrictions mentionnées) si l'on remplace r par r+12. L'exposant 12 correspond aux cinq bits de départ et aux cinq bits d'arrêt dans les cinq caractères précédents celui qui est en train d'être décodé, et aux bits de départ et d'arrêt dans le caractère actuel. On constate qu'un système synchrone offre une tolérance à l'erreur supérieure à celle d'un système asynchrone différé.

7. Dégradation de la qualité des convertisseurs numériques-analogiques

Un convertisseur numérique-analogique est un système qui convertit une séquence de bits d'entrée en une séquence analogique de sortie. Un DAC, ainsi que son convertisseur analogique-numérique (ADC) sont utilisés dans des systèmes de communications mixtes, c'est-à-dire un système dans lequel on emploie des techniques de traitement et de transmission numériques pour communiquer des informations analogiques. Il existe diverses techniques permettant d'effectuer les conversions analogiques-numériques et numériques-analogiques; celle qui sera utilisée aura une incidence sur la fidélité du signal analogique reconstitué ainsi que sur la sensibilité du système aux erreurs sur les bits qui se produisent sur la voie.

Tous les systèmes de communications mixtes présentent des distorsions en raison du processus de quantification. Dans une analyse de la dégradation de la qualité d'un système de communications mixte, l'hypothèse fondamentale est que le bruit dû à la quantification et le bruit résultant des erreurs sur les bits sur les voies sont en principe additionnels. Il est donc utile de spécifier la dégradation de la fonction de transfert du DAC qui donne un rapport S/N du signal de sortie en fonction du TEB d'entrée. La fidélité du signal de sortie d'un DAC de systèmes vocaux se mesure également à l'aide de la note d'appréciation de la netteté (AS). Des courbes de qualité sont données pour deux types de DAC, utilisés dans de nombreux systèmes actuels: la modulation par impulsions et codage (MIC) et la modulation delta à pente asservie continue (CVSD).

## 7.1 Modulation par impulsions et codage

La modulation par impulsions et codage (MIC) est un algorithme de conversion simple. Le signal analogique est échantilloné à des intervalles réguliers déterminés par la fréquence d'échantillonnage. Chaque échantillon est ensuite quantifié et codé en un mot numérique de r-bits conformément à son amplitude. La quantification est nécessaire seulement parce que l'on dispose de $2^r$ mots numériques pour représenter toutes les amplitudes possibles. Le signal analogique est alors représenté par une séquence de mots numériques de r-bits. Le train de bits obtenu est transmis; la dégradation sur les voies donne habituellement un nombre d'erreurs dans le train de bits démodulé qui a été reçu. Le DAC décode les mots numériques et produit une séquence échantillon. Des opérations de conditionnement du signal, telles qu'interpolation et filtrage passe-bas, sont alors effectuées sur les échantillons et aboutissent à une reconstitution du signal analogique qui devrait être pratiquement identique au signal d'information initial.

Les courbes concernant le rapport S/N du signal de sortie et la note d'appréciation de la netteté (AS) dans le cas de la modulation par impulsions et codage sont indiquées sur les Figures 25 et 26 respectivement. La relation entre le rapport S/N et le TEB est donnée pour une MIC de r-bits avec $r = 4, 5, 6, 7, 8$. La fréquence d'échantillonnage dans chaque cas est 8 kHz. La relation entre AS et TEB est donnée pour une MIC avec $r = 6, 7, 8$. On constate que la note d'appréciation de la netteté ne varie pas en fonction de r pour $r = 6, 7, 8$, pour les valeurs du TEB indiquées dans la figure. Cela est probablement dû au fait que la note d'appréciation de la netteté mesure l'intelligibilité et non la qualité.

## 7.2 Modulation delta à pente asservie continue (CVSD)

Ce type de modulation est une variation de la modulation delta adaptable qui est actuellement très en vogue en raison de sa simplicité et de sa faible sensibilité aux erreurs sur les voies. Les systèmes CVSD peuvent offrir une qualité satisfaisante à des taux d'erreur sur les bits aussi élevés que $10^{-1}$. Pour cette raison, les systèmes CVSD conviennent à des applications qui exigent un fonctionnement correct des systèmes en présence de mauvaises conditions sur les voies. L'algorithme CVSD est décrit plus en détail dans [Jayant et Noll, 1984]. Les courbes faisant intervenir le rapport S/N et la note d'appréciation de la netteté pour un système CVSD à 16 k-bit sont indiquées sur les Figures 27 et 28 respectivement.

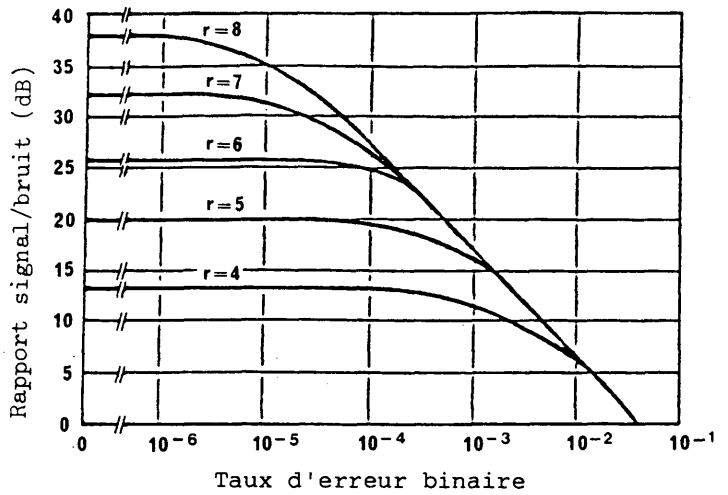



FIGURE 25

Dégradation de la qualité de la MIC - S/N par rapport à TEB

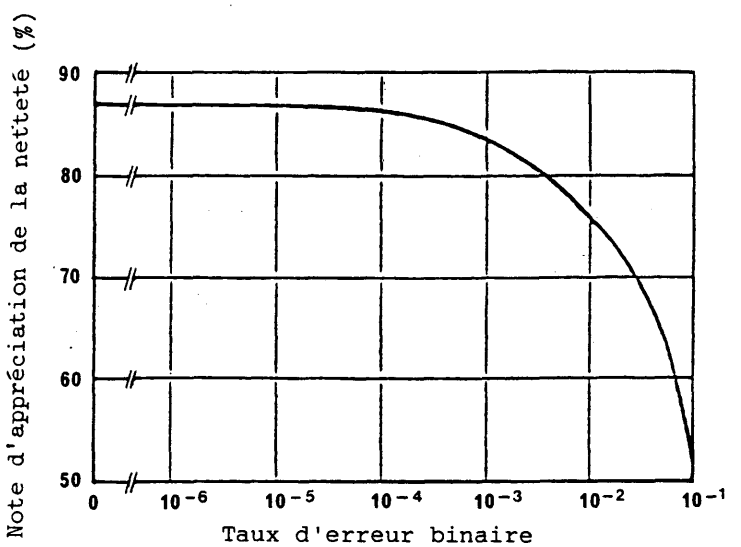



FIGURE 26

Dégradation de la qualité de la MIC -
Note d'appréciation de la netteté par rapport à TEB
(pour une MIC à 6, 7, et 8 bits)

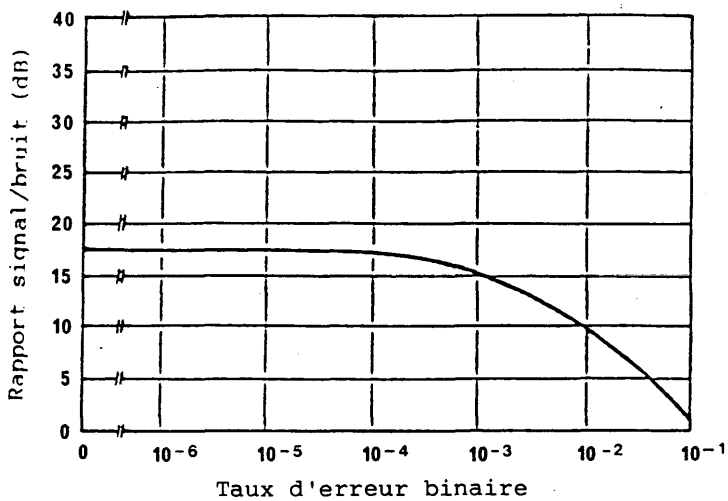



FIGURE 27

Dégradation de la qualité d'un système CVSD à 16 k-bit
S/N par rapport à TEB

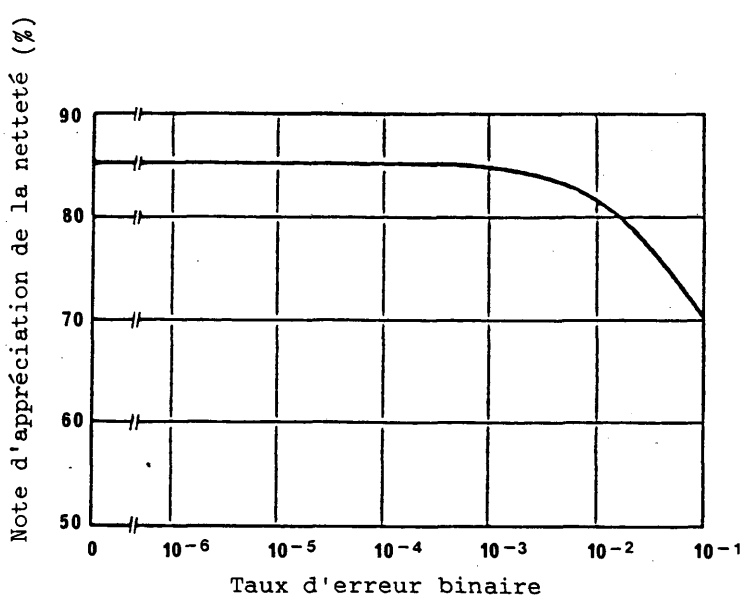



FIGURE 28

Dégradation de la qualité pour un système CVSD à 16 k-bit
Note d'appréciation de la netteté par rapport à TEB

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ARTHURS, E. et DYM, H. [1962]. "On the Optimum Detection of Digital Signals in the Presence of Gaussian Noise -- A Geometric Interpretation and a Study of Three Basic Data Transmissions Systems," IRE Transactions on Communications Systems, décembre.

BTL [1970] Transmission Systems for Communications. Bell Telephone Laboratories Inc., p. 39.

ECAC [1973] Communications/Electronics Receiver Performance Degradation Handbook. The Frequency Management Support Division, Office of Telecommunications, US Department of Commerce and the Electromagnetic Compatibility Analysis Center (ECAC), ESD-TR-73-014, NTIS (Disponible auprès du US Department of Commerce, National Technical Information Service, Springfield, Virginia, USA, AD 764710).

FRENCH, N. et STEINBERG, J. [1947] Factors Governing the Intelligibility of Speech Sounds. *J. Acous. Soc. of Amer.*, Vol. 19, 90-119.

JAYANT, N. et NOLL, P. [1984]. Digital Coding of Waveforms, Prentice-Hall, Inc.

JUROSHEK, J. [1976]. "Performance of Digital Modems with Co-Channel Interference and Gaussian Noise," Department of Commerce, Office of Telecommunications, OT Report 76-82.

KENNISON, S. et autres [1978]. "Introduction to Spread-Spectrum EMC," Electromagnetic Compatiblity Analysis Center (ECAC), ECAC-PR-78-078.

KRYTER, K. et LICKLIDER J. [1963] *Human Engineering Guide to Equipment Design.* McGraw-Hill, New York, Etats-Unis d'Amérique.

MASSARO, M. [1975]. "Error Performance of M-ary Noncoherent FSK," IEEE Transactions on Communications, novembre.

PROAKIS, J. [1983]. "Digital Communications," McGraw-Hill.

ROSENBAUM, A. [1969]. "PSK Error Performance with Gaussian Noise and Interference," The Bell System Journal, p.419.

SORKIN, I., KRAUS, A., WETTER, R. [1968] A Method of Using Audio Signal-to-Noise Measurements to Obtain Criterion Contours for the Probability Scoring Model for Scoring Voice Communication Reception, 1968 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record.

VOGLER, L.E. [1986]. "Comparison of the Two-State Markov and Fritchman Models as Applied to Bit Error Statistics in Communications Channels," NTIA Report 86-193.

WANG, L. [1974]. "Error Probability of a Binary Noncoherent FSK System in the Presence of Two CW Tone Interferers," IEEE Transactions on Communications, décembre.

WATT, A. et autres [1958]. "Performance of Some Radio Systems in the Presence of Thermal and Atmospheric Noise," Proceedings of the IRE, décembre.

*Documents du CCIR*

[1970-74]: 10/383 (Groupe de travail mixte 10/11B).

ABRÉVIATIONS ET UNITÉS

$IN$ : Indice de netteté
Baud : 1 bit par seconde dans un train de signaux binaires
$LB_{FI}$ : Largeur de bande FI à 3 dB (Hz)
$E_m$ : Excursion de fréquence maximale
$m_B$ : Indice de modulation du signal brouilleur
$m_s$ : Indice de modulation du signal utile
MINIT : Seuil de brouillage minimal
B : Bruit blanc gaussien
$P_E$ : Probabilité d'erreur sur les bits
$LI$ : Largeur d'impulsion
$(S/N)_f$ : Rapport de puissance signal moyen/bruit moyen (dB) à l'entrée du récepteur.

---

RAPPORT 659*

# RAPPORTS DE PROTECTION EN RADIOFRÉQUENCE ENTRE LE SERVICE DE RADIODIFFUSION A MODULATION DE FRÉQUENCE ET LE SERVICE MOBILE TERRESTRE

(Question 45/1)

(1978)

## 1. Introduction

Différents services de radiocommunications fonctionnant dans des bandes de fréquences adjacentes peuvent s'influencer mutuellement en raison du chevauchement plus ou moins accentué de leurs spectres de fréquence. La Recommandation 412 donne les rapports de protection en radiofréquence pour le service de radiodiffusion sonore à modulation de fréquence en ondes métriques (bande 8). Ces rapports de protection sont applicables seulement aux services de radiodiffusion. Des brouillages mutuels peuvent se produire entre le service de radiodiffusion et d'autres services, notamment en bordure des bandes attribuées aux services de radiodiffusion. Ces services peuvent être exploités en modulation d'amplitude avec double bande latérale ou en modulation de fréquence. Le présent Rapport donne les résultats des mesures effectuées dans les conditions indiquées [Netzband et Petke, 1977].

Les mesures ont porté seulement sur le cas où l'émetteur utile était une station de radiodiffusion et l'émetteur brouilleur une station de base du service mobile terrestre. Le cas où l'émetteur brouilleur est une station de radiodiffusion n'est pas traité dans le présent Rapport.

Le Rapport indique des valeurs qui illustrent la manière dont les conditions de brouillage changent lorsque l'émetteur brouilleur utilise la modulation de fréquence au lieu de la modulation d'amplitude.

## 2. Méthode de mesure

La méthode de mesure est décrite de façon détaillée dans la Recommandation 559 et le Rapport 796. Quelques modifications ont été apportées en ce qui concerne le mode et le signal de modulation. Le signal de bruit coloré qui doit être utilisé, conformément à la Recommandation 559 pour la simulation des programmes de radiodiffusion, a été remplacé par un signal sinusoïdal de 1150 Hz, étant donné que, dans le cas qui nous intéresse, l'émetteur brouilleur n'est pas modulé au moyen d'un programme de radiodiffusion. Ce signal, qui module l'émetteur utile, définit le niveau de référence du signal utile à la sortie audiofréquence du récepteur, et sert à moduler l'émetteur brouilleur. Pour l'ensemble des cas, le mode de réception adopté est la modulation de fréquence à large bande (excursion de fréquence de crête $\Delta f \pm 75$ kHz).

Les valeurs du rapport de protection en radiofréquence ont été mesurées avec un rapport signal à la sortie du récepteur/brouillage + bruit de 54 dB. Le bruit à la sortie a été pondéré par un réseau psophométrique conforme à la Recommandation 468.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 8 et 10.

Le mode d'émission adopté pour l'émetteur brouilleur était soit la modulation d'amplitude soit la modulation de fréquence. Dans le cas de la modulation d'amplitude, le taux de modulation est de $m = 95\%$ et, dans le cas de la modulation de fréquence, on a utilisé un indice de modulation de $m = 1$.

On a déterminé les rapports de protection en radiofréquence en calculant la valeur moyenne mesurée sur 16 récepteurs ordinaires. On a étudié des récepteurs de différentes catégories de prix et de fabrication différente (Europe, Etats-Unis d'Amérique, Japon).

## 3. Rapport signal/brouillage en radiofréquence dans le cas d'un émetteur brouilleur fonctionnant en modulation d'amplitude

Les rapports signal/brouillage en radiofréquence ont été mesurés à divers niveaux d'entrée du récepteur. En raison de l'étalement des résultats obtenus, on a calculé la valeur moyenne géométrique

$$(X = \sqrt[n]{x_1 \cdot x_2 \cdot \cdots \cdot x_n}) \qquad (1)$$

Dans l'échelle logarithmique, cela correspond à la détermination de la valeur moyenne arithmétique.

La courbe $M_2$ de la Fig. 1 montre les rapports signal/brouillage en radiofréquence pour une réception monophonique et un niveau d'entrée du récepteur correspondant à 1 mV, à 75 ohms. Les rapports de protection en radiofréquence, mesurés sur les récepteurs les plus défavorables et les plus favorables, diffèrent de plus de 30 dB pour un espacement des canaux de 300 kHz. La ligne tiretée, pour les écarts de fréquence compris entre 0 et 50 kHz, signifie une estimation linéaire.

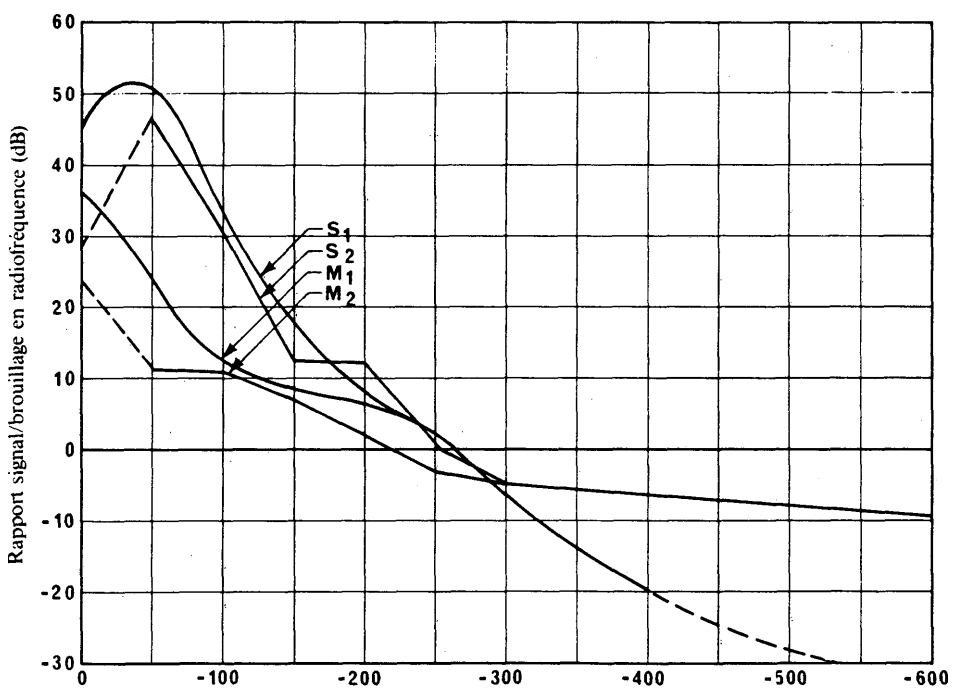



FIGURE 1 – *Courbes moyennes des rapports signal/brouillage en radiofréquence mesurés sur des récepteurs ordinaires et comparées à la courbe de la Recommandation 412*

$S_1$: Courbe du rapport de protection en radiofréquence pour la stéréophonie, figurant dans la Recommandation 412.

$S_2$: Courbe du rapport signal/brouillage en radiofréquence pour la stéréophonie, mesuré sur 16 récepteurs ordinaires. Tension d'entrée du récepteur 1 mV.

$M_1$: Courbe du rapport de protection en radiofréquence pour la monophonie, figurant dans la Recommandation 412.

$M_2$: Courbe du rapport signal/brouillage en radiofréquence pour la monophonie, mesuré sur 16 récepteurs ordinaires. Tension d'entrée du récepteur 1 mV.

M: Monophonie.

S: Stéréophonie.

Pour des écarts de fréquence compris entre 250 kHz et 600 kHz, les rapports signal/brouillage en radiofréquence sont presque constants, cela étant dû aux effets de distorsion de non-linéarité observés dans l'étage d'entrée des récepteurs (par exemple, effets de surcharge, entraînement d'oscillateur, etc.).

Comme le montre la courbe $S_2$ de la Fig. 1, les courbes du rapport signal/brouillage en radiofréquence pour un fonctionnement stéréophonique diffèrent des courbes obtenues pour un fonctionnement monophonique, mais seulement pour des écarts de fréquence pouvant aller jusqu'à 300 kHz.

Aux fins de la comparaison, nous indiquons également les courbes du rapport de protection en radiofréquence correspondant, pour la réception monophonique et stéréophonique, telles qu'elles figurent dans la Recommandation 412. On peut constater que, jusqu'à une séparation de fréquence de 300 kHz, les courbes moyennes obtenues pour les 16 récepteurs ordinaires correspondent approximativement à la courbe du rapport de protection de la Recommandation 412. La différence constatée pour des écarts de fréquence supérieurs résulte des effets de la non-linéarité et d'une sélectivité insuffisante. Au-dessus de 400 kHz, la courbe recommandée a été obtenue par extrapolation (en ligne tiretée), étant donné que la Recommandation spécifie des valeurs jusqu'à 400 kHz seulement.

Les mesures montrent de plus que, pour différents niveaux d'entrée radiofréquence du récepteur (par exemple 3,0 mV, 1,0 mV, 0,3 mV), les pentes des courbes sont presque identiques. En radiofréquence, les rapports signal utile/signal brouilleur dépendent principalement du niveau du signal de l'émetteur brouilleur.

## 4. Rapport signal/brouillage en radiofréquence dans le cas d'un émetteur brouilleur fonctionnant en modulation de fréquence

La Fig. 2 indique les rapports signal/brouillage en radiofréquence obtenus pour les 16 récepteurs soumis aux essais. La courbe inférieure est applicable au cas où l'émetteur brouilleur fonctionne en modulation de fréquence. On a utilisé un indice de modulation de 1.

Aux fins de la comparaison, on a reproduit la courbe de modulation d'amplitude dans la même figure. Sauf en ce qui concerne le cas de brouillage dans la même voie, on observe une amélioration considérable lorsque l'émetteur utilise la modulation de fréquence au lieu de la modulation d'amplitude. Pour un écart de fréquence de 600 kHz, cette amélioration est de l'ordre de 40 dB.

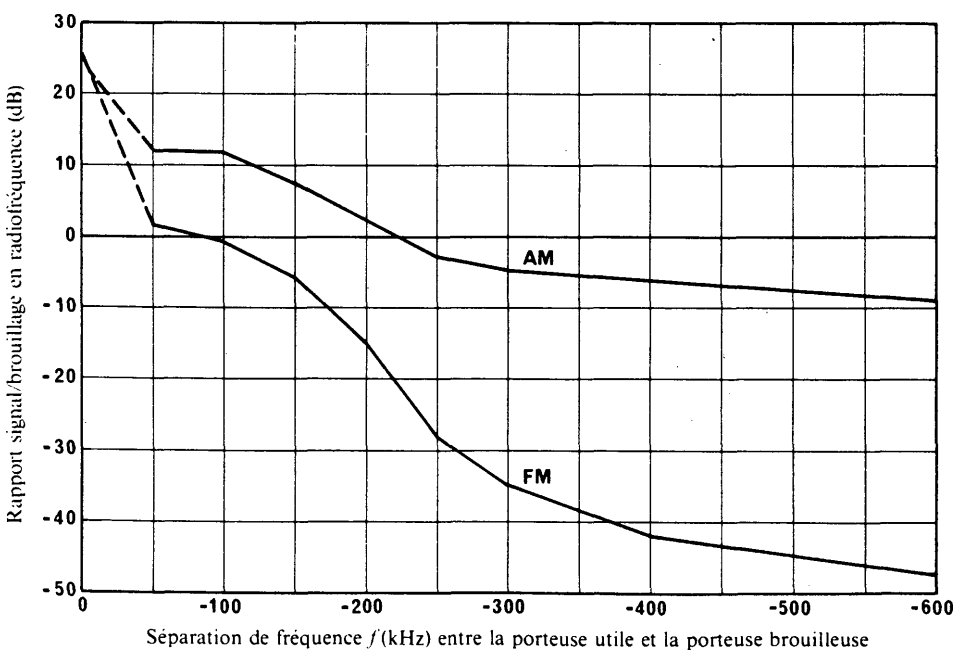



FIGURE 2 — *Comparaison des rapports signal/brouillage en radiofréquence dans le cas de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude à bande étroite*

AM: Signal brouilleur modulé en amplitude (taux de modulation $m = 95\%$). Tension d'entrée du récepteur 1 mV.

FM: Signal brouilleur modulé en fréquence (indice de modulation $m = 1$).

## 5. Conclusions

La sensibilité au brouillage des récepteurs de radiodiffusion MF diffère selon que le brouillage est dû à une émission MA à double bande latérale ou à une émission MF. Cette sensibilité ne dépend généralement pas de la qualité du récepteur. Pour la réception monophonique ou stéréophonique, les rapports signal/brouillage en radiofréquence ne diffèrent les uns des autres que lorsque les fréquences sont séparées de moins de 300 kHz environ. Lorsque la séparation dépasse 400 kHz, les récepteurs monophoniques ou stéréophoniques sont moins affectés (de 40 dB en moyenne, selon l'indice et la profondeur de modulation utilisés) par les émissions MF à bande étroite que par les émissions MA. Le choix concret du type de modulation peut néanmoins dépendre d'autres facteurs (conditions topographiques, coût, etc. [Wey, 1967]).

L'amélioration des caractéristiques techniques des futurs récepteurs de radiodiffusion, par exemple l'amélioration de la protection contre l'intrusion directe des signaux, l'amélioration de la sélectivité et de la qualité de transmission des signaux de forte intensité, permettrait de réduire les brouillages causés par le service mobile terrestre aux récepteurs de radiodiffusion utilisant la modulation de fréquence. De telles améliorations ne sont toutefois importantes que dans le cas de deux services présentant des écarts de fréquence prononcés. Pour éviter une dégradation de la qualité de réception des émetteurs de radiodiffusion et pour améliorer la protection contre les brouillages pour des écarts inférieurs à 300 kHz, des frais élevés devront être consacrés à l'amélioration technique de ces récepteurs.

### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

NETZBAND, R. et PETKE, G. [1977] Beinflussung des FM-Rundfunkempfangs durch Eurofunksender (Influence des émetteurs «Eurofunk» sur la réception de la radiodiffusion MF). *Rundfunktechn. Mitt.*, Vol. 21, **1**, 12-18.

WEY, E. [1967] Vergleich zwischen AM und FM für den einseitigen selektiven Funkruf (Comparaison entre les systèmes d'appel sélectif unidirectionnels sans transmission de parole fonctionnant en modulation d'amplitude et en modulation de fréquence). *Techn. Mitt. PTT*, **2**, Berne, Suisse.

---

## RAPPORT 528-1

# EFFETS DES BROUILLAGES DANS UN MÊME CANAL SUR LES PERFORMANCES DES SYSTÈMES A MODULATION PAR DÉPLACEMENT DE PHASE M-VALENTS (OU SYSTÈMES MDPM)

(Questions 18/1, 44/1 et 45/1)

(1974-1978)

## 1. Introduction

Plusieurs Questions du CCIR, telles les Questions 18/1, 44/1 et 45/1, ont pour objet la recherche de méthodes, fondées sur les résultats de la théorie des communications, visant à améliorer l'efficacité de l'utilisation du spectre. Or, il est un sujet qui présente un intérêt considérable – et dont l'intérêt ne va aller qu'en grandissant – pour la technique de la transmission de données à grande vitesse, c'est le fonctionnement des systèmes MDPM (abréviation de: modulation par déplacement de phase $M$-Valente, ou de modulation par déplacement de phase multiple), $M$ étant égal à 2, 3, 4, ..., en présence de bruit et de brouillage dans le même canal.

## 2. Définitions

Supposons que chaque symbole $M$-aire (comme un élément de signal binaire ou non binaire) ait une durée $T$ et que la forme du signal reçu en l'absence d'autres tensions à l'entrée soit:

$$s(t) = \sqrt{2S} \cos(\omega_0 t + \theta(t)) \quad (1)$$

la phase cohérente instantanée $\theta(t)$ étant de la forme $2\pi m/M$, le symbole $m$ satisfaisant à $0 \leqslant m < M$. La puissance du signal est $S$ et l'énergie du signal par symbole est $ST$. Le bruit reçu $n(t)$ est un bruit blanc gaussien, ayant une densité spectrale unilatérale $N_0$. Au signal et au bruit on ajoute le brouillage $i(t)$. Ce brouillage est «dans le même canal» si sa fréquence centrale est elle aussi $\omega_0$.

La performance typique de ces systèmes est représentée par les courbes de $P_e$ en fonction du rapport signal/bruit ($S/N$), pour diverses valeurs d'un ou de plusieurs paramètres illustrant le type de récepteur, les filtres insérés dans le trajet du signal, les distortions du signal, les conditions de brouillage, etc.

Les deux termes principaux sont:

$P_e$ : probabilité d'erreurs sur les symboles. La probabilité d'erreur binaire, qui est elle aussi souvent utilisée, ne peut être ni supérieure à $P_e$ ni inférieure à $P_e/\log_2 M$. Lorsque $M = 2$, les deux probabilités sont égales.

$S/N$ = $10 \log_{10} (ST/N_0)$ est, exprimée en décibels, le rapport de l'énergie du signal par symbole divisée par la densité spectrale du bruit. Elle dépasse de $10 \log_{10} (\log_2 M)$ décibels l'énergie par bit au-dessus de $N_0$ (exprimée en dB) et on peut la regarder comme étant, en dB, l'expression du rapport de puissance signal/bruit, soit $S/(N_0 T^{-1})$.

## 3. Résultats

### 3.1 *Résultats théoriques*

Bien des chercheurs [Aein et Turner, 1973; Akima et Nesenbergs, 1973; Fang et Shimbo, 1973; Goldman, 1971; Jeruchim et Lilley, 1972; Palmer et Lebowitz, 1973; Prabhu, 1969; Rosenbaum, 1969, 1970 et 1973; Shimbo et Fang, 1973] ont étudié les performances de divers systèmes MDPM.

La Fig. 1 représente la performance d'un échantillonneur ou récepteur à filtre adapté en présence de bruit mais en l'absence de brouillage [Lucky et autres, 1968; Stiffler, 1971]. Les courbes ont été tracées pour les valeurs 2, 4, 8 et 16 du paramètre $M$.

Lorsqu'on ajoute un signal brouilleur $i(t)$, il faut d'abord spécifier le nombre de composantes à enveloppe constante et angle aléatoire qu'il comprend. Soit $K$ cette multiplicité. On a alors:

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) + \ldots + i_K(t)$$

et la puissance totale de brouillage est

$$I = I_1 + I_2 + \ldots + I_K$$

le rapport signal/brouillage ($S/I$) est défini comme le rapport de puissance signal désiré/signal non désiré (ou brouilleur), en dB. Il est égal au rapport de l'énergie du signal par symbole (ou par bit) à celle du brouilleur par symbole (ou par bit) en dB.

Le cas le plus simple se présente lorsque le brouillage est dû à une porteuse unique non modulée ($K = 1$), dont la fréquence centrale est $\omega_0$ et dont la phase aléatoire est uniformément répartie. Les Fig. 2a à d représentent la dégradation de qualité d'un signal MDPM idéal subissant un tel brouillage.

Si $K$ est supérieur à 1, la dégradation est plus importante. On le voit sur les Fig. 3a et 3b, tracées pour $M = 2$ mais pour des valeurs différentes du rapport $S/I$. Il semble que le cas le plus défavorable serait celui où $K$ serait infini.

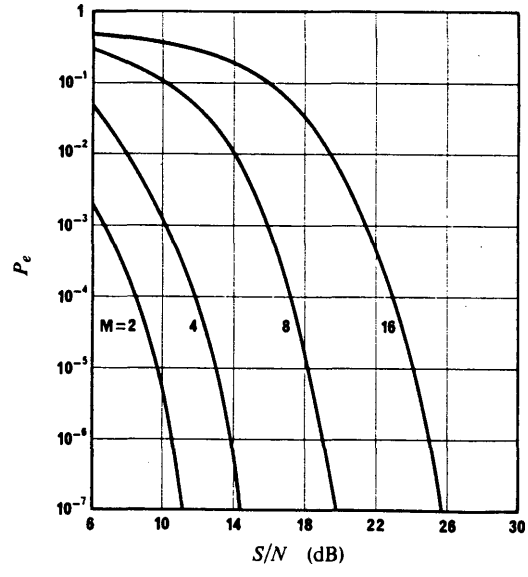



FIGURE 1 - *Performance d'un MDPM idéal sans brouillage dans le même canal*

*(M = 2, 4, 8 et 16)*

Lorsque le brouillage dans le même canal comprend des signaux à enveloppe constante modulés l'effet devient beaucoup plus complexe et on est peu renseigné à ce sujet. La Fig. 4 représente l'estimation théorique de ce qui se passerait pour un brouillage unique ($K = 1$) à modulation angulaire, mais on devrait, en recourant à la simulation, obtenir davantage de résultats. La Fig. 5 représente les résultats pour le cas simulé où un récepteur MDP-4 (modulation de phase quadrivalente) est brouillé par un signal MDP-4 non désiré [Palmer et Lebowitz, 1973]. Le modèle de simulation est décrit en détail dans le Rapport 519. Les données indiquent que, pour des rapports signal/brouillage élevés, les résultats de la théorie concordent raisonnablement bien avec ceux de la simulation. Pour des rapports signal/brouillage faibles, la différence est considérable du fait des approximations inhérentes à l'étude analytique. En gros, les résultats indiquent que les limites théoriques sont valables et que, pour les faibles valeurs du rapport signal/brouillage, il faut introduire dans l'analyse une complexité supplémentaire. En particulier, la simulation décrite dans le Rapport 519 devrait être étendue au cas de $M$ phases arbitraires et à une multiplicité de $K$ brouilleurs.

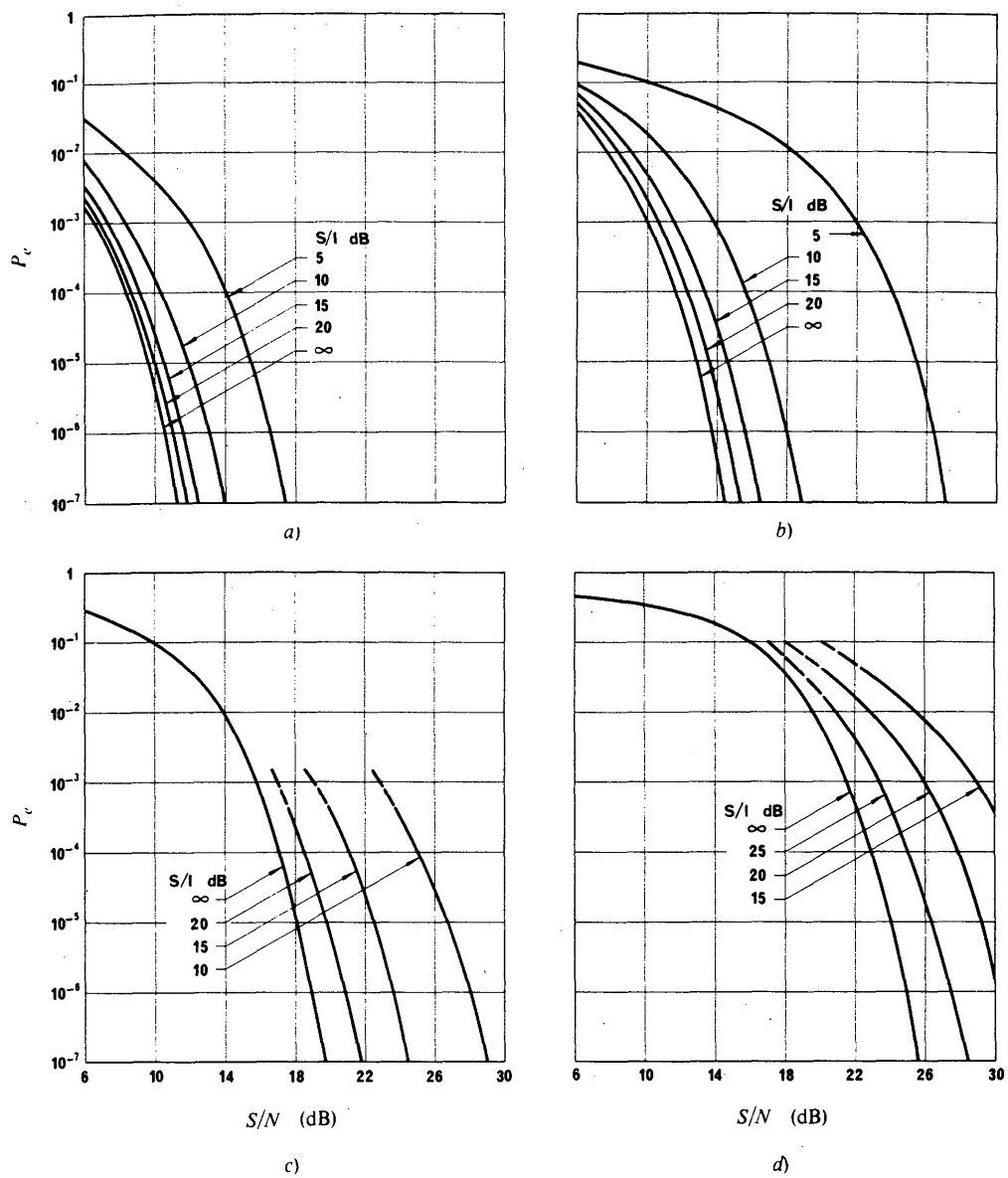



FIGURE 2 -- *Performance d'un MDPM idéal avec un seul brouilleur non modulé*

$K = 1$. Ondes entretenues non modulées

*a*) $M = 2$ *c*) $M = 8$
*b*) $M = 4$ *d*) $M = 16$

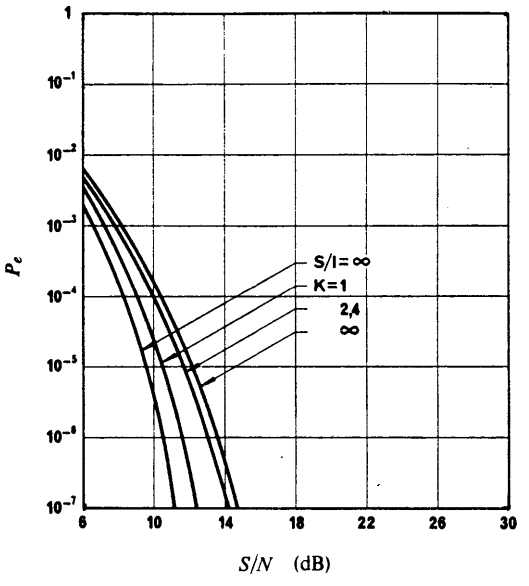



FIGURE 3*a*

*Effet de K brouilleurs non modulés (K = 1, 2, 4, . . .) sur un MDP-2*

*K*: nombre de brouilleurs,
*M* = 2, brouillage par ondes entretenues non modulées,
*S/I* = 15 dB.

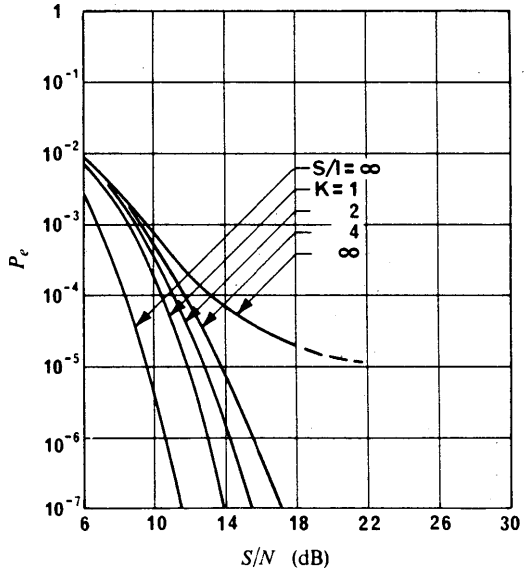



FIGURE 3*b* — *Effet de K brouilleurs non modulés (K = 1, 2, 4, . . .) sur un MDP-2*

*K*: nombre de signaux brouilleurs
*M* = 2, brouillage par ondes entretenues non modulées

*S/I* = 10 dB

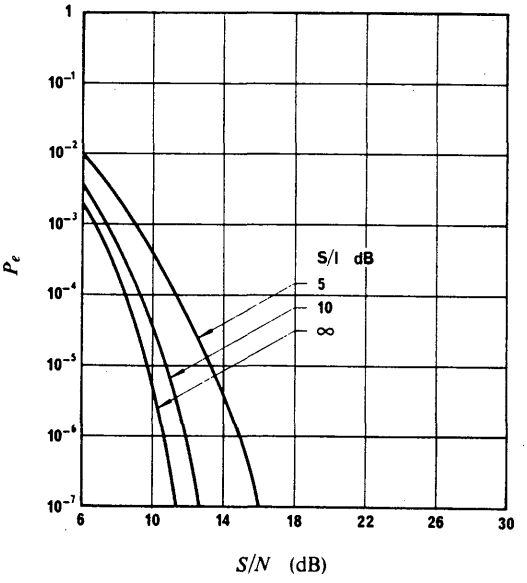



FIGURE 4

*Estimation de l'effet sur un MDP-2 d'un brouilleur unique (K = 1) à modulation angulaire arbitraire, M = 2*

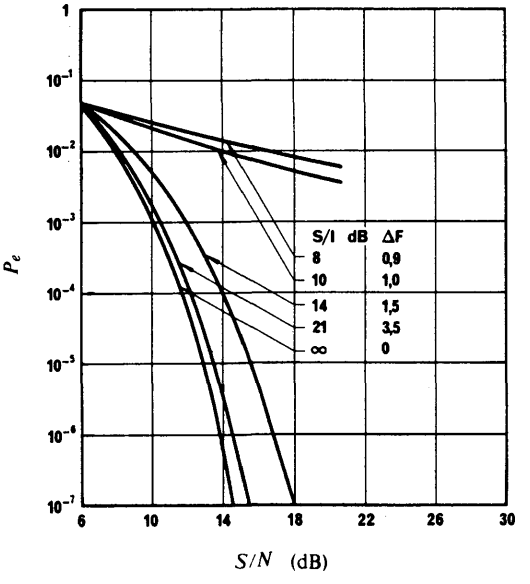



FIGURE 5 – *Résultats de la simulation d'un MDP-4 (M = 4) pour le cas d'un brouilleur unique (K = 1) de type MDP-4 présentant un décalage de fréquence normalisé (ΔF)*

$M = 4$

Ondes entretenues modulées et décalage de fréquence normalisé

$$\Delta F = \frac{f_1 - f_0}{\text{débit des symboles}}$$

3.2 *Résultats mesurés*

La probabilité d'erreurs, pour un récepteur MDP-4 soumis au brouillage, a été mesurée à l'aide d'un modèle expérimental, présenté à la Fig. 6. Le démodulateur MDP contenait un circuit de rétablissement de la porteuse ayant un seul filtre accordé sur la fréquence de cette porteuse, avec une largeur de bande de 400 kHz, et un circuit détection/décision.

Le signal utile était un signal MDP-4 modulé à 30 Mbauds. Les signaux brouilleurs ($I_1$ et $I_2$) sont des ondes sinusoïdales non modulées. Dans la Fig. 7, pour $K = \infty$, on a utilisé du bruit blanc limité en bande, provenant d'un générateur de bruit II sur la source de brouillage. Le signal brouilleur, dans la Fig. 9, était un signal MDP-4 modulé à 30 Mbauds.

La Fig. 7 représente la variation mesurée du taux d'erreurs par bit ($P_e$) en fonction du rapport puissance signal utile/bruit ($S/N$), avec le nombre de signaux brouilleurs ($K$) comme paramètre. On constate que les courbes expérimentales ont la même allure que les courbes calculées (voir Fig. 3b).

La Fig. 8 représente la variation mesurée de $P_e$ fonction de $S/N$, avec $\Delta f$ et $S/I$ comme paramètres. Il ressort de cette famille de courbes que le taux d'erreurs sur les bits augmente lorsque $\Delta f$ tend vers zéro. Cela semble imputable à l'action des signaux brouilleurs sur le circuit de rétablissement de la porteuse.

La Fig. 9 représente la variation équivalente de $S/N$ en fonction de $S/I$, quand le signal utile est brouillé par un signal MDP-4 modulé à 30 Mbauds. On entend par variation équivalente de $S/N$ la différence entre les valeurs que ce rapport doit avoir, en l'absence d'un signal brouilleur, pour que le taux d'erreur binaire ait une valeur donnée ($10^{-4}$ ou $10^{-6}$) et les valeurs qu'il doit avoir pour le même taux d'erreur binaire en présence d'un signal brouilleur. On déduit de ces résultats que, aux valeurs inférieures de $S/I$, l'influence du signal brouilleur sur le circuit de rétablissement de la porteuse n'est pas négligeable.

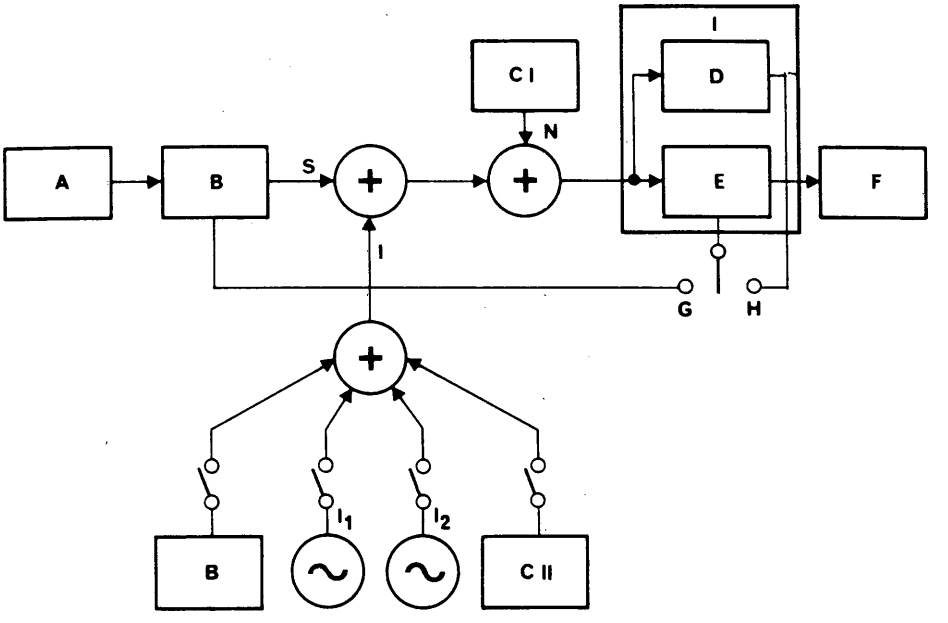



FIGURE 6 — *Schéma de principe du montage expérimental*

A: Générateur de signal pseudo-aléatoire
B: Modulateur MDP-4
C: Générateur de bruit
D: Rétablissement de la porteuse
E: Détection-Décision
F: Mesure de $P_e$
G: Porteuse originale
H: Porteuse rétablie
I: Démodulateur

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

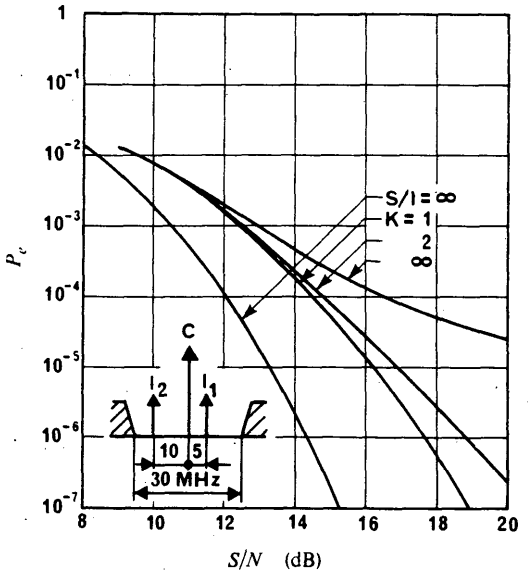



FIGURE 7 – *Variation mesurée du taux d'erreur binaire d'un signal MDP-4 en fonction du rapport signal/bruit (S/N) en présence de brouillage par plusieurs (K) ondes entretenues non modulées*

$K$: nombre de signaux brouilleurs

$S/I$ = 14 dB pour les trois courbes avec $K$ = 1, 2 et ∞

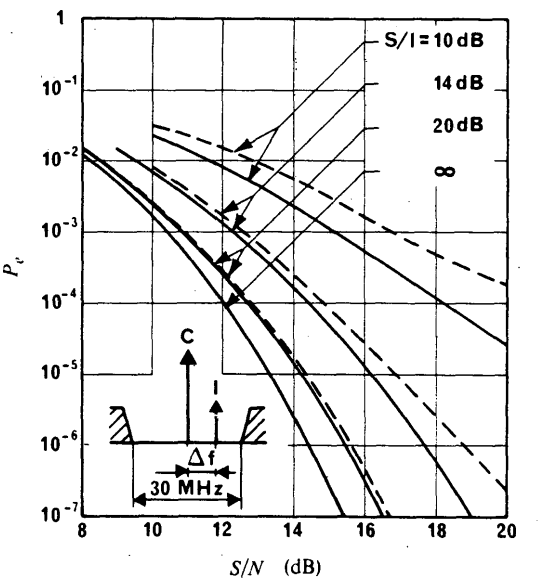



FIGURE 8 – *Variation mesurée du taux d'erreur binaire d'un signal MDP-4 en fonction du rapport signal/bruit (S/N) en présence de brouillage par une seule onde entretenue non modulée*

——— : $\Delta f$ = 5 MHz
– – – – – : $\Delta f$ = 0,5 kHz

$M$ = 4
$K$ = 1 (onde entretenue non modulée)

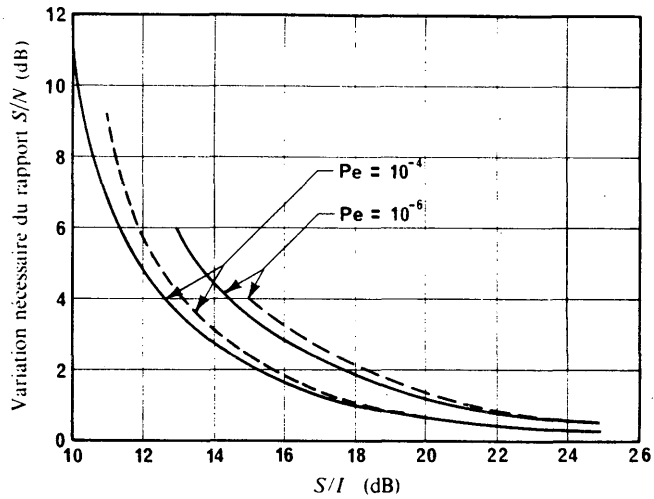



FIGURE 9 – *Variation du rapport signal/bruit (S/N) en fonction du rapport signal/brouilleur (S/I) pour un taux d'erreur binaire ($P_e$) de $10^{-4}$ et $10^{-6}$*

——— : avec porteuse originelle
– – – – – – : avec porteuse rétablie (voir Fig. 1)

$M = 4$
$K = 1$ (onde entretenue modulée)

## 4. Conclusions

On peut, soit au moyen des courbes déduites de l'étude théorique (Fig. 2 à 4), soit au moyen des résultats de la simulation (Fig. 5), soit au moyen des résultats mesurés à partir d'expériences (Fig. 7 à 9), évaluer la dégradation de la probabilité d'erreurs de modems cohérents MDPM due au brouillage dans le même canal dans les conditions indiquées ci-dessus.

Les résultats donnés dans le présent Rapport ne portent que sur une partie relativement faible des effets de brouillage des systèmes MDPM. Bien des perfectionnements doivent être apportés et les recherches doivent être poursuivies dans bien des directions, notamment pour des nombres divers ($K$) de signaux brouilleurs ayant des puissances différentes, des décalages de porteuse différents et modulés selon des procédés différents.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

AEIN, J. M. et TURNER, R. D. [juillet 1973] Effect of co-channel interference on CPSK carriers. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-21, 783-790.

AKIMA, H. et NESENBERGS, M. [janvier 1973] Performance of a coherent communication system with constant amplitude interference. Telecommunication Tech. Memo, OTM 73-123, ITS (Boulder, Colorado).

FANG, R. et SHIMBO, O. [octobre 1973] Unified analysis of a class of digital systems in additive noise and interference. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-21.

GOLDMAN, J. [août 1971] Multiple error performance of PSK systems with co-channel interference and noise. *IEEE Trans. Comm. Tech.*, Vol. COM-19, 420-430.

JERUCHIM, M. C. et LILLEY F. E. [octobre 1972] Spacing limitations of geostationary satellites using multilevel coherent PSK signals. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-20, 1021-1026.

LUCKY, R. W. SALZ, J. et WELDON, E. J., Jr. [1968] *Principles of Data Communication.* New York, McGraw-Hill. Chapter 9.2.

PALMER, L. et LEBOWITZ, S. [juin 1973] Adjacent Channel Interference between Unfiltered and Filtered QPSK Signals. IEEE ICC '73 (International Conference on Communications) Record, 31-25 à 31-29 (Seattle, Wash.).

PRABHU, V. K. [mars 1969] Error rate considerations for coherent phase-shift keyed systems with co-channel interference. *BSTJ*, Vol. 48, 743-767.

ROSENBAUM, A. S. [février 1969] PSK error performance with Gaussian noise and interference. *BSTJ*, Vol. 48, 413-442.

ROSENBAUM, A. S. [juin 1970] Binary PSK error probabilities with multiple co-channel interferences. *IEEE Trans. Comm. Tech.*, Vol. COM-18, 241-253.

ROSENBAUM, A. S. [juin 1973] An upper bound analysis for coherent phase shift keying with interference. ICC '73 Conference Record, Part I, 18-10 à 18-16, Seattle, Washington.

SHIMBO, O. et FANG, R. [printemps 1973] Effects of co-channel interference and Gaussian noise in M-ary PSK systems. *COMSAT Tech. Rev.*, Vol. 3, 183-207.

STIFFLER, J. J. [1971] *Theory of Synchronous Communications.* Englewood Cliffs, Prentice-Hall, Chapter 4.

---

RAPPORT 1111

## CONSIDERATIONS RELATIVES A LA PLANIFICATION POUR LA GESTION DU SPECTRE RADIOELECTRIQUE

(Question 55/1)

(1990)

### 1. Introduction

Tout exercice de planification a pour objet d'organiser et d'orienter les pensées et les actions en vue de la réalisation efficace d'objectifs établis ou convenus en fonction des besoins nationaux. Un plan vise à encourager l'action et non à susciter la réaction. Il peut s'appliquer pendant une période spécifique ou à l'occasion d'un événement dont les limites temporelles sont fixées; il peut aussi s'agir d'une déclaration à caractère permanent, mise à jour périodiquement afin de rendre compte de l'évolution des orientations ou des événements au gré des circonstances. Enfin, il peut se présenter sous une forme écrite ou orale, revêtir un caractère officiel ou non et avoir une portée générale, ou plus limitée. Chaque forme a ses avantages et ses inconvénients.

La gestion et l'utilisation du spectre des fréquences radioélectriques supposent que des efforts concertés et cohérents soient faits dans le cadre de la planification et de l'élaboration d'un plan reconnu si l'on veut que la ressource limitée que constitue le spectre contribue, comme il se doit, aux objectifs des diverses administrations. En outre, et cela est le plus important, la planification de la gestion du spectre doit étayer et suivre les principaux événements ou éléments moteurs qui poussent les utilisateurs du spectre à agir.

Le rôle de la gestion du spectre consiste à trouver les moyens de satisfaire aux besoins en matière de spectre, d'après les besoins des administrations et celui de la planification est de déterminer l'évolution à venir. Compte tenu des demandes, de la complexité ainsi que des considérations d'ordre politique, économique et technologique liées à l'utilisation du spectre, il est prudent d'envisager une planification à long terme, c'est-à-dire sur une période de planification nationale de cinq ans par exemple, que l'on pourrait porter à 15 ans pour ce qui est des considérations internationales.

La présente contribution recense certains éléments dont une administration doit tenir compte lorqu'elle élabore un plan à long terme pour la gestion et l'utilisation du spectre des fréquences. On y trouvera la description schématique d'un plan à long terme qui sert de liste récapitulative des points types à prendre en considération.

### 2. Contenu du plan

La planification recouvre au moins deux activités principales, à savoir la planification liée à l'utilisation technique du spectre - que l'on appelle parfois planification du spectre - et la planification liée à la gestion du spectre dans une administration. Cette seconde activité tend à varier d'une

administration à l'autre, selon les structures réglementaires et l'organisation des pouvoirs publics. En conséquence, elle ne peut être abordée qu'en termes très généraux.

La planification de la gestion du spectre peut être abordée de manière générique puisqu'elle traite de l'utilisation technique d'une ressource unique, indépendamment des considérations spécifiques des administrations.

La forme précise que peut revêtir le plan à long terme d'une administration dépendra, dans une large mesure, de l'importance que celle-ci accorde à chacun des nombreux facteurs qui influent sur l'utilisation du spectre. Ces facteurs exercent aussi une grande influence sur la disponibilité des ressources qui permettront d'exécuter les diverses fonctions prévues d'utilisation et de gestion du spectre. Il est extrêmement judicieux de prévoir des méthodes et techniques de remplacement pour assurer une gestion rentable et continue du spectre.

Le texte qui suit esquisse à grands traits les éléments jugés les plus critiques d'un plan à long terme pour la gestion du spectre et décrit les principaux éléments pouvant servir à élaborer le plan. Aucun élément n'est privilégié, étant donné que, seule l'administration chargée de la planification est autorisée à le faire. En outre, ce plan ne sera peut-être pas en mesure d'indiquer une partie ou la totalité des éléments et facteurs susceptibles d'être considérés comme étant critiques, en raison des besoins particuliers formulés par les administrations en matière d'utilisation du spectre. Il s'agit d'un guide généralisé de planification à long terme.

Les lignes qui suivent traitent tout d'abord de la planification du spectre, que l'on peut considérer comme technique par nature, puis des questions administratives.

## 2.1 Planification du spectre

### 2.1.1 Objectifs de l'utilisation du spectre

Déclaration générale sur les principes de l'utilisation du spectre et les attributions de l'administration; énoncé des objectifs précis concernant l'exploitation du spectre (défense et sécurité, prévention et application de la loi, commerce, transport, éducation, etc.). Il est souligné, ici aussi, que les objectifs de l'utilisation du spectre doivent correspondre aux besoins des usagers.

### 2.1.2 La ressource spectre

Il est nécessaire de décrire les diverses utilisations du spectre prévues dans le cadre des domaines d'intérêt et de la sphère d'influence de l'administration, et le niveau actuel d'utilisation par bande de fréquences ou service radioélectrique. Cela consiste à élaborer un tableau national des attributions, conforme à l'article 8 du Règlement des radiocommunications, et de la liste des fréquences utilisées. Ce tableau doit préciser la capacité disponible en réserve et les secteurs dans lesquels des pénuries peuvent être observées.

### 2.1.3 Future demande de spectre

Le plan doit préciser, dans la mesure du possible, l'utilisation future du spectre, établie d'après des prévisions des éléments techniques et économiques pertinents. Dans la mesure du possible, les implications futures de l'utilisation actuelle et de l'utilisation prévue des ressources du spectre

doivent être exposées. Il y aura lieu d'établir des plans permettant de proposer et de négocier les modifications qu'appellent les tableaux nationaux d'attribution et qui seront soumises aux instances nationales et internationales habilitées.

2.1.4 Activités internationales

Les activités internationales de gestion du spectre relèvent essentiellement de l'Union internationale des télécommunications (UIT) ainsi que des travaux des CAMR et du CCIR.

D'autres organisations internationales ou régionales chargées des domaines de l'aviation (OACI), de la météorologie (OMM) etc. ont également besoin de spectre radioélectrique, et il est donc nécessaire de prévoir une liaison adéquate à l'échelle nationale.

La planification de type international intervient par exemple lorsqu'il est nécessaire de modifier les Tableaux d'attribution (international ou régional) pour tenir compte d'une nouvelle technique ou d'un nouveau service ou de la croissance d'un service existant. Elle peut être également nécessaire lorsqu'une administration souhaite par exemple qu'un modèle de partage spécifique soit approuvé à l'échelle internationale par le CCIR sous forme de Rapport ou de Recommandation.

2.1.5 Ingénierie du spectre

Cet aspect couvre les composantes techniques fondamentales de la gestion du spectre: élaboration des normes applicables aux équipements, plans de disposition des voies, modèles de compatibilité, rapports de protection, modèles de partage. L'ingénierie du spectre assure l'application pratique des diverses utilisations potentielles et permet d'évaluer les options en vue de définir un plan d'utilisation futur. Il convient d'inclure sous cette rubrique les méthodes et procédures d'ingénierie qui doivent être adoptées dans la gestion quotidienne des ressources du spectre.

2.1.6 Plans à long terme

Les plans à long terme doivent énoncer clairement les actions spécifiques à long terme envisagées pour chaque élément traité dans les parties précédentes du plan. Cette activité peut être organisée par bande de fréquences, service radioélectrique ou domaine fontionnel de la gestion du spectre, mais le besoin doit être formulé de façon concise. L'action de planification doit indiquer exactement l'objet de la planification, les résultats souhaités (objectifs) et la méthode envisagée pour mener à bien l'action prévue. Dans cette opération il importe aussi d'examiner à fond les rapports d'interdépendance entre les diverses bandes de fréquences et divers services radioélectriques du spectre. Ces rapports d'interdépendance peuvent être décrits sous la forme d'un tableau à trois dimensions, ou matrice, comme cela est illustré à la Figure 1.

2.1.7 Calendrier

Le calendrier prévu pour mettre en oeuvre, exécuter et mener à bien chaque action en projet doit être établi sous forme de graphique ou de tableau. L'interdépendance des actions connexes doit être indiquée ainsi que les événements majeurs.

## 2.2 Questions administratives

### 2.2.1 Moyens d'exécution

Le plan doit préciser les moyens d'exécution que la législation confère aux gestionnaires du spectre, ainsi que les procédures qu'il convient d'appliquer dans le cadre des activités autorisées.

### 2.2.2 Ressources nécessaires

Puisque, aucune action ne saurait être accomplie sans que des ressources soient engagées à cet effet, il ne serait pas rationnel d'élaborer un plan qui ne tiendrait pas compte des ressources nécessaires à la réalisation des objectifs du plan. Cette partie du plan doit porter sur les aspects suivants: facteur temps, personnel, matériel, logiciel, moyens disponibles, matériel d'appui et actions, ainsi que ressources financières nécessaires pour permettre à chacun des éléments de planification de progresser. Trois moyens utilisés séparément ou combinés, permettent de rassembler des ressources financières nécessaires: redevances de licence, taxation des services, financement direct de l'Etat. Il se peut, pour des raisons tenant à la forme ou aux orientations choisies, que cette partie du plan ne figure pas dans le document définitif mais il importe qu'elle soit élaborée dans le cadre même de la planification si l'on veut que le plan bénéficie d'un appui satisfaisant.

### 2.2.3 Fonctions de gestion du spectre

Cette partie du plan doit décrire en détail l'organisation et les activités de chaque fonction permanente ou proposée de gestion du spectre qui caractérisent l'administration. Les éléments ci-après pourraient être pris en considération: élaboration et mise en oeuvre des orientations générales, processus de prise de décision, procédures de gestion (par exemple, service public, octroi de licences et recouvrement des redevances, conformité), planification d'urgence, appui à la gestion (par exemple, traitement électronique de l'information) et formation professionnelle.

### 2.2.4 Mise en oeuvre

Pour pouvoir être efficace et réalisable, un plan à long terme de gestion et d'utilisation du spectre doit être entièrement coordonné au cours de son élaboration et être mis en oeuvre par une autorité compétente. Etant donné que le spectre radioélectrique s'adresse aux utilisateurs et exploitants des systèmes et équipements de télécommunication, il convient que le plan d'utilisation correspondant soit élaboré conformément aux activités déployées par ces groupes et qu'il tienne compte de leurs besoins actuels ou en projet. De plus, pour être viable, il faut que le plan émane d'une source reconnue qui soit habilitée à assurer le respect de ses dispositions.

Dès qu'il est promulgué, le plan doit être diffusé à tous les organismes ayant besoin de recevoir les informations, pour des raisons réglementaires ou pratiques. La planification de la mise en oeuvre doit également tenir compte des réexamens prévus dans le cadre des étapes intermédiaires et de la réalisation des objectifs et, compte tenu du caractère dynamique des télécommunications, d'une révision périodique.

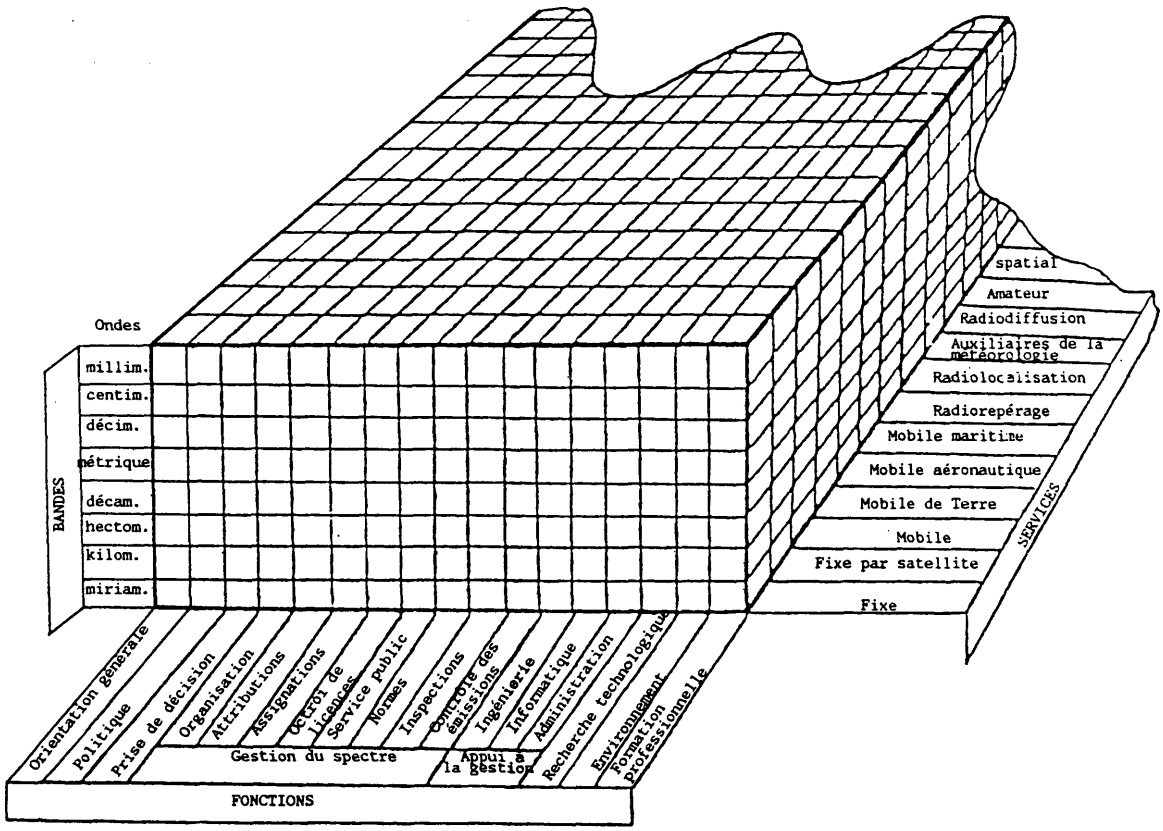



FIGURE 1

Rapports d'interdépendance entre les facteurs de planification

## 3. Description du plan à long terme

L'Appendice contient la description générale d'un plan à long terme typique ou représentatif. Dans cette description, il est tenu compte des facteurs indiqués tout au long du texte mais la liste fournie n'est pas limitative. Les administrations qui ont des besoins ou des arrangements spécifiques en matière de gestion du spectre doivent certainement se reporter à ces points. En revanche, toutes les administrations n'éprouvent peut-être pas le besoin ou le désir d'envisager tous les facteurs énumérés.

Par conséquent, la description joue essentiellement le rôle d'une liste récapitulative. A ce titre, elle permettra de veiller, tout au moins, à ce que les facteurs les plus critiques soient examinés. En outre, le planificateur qui parcourt cette description, tout en formulant le plan à long terme d'une administration, se sentira stimulé et sera amené à envisager d'autres facteurs qui peuvent être propres à telle ou telle administration.

En s'inspirant de la description en question pour élaborer un plan à long terme, le planificateur a également la possibilité d'insister plus particulièrement sur les facteurs qui sont indispensables à la gestion du spectre dans cette administration.

4. Résumé

Pour pouvoir corroborer comme il se doit les objectifs nationaux d'une administration il faut une bonne gestion de la ressource limitée que constitue le spectre. La planification de l'utilisation du spectre à long terme ainsi que la prise en compte de cet effort de planification facilitent la gestion du spectre.

Il convient de choisir et d'examiner avec soin les principaux facteurs de planification, puis de dégager ceux qui sont les plus critiques pour le programme de gestion du spectre d'une administration, si l'on veut que les plus importants d'entre eux reçoivent l'attention nécessaire par rapport aux ressources dont il faut disposer pour exécuter les actions souhaitées.

Il importe que les éléments du plan à long terme soient parfaitement coordonnés avec les organisations d'usagers et de gestion du spectre compétentes au cours du processus de planification; de cette façon le plan pourra recevoir, et apporter le soutien nécessaire lors de sa phase de mise en oeuvre.

A l'issue des phases de planification et de coordination, le plan doit être publié par une instance reconnue qui veillera au respect des dispositions et des directives contenues dans le document.

## DESCRIPTION SCHEMATIQUE DU PLAN A LONG TERME DE GESTION DU SPECTRE RADIOELECTRIQUE

### Planification du spectre

1. Objectifs relatifs à l'utilisation du spectre

Objectifs définis en fonction des besoins des usagers, conformément à la politique nationale, par exemple dans les domaines suivants:

- sécurité publique et respect de la loi;
- commerce et transports;
- éducation;
- sécurité nationale;
- radiodiffusion.

2. Ressource spectre

- Tableau national des attributions de fréquences, conforme à l'article 8 du Règlement des radiocommunications.
- Liste des fréquences utilisées.
- Capacité en réserve et pénuries.

3. Demande future du spectre

- Demande et prévisions économiques et technologiques.
- Incidence de la réglementation internationale.

4. Activités internationales

- Stratégies de participation aux activités de l'UIT et d'autres organisations internationales et régionales.

- Accords internationaux.

5. Ingénierie du spectre

- Normes applicables aux équipements, plans de disposition des voies, modèles de compatibilité, rapports de protection, méthodes et procédures d'ingénierie.

6. Plans à long terme

- Mesures spécifiques à long terme, correspondant à chacun des éléments précités:

  - Définition des relations entre services, bandes de fréquences et autres facteurs de planification.

- Calendrier des activités et objectifs.

## Questions administratives

1. Moyens d'exécution

- Législation.

- Délégation de pouvoir.

- Procédures.

2. Ressources requises

- Sources de financement.

- Qualification du personnel.

- Ressources informatiques.

- Matériel.

3. Fonctions de gestion du spectre

- Mise au point de la politique à suivre.

- Exécution et réglementation.

- Octroi des licences et recouvrement des redevances.

4. Exécution

RAPPORT 1112

# MESURES DE L'UTILISATION COMPOSITE DU SPECTRE DANS UNE BANDE DE FREQUENCES

(Question 47/1)

(1990)

## 1. Introduction

La Question 47/1 demande que l'on spécifie "... des méthodes appropriées pour décrire l'utilisation du spectre ..."; dans le Rapport 662-2, la mesure de l'utilisation du spectre est définie par le produit de la largeur de bande, de l'espace géométrique et du temps qui sont refusés à d'autres utilisateurs.

Le présent rapport décrit deux méthodes permettant de calculer l'utilisation du spectre pour tous les systèmes autorisés à fonctionner dans une bande de fréquences. La première méthode, décrite au § 2, permet d'obtenir une mesure absolue du spectre refusé aux utilisateurs potentiels [Mayher et autres, 1988]. Cette méthode est illustrée par une application dans une bande contenant un système de relais point à point et quelques systèmes mobiles aéronautiques. La seconde méthode (indicateur de la qualité du spectre (IQS), présentée au § 3 permet de calculer l'utilisation réelle et d'évaluer le degré d'efficacité avec lequel le spectre est géré conformément à la procédure d'assignation utilisée pour satisfaire la demande de parties du spectre dans la région à l'étude [Hafez et Towaij, 1989].

## 2. Mesures absolues de l'utilisation du spectre

Comme cela est souligné dans le Rapport 662, l'espace géométrique qui nous intéresse dépend du type de service analysé. Pour les services de Terre, l'espace pertinent est la superficie. La représentation de l'utilisation du spectre consiste dans une représentation bidimensionnelle des ressources spectrales refusées à de nouveaux systèmes potentiels par les systèmes existants. La technique de base consiste à calculer le niveau d'utilisation du spectre en des points représentant des zones cumulées à l'intérieur d'une région (par exemple un pays) et de dessiner une carte avec des parties ombrées en fonction de ces valeurs. En un point donné, la mesure d'utilisation du spectre est le produit de la largeur de bande par le temps, refusés à d'autres utilisateurs potentiels. L'utilisation totale du spectre pour la zone à l'étude est alors la somme des produits de l'utilisation du spectre et de la zone cumulée pour chaque point.

Comme indiqué dans le Rapport 662, la dimension temps peut être négligée dans de nombreuses applications. L'utilisation spectrale d'une bande de fréquences en un point donné correspond alors simplement à la largeur de bande totale refusée à d'autres utilisateurs potentiels. Nous utiliserons cette hypothèse dans la suite du présent Rapport.

Le modèle informatique décrit dans le présent Rapport [Mayher et autres, 1988] calcule l'utilisation spectrale de systèmes autorisés dans une bande donnée. Dans le Rapport 662, il est souligné que les émetteurs refusent l'espace aux récepteurs uniquement et que les récepteurs (du fait de la protection qui leur est accordée) interdisent des emplacements aux émetteurs, si bien qu'il faut mesurer les deux types d'utilisation. Pour la plupart des applications, il est plus simple d'établir une carte unique en groupant l'espace refusé aux récepteurs et aux émetteurs comme constituant l'utilisation totale du système.

Il est clair que l'espace refusé dépend des caractéristiques de l'équipement auquel il est refusé. Par exemple, l'espace refusé par un émetteur à un récepteur dépend, entre autres choses, de la hauteur de l'antenne du récepteur: une antenne de récepteur haute refusera plus d'espace qu'une antenne basse. L'espace refusé par un récepteur existant à un émetteur dépend (entre autres choses) de la puissance de l'émetteur auquel cet espace est refusé. Par conséquent, toute mesure d'utilisation du spectre dépend des caractéristiques (éventuellement fictives) de l'équipement auquel l'espace est refusé.

## 2.1. Exemple d'application à des services fixes aux Etats-Unis

Les principes généraux décrits au § 2 ont été appliqués aux services fixes et ont fait l'objet d'un programme d'ordinateur [Mayher et autres, 1988]. Une base de données informatisée de tous les systèmes autorisés est utilisée comme matériel d'entrée.

La procédure de calcul résumée ici, est celle mise au point par Mayher et autres [1988] et Haines [1989]. Sauf indication contraire, ces calculs concernent l'espace refusé par des émetteurs existants à de nouveaux récepteurs potentiels. La procédure de calcul de l'espace refusé à des émetteurs par des récepteurs est analogue.

La méthode générale consiste à calculer la largeur de bande totale refusée sur une grille ordinaire de points géographiques. La puissance fournie par chaque émetteur autorisé dans la région est calculée pour chaque point et comparée avec un seuil de brouillage. Si le seuil de brouillage est dépassé, la largeur de bande utilisée par l'émetteur autorisé est inscrite comme étant refusée en ce point. Il est tenu compte des brouillages dans le même canal et des brouillages dans le canal adjacent. Lorsque tous les systèmes autorisés ont été passés en revue, la largeur de bande refusée au point donné est établie et enregistrée.

La largeur de bande et la zone refusées à un récepteur du service fixe de référence par les émetteurs existants dépendent de l'orientation du faisceau principal de l'antenne du récepteur. Les émetteurs situés dans le faisceau principal du récepteur de référence refuseront beaucoup plus de zone que ceux situés dans les parties zéro du diagramme d'antenne du récepteur. Il en résulte deux mesures de l'utilisation du spectre. La première, appelée largeur de bande d'utilisation spectrale (LUS) traite tous les émetteurs existants comme s'ils se trouvaient dans le faisceau principal de l'antenne du récepteur lors du calcul de la puissance de brouillage. On obtient la limite supérieure d'utilisation du spectre, exprimée en mégahertz.

La deuxième mesure de l'utilisation du spectre, appelée facteur d'utilisation du spectre (FUS), consiste à multiplier la fraction de la bande totale, représentée par la largeur de bande refusée, par la fraction des angles de pointage de l'antenne du récepteur qui entraîneront des brouillages. On obtient une mesure sans dimension de l'utilisation du spectre, avec des valeurs relatives inférieures à la LUS.

Les diagrammes de rayonnement des antennes utilisés sont établis d'après le gain d'antenne et les formules figurant dans les Rapports 391-5 et 614-2.

La base de données pour le programme comprend, pour chaque émetteur, les données pertinentes suivantes: latitude et longitude de l'emplacement, site de l'emplacement, hauteur de l'antenne au-dessus de l'emplacement, azimut du faisceau principal, gain d'antenne, puissance de l'émetteur, fréquence centrale et largeur de bande de l'émetteur. L'utilisateur spécifie les caractéristiques suivantes du récepteur auquel l'espace doit être refusé: hauteur d'antenne au-dessus de l'emplacement, gain d'antenne, largeur de bande, intensité des signaux reçus et rapport de protection nécessaire.

Pour les calculs du présent rapport, les caractéristiques du système refusé correspondaient aux valeurs moyennes de tous les systèmes autorisés dans la bande.

2.2 Exemple de calcul

On a appliqué le programme pour calculer l'utilisation du spectre aux Etats-Unis d'Amérique dans la bande 1 710 - 1 850 MHz. Il y a plus de 5 000 assignations dans cette bande aux Etats-Unis. La plupart d'entre elles sont au service fixe mais il y en a d'autres à d'autres services, par exemple, aux services mobiles. Dans notre exemple de calcul, le service refusé a été le service fixe. L'utilisation des émetteurs et des récepteurs des systèmes autorisés a été combinée. La Figure 1 est une carte des Etats-Unis montrant la largeur de bande d'utilisation du spectre (LUS) pour la bande en question (Mayher et autres [1988] présentent une carte pour l'ensemble des Etats-Unis). La bande est fortement utilisée. Les zones circulaires importantes que l'on voit correspondent à des assignations au service mobile aéronautique.

La Figure 2 montre la superficie totale et le pourcentage de la superficie des Etats-Unis pour chaque valeur de LUS. Toute la bande des 140 MHz est utilisée dans environ 30% du pays. Le produit de l'utilisation de l'espace radioélectrique totale dans cette bande aux Etats-Unis est $8,9 \times 10^8$ MHz-km$^2$.

Le facteur d'utilisation du spectre pour cette bande est donné sur la Figure 3. Ce facteur comporte la prise en considération de la discrimination spatiale due aux antennes à faisceau étroit utilisées par les services fixes, si bien que la mesure de l'espace radioélectrique utilisé est plus petite.

2.3. Applications

Les administrations peuvent utiliser les mesures d'utilisation du spectre de plusieurs manières [Haines, 1989a]. On citera les suivantes:

- Des cartes d'utilisation du spectre peuvent montrer les zones d'encombrement du spectre, où des normes restrictives et une coordination intense s'imposent pour assurer une utilisation efficace du spectre;

- la planification du spectre pour l'attribution à des services précis peut être facilitée grâce à des comparaisons quantitatives de l'intensité d'utilisation de différentes bandes dans chaque région géographique;

- des calculs périodiques de l'utilisation du spectre dans chaque bande peuvent faire apparaître des tendances utiles pour la planification stratégique.

2.4 Résumé

Une méthode de calcul de l'espace radioélectrique et de représentation de l'utilisation du spectre a été mise au point et a fait l'objet d'un programme informatique. La mesure de l'utilisation du spectre dépend des caractéristiques du système auquel l'espace est refusé. Les résultats peuvent être utilisés pour la gestion des fréquences et la planification du spectre.

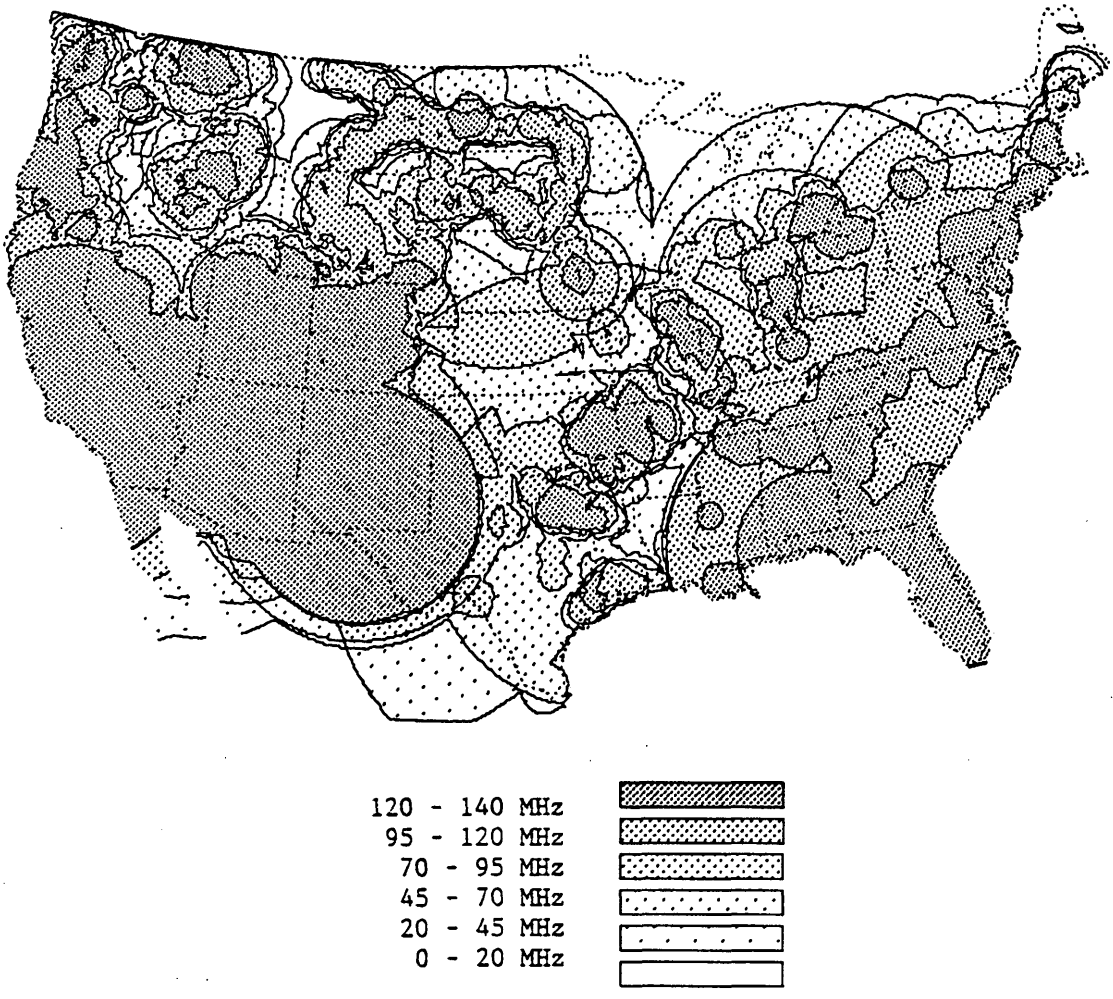



FIGURE 1

Largeurs de bande d'utilisation du spectre dans la bande 1 710 - 1 850 MHz aux Etats-Unis d'Amérique

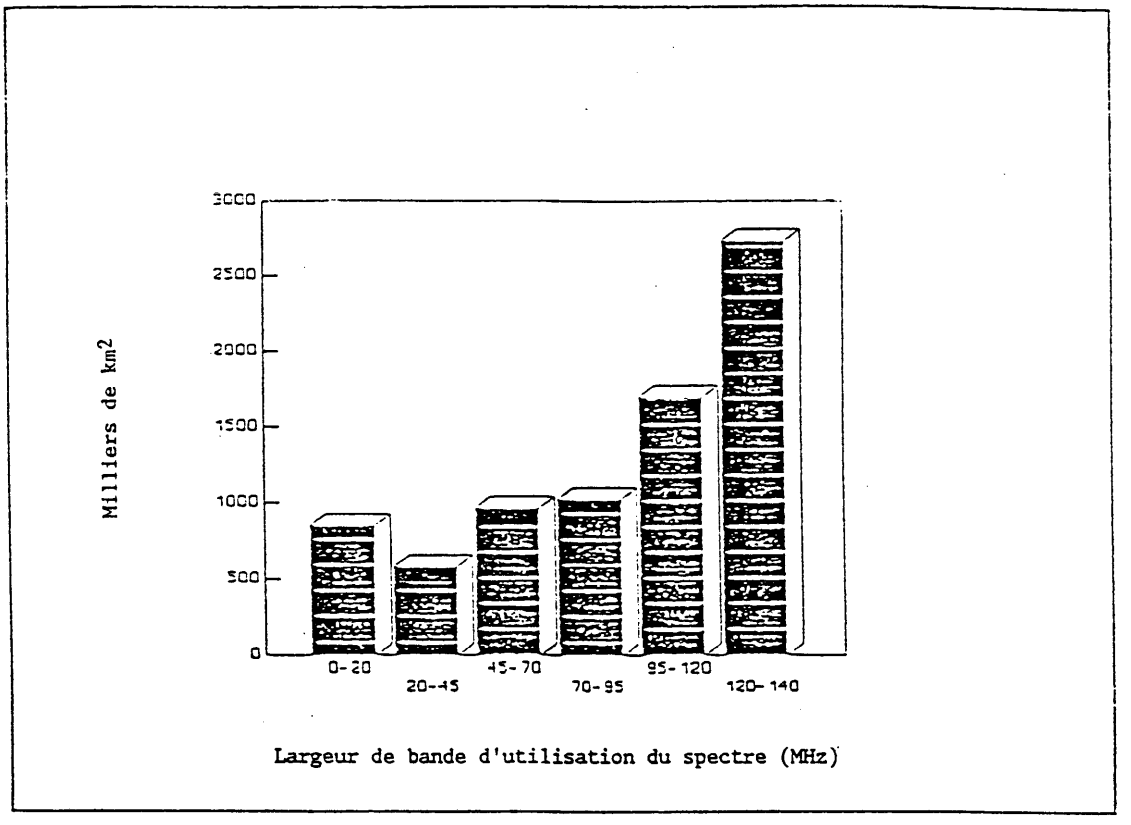



FIGURE 2

Superficies utilisées pour diverses valeurs de largeur de bande d'utilisation du spectre dans la bande 1 710 - 1 850 MHz aux Etats-Unis

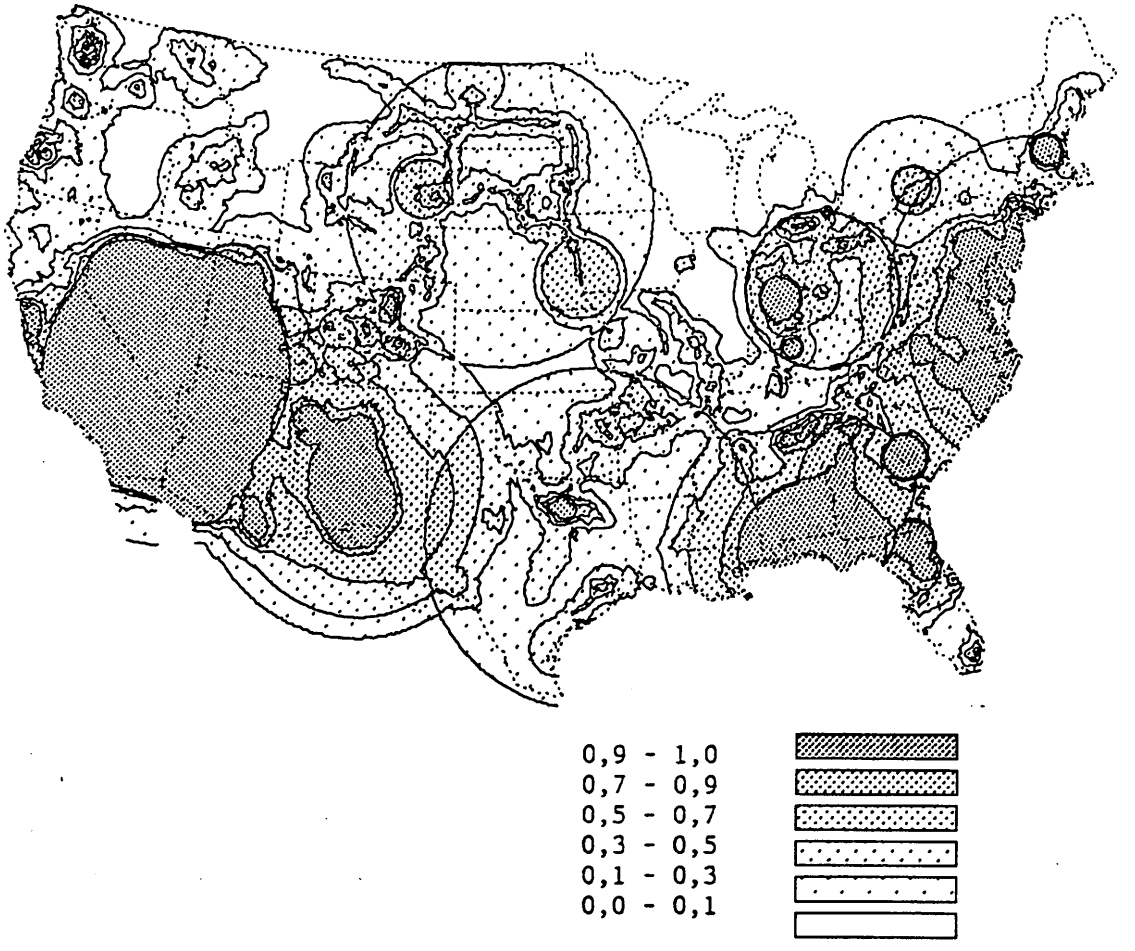



FIGURE 3

Facteur d'utilisation du spectre dans la bande 1 710 - 1 850 MHz aux Etats-Unis

3. Utilisation du spectre par rapport à la demande - Indice de qualité du spectre (IQS)

3.1 Définitions

3.1.1 Dimensions du spectre

D'après le Rapport 662, l'utilisation du spectre correspond au nombre d'unités de spectre utilisées par l'émission, où

une unité de spectre = Hz • s • $m^3$

3.1.2 Spectre occupé

Par "spectre occupé", on entend le nombre d'unités de spectre dont a besoin le système radioélectrique pour assurer les communications radioélectriques entre les diverses stations exploitées dans la zone de couverture du système. C'est le produit du volume de couverture, de la durée totale d'occupation pendant une heure de pointe et de la largeur de bande du canal radioélectrique occupée.

3.1.3 Spectre refusé

Par "spectre refusé", on entend le nombre d'unités de spectre auxquelles les autres usagers ne peuvent avoir accès en raison de l'exploitation d'un système radioélectrique. Pour évaluer ce spectre, il faut tenir compte de tous les effets de brouillage: intermodulation, brouillages dans des canaux adjacents, brouillage dans le même canal, désensibilisation, sans oublier la zone d'influence et la durée d'activité.

3.1.4 Valeur du spectre

La valeur du spectre se mesure à la demande plus ou moins grande de fréquences du spectre radioélectrique par un service donné dans une zone géographique précise.

3.1.5 Qualité du spectre

La qualité du spectre est une mesure correspondant au spectre occupé par rapport au spectre refusé dans une bande de fréquences et une région géographique données.

3.2 Mesure de la qualité du spectre

3.2.1 Facteur $\Gamma$ "valeur du spectre"

Dans un service spécifique, la demande de fréquences du spectre radioélectrique n'est pas la même partout dans une même zone géographique. Dans le service mobile terrestre, par exemple, la demande se concentre dans les zones urbaines et la demande la plus forte s'observe au coeur des grandes métropoles. En conséquence, le spectre est une ressource plus précieuse dans les régions où la demande est élevée que dans les régions où elle est faible. Le spectre n'a aucune valeur dans une zone où l'on n'en a pas besoin. Le refus d'accès à certaines parties du spectre pose un problème plus grave dans les régions où le spectre est très demandé que dans les régions inhabitées.

Il ne sera pas possible de connaitre la demande réelle de certaines parties du spectre dans les zones urbaines. Le service qu'offrirait la partie du spectre en question ne fera peut-être pas l'objet d'une demande de licence car l'utilisateur potentiel sait que la bande est saturée ou qu'il y a des restrictions d'ordre réglementaire. Toutefois, on pourrait prendre comme première approximation le nombre d'unités de spectre occupées par rapport à la demande relative dans une zone. C'est cette approximatioin que nous utilisons dans le présent paragraphe du présent rapport.

Pour comprendre le facteur $\Gamma$ "valeur du spectre", considérons une région géographique d'un volume V. Divisons V en cubes de dimensions égales. La demande diffère dans chaque cube et correspond au nombre d'unités de spectre occupées dans chaque cube (produit du temps, de la fréquence et du volume). Plus la demande est forte dans un cube, plus le facteur "valeur du spectre" est élevé. Cette grandeur peut être représentée mathématiquement par $\Gamma$. Sa valeur numérique est comprise entre 0,0 et 1.0, le chiffre le plus élevé correspondant à la valeur la plus élevée du spectre. Mathématiquement, le facteur "valeur du spectre" du cube $\Gamma(n)$ est directement proportionnel au nombre d'unités de spectre $\beta_t(n)$ demandées dans le cube;

en conséquence $$\Gamma(n) = \beta_t(n)/\beta_{total}$$

où $\beta_{total}$ désigne la somme des demandes dans le volume V.

3.2.2 Indicateur de qualité du spectre (IQS)

Cet indicateur mesure l'efficacité de la gestion du spectre de fréquences radioélectriques pour un service donné à l'intérieur d'une zone géographique. L'IQS n'est pas une mesure relative permettant de comparer l'efficacité d'utilisation du spectre par les différents services.

En conséquence, l'indicateur de qualité du spectre est donné par la relation:

IQS = ENSEMBLE DU SPECTRE OCCUPE PONDERE/
ENSEMBLE DU SPECTRE (OCCUPE + REFUSE) PONDERE

$$IQS = \Sigma\, \Gamma(n)\, \beta_t(n) / \Sigma\, \Gamma(n)\, (\beta_t(n) + D_t(n)) \qquad (1)$$

où $\Gamma(n)$ et $\beta(n)$ ont été définis, et $D_t(n)$ est le nombre d'unités de spectre refusées du cube n outre celles utilisées pour les communications. $D_t(n)$ est la "partie marginale du spectre refusée".

3.2.3 Incidence de la valeur du spectre sur les calculs de l'indicateur de qualité du spectre

Pour évaluer l'incidence du facteur de pondération $\Gamma$ "valeur du spectre" sur l'IQS, supposons que la demande totale de trafic $\beta_{total}$ est concentrée dans un seul cube (n1). Le facteur "valeur du spectre" est $\Gamma(n1) = 1,0$ dans le cube (n1) et $\Gamma(n) = 0,0$ dans tous les autres cubes. Par conséquent, dans le volume (V):

$$IQS = \beta_{total} / (\beta_t\ (n1) + D_t\ (n1))$$

dans le cas sans pondération, $\Gamma(n) = 1,0$ dans tous les cubes,

par conséquent, IQS (non pondéré) = $\beta_{total} / \Sigma_{n=1}^{N}(\beta_t(n) + D_t(n))$

étant donné que $\Sigma_{n=1}^{N}(\beta_t(n) + D_t(n)) > (\beta_t(n1) + D_t(n1))$

IQS > IQS (non pondéré).

Par conséquent, l'inclusion du facteur Γ "valeur du spectre" dans le calcul de l'IQS traduit la distribution relative de la demande d'utilisation du spectre dans la zone condidérée. Ce modèle peut ainsi donner une très bonne idée de l'efficacité de la gestion du spectre pour répondre à la demande. On s'en servira pour évaluer l'utilisation du spectre.

3.2.4 Application du l'IQS

On peut se servir de l'IQS pour des mesures absolues et comparatives dans un service donné. On utilise des mesures absolues lorsque tous les paramètres du système sont connus. L'objet d'une mesure absolue est d'évaluer périodiquement l'efficacité de la gestion du spectre dans une zone et pour un service donné. En d'autres termes, il s'agit de comparer la méthode actuelle d'assignation de fréquences et la méthode quasi optimale.

On peut comparer par différentes mesures, pour un service donné, différentes méthodes ou techniques comme l'étalement du spectre par rapport à l'AMRF/MF, la modulation numérique par rapport à la modulation analogique etc. On ne peut pas utiliser l'IQS pour comparer une technique utilisée dans différents services car les modèles pour les deux services peuvent être différents.

3.2.5 Facteurs qui influent sur la qualité du spectre

Plusieurs facteurs peuvent influer sur la qualité du spectre. Ils se classent comme suit:

- caractéristiques de propagation;
- distribution de la demande;
- technologie disponible;
- exigences de qualité (qualité de service).

## 3.3 Application de l'indicateur de qualité du spectre au service mobile terrestre

### 3.3.1 Introduction

Dans la présente section, un indicateur de qualité du spectre (SQI) est appliqué au service mobile terrestre et sert de mesure absolue de l'efficacité de gestion du spectre.

Des mesures absolues sont utilisées quand tous les paramètres du système sont connus. Dans les systèmes de gestion de flottes de mobiles, l'espacement des canaux, le procédé de modulation et les critères de brouillage sont tous connus à l'avance. Les mesures absolues visent à vérifier périodiquement l'efficacité de gestion du spectre dans une zone donnée du Canada, autrement dit, à comparer la stratégie d'assignation actuelle avec une stratégie quasi optimale [Delfour et Towaij, 1989].

3.3.2 Modèle IQS pour le service mobile terrestre

Par stratégie d'assignation optimale, on entend le nombre maximum d'assignations de fréquence qui peuvent être faites à des emplacements prédéterminés d'une zone géographique donnée sans contrevenir aux critères de brouillages définis. Les conditions optimales sont très difficiles à réaliser et ne permettent aucune souplesse d'emplacement d'assignation. Dans la pratique, la stratégie d'assignation doit non seulement tenir compte de la répartition de la demande de trafic mais offrir aussi une certaine latitude pour les emplacements d'assignation. Dans le modèle canadien, la stratégie NOAS fournit le nombre maximum d'assignations de fréquence correspondant aux possibilités d'emplacement d'une assignation dans une zone de 1 $km^2$ [Delfour et Towaij, 1989].

Au Canada, les deux types principaux d'utilisateurs du service mobile terrestre concernés sont les flottes de mobiles et les usagers du service téléphonique mobile public. Les premiers sont représentés en général par des taxis, les services de police, de livraison, etc. Leurs systèmes se composent de stations de base et des mobiles qui y sont rattachés et qui opèrent dans une zone de couverture spécifiée. Selon le nombre de mobiles, un service du type "dispatch" peut être amené à partager sa fréquence avec d'autres usagers.

Le modèle IQS est appliqué dans la présente section au service mobile terrestre, moyennant les hypothèses suivantes:

a) l'évolution future de la demande correspondra sans doute à la distribution démographique actuelle du trafic;

b) pour les besoins de l'analyse, la zone géographique en cause est représentée par une grille subdivisée en carrés égaux, dont les dimensions sont déterminées par les critères de brouillage appliqués dans la bande en question;

c) l'unité de temps utilisée est directement fonction de la charge moyenne de trafic à l'heure chargée;

d) l'unité de fréquence utilisée est la valeur de la largeur de bande d'un canal radioélectrique utilisé dans la bande évaluée;

e) la demande unitaire de spectre dans un carré $\beta_t(n)$ est directement liée à l'occupation totale en erlangs $O_t(n)$ dans ce carré.

$$\beta_t(n) = C\ O_t(n)$$

Les unités de spectre exigées dans le (i)ème canal du (n)ième carré sont approximativement:

$$\beta(n, i) = C\ O(n, i)$$

où C est une constante déterminée par la taille de la grille et par la largeur de bande de canal utilisée dans la bande examinée.

On a évalué le modèle IQS à l'aide de la formule (1) pour les cas avec et sans facteur de pondération. La partie marginale de spectre refusée $D_t(n)$ comportait une capacité de communication non utilisée, en Erlangs, lorsque la charge du canal ne correspondait pas à sa capacité nominale. Différents facteurs de charge ont été utilisés pour les services de sécurité publics et pour d'autres services et il a été tenu compte du partage de la capacité par plusieurs systèmes. En outre, $D_t(n)$ comportait des éléments relatifs à la distance de séparation entre canaux adjacents, produits d'intermodulation, etc.

3.3.3 Résultats de l'IQS pour les principales villes du Canada

L'utilisation du spectre dans les bandes d'ondes métriques attribuées au service mobile terrestre a été évaluée à Toronto, à Montréal et à Vancouver, les trois plus grandes villes du Canada. Le Tableau I donne les statistiques générales pour ces trois villes.

TABLEAU I

Utilisation des ondes métriques attribuées au service mobile terrestre au Canada

| Ville / Sujet | Toronto | Montréal | Vancouver |
|---|---|---|---|
| Dimensions de la zone évaluée (km x km) | 75 x 75 | 75 x 75 | 75 x 75 |
| Trafic total pendant l'heure chargée (erlangs) | 175,98 | 226,79 | 171,81 |
| Nombre effectif de canaux assignés | 720 | 608 | 580 |
| Nombre quasi optimal de canaux assignés | 1 066 | 1 066 | 927 |
| Occupation moyenne par des messages à l'heure de pointe (erlangs) | 0,244 | 0,373 | 0,296 |
| Nombre total de canaux partagés | 333 | 337 | 348 |
| Nombre total de canaux non partagés | 387 | 271 | 232 |
| IQS* | 0,518 | 0,652 | 0,441 |
| IQS (charge maximum de 0,6) | 0,828 | 0,823 | 0,772 |

* Pour le calcul de l'IQS, on a utilisé une charge de canal composée de 0,60 erlang.

3.4 Discussion

Un modèle de calcul de l'IQS a été conçu et appliqué au service de radiocommunication mobile terrestre. Il repose sur le concept suivant: une zone géographique spécifique représente une valeur de spectre par rapport à la demande totale de trafic dans cette zone. Selon ce concept aussi, en raison de la nature tridimensionnelle du spectre: volume, temps et largeur de bande, les unités de spectre occupées par un système radioélectrique se traduisent par des unités de spectre refusées à d'autres usagers. L'ampleur du spectre refusé est déterminée par le niveau de brouillage que le fonctionnement, à proximité du

système radioélectrique, cause à d'autres systèmes radioélectriques. Le mode de l'IQS du service mobile terrestre utilise la distribution réelle de la demande comme la charge moyenne du canal à l'heure chargée. Pour calculer le facteur de charge de canal équivalent BL, il faut déterminer la répartition en pourcentage des utilisateurs (qu'il s'agisse de services de sécurité publique ou d'autres services, ou d'utilisateurs particuliers) et en tenir compte.

3.5 Conclusions

En se fondant sur le modèle décrit ci-dessus, on peut formuler les observations suivantes:

a) la qualité du spectre dépend surtout de la charge de trafic de communication dans le centre des villes. L'efficacité de la gestion du spectre peut se mesurer au nombre maximum de fréquences exemptes de brouillage disponibles dans les centres de trafic les plus chargés des grandes villes;

b) pour assigner des fréquences en dehors des centres urbains à fort trafic de télécommunication, il faut veiller à éviter d'utiliser des assignations de ces centres;

c) pour les bandes de fréquences nouvelles et planifiées de nouveau, la stratégie d'assignation quasi optimale est celle qui peut fournir le nombre maximum d'assignations de fréquence exemptes de brouillage pour répondre à la demande;

d) la stratégie d'assignation quasi optimale peut aboutir à une plus grande qualité du spectre tout en simplifiant le processus d'assignation en raison des fréquences exemptes de brouillage prédéterminées dans toute la zone considérée.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

HAFEZ, H.M. et TOWAIJ, S. [1989] - The effect of user's geographical distribution on the utilization of radio spectrum (présenté pour publication) IEEE EMC.

HAFEZ, H.M., TOWAIJ, S.J. et LAUBER, W [1989] - The effect of user's geographical distribution on the utilization of radio spectrum (à paraître).

HAINES, R.H. [1989] - An innovative method for quantifying spectrum use, IEEE 1989 National Symposium on Electromagnetic Compatibility Proceedings.

MAYHER, R.J., HAINES, R.H., LITTS, S.E., BERRY, L.A., HURT, G.F. et WINKLER, C.A. [1988] - The SUM data base: A new measure of spectrum use, NTIA Report 88-236, US Dept. of Commerce, Washington, D.C.

RAPPORT 976

# MÉTHODE DE PLANIFICATION SYSTÉMATIQUE POUR L'UTILISATION DE BANDES DE FRÉQUENCES NON ASSIGNÉES

(Programme d'études 18C/1)

(1986)

La méthode décrite dans le présent Rapport est appliquée avec succès depuis de nombreuses années à l'échelle nationale en République fédérale d'Allemagne (environ 400 000 assignations de fréquence ont été traitées) et depuis peu dans six pays d'Europe centrale, dans les bandes des 80, 160 et/ou 460 MHz. Elle est actuellement utilisée uniquement pour le service mobile terrestre non public, mais elle peut s'appliquer à de nombreux services de Terre fonctionnant dans les bandes d'ondes métriques/décimétriques. Ce système a été conçu initialement pour le service de radiodiffusion.

La méthode consiste, en bref, à créer une grille de losanges (ou d'hexagones) basée sur des triangles équilatéraux et à assigner à chaque losange (ou hexagone) un certain nombre de fréquences (canaux). Les fréquences pour chaque losange sont choisies de telle manière que les produits d'intermodulation et le brouillage par le canal adjacent soient réduits à un minimum. Pour remplir ces conditions, les émetteurs doivent théoriquement être placés au centre des losanges; dans le cas idéal, la distance de répétition entre émetteurs serait de trois losanges. A mesure que l'excentricité croît, les conditions susmentionnées se dégradent.

Une configuration plus courante, utilisée dans le service mobile terrestre non public en République fédérale d'Allemagne, est une grille de base consistant en neuf losanges entre lesquels 37 canaux consécutifs sont répartis. Quatre canaux sont allotis à chaque losange (Fig. 1 et 2, cette dernière figure est un modèle d'assignation dans la bande des 900 MHz). Un canal, le canal N° 34 dans ce cas, n'a pu être assigné à l'un quelconque des losanges compte tenu du risque d'accroissement du brouillage d'intermodulation. Dans la pratique cependant, on peut très souvent trouver le moyen de l'assigner à un losange ou à un autre.

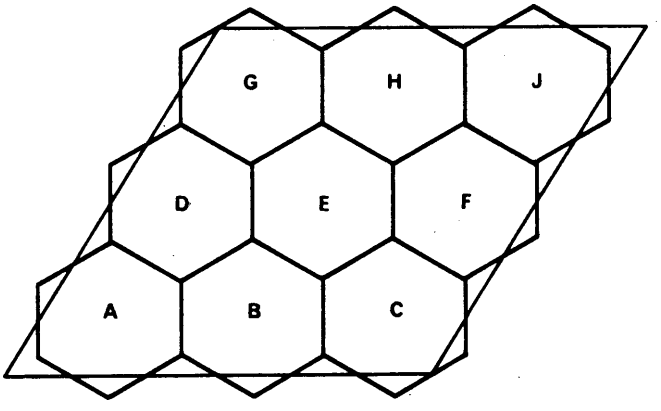



FIGURE 1 – *Grille de base pour l'allotissement des fréquences*

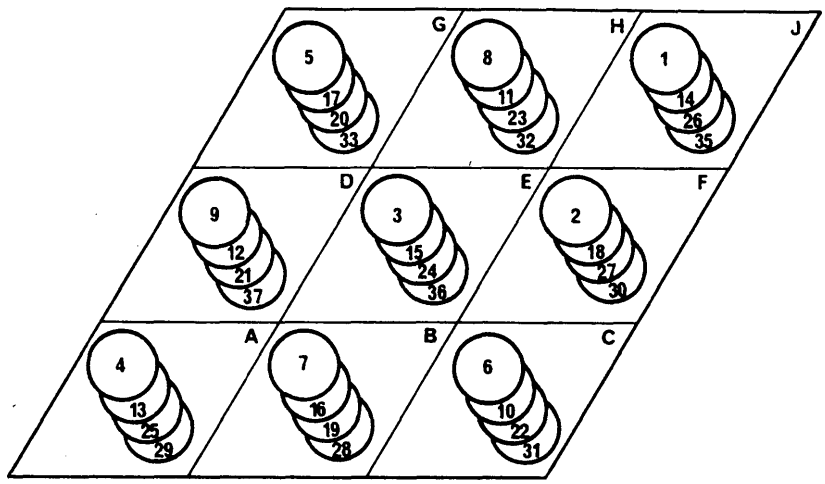



FIGURE 2 – *Plan d'allotissement des fréquences pour 37 canaux*

Une condition préalable, pour l'application de cette méthode, est que l'équipement satisfasse à des paramètres techniques normalisés. La configuration de base qui consiste en neuf losanges est, selon l'emplacement de chaque émetteur dans son losange, répétée périodiquement, de sorte qu'une distance de répétition minimale de deux losanges sépare deux émetteurs utilisant la même fréquence, ce qui constitue une exigence minimale pour assurer un service satisfaisant.

Les considérations formulées dans le présent Rapport valent pour divers services où une seule fréquence est assignée à une station. Elles ne peuvent, sans les adaptations nécessaires pour tenir compte de certaines limites, s'appliquer au service mobile terrestre public où des unités mobiles traversent des cellules avec transfert automatique des communications en cours, d'une station de base à une autre.

Son avantage essentiel est qu'il permet la planification des fréquences en une seule fois d'une manière économique pour de vastes régions ou pour l'ensemble d'un pays. Des bureaux locaux pourraient ensuite aisément traiter de manière décentralisée des assignations de fréquence ultérieures en se référant à la grille préalablement planifiée.

Le fait que ce système n'est généralement pas applicable lorsque le terrain est très irrégulier et la répartition de population très inégale, impose des limitations importantes à ce système.

L'utilisation d'un système de planification semblable à celui décrit ci-dessus peut faciliter la coordination internationale des fréquences si tous les paramètres techniques de base sont les mêmes de part et d'autre des frontières (Fig. 3).

Un système de ce type peut être utilisé lorsque certaines parties des bandes d'ondes métriques et décimétriques sont disponibles pour de telles procédures d'assignation. De plus, il peut être élaboré et mis en œuvre sans l'assistance d'un système de gestion informatisé.

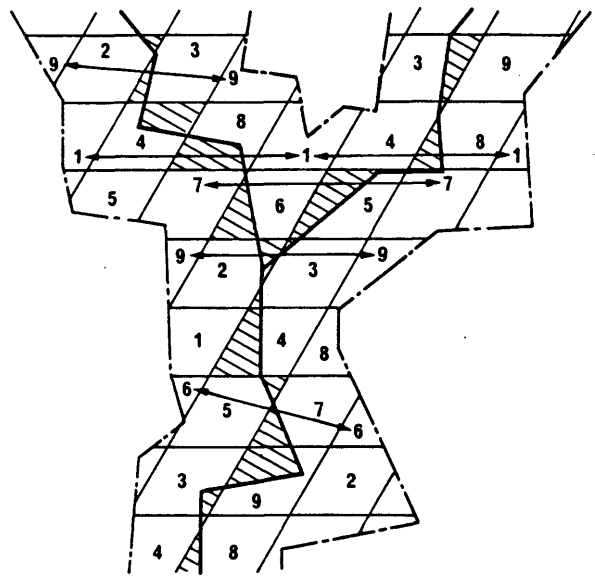



FIGURE 3 – *Résultats de la coordination des fréquences dans les zones frontières de 3 pays*

## BIBLIOGRAPHIE

BINZ, R. et KLEIMEIER, H. J. [1970] Die nichtöffentlichen beweglichen Landfunkdienste I, II, III (Services mobiles terrestres non publics I, II, III). *Der Fernmelde-Ingenieur.* Nouvelle édition [1982] publiée par Verlag für Wissenschaft und Leben, Georg Heidecker, Bad Windsheim, République fédérale d'Allemagne.

RAPPORT 1113

# METHODE DE REASSIGNATION DES FREQUENCES POUR MIEUX UTILISER LES CANAUX

(Programme d'études 18C/1)

(1990)

## 1. Introduction

Le présent rapport expose des méthodes utiles pour l'examen technique de l'utilisation du spectre et le réalignement systématique des assignations de fréquence au service mobile terrestre dans une zone à forte intensité de trafic où une bande de fréquences donnée est proche de la saturation ou est déjà saturée. Ces méthodes s'appliqueront, que la saturation soit imputable à l'augmentation progressive du nombre des usagers ou à une croissance incontrôlée résultant de l'absence ou de la non-utilisation d'une méthode couvrant l'ensemble des opérations d'assignation des fréquences. Il est possible d'appliquer ces méthodes si l'on apporte des modifications pour tenir compte des conditions de propagation propres à la bande des 40 - 1 000 MHz et de l'emploi d'antennes équidirectives. Cette méthode, qui comportera le passage à un plan d'allotissement, permet habituellement de satisfaire de nouveaux besoins de communications car on dispose ainsi de canaux non utilisés.

Le processus appliqué s'articule autour de sept étapes successives: (1) une étude de l'utilisation du spectre à partir des statistiques courantes, (2) une étude mise à jour avec les usagers, (3) une analyse de la charge des réseaux, (4) un groupement des réseaux, (5) un réexamen technique de l'utilisation du spectre pour la zone considérée, (6) la négociation de modifications de fréquence spécifiques et (7) l'exécution du plan de réalignement des fréquences. Le réexamen technique permettra, entre autres, de récupérer des assignations de fréquence non utilisées, de trouver une solution pour les assignations qui font double emploi ou qui se chevauchent et de regrouper les réseaux communs.

## 2. Objectifs

Les principaux objectifs sont de remédier au problème de l'encombrement des bandes de fréquences et de répondre à tous les besoins connus grâce au réalignement d'un nombre minimal d'assignations de fréquence à l'issue d'un examen technique. Le réalignement des assignations de fréquence s'effectuera sans modifications majeures des équipements de sorte que les dépenses se limiteront au remplacement des quartz.

3. Méthode

On a défini sept grandes étapes (à l'issue desquelles cinq rapports devront être rédigés) pour examiner correctement tous les aspects du problème de réalignement. La première étape consiste à obtenir un listage des assignations de fréquence à partir du système national de données sur les assignations de fréquence. Au cours de la deuxième étape on procède à une étude détaillée de chaque zone. Le listage des assignations de fréquence est alors mis à jour pour tenir compte des nouvelles fréquences, ou des fréquences supprimées, des nouvelles communications et utilisations, des types d'équipement, de l'alimentation en énergie de la hauteur des antennes et de la sensibilité des récepteurs. L'étude des usagers de la zone s'avérera précieuse pour les réunions ultérieures qui devront informer les usagers de l'utilité et des avantages concrets qui résulteront du projet de réalignement des fréquences. Cette étape aboutit à l'établissement d'un rapport sur l'utilisation du spectre qui sera approuvé par les autorités responsables des radiocommunications et utilisé dans l'étape suivante.

La troisième étape consiste à identifier et distinguer les réseaux retenus ou non pour une éventuelle modification de fréquence. On applique plusieurs facteurs de réalignement à chaque réseau selon son architecture pour savoir s'il est possible de modifier sa fréquence; des diagrammes de rayonnement électromagnétique sont calculés et tracés par ordinateur pour chaque réseau. Pendant la quatrième étape, sur la base des données recueillies ou calculées pour chaque réseau, on regroupe par similitude les réseaux dont on envisage de modifier la fréquence en fonction de l'importance de la mission, de l'emplacement et de l'objectif. L'attribution de canaux à titre exclusif est un luxe que l'on ne peut plus se permettre. Il faut donc prévoir un partage judicieux des fréquences pour ces groupes de réseaux similaires. Les résultats de la troisième et de la quatrième étapes font l'objet d'un rapport sur l'étude des fréquences.

La cinquième étape consiste à traiter les données de ce rapport afin de déterminer, dans le cas des réseaux retenus pour une modification de fréquence, la charge transportée par chaque canal. Cette charge est déterminée de façon à ce que le plus grand nombre possible de réseaux et d'équipements de radiocommunication puissent fonctionner de façon satisfaisante dans le même canal dans chaque emplacement, cela en fonction du nombre d'usagers et de la fréquence d'utilisation de ces réseaux. On estime qu'il ne faut pas dépasser le chiffre de cent équipements pour un partage efficace du même canal dans un endroit donné même si les résultats de l'étude permettaient de réduire ce chiffre. Les facteurs importants sont la durée du message, l'occurrence de l'heure chargée et la présence de messages bloqués en attente. La nouvelle utilisation de la bande résultant de cette étape est consignée dans un plan d'utilisation du spectre.

Pendant la sixième étape on définit les modifications qu'il convient d'apporter aux assignations actuelles pour atteindre les objectifs de charge des canaux, les modifications étant rédigées comme les demandes de modification de fréquence dans le format national type. Ces demandes de modification sont publiées dans un Plan de réalignement des fréquences qu'il faut coordonner avec les spécialistes des radiocommunications et de la gestion du spectre qui ont à connaître des omissions, des surcharges ou des erreurs. La septième étape concerne tous les changements de dernière minute apportés au plan de réalignement des fréquences, le réexamen technique nécessaire, les plans, les problèmes de logistique auxquels a pu se heurter l'usager du service ou le fabricant pour changer les quartz et les dépenses engagées pour arriver à un plan définitif d'exécution pour le réalignement des fréquences. Après approbation par les autorités compétentes, le réalignement des fréquences s'effectue selon le plan d'exécution de réalignement.

## 4. Discussion technique

### 4.1 Architecture du réseau

L'architecture du système de réseau indique schématiquement les caractéristiques d'exploitation: fréquence(s) de fonctionnement, exploitation simplex ou duplex, unité d'exploitation qu'utilise le réseau, but/usage qui est fait du réseau, plan d'allotissement pour la/les fréquence(s) utilisée(s), classe de la station, nombre et types d'équipements correspondant à la classe de la station.

### 4.2 Critères de réalignement

Il faut définir certains facteurs généraux de réalignement avant d'examiner chaque réseau en particulier. Dans le cas de réseaux exploités dans des canaux qui ne figurent pas dans le plan d'allotissement, les fréquences doivent être réattribuées dans le canal le plus proche sauf pour les réseaux de radiocommunication qui ne sont pas pris en considération dans la présente étude. Pour des raisons qui tiennent à la charge des canaux, on regroupe les réseaux faiblement utilisés pour assurer un partage optimal et faciliter la modernisation future des équipements dans l'optique des systèmes silencieux codés par tonalité. Les canaux sont chargés avec des systèmes ayant une largeur de bande occupée similaire afin que les futurs plans d'allotissement puissent prévoir des sous-allotissements pour des systèmes semblables. Une modification de fréquence peut être envisagée pour les réseaux comportant moins de trente-cinq postes puisqu'on les regroupe et qu'on les exploite sur une seule et même fréquence dans la même zone géographique ou dans des zones géographiques proches afin d'assurer des communications appropriées de façon irrégulière et peu fréquente. Les réseaux comptant de nombreux usagers répartis en plusieurs endroits ne sont pas pris en compte pour le réalignement des fréquences, s'ils sont exploités dans un canal attribué étant donné que les améliorations éventuelles ne suffisent pas à contrebalancer les coûts techniques et économiques.

Dans les transmissions on utilise l'effet d'écran (masquage) du terrain pour réduire au minimum les brouillages. Lorsqu'une station relais est située sur le sommet d'une montagne, l'effet d'écran du terrain n'existe généralement pas et les stations relais excluent l'utilisation de cette fréquence par d'autres réseaux. En conséquence, on ne change pas les stations de répéteurs sauf lorsqu'il y a moins de 100 postes mobiles ayant un trafic de retour faible. De même, la zone de couverture d'un réseau donné peut être plus importante que le volume du service requis indiqué et il est possible de réduire la portée du brouillage causé par ces réseaux en abaissant la hauteur des antennes ou en réduisant la puissance de sortie. Ces modifications n'interviennent que s'il est nécessaire de réduire la hauteur globale de l'antenne pour obtenir une charge des canaux efficace. Enfin, on envisage de modifier la fréquence de tous les réseaux qui subissent des perturbations électromagnétiques causées par des pays frontaliers ou d'autres sources nationales ainsi que des réseaux qui risquent de causer des perturbations électromagnétiques, dans le même canal ou dans des canaux adjacents, pour d'autres usagers partageant un même emplacement.

Les critères de réalignement pour chaque réseau dépendent de l'importance et de l'usage du réseau (voir le Tableau I); les critères de réalignement permettant de sélectionner les réseaux pour lesquels on envisage un changement de fréquence sont donnés dans le Tableau II; ceux qui permettent de déterminer les réseaux dont on n'envisage pas de modifier la fréquence sont indiqués dans le Tableau III. Chaque réseau se voit attribuer un(des) numéro(s) d'ordre correspondant à des critères de sélection ou de non-sélection. En raison

de contraintes budgétaires ou pour d'autres considérations, il est parfois judicieux de laisser une assignation en l'état et de modifier les assignations d'autres petits réseaux. Dans certains cas, un réseau répond aux critères de sélection des deux catégories. Ce sont alors les critères de non-modification de la fréquence qui l'emportent.

TABLEAU I

Critères de réalignement

| IMPORTANCE DU RESEAU | UTILISATION |
|---|---|
| I Services d'urgence<br>II Police ou gardes<br>III Surveillance industrielle<br>IV Recherche ou essais<br>V Services administratifs | A 1 à 4 heures par jour<br>B 4 à 8 heures par jour<br>C 8 à 16 heures par jour<br>D Utilisation continue<br>E Utilisation irrégulière et peu fréquente |

TABLEAU II

Critères de sélection des réseaux dont on envisage de modifier la fréquence

| NUMERO D'ORDRE | CRITERES |
|---|---|
| C1 | Réseaux fonctionnant sur des fréquences de canaux non inscrits dans le plan d'allotissement; réseaux dont la fréquence de fonctionnement n'est pas conforme au plan d'allotissement. |
| C2 | Réseaux comportant au plus 35 postes. |
| C3 | Réseaux causant des perturbations électromagnétiques catastrophiques à un autre usager dans le même canal ou dans des canaux adjacents dans un même endroit ou dans des endroits différents ou subissant des perturbations dans les mêmes circonstances. Sont inclus les problèmes de séparation des fréquences dans un même emplacement ainsi que les perturbations électromagnétiques causés par des pays frontaliers. |
| C4 | Réseaux qui font double emploi, exploités dans plusieurs canaux (par exemple: deux canaux ou davantage utilisés par les mêmes usagers dans le même but et au même endroit et, en règle générale, associés à des postes fonctionnant dans plusieurs canaux). |
| C5 | Réseaux communs fonctionnant dans un canal discret. Réseau qui n'est pas exploité dans le même canal commun que celui qu'utilisent des réseaux similaires dans la zone locale (c'est-à-dire, réseau fonctionnant dans un canal discret alors que d'autres canaux communs sont disponibles pour une utilisation en partage). |

TABLEAU II (suite)

| NUMERO D'ORDRE | CRITERES |
|---|---|
| C6 | Besoin à court terme. Besoin de communication justifié mais n'ayant pas été satisfait faute de canal disponible pour l'assignation. |
| C7 | Suppression. Déplacer l'assignation dans une bande appropriée. |

TABLEAU III

Critères de sélection des réseaux dont on n'envisage pas de modifier la fréquence

| NUMERO D'ORDRE | CRITERES |
|---|---|
| NC1 | Réseaux fonctionnant dans des canaux qui ne sont pas pris en considération dans la présente étude. Tous les réseaux fonctionnant dans d'autres canaux ne sont pas pris en compte pour le réalignement des fréquences, indépendamment du nombre de postes. Exception: les réseaux, fonctionnant dans les autres portions de la bande sur des fréquences de canaux non inscrits dans le plan d'allotissement, sont retenus pour le réalignement des fréquences. |
| NC2 | Réseaux situés entre 145 et 160 km de la zone considérée. Tous les réseaux exploités depuis ces zones ne sont pas pris en compte pour le réalignement des fréquences puisqu'ils ne risquent pas de causer ou de subir des perturbations électromagnétiques dans le même canal. Exception: les réseaux, qui subissent des perturbations électromagnétiques catastrophiques causées par des sources de pays frontaliers exploitées sur des fréquences de canaux non inscrits dans le plan d'allotissement, sont retenus pour le réalignement des fréquences. |
| NC3 | Réseaux simplex comprenant au moins 36 postes. Un réseau simple comprenant au moins 36 postes n'est pas pris en compte pour le réalignement des fréquences. |
| NC4 | Réseaux avec système de recherche de personnes. Les systèmes de recherche de personnes comprenant au moins 36 postes ne sont pas pris en compte pour le réalignement des fréquences. |
| NC5 | Réseaux avec système de répéteurs. Les réseaux de répéteurs comprenant au moins 36 postes ne sont pas pris en compte pour le réalignement des fréquences. |
| NC6 | Réseaux communs utilisant le même canal. Les réseaux multiples, utilisant le même canal pour le même but/la même utilisation dans la même zone, ne sont pas retenus pour le réalignement des fréquences si cela est justifié par l'importance du trafic ou si le nombre total de postes par canal dépasse les objectifs souhaités en matière de charge des canaux dans le plan de réalignement des fréquences. |

| NUMERO D'ORDRE | CRITERES |
|---|---|
| NC7 | Systèmes télécommandés/de détection. Les réseaux utilisés pour les liaisons de données de commande par exemple les alarmes anti-incendie/antivol, les cibles, les pompes de puits, la surveillance/le contrôle de l'alimentation en énergie ou d'autres dispositifs de détection/de commande télécommandée ne sont pas pris en compte pour le réalignement des fréquences. Ces dispositifs utilisent des trains de données codées de courte durée sur une base apériodique seulement; de plus, les perturbations électromagnétiques qu'ils causent à d'autres usagers utilisant le même canal au même endroit/ou qu'ils subissent dans les mêmes conditions sont limitées. |
| NC8 | Les systèmes expérimentaux ou de recherche d'affectation spéciale, utilisés pour envoyer des données provenant de systèmes de détermination de la distance ou de radiolocalisation, ne sont pas pris en compte pour le réalignement des fréquences en raison du caractère spécifique du système et du coût prohibitif des modifications de fréquence. |

4.3 Diagrammes de rayonnement électromagnétique

Trois diagrammes de rayonnement électromagnétique sont établis par ordinateur pour chaque réseau. Le premier diagramme calculé pour chaque réseau est le rayon d'action effectif de la station mobile ou la portée en communication bidirectionnelle pour la plus grosse partie du volume de trafic du service. Il définit le rayon d'action concret des stations mobiles. L'équation dont on se sert pour obtenir la zone de couverture à 90% nécessaire pour assurer des communications bidirectionnelles entre la station de base et la station mobile, est fondée sur la puissance d'émission de la station mobile et sur la sensibilité du récepteur de la station de base. Le deuxième diagramme correspond à la portée maximale de la station de base ou la portée en communication unidirectionnelle: dans ce cas on assure des communications bidirectionnelles marginales ou une recherche de personne unidirectionnelle avec une couverture de 90% entre la station de base et la station mobile. Ce diagramme dépend de la puissance d'émission de la station de base et de la sensibilité du récepteur de la station mobile. Pour prévoir les rayons de la portée du brouillage dans le cas le plus défavorable, le troisième diagramme utilise la portée éventuelle du brouillage ou la portée en communication unidirectionnelle de la station de base avec une couverture de 10% en fonction de la puissance d'émission de la station de base ou de la station de répéteurs et de la sensibilité du récepteur qui subit le brouillage (niveau prévu le plus élevé). La marge de brouillage a été définie comme étant la distance entre les diagrammes formés par les rayons limitant la portée du brouillage éventuel causé par deux stations exploitées sur une assignation de fréquence dans le même canal. La Figure 1 illustre une marge de brouillage et décrit également les trois portées calculées.

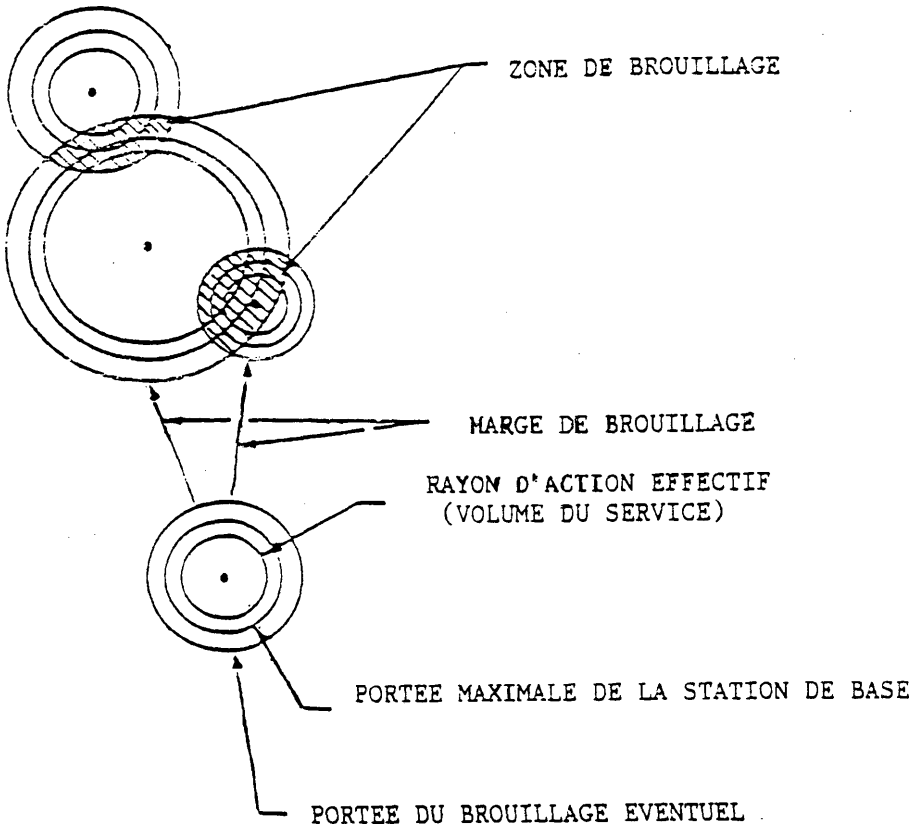



FIGURE 1

Diagrammes de rayonnement dans le même canal (échantillon)

Ces trois diagrammes de rayonnement électromagnétique rendent compte de la situation observée dans le cas le plus défavorable et à laquelle on peut s'attendre avec un terrain irrégulier, même si les terrains vallonnés, voire montagneux atténuent davantage les signaux brouilleurs éventuels. Les marges de brouillage et les portées de chaque réseau exploité servent de base au calcul de la densité des canaux. Pour des réseaux simplex, les trois distances sont calculées. Pour des réseaux duplex, le répéteur n'a pas de portée en communication bidirectionnelle et la station mobile n'a pas besoin de portée en communication unidirectionnelle.

En 1957, Egli a mis au point une formule mathématique permettant de quantifier l'affaiblissement dû aux irrégularités du terrain; les trois portées des diagrammes de rayonnement électromagnétique sont calculées par ordinateur à l'aide de la formule d'Egli pour la puissance médiane reçue entre des doublets demi-onde sur un terrain irrégulier:

$$p_r = 0{,}345\left[\frac{h_t\, h_r}{d^2}\right]^2 \left[\frac{40}{f}\right]^2 p_t \times 10^{-14} \qquad (1)$$

où:

$p_r$ est la puissance médiane reçue (en watts)
$h_t$ est la hauteur de l'antenne d'émission (en pieds)
$h_r$ est la hauteur de l'antenne de réception (en pieds)
d est la distance depuis l'émetteur (en milles)
f est la fréquence, $40 \leq f \leq 1\,000$ MHz
$p_t$ est la puissance émise (en watts)

On obtient comme suit la valeur médiane $lp_h$ de l'affaiblissement de propagation dans le cas de doublets demi-onde:

$$lp_h = p_t/p_r = \left[0{,}345 \left[\frac{h_t\, h_r}{d^2}\right]^2 \left[\frac{40}{f}\right]^2 \times 10^{-14}\right]^{-1} \qquad (2)$$

En convertissant en décibels, on obtient:

$$L_p = 112{,}6 - 20 \log h_t h_r + 40 \log d + 20 \log f \qquad (3)$$

Etant donné que le modèle d'Egli utilise deux doublets demi-onde, l'affaiblissement effectif pour les antennes isotropes est supérieur de 2 fois 2,2 dBi = 4,4 dBi, soit:

$$L_p = 117 - 20 \log h_t h_r + 40 \log d + 20 \log f \qquad (4)$$

D'après la théorie générale des champs, on obtient toutefois:

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_p \qquad (5)$$

où $P_t$ est la puissance de l'émetteur en dBm
$G_t$ est le gain de l'antenne de l'émetteur en dBi
$G_r$ est le gain de l'antenne de réception en dBi
$L_p$ est l'affaiblissement de propagation en dB.

Si l'on remplace (4) dans (5), on obtient:

$$P_r = P_t + G_t + G_r - 117 + 20 \log h_t h_r - 40 \log d - 20 \log f \qquad (6)$$

La puissance reçue, $P_r$, peut également être exprimée en termes de sensibilité du récepteur et d'une marge de protection spécifiée pour un récepteur donné. Par conséquent:

$$P_r = R_s + S/I \qquad (7)$$

où $R_s$ est la sensibilité du récepteur en dBm
S/I est la marge de protection en dB.

Si l'on remplace l'équation (7) dans l'équation (6), il est possible de calculer d, distance médiane depuis l'émetteur (qui est soit la portée médiane effective de la station mobile, la portée médiane de la station de base ou la portée médiane du brouillage éventuel, selon le paramètre du système choisi):

$$d = \log^{-1}\left[\frac{P_t + G_t + G_r - 117 - S/I + 20\log(h_t h_r/f) - R_s}{40}\right] \quad (8)$$

D'après la formule d'Egli, pour une zone de couverture de 90% et une zone de couverture de 10% dans le cas des trois diagrammes de rayonnement, on peut introduire dans la formule (8) un facteur de correction variable du terrain, $K_{\%}$ (en dB), où:

$$K_{10\%} = + 8 + 6 \log (f/40) \quad (9)$$

$$K_{90\%} = - K_{10\%} \quad (10)$$

Ainsi, l'équation définitive dont on se servira pour les nombreux calculs de distance se lit comme suit:

$$d_{\%} = \log^{-1}\left[\frac{P_t + G_t + G_r - 117 + K_{\%} - S/I + 20\log(h_t h_r/f) - R_s}{40}\right] \quad (11)$$

4.4 Groupement des réseaux

Pendant la quatrième étape, on utilise les critères de réalignement (importance et usage du réseau), les critères de sélection appliqués pour déterminer les réseaux dont on envisage ou non de modifier la fréquence, les diagrammes de rayonnement et les distances de rayonnement pour classer les réseaux en groupes prioritaires donnés dans le Tableau IV.

TABLEAU IV

Groupes de réseaux

| Groupe | Description |
|---|---|
| (a) | Réseaux critiques d'une utilité manifeste et hautement prioritaires. |
| (b) | Emplacement. Tous les réseaux sont utilisés au même emplacement. |
| (c) | Objectif/usage. Tous les réseaux situés dans le même emplacement sont utilisés dans le même but par un usager quelconque. |
| (d) | Tous les réseaux situés dans le même emplacement sont utilisés par la même organisation. |
| (e) | Objectif/usage spécialisés. Tous les réseaux sont utilisés dans le même emplacement avec un objectif bien précis. |
| (f) | Risque élevé de perturbations électromagnétiques. Tous les réseaux ayant une configuration courante qui cause beaucoup de perturbations électromagnétiques à d'autres usagers du même canal dans d'autres emplacements ou qui en subit dans des conditions analogues. |
| (g) | Risque faible de perturbations électromagnétiques. Tous les réseaux ayant une configuration courante qui cause peu ou pas de perturbations électromagnétiques à d'autres usagers du même canal dans d'autres emplacements ou qui n'en subit peu ou pas dans des conditions analogues. |

4.5 Planification du réalignement

Pendant la cinquième étape, on réaligne les fréquences des réseaux en fonction des ressources de canaux disponibles afin que le plus grand nombre possible de réseaux et d'équipements radioélectriques puissent fonctionner de façon satisfaisante dans le même canal à chaque emplacement, l'objectif visé étant de 100 abonnés. On met au point une série de matrices indiquant le canal de fréquences attribué à chaque organisation exploitante pour faciliter la planification des modifications de fréquences.

Ces matrices de travail font appel à diverses méthodes de codage des couleurs pour indiquer les contraintes architecturales, les groupements, les réseaux pour lesquels on envisage le réalignement de la fréquence, le nombre d'usagers et l'importance du réseau. La charge des canaux ressort avec plus d'évidence. De plus, à l'aide de ces matrices, on procède à des modifications expérimentales qui sont évaluées. On obtient ainsi, grâce à une répartition judicieuse des charges, le plus grand nombre possible de canaux libres et les dépenses sont minimales.

5. Exemple d'analyse de réalignement

Dobberteen [1988] a décrit partiellement un exemple de réalignement des fréquences. Les résultats de l'analyse sont donnés dans le Tableau V. Les canaux libérés à chaque emplacement confirment l'idée qu'une méthode logique et techniquement bien conçue de réalignement des fréquences peut permettre de résoudre le problème des zones encombrées. Même si les mesures d'attribution de canaux, pour coordonner de nouvelles fréquences avec des pays frontaliers, sont encore à l'étude, chaque zone dispose de quelques canaux libres pour faire face à une croissance future. Pour chaque emplacement, on compte même un plus grand nombre de canaux qui ne sont pas au maximum de leur charge.

TABLEAU V

Résultats de l'analyse

| Zone | Nombre total de réseaux | Canaux libérés | Modifications |
|---|---|---|---|
| A | 400 | 20 | 2 742 sur 19 387 systèmes |
| B | 110 | 38 | 981 sur 6 193 systèmes |
| C | 250 | 30 | 900 sur 6 000 systèmes |
| D | 132 | 22 | 12 fréquences |

En réduisant au minimum le nombre de modifications d'assignations de fréquence, on minimise également les coûts supportés par chaque organisation exploitante. Les usagers ne sont pas contraints d'acheter de nouveaux équipements radioélectriques mais les équipements vieillissent et les nouveaux systèmes avec adressage silencieux codés par tonalités s'imposeront pour faire face au trafic parfois gênant d'autres usagers du même canal.

Etant donné que les modifications de fréquences recommandées dans le plan de réalignement sont mûrement réfléchies d'un point de vue technique et s'appuient sur des paramètres connus, les changements proposés dans la configuration du système doivent être soumis au coordonnateur responsable des fréquences aux fins de coordination, d'examen et d'approbation.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

EGLI, J.J. [octobre 1957] Radio Propagation Above 40 MHz Over Irregular Terrain, Proceedings IRE, Vol. 45, N° 10, 1383-1391.

DOBBERTEEN, B.L., et autres [août 1988] Decongesting VHF Band Usage, Symposium Record, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 151-157.

RAPPORT 662-3

# DÉFINITION DE L'UTILISATION DU SPECTRE ET DE L'EFFICACITÉ D'EMPLOI DU SPECTRE

(Question 47/1)

(1978-1982-1986-1990)

## 1. Introduction

La Question 47/1 demande qu'on spécifie des méthodes pour décrire l'«utilisation du spectre», qu'on définisse l'«efficacité de l'emploi du spectre» et qu'on mette au point des méthodes pour calculer cette efficacité. Le présent Rapport donne des définitions générales provisoires pour ces deux termes et illustre leur application par des exemples en annexe.

## 2. Définitions générales

On commencera par énoncer la relation existant entre une mesure de l'utilisation du spectre et une mesure de l'efficacité de l'emploi du spectre. Une mesure de l'utilisation du spectre indique seulement la valeur de la largeur de spectre (espace radioélectrique) qui a été utilisée (de même que, par exemple, la «largeur de bande occupée» est une mesure de la largeur de bande utilisée aux radiofréquences). Elle n'indique rien, par elle-même, sur l'efficacité d'utilisation. Pour déterminer l'efficacité, il est nécessaire de connaître la quantité d'information écoulée. L'efficacité de l'emploi du spectre est le rapport de la quantité d'information écoulée à l'étendue de l'espace radioélectrique qui est utilisée à cet effet. Elle peut être calculée pour un système donné ou pour l'ensemble des systèmes utilisant une bande de fréquences et une région.

### 2.1 *Mesure de l'utilisation du spectre*

Pour que le spectre soit employé efficacement par un système, on peut (entre autres procédés) isoler ce dernier grâce à la directivité des antennes, l'espacement géographique, le partage des fréquences ou l'utilisation de fréquences orthogonales et la répartition des signaux dans le temps (Rapport 660) et ces considérations doivent entrer dans toute définition de l'utilisation du spectre. Ainsi, la mesure de l'utilisation du spectre est définie par le produit de la largeur de bande, de l'espace géométrique (ou géographique) et du temps qui sont interdits à d'autres utilisateurs éventuels: cette mesure a pour expression $U = B \cdot S \cdot T$, où $B$ est la largeur de bande en radiofréquences, $S$ l'espace géométrique (généralement une superficie) et $T$ le temps.

L'espace géométrique considéré peut d'ailleurs être aussi un volume, une ligne (par exemple, l'orbite des satellites géostationnaires) ou un secteur angulaire issu d'un certain point, comme c'est le cas dans l'application présentée au § 3. L'importance de l'espace refusé dépend de la densité de puissance spectrale, comme l'indiquent les Annexes. Dans de nombreuses applications, comme on a affaire à un service exploité de façon continue, on peut négliger la dimension temps. En revanche, dans d'autres applications, par exemple, le service de radiodiffusion et le service mobile d'appel radioélectrique, le partage de temps est un facteur important et les trois facteurs susmentionnés sont à considérer conjointement et à optimaliser.

Des propositions de mesure de l'utilisation du spectre, qui sont toutes le produit de la largeur de bande, de l'espace géométrique et du temps ont été publiées par [Gifford, 1966; Joint Technical Advisory Committee, 1968; Ewing et Berry, 1973; Colavito, 1974; Luk'yanova, 1974] et [Vinogradov, 1974 (sans le facteur temps)]. Des mesures de l'utilisation du spectre, y compris l'effet des rayonnements non essentiels, ont été proposées par Vinogradov et Vinogradov [1976 et 1979].

Pour calculer la mesure de l'utilisation du spectre, on peut soit calculer une largeur de bande qui délimite le rayonnement émis (par exemple, la largeur de bande occupée) et la superficie de la zone où s'exerce son brouillage, ou tenir compte de la forme effective du spectre de la densité de puissance émise et des caractéristiques de rayonnement de l'antenne, comme indiqué par [Berry, 1977].

---

* Les administrations et les autres Commissions d'études du CCIR sont invitées à fournir des contributions et des commentaires sur ce Rapport à la Commission d'études 1.

Traditionnellement, ce sont les émetteurs radioélectriques que l'on considère comme les utilisateurs du spectre. Ils l'utilisent en rayonnant dans une certaine portion de l'espace radioélectrique (ce rayonnement étant tellement puissant qu'il empêche, par un brouillage inacceptable, l'exploitation des récepteurs d'autres systèmes en certains lieux, à certaines heures et sur certaines fréquences). Soulignons que l'émetteur interdit l'espace aux *récepteurs* seulement. Le simple fait que l'espace contient de l'énergie radioélectrique n'empêche aucunement un autre émetteur d'en rayonner dans la même portion; cela revient à dire qu'un émetteur ne s'oppose à l'exploitation d'aucun autre émetteur.

Les récepteurs utilisent de l'espace radioélectrique en ce qu'ils en interdisent l'accès à certains émetteurs. Le simple fonctionnement d'un récepteur ne cause de brouillage à aucun autre (à moins qu'il soit fortuitement une source de rayonnement, encore que dans ce cas son champ d'action effectif soit relativement petit). D'ailleurs, les administrations peuvent refuser d'octroyer des licences pour l'exploitation de certains émetteurs afin de garantir une réception sans brouillage. Cette protection peut être de nature spatiale (distance de séparation, distance de coordination), spectrale (bandes de garde ou même temporelles (aux Etats-Unis d'Amérique, il existe des stations de radiodiffusion sur ondes hectométriques dont l'exploitation est limitée aux heures de jour)). C'est cet ensemble d'interdictions qui constitue l'«utilisation» de l'espace radioélectrique par le récepteur. Un exemple familier de la reconnaissance d'une telle utilisation est fourni par la réservation de bandes de fréquences aux récepteurs de la radioastronomie.

S'agissant de mesurer de tels domaines, une solution est de scinder l'espace radioélectrique en deux espaces – celui des émetteurs et celui des récepteurs – et de définir deux unités pour la mesure de leurs utilisations respectives. Si le souci de simplicité est primordial, on peut toujours confondre les deux unités et mesurer avec une seule unité des domaines d'utilisation de l'espace par tous les appareils d'un système. Ewing et Berry [1973] et Berry [1977] fournissent ces définitions. Luk'yanova [1974], Vinogradov [1974, 1980, 1982], Vinogradov et Vinogradov [1976, 1979], Dodo et autres [1980] et Moreno [1982] donnent des définitions détaillées et des exemples de calcul pour différents cas.

Une fois acceptées les notions générales sur lesquelles s'appuie cette définition, il reste encore beaucoup à faire pour déterminer avec précision comment spécifier les limites du volume occupé et comment le calculer quand deux zones se chevauchent.

### 2.2 *Mesure de l'efficacité de l'utilisation du spectre*

Dans de nombreux domaines, l'efficacité de l'emploi d'une ressource, c'est-à-dire le rendement du système exploité, est par définition le rapport de ce qui sort du système à ce qu'on y entre. Ce qui sort du système, c'est-à-dire son débit, n'est pas forcément le débit total, mais la partie directement utilisable de celui-ci. De même, on peut considérer, dans la définition de l'efficacité d'emploi, l'une seulement des grandeurs injectées à l'entrée, celle qui présente un intérêt particulier. Ces notions servent à définir l'efficacité de l'emploi du spectre. Ce qu'on désire sortir d'un système de télécommunication est une «quantité d'information écoulée sur une certaine distance», tandis que la grandeur d'entrée qui présente de l'intérêt du point de vue de l'efficacité d'emploi du spectre est l'espace radioélectrique occupé, c'est-à-dire l'espace interdit aux autres. Ainsi, la mesure de l'efficacité de l'emploi du spectre a pour expression générale:

$$\frac{\text{quantité d'information écoulée}}{\text{espace radioélectrique occupé}} \quad \text{ou} \quad \frac{\text{télécommunications établies}}{(\text{largeur de bande}) \cdot (\text{espace}) \cdot (\text{temps})}$$

Pour déduire de cette notion générale des valeurs calculées pour chacun des services, un travail considérable est nécessaire, comme le montrent les exemples des Annexes I, II et III et les Références bibliographiques.

Ramadanović [1986] (CCIR [1986-1990]) s'est lui aussi efforcé de formuler une approche unifiée à partir de cette notion générale.

Dans le cas où la configuration du réseau (de radiodiffusion) radioélectrique ou du plan d'établissement d'installations radioélectriques est connue et que la situation de brouillage peut ainsi être analysée, on peut tirer parti d'un autre critère pour l'évaluation de l'efficacité de l'utilisation du spectre [Bykhovsky 1979; Bykhovsky et Pavliouk, 1986; Bykhovsky et Pavliouk, 1987]. Ce critère est fondé sur une comparaison entre la largeur de bande de fréquences ($F_c$) nécessaire pour transmettre un volume donné d'information (par exemple pour fournir un nombre donné de voies de communication ou de canaux de radiodiffusion dans un réseau effectif avec des installations radioélectriques réelles, et la largeur de bande de fréquences ($F_{opt}$) d'un système radioélectrique idéalisé possédant la même capacité de communication. Bien entendu un tel système doit être un réseau de radiodiffusion régulier (au sens du Rapport 944) ou un réseau équivalent destiné à d'autres services radioélectriques dans lequel on fait usage de systèmes de communication

optimaux (au sens de Shannon) qui en plus possède des caractéristiques idéales (considérées dans l'optique de rayonnement d'un émetteur non désiré, de canaux de réception non fondamentaux du récepteur, de paramètres d'antenne, etc.). Le critère d'efficacité de l'utilisation du spectre ($\mu$) est défini par l'expression:

$$\mu = F_{opt}/F_c .$$

Un système de communication optimal est caractérisé par le gain le plus élevé du rapport signal/bruit que l'on peut obtenir à la sortie ($\rho_o$) et à l'entrée ($\rho_s$) du récepteur lorsqu'on accroit la largeur de bande du signal modulé ($F_m$) par rapport à celle du message utile ($F_o$). Les valeurs $\rho_s$ et $\rho_o$ sont liées par la relation ci-dessous (voir l'Annexe IV):

$$\rho_s = (1 + \rho_o)^{Fo/Fm} - 1.$$

Un exemple de l'évaluation de l'efficacité de l'utilisation du spectre dans les réseaux de radiocommunication et de radioffusion figure dans l'Annexe IV. Comme cela se déduira de cette annexe, le critère donné est utilisé pour optimiser les réseaux ainsi que les paramètres employés dans ces réseaux radiélectriques en se rapportant aux valeurs limites assurées par un système radioélectrique idéalisé.

## ANNEXE I

### CRITÈRES DE L'ÉVALUATION INTÉGRÉE DE L'OCCUPATION DU SPECTRE ET DE SON EFFICACITÉ D'UTILISATION

Selon le § 2.2 du présent Rapport, l'efficacité d'utilisation du spectre ($E$) d'un système de radiocommunication s'exprime par la formule

$$E = \frac{M}{\Delta f \cdot V} \qquad (1)$$

dans laquelle

$M$: résultat utile obtenu au moyen de l'équipement radioélectrique considéré,

$\Delta f$: spectre des fréquences occupé,

$V$: volume d'espace occupé.

Selon le service à assurer par le système radioélectrique et selon le point de vue duquel on évalue l'efficacité d'utilisation du spectre, on peut exprimer $M$ par des facteurs physiques (voie-km, superficie des zones de service, etc.) ou par des indicateurs équivalents (capacité de transmission en unités binaires en fonction de la distance, bénéfices financiers, etc.).

On évalue les systèmes radioélectriques au moyen du critère $E$ après les avoir classés en différents groupes, pour chacun desquels la valeur de $M$ est la même.

En présence de demandes pour l'emploi simultané de la même largeur de bande par plusieurs utilisateurs, dans des conditions permettant difficilement d'assurer la compatibilité électromagnétique, il convient de tenir compte de l'ordre de priorité comme cela est suggéré dans [Vinogradov, 1980]:

On peut étudier le volume d'espace occupé ($V$) en prenant, à titre d'exemple, le brouillage causé à une liaison de longueur $L_c$ en espace libre entre une station d'émission (A) et une station de réception (B), qui forment un système indépendant, par un autre système également indépendant avec des stations A′ et B′ fonctionnant sur une liaison de la même longueur $L_c$ (Fig. 1).

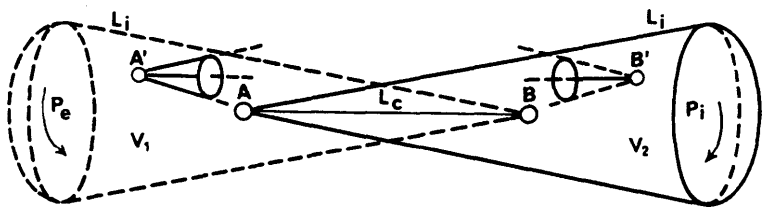



FIGURE 1 - *Représentation des volumes d'espace occupé*

La figure montre les zones d'espace occupées par les diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception. Ces zones sont indiquées de manière approximative par des secteurs sphériques. Les courbes en trait plein délimitent la zone de brouillage de volume $V_1$, déterminé par le niveau maximal admissible de bruit $P_i$ qui peut être causé à B′ par A. Les courbes de tirets délimitent le volume $V_2'$, déterminé par la puissance équivalente des émissions de la station A′ ($P_e = P'G_1$, où $P'$ est la puissance rayonnée dans la largeur de bande nécessaire et $G_1$ le gain de l'antenne d'émission) qui peuvent causer des brouillages $P_i$ à la station B. Les deux secteurs ont le même rayon $L_i$.

La station B′, du même type que la station B, mais appartenant à une liaison différente, ne doit pas se trouver à l'intérieur du contour en trait plein lorsque la station A peut se trouver dans les limites du diagramme de rayonnement de la station B′, puisque le niveau de brouillage causé par A à B′ dépasserait alors la valeur admissible. De même, une station A′ du même type que A, mais appartenant à une autre liaison, ne doit pas être située à l'intérieur du contour en tirets lorsque B peut se trouver dans la zone du diagramme de rayonnement de l'antenne A′.

Aucune raison de brouillage mutuel ne restreint l'emplacement de stations d'émission ou de réception en dehors de ces contours.

Si l'on exprime $V$ au moyen des paramètres des matériels utilisés pour l'émission et pour la réception [Vinogradov, 1974; Vinogradov et Vinogradov, 1979], la valeur de l'indicateur d'efficacité du spectre $E$ peut être donnée par la formule suivante:

$$E = \frac{M}{F_m}\left(1 + \frac{F_{st}}{F_m} + \frac{F_{sr}}{F_m}\right)^{-1} \qquad (2)$$

$M$ étant la mesure adoptée, il est commode de prendre la capacité maximale de la voie radioélectrique en bit/s qui peut être exprimée par la formule de Shannon, laquelle tient généralement compte de l'importance du système desservi (volume, zone, longueur de voie, etc.).

$$M = L_c \, \Delta F_o \log_2\left(1 + \frac{P_{so}}{P_{no}}\right) \qquad (3)$$

dans laquelle

$\Delta F_o$ : bande d'exploitation du canal radioélectrique à la sortie du système;

$P_{so}/P_{no}$ : rapport signal/bruit dans la bande $\Delta F_o$.

Dans le cas de propagation en espace libre,

$$L_c = L_{cmax} \left( \frac{P_n}{P_n + xP_i} \right)^{1/2} \quad (4)$$

où

$L_{cmax}$ : longueur maximale possible du circuit entre un émetteur et un récepteur pour une qualité donnée (de réception) et en l'absence de brouillage d'origine extérieure ($P_i = 0$);

$P_i$ : puissance maximale admissible du brouillage d'origine extérieure à l'entrée du récepteur;

$P_n$ : puissance de bruit interne par rapport à l'entrée du récepteur;

$x$ : coefficient de la transformation de spectres de diverses formes $P_i$ en un spectre de brouillage uniforme et continu, semblable à $P_n$, compte tenu de la différence (par rapport à $P_n$) de niveau de l'effet nuisible de $P_i$ sur le rapport nécessaire $P_{so}/P_{no}$.

$F_m$, $F_{st}$ et $F_{sr}$ sont les valeurs composites (fréquence-espace) de l'utilisation du spectre par les principaux canaux d'émission et de réception, par les émissions parasites de la station émettrice et par les signaux parasites reçus par la station de réception respectivement.

Les formules données ci-après pour calculer $F_m$, $F_{st}$ et $F_{sr}$ supposent que l'espace occupé par des équipements radioélectriques a comme valeur d'affaiblissement des ondes radioélectriques la valeur en espace libre. Ces formules sous forme complexe représentent les nombreuses caractéristiques qui définissent les conditions de compatibilité électromagnétique (CEM) des équipements radioélectriques [Vinogradov, 1974, 1980 et 1982; Vinogradov et Vinogradov, 1976 et 1979].

La distance maximale jusqu'à la limite de la zone de brouillage dans des conditions de propagation en espace libre, est donnée par l'expression suivante:

$$L_i = L_{cmax} \left( q \frac{P_n}{P_i} \right)^{1/2}$$

où:

$q$ : rapport nécessaire pour l'exploitation normale, de la puissance du signal radioélectrique ($P_s$) par la puissance combinée du bruit interne ($P_n$) et du bruit extérieur ($P_i$) à l'entrée du récepteur.

En planifiant l'emplacement des systèmes radioélectriques, on peut choisir des valeurs acceptables de $P_n/P_i$ sur la base des relations entre $L_c/L_{cmax}$, $L_c/L_i$ et $P_i/P_n$.

*Conclusion*

a) Les formules de calcul de $E$, $M$, $F_m$, $F_{st}$ et $F_{sr}$ permettent d'évaluer l'efficacité de systèmes radioélectriques utilisant des fréquences radioélectriques liées entre elles; elles montrent le poids de chacun des nombreux paramètres couramment utilisés pour déterminer cette efficacité.

b) Il faut des paramètres supplémentaires pour pouvoir définir $F_{st}$. $F_{st}$ dépend notamment de $L_{cmax}$, c'est-à-dire des rayonnements parasites et des émissions hors bande de l'émetteur, de la précision des lobes principaux et des lobes latéraux de l'antenne d'émission à des fréquences transmettant des signaux parasites, de la puissance des rayonnements parasites, ainsi que des paramètres de la puissance surfacique du signal et des sources naturelles.

Aux fins de la planification des réseaux des systèmes radioélectriques et de l'attribution des fréquences, les valeurs de $L_{cmax}$, $L_i$ (longueur du trajet de brouillage), $P_n/P_i$, $\chi$ (mesure de la sensibilité du système radioélectrique au brouillage) et les facteurs de coûts peuvent servir de lignes directrices. Il est nécessaire de poursuivre les études sur ce sujet de l'indicateur d'efficacité de l'utilisation du spectre.

c) Dans l'avenir, il faudra déterminer: les températures caractéristiques des brouillages radioélectriques provenant de toutes les sources naturelles, agissant simultanément sur l'antenne de réception isotrope; la puissance caractéristique des émissions utiles et non désirées provenant d'équipements radioélectriques dans toute la bande de fréquences. Ces facteurs, ainsi que d'autres, peuvent être pris comme critères d'évaluation de l'efficacité des systèmes radioélectriques du point de vue de l'utilisation des fréquences.

## ANNEXE II

## EFFICACITÉ DE L'EMPLOI DU SPECTRE DANS UN FAISCEAU HERTZIEN DE TERRE ENTRE POINTS FIXES

### 1. Introduction

Pour les faisceaux hertziens qui fonctionnent de façon continue, on peut ne pas tenir compte de la dimension temporelle. En se référant au § 2.2 du présent Rapport l'efficacité de l'utilisation du spectre, $E$, peut donc être exprimée ainsi:

$$E = \frac{C}{B \cdot S} \tag{5}$$

où

$C$: mesure de la capacité de transmission (par exemple voies téléphoniques ou bit/s);

$B$: largeur de bande radioélectrique nécessaire;

$S$: mesure géométrique (par exemple la zone ou l'angle séparant les circuits partant d'un nœud).

### 2. Efficacité de l'emploi du spectre pour une longue artère munie de circuits dérivés aux points nodaux

La capacité de transmission spécifique, $\eta$, qui donne l'efficacité de l'emploi du spectre dans un faisceau hertzien de Terre entre points fixes est définie par:

$$\eta = \frac{M \cdot A}{B} \tag{6}$$

où

$A$: capacité de transmission (par exemple nombre de voies téléphoniques) par canal radioélectrique;

$B$: largeur de bande nécessaire par canal radioélectrique;

$M$: nombre maximal admissible de circuits (c'est-à-dire de liaisons radioélectriques bidirectionnelles) dérivés d'une station de répéteurs.

On obtient cette formule en développant une formule donnée par Tillotson et autres [1973] pour introduire une mesure géométrique $M$ ($M$ dépend de l'angle admissible entre les circuits dérivés).

L'efficacité de l'emploi du spectre dans un faisceau hertzien de Terre entre points fixes a été calculée pour les transmissions téléphoniques en utilisant la formule ci-dessus.

Ce calcul est fondé sur les hypothèses suivantes:

- l'objet de la transmission est un signal téléphonique;
- la probabilité d'évanouissement est la même que celle indiquée dans le Rapport 338;
- la liaison considérée, dont la Fig. 2 représente un schéma, a une longueur de 2500 km;

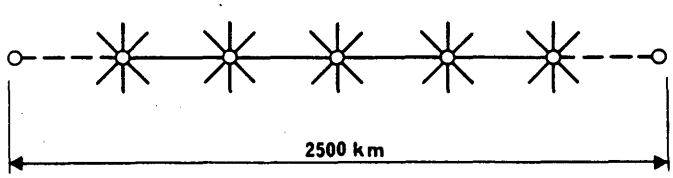



FIGURE 2 - *Schéma du faisceau hertzien*

- le rapport porteuse/bruit, $C/N$, requis est exprimé par:

$$C/N = 10 \log [(2^n - 1)/3] + 11{,}8 \quad \text{dB}$$

où $n$ est le nombre d'états de la modulation d'amplitude en quadrature;

- on alloue un dixième de la puissance globale du bruit du faisceau hertzien (circuit de 2500 km) au bruit provenant d'autres liaisons;
- le brouillage dû à d'autres liaisons a la même fréquence que le signal utile;
- angles aléatoires entre les circuits dérivés;
- on a utilisé le diagramme de référence d'une antenne circulaire donné dans le Rapport 614 et une antenne double à trois réflecteurs décalés du type utilisé au Japon dans les systèmes à hyperfréquences représenté sur la Fig. 3.

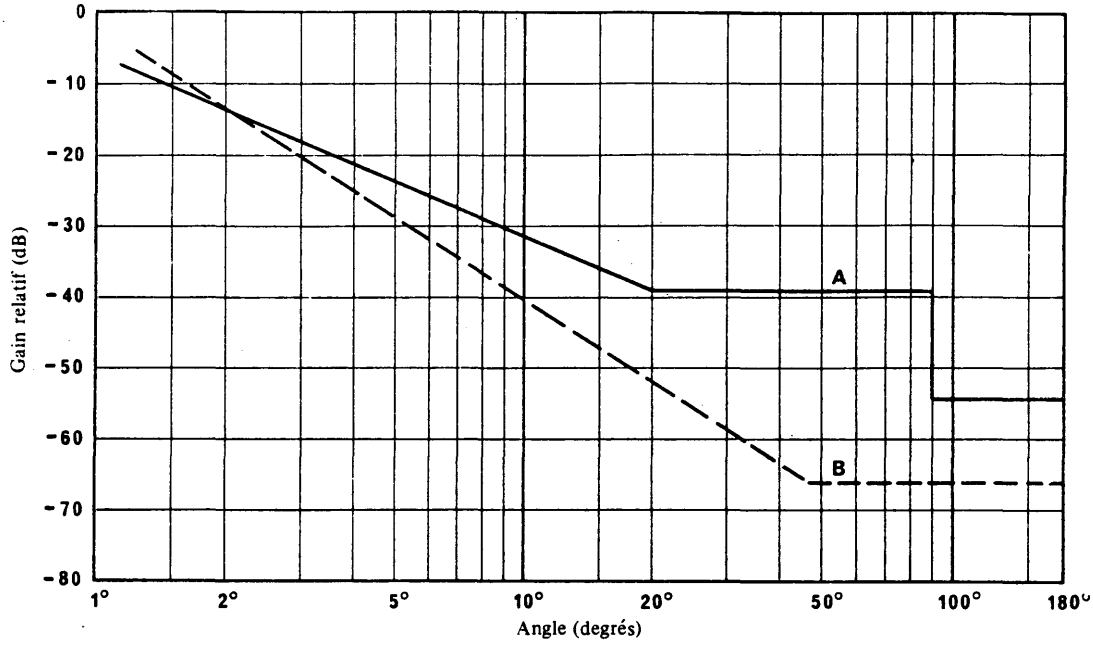



FIGURE 3 – *Diagramme de l'antenne*

A: diagramme de référence CCIR préliminaire
B: diagramme d'antenne à trois réflecteurs décalés

Les capacités de communication normalisées pour ces deux types d'antennes ont été calculées et sont représentées sur la Fig. 4. Les performances de l'antenne circulaire données dans le Rapport 614 sont insuffisantes pour estimer l'efficacité de l'emploi du spectre radioélectrique par les systèmes de modulation à nombre d'états élevé. Comme les résultats dépendent des performances de l'antenne, si l'on peut utiliser une antenne de haute qualité, une modulation à nombre d'états élevé, comme une MAQ à 256 états, est efficace [CCIR, 1982-86].

## 3. Efficacité d'emploi du spectre par des faisceaux hertziens disposés arbitrairement

### 3.1 *Formulation*

La Fig. 5 montre un faisceau hertzien (X)-(Y) et une station radioélectrique (Z) fonctionnant sur la même fréquence. La station Z est disposée arbitrairement sur un cercle autour de la station Y.

La station (Y) reçoit un signal utile émis sur la fréquence $f_1$ par la station (X). La station (Z) émet un signal sur la même fréquence, $f_1$, dans une direction arbitraire.

La capacité de transmission spécifique, $\eta$, qui représente l'efficacité d'emploi du spectre, peut s'exprimer par la formule suivante:

$$\eta = \frac{M \cdot A}{B} = \frac{\overline{p}}{p} \cdot \frac{A}{B} \qquad (7)$$

où

$A$ : capacité de transmission par canal radioélectrique,

$B$ : largeur de bande RF nécessaire par canal radioélectrique,

$M$ : nombre possible de liaisons radioélectriques utilisant la même fréquence $\approx \overline{p}/p$.

On calcule la probabilité $p$ que la station (Y) reçoive un brouillage dépassant la limite admissible en considérant les diagrammes d'antenne combinés des stations (Y) et (Z) [Dodo et autres, 1980] et $\overline{p}$ est la probabilité admissible maximale de brouillage.

L'accumulation de brouillages causés par deux stations ou plus a été négligée, ce qui fait que pour l'application, il conviendrait de prévoir une certaine marge.

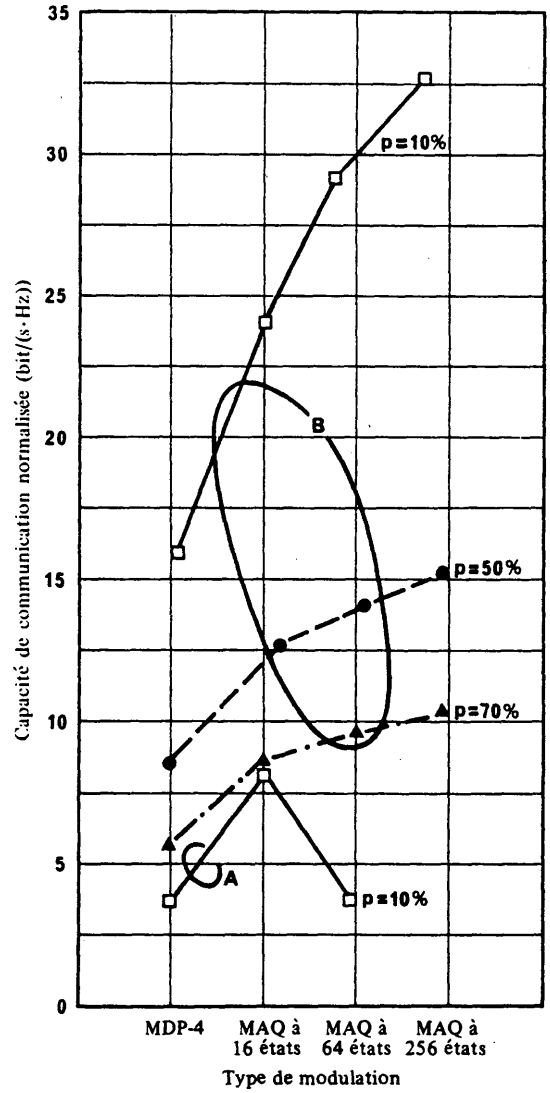



FIGURE 4 – *Capacité de communication normalisée*

Marge d'évanouissement = 20 dB
Espacement des répéteurs = 50 km
Capacité des canaux = 64 kbit/s
Attribution du bruit de dérivation = 10%

*p*: probabilité de brouillage

A: diagramme de référence CCIR préliminaire

B: diagramme d'antenne à trois réflecteurs décalés

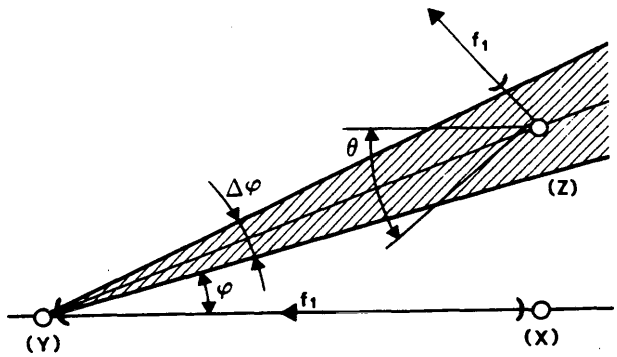



FIGURE 5 - *Disposition arbitraire des stations*

○ : station

3.2 *Application: Efficacité de l'utilisation du spectre dans le cas d'un système de faisceaux hertziens à 2 GHz*

Au moyen de la formule ci-dessus, on a calculé l'efficacité d'emploi du spectre, pour les transmissions téléphoniques, dans un système de faisceaux hertziens de Terre de faible capacité entre points fixes, exploité dans la bande de 2 GHz.

L'efficacité relative d'utilisation du spectre, pour des antennes de 1,8 m de diamètre, a été calculée compte tenu du rapport de brouillage admissible et de l'efficacité associée à chaque type de modulation indiqué dans le Tableau I. Les résultats obtenus sont donnés dans la Fig. 6.

Le système numérique est supérieur au système analogique pour des marges inférieures d'évanouissement. Dans la présente étude, l'affaiblissement dû aux évanouissements est égal à la dégradation du rapport signal utile/signal brouilleur sous l'effet du brouillage. Si des techniques de diversité d'espace sont utilisées, la marge à prévoir pour les évanouissements diminue. En règle générale, les systèmes numériques permettent une plus grande efficacité d'emploi du spectre.

Pour la modulation numérique, le passage d'une modulation numérique à deux états à une modulation à nombre d'états plus élevé nécessite une largeur de bande moins importante mais il se peut que l'efficacité d'utilisation du spectre soit moins bonne lorsque le brouillage est élevé. La valeur de la méthode dépend des caractéristiques de l'antenne et d'autres éléments, mais il se peut que le système MDP-4 soit un système optimal au point de vue macroscopique lorsque des liaisons radioélectriques fonctionnant à proximité d'une station de répéteurs sont réparties au hasard dans cette zone.

3.3 *Efficacité d'utilisation du spectre dans un réseau maillé aléatoire*

Un modèle détaillé d'efficacité d'utilisation du spectre dans une zone est examiné dans [Moreno, 1982], où l'on montre que ce rendement peut être exprimé comme il est suggéré au § 2.2.

Pour comparer équitablement les méthodes de modulation, on peut supposer un plan de fréquences entrelacées avec un espacement correspondant à un degré donné de dégradation de la qualité causée par du brouillage provenant de canaux adjacents. Le Tableau II indique les valeurs provisoires de l'espacement normalisé des canaux, $X$ (défini dans le Rapport 608-1, Kyoto, 1978) et le rendement correspondant du spectre, en bit/(s · Hz). Même si l'on pouvait obtenir des résultats différents, sur la base d'autres hypothèses, on pourrait noter que les résultats de calculs figurant dans le Tableau II [Moreno, 1982] sont très proches des valeurs qui pourraient être calculées à partir des dispositions spécifiques de canaux, telles qu'elles sont suggérées par les Recommandations du CCIR (par exemple, 140 Mbit/s, avec modulation MAQ-16 et 40 MHz d'espacement entre canaux contrapolaires). Il se pourrait que les valeurs mesurées diffèrent des valeurs calculées.

TABLEAU I - *Paramètres de divers types de modulation dans la bande des 2 GHz*

| Type de modulation | | Rapport *S/N* ou taux d'erreur admissible | Facteur de réduction du brouillage | | Rapport admissible signal utile/ signal brouilleur | Paramètres relatifs à *B* | | Espacement des canaux adjacents *B* | Nombre de canaux *A* | *A/B*(1) (Canaux/kHz) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Transmission analogique | MF | 58 dB | 20 dB | | 38 dB | Déviation de fréquence pour signal d'essai: 100 kHz eff. | | 520 kHz | 24 | 0,046 |
| | BLU | 58 dB | 9,5 dB | | 48,5 dB | Fréquence supérieure de la bande de base: 108 kHz<br>Coefficient du filtre: × 2<br>Tolérance de fréquence: 20 kHz | | 236 kHz | 24 | 0,1 |
| Transmission numérique | | | (*C/N*) | (Dégradation) | | Fréquence d'horloge | Coefficient du filtre | | | |
| | MDP-2 | $10^{-6}$ | 10,7 dB | 5,5 dB | 16,2 dB | 1544 kHz | × 1,3 | 2 MHz | 24 | 0,012 |
| | MDP-4 | $10^{-6}$ | 13,7 dB | 5,5 dB | 19,2 dB | 772 kHz | × 1,4 | 1,1 MHz | 24 | 0,022 |
| | MDP-8 | $10^{-6}$ | 19,1 dB | 5,5 dB | 24,6 dB | 515 kHz | × 1,5 | 0,77 MHz | 24 | 0,031 |
| | MQRP | $10^{-6}$ | 16,8 dB | 5,5 dB | 22,3 dB | 772 kHz | × 1,1 | 0,85 MHz | 24 | 0,028 |
| | MAQ-16 | $10^{-6}$ | 21,4 dB | 5,5 dB | 26,9 dB | 386 kHz | × 1,6 | 0,62 MHz | 24 | 0,039 |

(1) Efficacité propre à chaque type de modulation.

Les hypothèses sont les suivantes:

— Pour chaque type de modulation, le brouillage admissible et l'efficacité d'emploi du spectre sont ceux qui sont indiqués dans le Tableau I; quatre-vingts pour cent du bruit total du circuit sont attribués au brouillage.

— Les distances entre la station brouillée (station Y) et les stations brouilleuses sont les mêmes; cette dernière hypothèse ne donne lieu qu'à de faibles erreurs dans le calcul de l'efficacité, étant donné que, entre les deux liaisons, la différence d'affaiblissement en espace libre n'est que de 6 dB, même si la longueur des liaisons varie du simple au double.

— On suppose qu'il n'existe aucune corrélation entre les évanouissements du signal utile et du signal brouilleur.

— Le diagramme de rayonnement de l'antenne est le diagramme de référence du Rapport 614.

— Toutes les stations ont la même puissance de sortie à l'émission.

— La limite relative à la probabilité de brouillage est $\overline{p} = 0{,}1$.

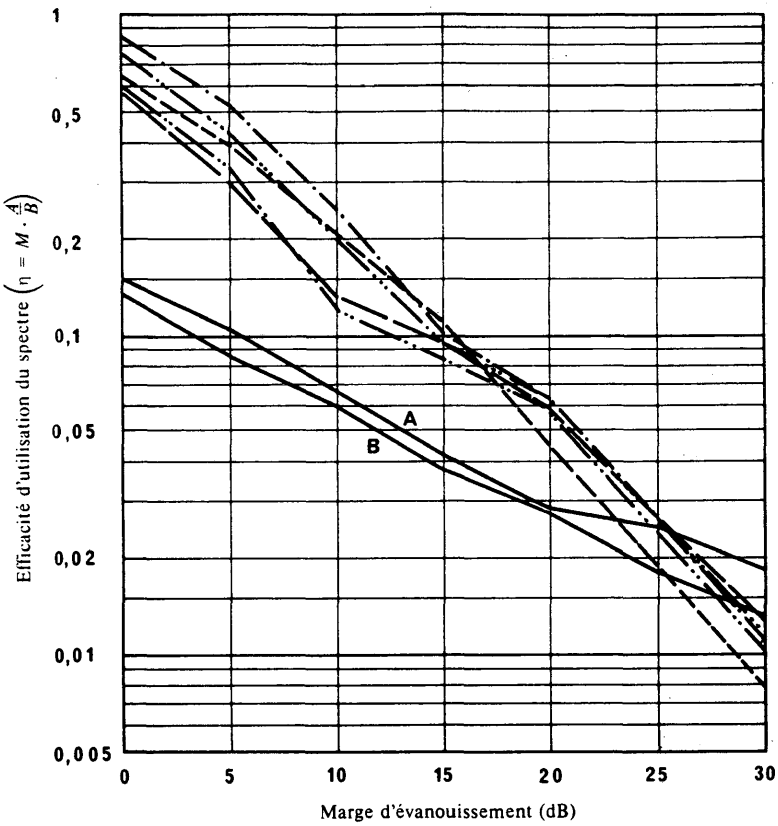



FIGURE 6 - *Efficacité d'utilisation du spectre pour une disposition aléatoire des stations*

Bande de fréquences: 2 GHz
Capacité: 24 canaux

—·— MDP-4 (modulation par quadrature de phase)
—··— MDP-8
– – – – MDP-2
—···— MQRP (modulation en quadrature avec réponse partielle)
—— MAQ-16 (modulation d'amplitude en quadrature à 16 états)
—— **A** BLU (modulation d'amplitude)
—— **B** MF (modulation de fréquence)

TABLEAU II

| Modulation | Espacement normalisé entre canaux $X$ | Rendement du spectre (bit/(s · Hz)) |
|---|---|---|
| MDP-4 | 1,88 | 2,13 |
| MDP-8 | 2,16 | 2,77 |
| MAQ-16 | 2,23 | 3,59 |

*Notes.* - Dégradation causée par du brouillage provenant d'un canal adjacent: 0,5 dB.
Filtres de canal: à coupure progressive (0,5) en cosinus carré surélevé.
Découplage entre canaux contrapolaires (XPD résiduelle): 12 dB.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne utilisé dans l'analyse est présenté dans la Fig. 7; il s'agit d'une antenne parabolique type. Moreno [1982] décrit le calcul détaillé de la surface à l'aide des concepts du présent Rapport. On a supposé que la dégradation de la qualité (pour un taux d'erreur binaire de $10^{-3}$) causée par un brouillage dans le même canal dû à d'autres liaisons, n'est pas supérieure à 1 dB. On suppose que la liaison brouillée reçoit à la valeur de seuil, avec une marge contre les évanouissements de 40 dB tandis que la liaison brouilleuse reçoit à la valeur nominale.

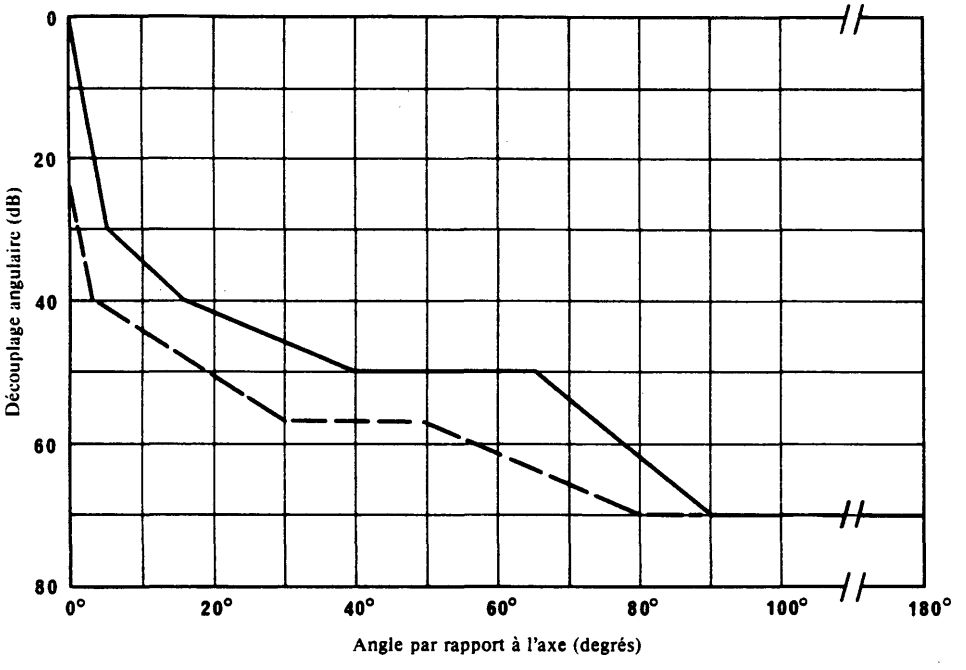



FIGURE 7 - *Gabarits de rayonnement des antennes*

Réflecteur parabolique $D/\lambda = 75$

——— Copolarisation

— — Polarisation orthogonale

On a défini une densité de réseau normalisée ($\gamma$):

$$\gamma = \frac{2N\rho^2}{\text{Ensemble de la zone desservie par le réseau}} \qquad (8)$$

où:

$N$: nombre de points nodaux radioélectriques dans le réseau

$\rho$ : longueur quadratique moyenne des bonds.

Les résultats représentés dans la Fig. 8 montrent que, dans les réseaux très denses, le meilleur rendement est obtenu avec la modulation MDP-4, alors que, lorsque la densité est moindre, la modulation MDP-8, voire même MAQ-16, donne de meilleurs résultats. Cette constatation se retrouve dans d'autres résultats obtenus par Moreno [1982] qui montrent que l'efficacité d'emploi du spectre résultant des méthodes de modulation dépend du contexte dans lequel se produit le brouillage.

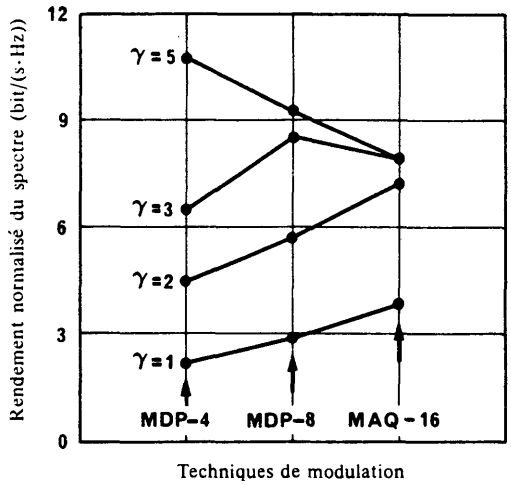



FIGURE 8 – *Rendement du spectre dans un réseau maillé*

Gabarit de rayonnement d'antenne de la Fig. 7
Dégradation de la qualité de fonctionnement due à la réutilisation de la fréquence: 1 dB

## ANNEXE III

## CRITÈRE EN MATIÈRE DE CHARGE D'ÉNERGIE APPLICABLE AUX LIAISONS ET AUX RÉSEAUX POUR LES BANDES DE FRÉQUENCES UTILISÉES DANS LES FAISCEAUX HERTZIENS

Une méthode générale mais en même temps extrêmement spécifique de quantification de l'efficacité d'emploi du spectre radioélectrique par des faisceaux hertziens consiste à appliquer les critères en matière de charge d'énergie de bande aux liaisons et aux réseaux.

Dans le cas d'une liaison par faisceau hertzien d'une longueur de $L$ (km), le critère en matière de charge d'énergie ($I_L$) de la liaison pour un fonctionnement dans une bande $\Delta f$ est exprimé par la formule:

$$I_L = \frac{\Delta f \sum_{i=1}^{N} P_{ti} G_{ti}}{LK} \qquad \left( \frac{\text{W} \cdot \text{Hz}}{\text{km} \cdot \text{volume de l'information transmise}} \right) \tag{9}$$

où:

$N$: nombre d'installations d'émission sur la liaison

$P_{ti}$: puissance d'émission de la $i^{\text{ème}}$ station

$G_{ti}$: gain de l'antenne d'émission de la $i^{\text{ème}}$ station

$K$: volume de l'information transmise (nombre de canaux téléphoniques, débit de l'information transmise numérique en bit/s, nombre de canaux de télévision).

La valeur des paramètres d'énergie $P_{ti} G_{ti}$ de l'équipement de faisceau hertzien dans la formule (9) est celle à laquelle sont satisfaits les objectifs de qualité de fonctionnement des canaux à la sortie de la liaison, en tenant compte des statistiques de variation du niveau du signal aléatoire à tous les intervalles de la liaison à la fréquence de travail spécifiée $f$ et des éventuelles distorsions dues à des trajets multiples dans la bande $\Delta f$, mais en excluant toutefois les facteurs de dégradation de la qualité de fonctionnement du canal dus au brouillage par d'autres systèmes radioélectriques.

Etant donné que $P_{ti} G_{ti}$ est une valeur proportionnelle au volume du diagramme d'une antenne dont le gain est $G_{ti}$ et que $LK$ est l'information transmise sur une distance $L$, $I_L$ est inversement proportionnelle à l'efficacité d'utilisation du spectre définie au § 2.2. Manifestement, toutes choses étant par ailleurs égales, l'utilisation la plus efficace de la bande $\Delta f$ correspondra à la valeur la plus faible de $I_L$. La valeur $P_{ti} G_{ti}$ dans la formule (9) définit la valeur des paramètres d'énergie de l'équipement dans la direction de rayonnement maximal de l'antenne d'émission de la $i^{ème}$ station. Il en résulte que, du point de vue de la compatibilité électromagnétique de la liaison avec les autres faisceaux hertziens partageant les mêmes bandes de fréquences, la formule (9) définit les conditions limitatives correspondant aux distances maximales de coordination entre les stations.

Afin d'évaluer l'efficacité d'emploi d'une liaison par faisceau hertzien située dans n'importe quelle région de configuration arbitraire et ayant une surface de $S$ (km$^2$), le critère de charge d'énergie pour le réseau peut être appliqué en accord avec la formule:

$$I_N = \frac{\Delta f l \sum_{k=1}^{l} \sum_{j=1}^{M_{fk}} \sum_{i=1}^{N_{fk}} P_{tijk} G_{tijk}}{SK} \qquad \left( \frac{\text{W} \cdot \text{Hz}}{\text{km}^2 \cdot \text{volume de l'information transmise}} \right) \tag{10}$$

où:

$M_{fk}$ : nombre de liaisons dans le réseau, fonctionnant dans la $k^{ème}$ bande de fréquences

$N_{fk}$ : nombre de stations de la $j^{ème}$ liaison, fonctionnant dans la $k^{ème}$ bande de fréquences

$P_{tijk}$ et $G_{tijk}$ : respectivement puissance d'émission et gain de l'antenne d'émission de la $i^{ème}$ station de la $j^{ème}$ liaison par faisceau hertzien fonctionnant dans la $k^{ème}$ bande de fréquences

$l$ : nombre de bandes de fréquences requises pour établir le réseau de faisceaux hertziens avec une densité donnée au-dessus d'un territoire de $S$ (km$^2$).

Dans la formule (10), on suppose que la largeur de bande occupée $\Delta f$ est identique dans chaque bande de fréquences; toutes les liaisons dans chaque bande sont situées aussi loin que nécessaire les unes des autres afin de permettre d'obtenir des niveaux admissibles d'altération de la qualité de fonctionnement du canal, en raison du brouillage réciproque de toutes les stations sur les liaisons fonctionnant dans la même bande de fréquences. Cette altération est déterminée par le niveau admissible des signaux brouilleurs, les diagrammes d'antenne, la méthode de transmission de l'information, le découplage de polarisation, etc.

Il est clair que le réseau de faisceaux hertziens qui présentera la valeur la plus faible de $I_N$ sera celui qui aura la plus grande efficacité d'emploi du spectre radioélectrique.

La valeur des paramètres d'énergie de l'équipement $P_t G_t$ dans les formules (9) et (10) peut être adoptée, soit après avoir établi la moyenne pour toute la bande $\Delta f$, soit appliquée à n'importe quelle bande de fréquences appropriée $\Delta f_1$ (par exemple, $\Delta f_1$ = 4 kHz). Dans ce dernier cas, il faut tenir compte des irrégularités du spectre de la puissance rayonnée.

## ANNEXE IV

## Efficacité de l'utilisation du spectre dans les réseaux de radiocommunication et de radiodiffusion

### 1. Introduction

La présente annexe expose en bref les résultats obtenus dans une étude qui a été effectuée sur la variation de l'efficacité de l'utilisation du spectre dans les réseaux de radiocommunication et de radiodiffusion en fonction de la méthode de modulation et des paramètres choisis, des exigences de qualité pour l'information à transmettre et des paramètres caractérisant l'agencement du réseau, fondée sur une comparaison des bandes de fréquences nécessaires à l'agencement du réseau entre une installation radioélectrique optimale et une installation radioélectrique effective. Des détails de cette analyse sont donnés dans les articles de [Bykhovsky, 1979; Bykhovsky et Pavliouk, 1986 et 1987].

## 2. Réseaux de radiodiffusion et de service mobile terrestre

### 2.1 Caractéristiques d'un réseau idéalisé

Pour plus de simplicité et pour obtenir des expressions analytiques finies, cette annexe traite des modèles les plus simples d'un réseau sous forme d'une structure en treillis idéale et de conditions de propagation idéales dans la bande décimétrique. Cependant les règles générales seront les mêmes pour des modèles plus complexes dans un réseau effectif.

Le réseau est composé de carrés de dimensions égales dans lesquels la station centrale (dans le cas de système de communication mobile) ou l'émetteur de radiodiffusion sont situés au centre de la zone (Figure 9). La dimension r de la zone de service est supposée donnée. Dans les zones portant le même numéro dans la Figure 9 on peut utiliser le même canal de fréquences si la distance R entre ces zones garantit l'affaiblissement de brouillage requis. Les antennes des installations radioélectriques fonctionnant dans le réseau ne sont pas à effet directif dans le plan horizontal et n'utilisent qu'un seul type de polarisation.

Tous les émetteurs ont la même puissance, une fréquence porteuse stable, et ne produisent aucune émission hors bande ni aucun rayonnement non essentiel; les récepteurs possèdent des caractéristiques de sélectivité idéales.

La protection contre le bruit lors de la réception des signaux pour différentes techniques de modulation augmente avec l'accroissement de la largeur de bande de fréquences $F_m$ du canal utilisé pour l'émission. Un accroissement de $F_m$ peut être accompagné d'une décroissance de R c'est-à-dire d'une plus fréquente utilisation du même canal de fréquences dans des zones différentes. Pour une certaine valeur de $F_m$, la largeur de bande totale requise pour le réseau peut être minimale.

### 2.2 Analyse du brouillage dans le réseau

Dans le réseau idéalisé envisagé, si $M_c$ canaux de fréquences sont utilisés dans chacune des zones, le nombre total de canaux N nécessaire pour couvrir la totalité de la région avec ce réseau est:

$$N = M_c \, ([R/2r] + 2)^2,$$

où la forme [A] représente la partie entière du nombre A. Ainsi, la largeur de bande de fréquences $F_c$ attribuée au réseau est égale à:

$$F_c = NF_m. \qquad (11)$$

Dans l'analyse il convient d'examiner les valeurs de ces bandes exprimées en fonction de la largeur de bande du signal modulant $F_o$, c'est-à-dire d'utiliser les valeurs réduites suivantes:

$$\tilde{F}_m = F_m/F_o \text{ et } \tilde{F}_c = F_c/F_o.$$

Comme on peut le remarquer dans la Figure 9, l'entrée du récepteur située au bord de la zone de service est exposée non seulement à l'effet du signal utile, mais également à celui du brouillage dans le même canal provenant des émetteurs des quatre zones adjacentes situés approximativement à la distance R et des émetteurs des quatre autres zones situés approximativement à la distance $R\sqrt{2}$. En exprimant la puissance des signaux utile et brouilleur par la formule:

$$P = \frac{P_o G_1 G_2}{(4\pi)^2} \left(\frac{\lambda}{L}\right)^2 V(L)$$

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

dans laquelle $P_o$ représente la puissance de l'émetteur, $G_1$ et $G_2$ les gains respectifs des antennes de réception et d'émission, $\lambda$ la longueur d'onde, L la distance du récepteur à l'émetteur correspondant, V(L) le facteur d'affaiblissement sur le trajet de propagation,

et en admettant le modèle suivant généralement utilisé pour calculer le facteur d'affaiblissement:

$$V(L) = \alpha/L^k,$$

(où k, dépendant de la hauteur à laquelle est placée l'antenne et de la distance, peut varier entre 2 et 6), il est possible de calculer $R/_{2r}$ en fonction du rapport signal/bruit à l'entrée du récepteur [Bykhovsky, Pavliouk, 1987]. La relation suivante permet de calculer la largeur de bande de fréquences totale attribuée au réseau:

$$\tilde{F}_c = \tilde{F}_m M_c \left\{ \left[ 1/2 \left( 4\rho/\beta \right)^{1/k+2} \right] + 2 \right\}^2 \qquad (12)$$

où $\rho$ représente le rapport signal/bruit à l'entrée du récepteur et:

$$\beta = \left[ 1 + 2^{-(k+2)/2} \right]^{-1}$$

Le rapport signal/bruit $\rho$ à l'entrée du récepteur ne doit pas être inférieur au rapport de protection $\rho_s$, c'est-à-dire à la valeur du rapport signal/bruit $\rho_o$ obtenu à la sortie. Dès que la relation $\rho_s$ ($\rho_o$) est obtenue pour différentes méthodes et différents paramètres de modulation, il est possible d'évaluer l'influence de ces facteurs sur le nombre de canaux nécessaires, c'est-à-dire sur la largeur de bande de fréquences totale $F_c$ dont on a besoin pour l'agencement du réseau. On compare les valeurs des largeurs de bande $F_{opt}$ et $F_c$ dont on a besoin pour l'agencement du réseau, la valeur $F_{opt}$ étant obtenue dans le cas d'une installation radioélectrique optimale et la valeur $F_c$ étant obtenue dans le cas d'une installation radioélectrique effective; ainsi l'efficacité de l'utilisation du spectre est définie par:

$$\mu = F_{opt}/F_c .$$

## 2.3 Rapports de protection pour différents systèmes d'émission et de réception du trafic

### 2.3.1 Systèmes optimaux (selon Shannon) (OPT)

Conformément aux principes de la théorie de l'information [Gallager, 1968], la capacité de communication d'une voie de communication sur laquelle un abonné ou un auditeur reçoit une communication utile, est déterminée par la relation $C_o = F_o \, Ln(1 + \rho_o)$, où $F_o$ représente la largeur de bande de la communication utile et $\rho_o$ le rapport signal/bruit à la sortie du récepteur. Si le rapport signal/bruit à l'entrée du récepteur est égal au rapport de protection $\rho_s$ et la largeur de bande de la voie de communication sur laquelle les signaux sont émis est égale à $F_m$, la capacité de communication est: $C_p = F_m \, Ln(1 + \rho_s)$. Elle doit être supérieure ou égale à la capacité de la voie sur laquelle l'abonné reçoit une communication utile c'est-à-dire qu'on doit avoir $C_p \geq C_o$. D'où la valeur minimale possible du rapport de protection $\rho_s$ pour laquelle l'abonné recevra une communication avec un rapport signal/bruit égal à $\rho_o$ est définie par:

$$\rho_s = \left( 1 + \rho_o \right)^{1/\tilde{F}_m} - 1$$

2.3.2 Modulation de fréquence (MF)

Selon [Gallager, 1968] il est possible d'obtenir:

$$\rho_s = \frac{\kappa^2 \rho_0}{3\tilde{F}_m (\tilde{F}_m - 2)^2}$$

où $\kappa$ est le facteur de trafic de crête (normalement $\kappa$ = 3 à 5).

2.3.3 Modulation d'amplitude à bande latérale unique (MA BLU)

Il est clair que pour ce type de modulation $\rho_s = \rho_0$.

2.3.4 Modulation par impulsions et codage (MIC pour l'émission de signaux à n niveaux et le mode d'émission utilisant des signaux de classe 7 avec une modulation par déplacement de phase à M états (MDPM)

Selon [Viterbi, 1966] on obtient:

$$\rho_s = \frac{2(n/\tilde{F}_m + 1)\,\mathrm{Ln}2 + \mathrm{Ln}\,\rho_0}{\sin^2 (\pi \cdot 2^{-2n/\tilde{F}_m})}$$

2.3.5 Modulation d'amplitude en quadrature à 16 états (MAQ16)

Selon [Bykhovsky et Pavliouk, 1986 et 1987], on obtient pour ce type de modulation:

$$\rho_s = 10\,(3{,}22 + \mathrm{Ln}\sqrt{\rho_0})$$

2.4 Analyse des résultas de calcul

En rendant égaux $\rho = \rho_s$ dans la formule (12) et en utilisant les relations $\rho_s$ ($\rho_0$) données pour les cas définis au § 2.3, il est possible de déterminer la relation $F_c(F_m)$ pour différents types et paramètres de modulation. Les résultats des calculs sont donnés ci-dessous pour k = 3, n = 8 et M = 4 et 8 (MIC-M-MDP) et 16 (MAQ), ainsi que pour la BLU et la MF.

La relation $\tilde{F}_c(\tilde{F}_m)$ apparait sous la forme de lignes en dents de scie comme cela est représenté dans la Figure 10 pour un réseau utilisant les installations radioélectriques optimales, pour deux valeurs de $\rho_0$, et également pour la MF avec une valeur de $\rho_0$. Les carrés des nombres entiers (4, 9, 16 etc.) figurant dans les coudes des lignes indiquent le nombre N de canaux de fréquences nécessaires pour établir un réseau avec un seul canal de fréquences par zone, c'est-à-dire avec $M_c$ = 1. Pour la MIC, les relations $\tilde{F}_c(\tilde{F}_m)$ sont représentées par des points discrets situés sur les mêmes lignes.

La Figure 10 indique que les accroissements de $\tilde{F}_m$ ne seront profitables que si, en même temps, apparaît une brusque diminution du rapport R/r, c'est-à-dire de N et de $\tilde{F}_c$. Les valeurs minimales des lignes en dents de scie $\tilde{F}_c(\tilde{F}_m)$ sont signalées sur la Figure 10 par des lignes tiretées. Cette figure indique nettement la présence de valeurs optimales de $\tilde{F}_{mo}$ pour lesquelles les relations $\tilde{F}_c(\tilde{F}_m)$ ont des valeurs minimales égales à $\tilde{F}_{co}$, c'est-à-dire correspondant au maximum de l'efficacité de l'utilisation du spectre.

La Figure 11 représente la relation $\tilde{F}_{co}(\rho_o)$ pour les installations radioélectriques optimales ainsi que la relation $\mu(\rho_o)$ pour tous les autres types de modulation examinées dans les mêmes circonstances. Pour tous les types de modulation $\tilde{F}_{co} = \tilde{F}_{co(OPT)}/\mu$. La Figure 11 illustre l'efficacité de l'utilisation du spectre dans un réseau pour tous les types de modulation considérés par rapport aux installations radioélectriques optimales.

Comme on peut le remarquer à la Figure 11, c'est en modulation de fréquence que l'efficacité d'utilisation du spectre est la plus faible, étant donné que lorsqu'on utilise ce type de modulation, la largeur de bande nécessaire pour l'agencement du réseau est approximativement cinq fois plus grande que dans le cas des installations optimales. Par contre, le type de modulation qui se rapproche le plus de l'optimum pour toutes les valeurs de $\rho_o$ est la modulation MAQ16 qui pour l'agencement du réseau n'a besoin que d'une fois et demie la largeur de bande nécessaire dans le cas des installations radioélectriques optimales, même pour la réception d'un trafic de très haute qualité.

Parmi les méthodes numériques de modulation MIC avec MDP à M états utilisées pour la transmission, la meilleure pour les conditions envisagées est le système comportant M = 8 états, (MDP-8).

Si les spécifications de qualité de réception ne sont pas très exigeantes, la modulation se rapprochant le plus de celle qui correspond aux installations radioélectriques optimales est la MA BLU. Toutefois, l'efficacité de la MA BLU chute d'une manière appréciable lorsqu'on élève le niveau des spécifications de qualité de réception particulièrement dans le cas où l'on tient compte de l'effet de l'instabilité de fréquence des émetteurs effectifs.

On peut évaluer l'accroissement de la largeur de bande nécessaire pour l'agencement du réseau par suite d'une instabilité de fréquence de l'émetteur en remplaçant dans la formule (11) $F_m$ par une valeur assignée de la bande de fréquences $F_p$ égale à:

$$F_p = F_m + 2\Delta F,$$

où $\Delta F$ est la tolérance qui tient compte de l'instabilité de fréquence de l'émetteur.

Dans le cas d'un réseau du service mobile terrestre avec une MA BLU (bande de 5 MHz) et avec une MF (bande de 30 MHz) ayant des tolérances qui tiennent compte d'une instabilité de fréquence de 50 Hz pour la MA BLU et de $20 \times 10^{-6}$ pour la MF, les valeurs respectives de $2\Delta F$ sont de 100 et 1 200 Hz. Les valeurs calculées de la relation $\mu(\rho_o)$ obtenue en tenant compte de l'instabilité de fréquence sont indiquées dans la Figure 11 par des lignes tiretées. La comparaison de ces courbes indique que la valeur de $\mu$ pour la MA BLU décroit par suite de l'instabilité de fréquence approximativement de la même façon que dans le cas de la MF bien que la tolérance considérée pour la MA BLU soit douze fois inférieure à celle de la MF.

Cet exemple de l'effet de l'instabilité de fréquence d'émetteur montre qu'il est possible de prendre en considération les caractéristiques d'une installation d'émission-réception effective lorsqu'on applique les critères d'efficacité de l'utilisation du spectre.

On a tenu compte dans ce qui vient d'être dit du fonctionnement des installations radioélectriques optimale et effective dans un seul réseau radioélectrique idéalisé qui demeure le même. Si les valeurs de $\widetilde{F}_{co}$ de ce réseau sont comparées avec la bande de fréquences attribuée au fonctionnement d'un réseau effectif (non régulier), il est possible de déterminer les pertes additionnelles provoquées par la nature non idéale du réseau.

3. Analyse d'un réseau rural équipé de liaisons par faisceaux hertziens comportant une section unique

Dans l'article de [Bykhovsky, 1979], une approche semblable a été adoptée dans l'analyse des problèmes de planification de la fréquence optimale pour un réseau rural équipé de liaisons par faisceaux hertziens. Dans le modèle adopté pour ce réseau, chaque station régionale a une zone de service propre à laquelle elle est reliée par des liaisons comportant une section unique, à quatre stations situées dans des localités différentes.

L'efficacité de l'utilisation du spectre dans ce réseau a été examinée par rapport aux systèmes radioélectriques optimaux en fonction d'un grand nombre de paramètres: bande de fréquences utilisée, type de planification des fréquences et d'espace de polarisation relative au réseau, hauteur à laquelle l'antenne est fixée et diamètre d'antenne ainsi que type et paramètres de la modulation (MF et MIC avec MDP à M états). On détermine également les combinaisons des paramètres qui garantissent l'efficacité maximale de l'utilisation du spectre et en même temps la conformité aux caractéristiques de qualité du réseau.

Le Tableau III contient les résultats des calculs de l'efficacité de l'utilisation du spectre dans le cas de l'exploitaion du réseau dans la bande des 8 GHz avec des hauteurs de fixation d'antenne de 45 m, des diamètres d'antenne (D) de 1,5 et de 3 m, un fonctionnement à deux ou à quatre fréquences (respectivement K = 2 et K = 4) et deux types de plan de polarisation - avec l'utilisation dans le réseau d'un (P1) et de deux (P2) types de polarisation. Dans le cas de la MIC, les données sont indiquées pour MDP-2, MDP-4 et pour une valeur de ($M_{max}$) états qui assure l'efficacité maximale de l'utilisation du spectre. Les tirets du Tableau III indiquent qu'avec les combinaisons données des paramètres, on ne peut satisfaire aux normes des caractéristiques de qualité.

TABLEAU III — Efficacité de l'utilisation du spectre ($\mu$)

| Type de modulation | Plan de fréquences | Paramètres de modulation | D = 1,5 m | | D = 3,0 m | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | P1 | P2 | P1 | P2 |
| MF | K=2 | | 0,27 | 0,3 | 0,285 | 0,285 |
| | K=4 | | 0,2 | 0,25 | 0,25 | 0,25 |
| MIC | K=2 | M=2 | - | - | 0,055 | 0,049 |
| | | M=4 | - | - | - | - |
| | | $M_{max}$ | - | - | 0,055 | 0,055 |
| | K=4 | M=2 | 0,125 | 0,0625 | 0,0625 | 0,0625 |
| | | M=4 | 0,125 | 0,125 | 0,125 | 0,125 |
| | | $M_{max}$ | 0,25 | 0,25 | 0,25 | 0,5 |

Comme l'indique le Tableau III, l'utilisation de MIC avec MDP produit un gain de l'efficacité de l'utilisation du spectre uniquement avec le nombre optimal d'états de modulation ($M_{max} \geq 8$) et des antennes de diamètre de 3 m. Des conseils qui entrent dans le détail de l'optimisation d'un réseau sont donnés dans l'article de [Bykhovsky, 1979].

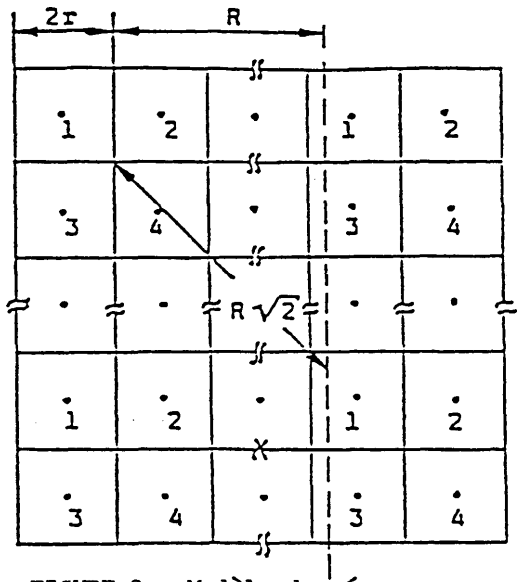



FIGURE 9 - Modèle de réseau

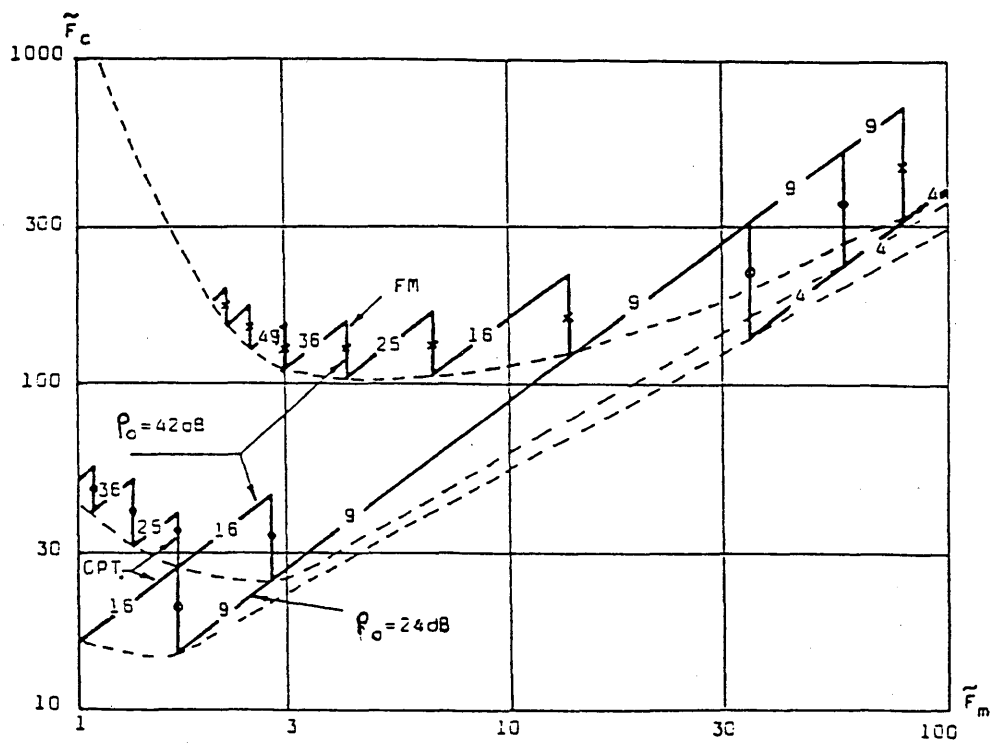



FIGURE 10

Comparaison des bandes de fréquences dans le réseau pris en considération

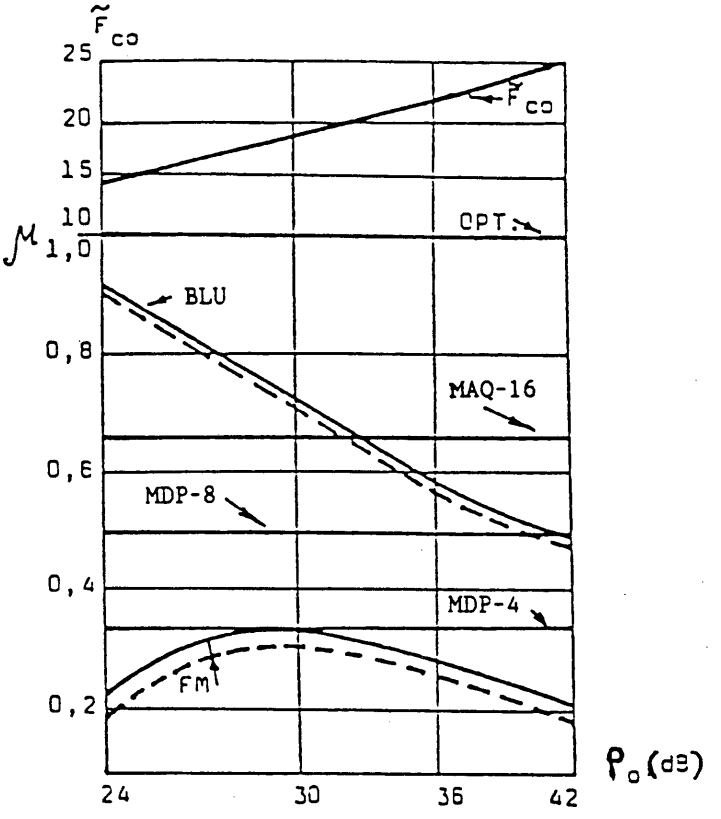



FIGURE 11

Efficacité de l'utilisation du spectre suivant différents types de modulation dans le réseau pris en considération

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BERRY, L. A. [1977] Spectrum metrics and spectrum efficiency: Proposed definitions. *IEEE Trans. Electromag. Comptability*, Vol. EMC-19, 3, 254-260.

BYKHOVSKY, M.A. [1979] Optimalnoe chastotnoe planirovanie odnoproletnykh RRL na selskoi seti (Planification de fréquence optimale de liaisons par faisceaux hertziens comportant une section unique, dans un réseau rural) Elektrosvyaz, 5, pages 47-52.

BYKHOVSKY, M.A. et PAVLIOUK, A.P. [1986]. Effektivnost ispolzovaniya radioresursa v sistemakh sukhoputnoi podvizhnoi svyazi (Efficacité de l'emploi du spectre dans des systèmes de communications mobiles terrestres) huitième Symposium international de Varsovie sur la compatibilité électromagnétique, pages 1103-1111.

BYKHOVSKY, M.A. et PAVLIOUK, A.P. [1987] Kritery effektivnosti ispolzovaniya radioresursa v setyah radiosvyazi i veshchaniya (Critère pour l'utilisation efficace du spectre dans les réseaux de communications et de radiodiffusion), Radiotekhnika, 4, pages 34-38.

COLAVITO, C. [1974] On the efficiency of the radio frequency spectrum utilization in fixed and mobile communications systems. *Alta Frequenza*, Vol. XLIII, 9.

DODO, J., KUREMATSU, H. et NAKAZAWA, I. [8-12 juin 1980] Spectrum use efficiency and small capacity digital radio relay system in the 2 GHz band. IEEE International Conference on Communications (ICC '80), Seattle, WA, Etats-Unis d'Amérique.

EWING, D. R. et BERRY, L. A. [1973] Metrics for spectrum-space usage. OT Report 73-24. Office of Telecommunications, US Dept. of Commerce, Washington, DC.

GALLAGER, R.G. [1968] Information Theory and Reliable Communication, John Wiley and Sons, New York, Londres, Sydney, Toronto.

GIFFORD, R. P. [1966] EMC revised – 1966. *IEEE Trans. Electromag. Compt.*, Vol. EMC-8.

JOINT TECHNICAL ADVISORY COMMITTEE [1968] Spectrum engineering – the key to progress. IEEE, New York, NY, Etats-Unis d'Amérique.

LUK'YANOVA, O. L. [1974] Caractéristiques de l'utilisation du spectre des fréquences radioélectriques par un système particulier. *Elektrosviaz*, 28, 4 (en russe), ou *Telecommunications and Radio Engineering*. 28/29, 4 (traduction anglaise).

MORENO, L. [février 1982] Spectrum utilization in a digital radio-relay network. *IEEE Trans. Electromag. Compt.*, Vol. EMC-24, 1, 40-45.

RAMADANOVIĆ LJ.M. [1986]: "A General Method for Radio Spectrum Efficiency Defining". Alta Frequenza, Volume LV, N.4.

TILLOTSON, L. C. et autres [1973] Efficient use of the radio spectrum and bandwidth expansion. *Proc. IEEE*, 61, 4.

VINOGRADOV, N. V. [1974] Critères pour l'évaluation de l'efficacité d'utilisation du spectre. *Elektrosviaz*, **12** (en russe); ou *Telecommunications and Radio Engineering*, 28/29, **12** (traduction anglaise).

VINOGRADOV, N. V. [1980] Raschet effektivnosti radioreleinykh sistem po EMS s pomoshchyu kompleksnogo kriteriya (Calcul, au moyen d'un critère intégré, de l'efficacité des faisceaux hertziens en fonction de leur compatibilité électromagnétique). *Elektrosviaz*, **6**, 34-38.

VINOGRADOV, N. V. [1982] Kompleksnaya otsenka effektivnosti priemnoï stantsii po EMS (Evaluation complexe de l'efficacité d'une station de réception par rapport à la compatibilité électromagnétique). *Elektrosviaz*, **5**.

VINOGRADOV, N. V. et VINOGRADOV, V. N. [1976] Kriterü otsenki zagrouzki radiotchastotnogo spektra pobotchymi izloutcheniyami (Critère d'évaluation du partage des rayonnements non essentiels dans l'occupation du spectre). *Elektrosviaz*, **8**.

VINOGRADOV, N. V. et VINOGRADOV, V. N. [1979] Universalnye kriteriy kompleksnoy otsenky effektivnosty ispolzovanya radiochastot (Critères universels pour l'évaluation intégrée de l'efficacité d'emploi du spectre). *Elektrosviaz*, **6**.

VITERBI, A.J. [1966]. Principles of Coherent Communication, McGraw-Hill Book Company, New York."

*Documents du CCIR*

[1982-86]: 1/110 (Japon).

[1986-1990]: 1/1 (Yougoslavie).

BIBLIOGRAPHIE

GOLUBEV, V. N. [1970] Chastotnaya izbiratelnost priemnika AM signalov (Sélectivité de fréquence d'un récepteur de signaux à modulation d'amplitude). Sviaz, Moscou, URSS.

GOLUBEV, V. N. [1978] Effektivnaya izbiratelnost radiopriemnykh ustroistv (Sélectivité effective des équipements de réception radioélectriques). Sviaz, Moscou, URSS.

KALASHNIKOV, N.I. and KALININ, A.A. [1985]. Kolichestvennye kriterii effektivnosti ispolzovaniya polos chastot vydelennykh dlya RRL pryamoi vidimosti (Quantitative criteria for the utilization efficiency of frequency bands allocated for line-of-sight radio-relay links), Trudy NIIR, 4, pp. 18-20 .

KUWABARA [1961] Une méthode de conception des faisceaux hertziens. *SHISETSU*, 13, **9** (en japonais).

NAKAMURA, Y., KOHIYAMA, K. et KURITA, O. [1975] Fonctionnement des faisceaux hertziens en présence d'évanouissements. No. CS-75-130, *J. Inst. Electron. Comm. Engrs. Japan* (en japonais).

*Documents du CCIR*

[1974-78]: 1/193 (URSS).

[1982-86]: 1/113 (URSS).

---

## RAPPORT 656

## APPLICATION DES MÉTHODES PROBABILISTES A L'EMPLOI EFFICACE DU SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE

(Question 45/1)

(1978)

### 1. Introduction

La technologie des communications a fait de rapides progrès au cours de la dernière décennie; il s'en est suivi une augmentation appréciable de l'exploitation des services de radiocommunication par les administrations et, partant, de nouvelles demandes d'espace radioélectrique. La réponse traditionnelle à ces demandes a simplement consisté jusqu'ici à repousser la limite supérieure du spectre radioélectrique utilisable grâce au développement de nouvelles techniques de modulation et à la mise au point de nouveaux matériels conçus pour fonctionner à des fréquences plus élevées.

A mesure que plus de systèmes occupent l'espace radioélectrique disponible, leur qualité de fonctionnement, jadis limitée par le bruit d'origine externe, devient de plus en plus influencée par les émissions brouilleuses. L'emploi plus efficace du spectre radioélectrique peut dépendre de l'acceptation de critères de qualité déterminés à l'aide de méthodes probabilistes. Ces méthodes permettraient d'évaluer l'emploi du spectre en fonction de normes de performance en tenant compte des caractéristiques statistiques du signal utile et du signal brouilleur.

Le présent Rapport donne un aperçu du problème de l'emploi du spectre radioélectrique, passe en revue certains critères de partage des fréquences contenus dans le Règlement des radiocommunications et donne plusieurs exemples de méthodes probabilistes d'analyse.

## 2. Critères de partage actuels

L'efficacité d'emploi du spectre radioélectrique est liée aux effets du brouillage et à leurs répercussions sur la qualité de fonctionnement des systèmes. Le Règlement des radiocommunications définit ainsi le brouillage préjudiciable (numéro 163): «Brouillage qui compromet le fonctionnement d'un service de radionavigation ou d'autres services de sécurité ou qui dégrade sérieusement, interrompt de façon répétée ou empêche le fonctionnement d'un service de radiocommunication utilisé conformément au présent Règlement». Cette définition, où il est question du service de radionavigation et d'autres services de sécurité, signifie qu'un brouillage «qui compromet le fonctionnement» est préjudiciable et ne peut donc être toléré. Toutefois, la seconde partie de cette définition conduit à se poser des questions quant à la manière de spécifier le degré de brouillage «qui dégrade sérieusement, interrompt de façon répétée ou empêche le fonctionnement d'un service de radiocommunication» et à rapporter ces conditions à un niveau acceptable de la qualité de fonctionnement requise pour un système.

Les problèmes posés par le traitement efficace des questions et des procédures relatives à l'emploi du spectre radioélectrique ont été reconnus (Recommandation N° 61 de la CAMR-79). Le concept du «brouillage admissible» (numéro 161 du Règlement des radiocommunications) et les références à la «probabilité de brouillage» que l'on rencontre fréquemment dans le Règlement des radiocommunications font ressortir la nécessité de quantifier les prévisions de brouillage par des calculs probabilistes.

Les principes directeurs du partage des bandes de fréquences et les dispositions relatives à la coordination semblent, pour la plupart, être fondés sur des plans d'attribution de fréquences ou sur des critères probabilistes qui représentent les très défavorables valeurs «pile» dans les distributions du signal utile et du signal brouilleur. Les directives et les critères de partage étaient en effet fondés sur les hypothèses les plus défavorables pour ce qui concerne les brouillages, c'est-à-dire: utilisation de la même bande de fréquences par une station terrienne et une station de Terre, couplage avec le lobe principal de l'antenne de la station de Terre, lobes principaux dans la même zone de diffusion par les hydrométéores, affaiblissement de propagation pour 0,01%, diagrammes d'antenne contenant approximativement 90% des valeurs de crête. Pour arriver à une meilleure efficacité de l'emploi du spectre radioélectrique, il faut mettre au point des méthodes de caractérisation de la probabilité de brouillage et de ses répercussions sur la performance des systèmes. A cet effet, il est nécessaire de perfectionner et de faire accepter une méthode de prévision des brouillages qui tienne compte des propriétés statistiques du signal utile, de la performance du système et des caractéristiques du signal brouilleur.

## 3. Méthode de prévision des brouillages

Une méthode de prévision des brouillages consiste à évaluer quantitativement les possibilités de partage des bandes de fréquences entre des systèmes. Cette méthode a pour but la détermination du niveau d'énergie non désirée, qui s'introduit dans un dispositif électronique. Les brouillages par couplage des signaux dans l'antenne sont les plus préoccupants pour l'étude de l'utilisation du spectre radioélectrique. Pour l'étude de ce mode de couplage il faut tenir compte des éléments constitutifs suivants: sources de brouillage, antennes actives, milieu de propagation, récepteurs, dispositifs de détection et organes de traitement de l'information. La Fig. 1 représente cette configuration ainsi que la caractérisation schématique des divers éléments. Cette interaction de deux signaux est celle qui est typiquement prise en considération comme point de départ de beaucoup d'études portant sur le partage du spectre radioélectrique. Pour évaluer pleinement les possibilités de brouillage présentées par la mise en service d'un nouveau système dans un environnement donné, il convient de tenir compte des effets possibles de sources de brouillage multiples sur une multiplicité de récepteurs «victimes». On peut y arriver en disposant de renseignements détaillés sur les équipements existant dans la zone concernée ou, à défaut de renseignements précis, à l'aide d'une estimation de la distribution des équipements.

L'évaluation des possibilités de partage d'une bande de fréquences entre divers systèmes doit tenir compte de nombreux facteurs. La prévision des rapports signal utile/signal brouilleur à l'entrée des récepteurs est un facteur important qui, pour des systèmes fonctionnant de façon continue, est donné par l'expression suivante:

$$\begin{aligned}(S/I)_{IN} &= (S/N)_{IN} - (I/N)_{IN} \\ &= (S/N)_{IN} - (P_t + G_t - L_b + G_R - R_s - BW_{CF} - OFR)\end{aligned} \quad (1)$$

où

$(S/N)_{IN}$ : Rapport signal utile/bruit à l'entrée (dB);

$P_t$ : Puissance à la sortie de l'émetteur (dBm);

$G_t$ : Gain de l'antenne d'émission (dB);

$L_b$ : Affaiblissement de transmission de référence entre antennes isotropes (dB);

$G_R$ : Gain de l'antenne de réception (dB);

$R_s$ : Niveau de bruit dans le récepteur (dB);

$BW_{CF}$ : Facteur de correction de la largeur de bande (dB);

$OFR$ : Affaiblissement hors fréquence (dB);

$(I/N)_{IN}$ : Rapport brouillage/bruit à l'entrée du récepteur (dB).

Chaque terme de l'expression (1) peut prendre une seule valeur déterministe dont l'emploi donne des prévisions évaluées pour une seule situation et qui, dans bien des cas sont excessivement «pessimistes». En réalité, chacun de ces termes représente une variable dans le processus de prévision, avec une distribution probabiliste de valeurs qui lui sont associées. L'effet combiné de ces distributions peut être facilement reconnu si l'on admet, pour chaque variable, des caractéristiques d'indépendance et qui suivent une loi logarithmique-normale. Dans ces conditions, l'écart normalisé de la distribution de $(S/I)_{IN}$ est exprimé par la racine carrée de la somme des carrés de l'écart normalisé pour chaque variable. Avec cette méthode, les effets de chaque paramètre sont pris en considération et la distribution résultante de $(S/I)_{IN}$ tient compte aussi bien des paramètres dont la variation autour de la valeur moyenne est grande, que de ceux dont cette variation est petite. Il est plus réaliste de tenir compte de l'ensemble de ces variations que d'une combinaison de valeurs «moyennes», $1\sigma$, $2\sigma$, etc., pour chaque paramètre intervenant dans le calcul de $(S/I)_{IN}$.

Il est admis que l'hypothèse logarithmique-normale n'est pas vérifée dans bien des situations; c'est pourquoi les méthodes de Monte Carlo (Rapport 524) et d'autres techniques de simulation, ainsi que des solutions analytiques complètes ont été employées.

Pour apprécier les possibilités de partage des bandes de fréquences, il est nécessaire d'évaluer un ensemble de données statistiques concernant le rapport $(S/I)_{IN}$ à l'entrée du récepteur, en fonction des conditions d'exploitation des systèmes susceptibles d'agir les uns sur les autres. On doit tenir compte de facteurs tels que les zones de service respectives, les périodes d'exploitation des liaisons, la probabilité d'interception des systèmes, les types de service de télécommunication, la probabilité de service utile, les exigences minimales des services, etc. Le rassemblement ordonné de données statistiques, de renseignements sur l'exploitation et la performance pour déterminer des critères de partage acceptables, exige de la discipline, de la persévérance et de la perspicacité.

## 4. Modèles probabilistes typiques

On a développé un certain nombre de méthodes statistiques de prévision des brouillages. Ces méthodes diffèrent dans leurs détails; la plupart ont été développées en vue de résoudre des problèmes posés par des cas particuliers en matière de gestion du spectre radioélectrique ou pour répondre au besoin qui s'est manifesté par le passé de disposer de modèles «déterministes». L'aperçu de plusieurs modèles qui suit donnera une idée du profil type des modèles probabilistes. Des modèles ont déjà fait l'objet de Rapports du CCIR. (Rapports 520, 522, 523 (Genève, 1982), 524, 525 et 651 qui traitent des aspects statistiques du partage du spectre radioélectrique). Tous ces modèles comportent la simulation par la méthode de Monte Carlo ou par quelque solution analytique complète.

### 4.1 *Compromis sur les distances de séparation et la fréquence*

Une méthode utilisée pour l'étude du partage du spectre radioélectrique consiste à rechercher un compromis entre les distances de séparation des équipements et la fréquence centrale. Les facteurs fondamentaux pris en considération pour l'établissement d'une courbe représentant les distances de séparation en fonction de la fréquence (courbe FD) sont: le spectre de puissance de l'émetteur brouilleur, les caractéristiques de l'antenne d'émission et du trajet de propagation du signal brouilleur en direction de l'antenne du récepteur utile, les caractéristiques de l'antenne, des filtres à fréquence radioélectrique et de la bande passante du récepteur utile. Connaissant ces caractéristiques, on peut calculer la quantité de puissance de brouillage, variable dépendante du spectre (SD), à la sortie de l'étage à fréquence intermédiaire du récepteur «victime».

Ce niveau de puissance peut être comparé à un niveau maximal de puissance de brouillage que le récepteur peut tolérer. Afin de déterminer la distance de séparation des systèmes qui correspond au niveau maximal de brouillage tolérable, une solution inverse pour le calcul de l'affaiblissement de propagation s'impose. On obtient ainsi des courbes de distance de séparation en fonction de l'écart entre les fréquences, similaires à celles de la Fig. 2 (Rapport 654). La plupart des applications du concept (FD) ne tiennent compte que des spécifications discrètes et univoques de tous les paramètres présentant de l'intérêt. On obtient un (FD) plus utile lorsque les paramètres sont caractérisés par des valeurs statistiques.

Jennings et autres [1976] ont étendu l'application des compromis (FD) à l'examen de la distribution statistique des gains d'antenne et des affaiblissements de propagation. Le principal problème posé par l'établissement d'un modèle statistique de la séparation (FD) consistait à combiner les distributions de probabilité de plusieurs variables contributives.

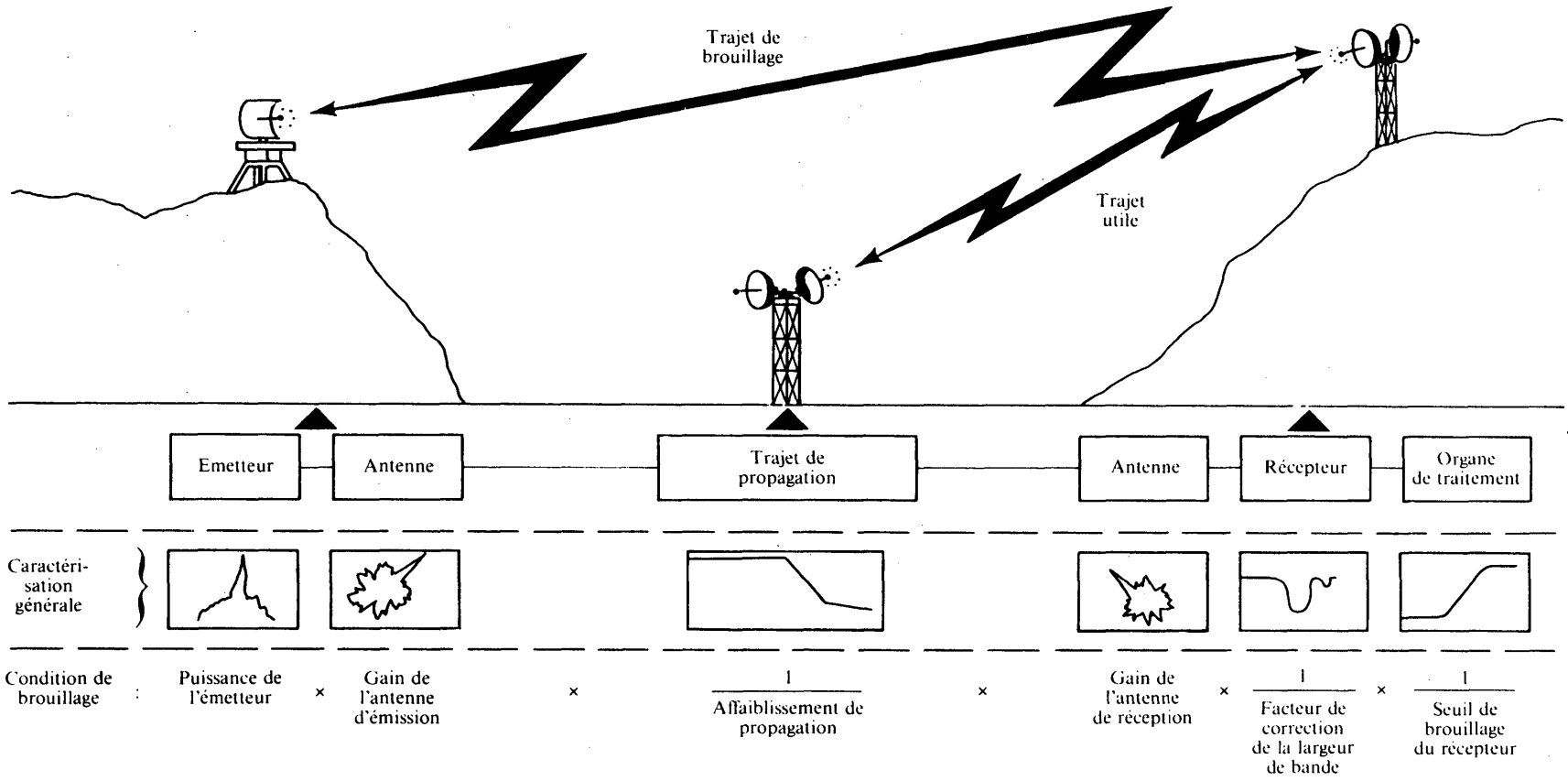



FIGURE 1 — *Méthode généralisée de prévision des brouillages*

En résumé, pour chaque accroissement de l'écart entre les fréquences, on calcule les distances pour le degré de probabilité requis. La détermination de SD et ensuite la convolution des valeurs statistiques du gain d'antenne et de l'affaiblissement de propagation sont répétées dans la gamme de fréquences et de distances concernées. On obtient ainsi des courbes de même allure que celles de la Fig. 3. Ce processus met en évidence le compromis entre la distance de séparation et l'écart entre les fréquences, ainsi que le pourcentage de temps pendant lequel une valeur spécifiée pour le rapport puissance de brouillage/puissance de bruit sera dépassée.

4.2 *Evaluation du brouillage causé par des stations mobiles aéroportées*

Les faisceaux hertziens de Terre en visibilité directe sont normalement conçus de manière que le rapport puissance porteuse/puissance de bruit soit suffisamment élevé pour prévenir les pertes d'information en présence d'évanouissements. En l'absence d'évanouissements, le surplus de puissance porteuse peut couvrir le brouillage. [Weissberger et autres, 1975] ont proposé une procédure de prévision des brouillages applicable à des cas de ce genre. L'ampleur du brouillage était donnée par l'augmentation du temps d'interruption (temps pendant lequel le quotient signal utile/brouillage + bruit est inférieur à la valeur minimale acceptable) que cause une source de brouillage aéroportée.

Cette procédure d'analyse tenait compte du niveau de puissance du signal utile, de la puissance du signal brouilleur et du bruit de fond dans le récepteur à hyperfréquences. Les variations du niveau du signal utile étaient causées par les évanouissements et par les défaillances de l'équipement, tandis que les variations du niveau du signal brouilleur étaient dues au mouvement de l'émetteur brouilleur, aux modifications de l'orientation de son antenne, aux évanouissements et aux périodes de repos. Les fluctuations du bruit de fond étaient causées par les évanouissements et le brouillage dans les bonds précédents du faisceau hertzien à plusieurs bonds. La probabilité d'interruption $P(O)$ a été calculée par la méthode de Monte Carlo, au moyen d'un ordinateur.

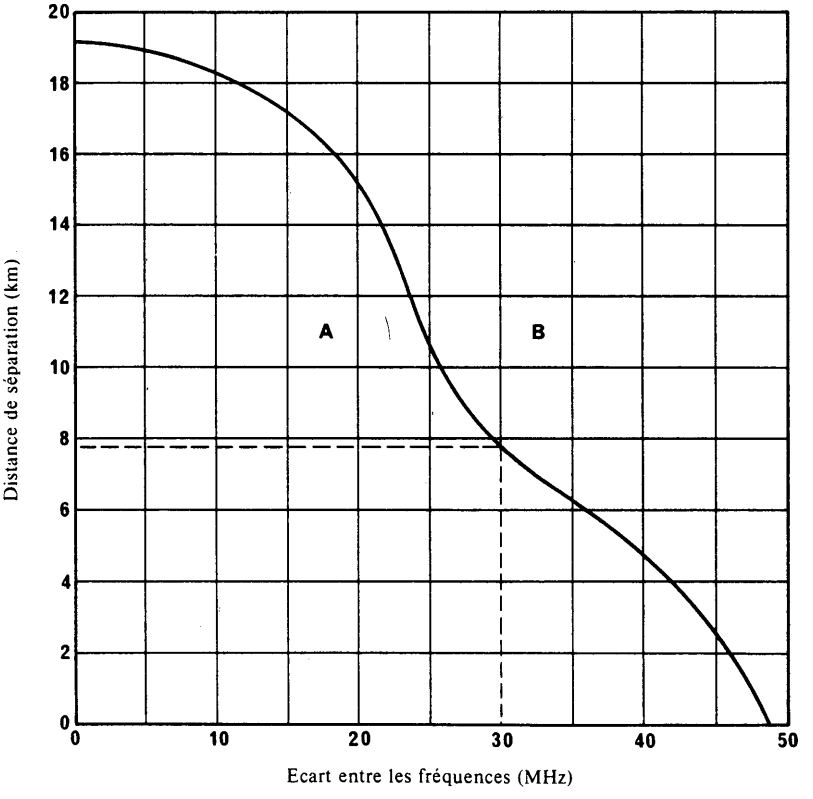



FIGURE 2 - *Courbe typique de compromis entre la distance de séparation et l'écart entre les fréquences*

A: brouillage
B: absence de brouillage

$I/N$ = 0 dB

D'autres chercheurs ont repris les travaux de [Weissberger et autres, 1975] et en ont développé d'intéressants prolongements. [Wheeler et Haakinson, 1977] ont mis au point un programme d'ordinateur pour calculer et tracer les contours du rapport signal utile/signal brouilleur dans le cas de systèmes à hyperfréquences du service fixe de Terre susceptibles d'être brouillés par des sources aéroportées. En faisant varier les caractéristiques des sources aéroportées, on peut utiliser cette méthode pour déterminer les modifications des contours du rapport $S/I$ et la sensibilité des systèmes de Terre en présence de ces modifications, ainsi que pour aider à la détermination des possibilités de partage du spectre radioélectrique. Les caractéristiques des sources aéroportées que l'on peut faire varier sont: la fréquence d'émission, le diagramme de rayonnement de l'antenne, la p.i.r.e., la largeur de bande, les altitudes auxquelles les sources fonctionnent et la zone où se trouve la source de brouillage, ainsi que l'emplacement du récepteur avec lequel la source aéroportée communique. Il est également tenu compte de l'emplacement des systèmes de Terre à hyperfréquences, de l'angle de site de leurs antennes, des niveaux du signal reçu et des largeurs de bande des récepteurs.

Cette méthode de calcul par ordinateur permet de prévoir les effets du brouillage sur un ou plusieurs récepteurs de faisceau hertzien (par exemple, dans le cas de liaisons à bonds multiples où les mêmes fréquences sont répétées tous les deux bonds) et d'obtenir un tracé composite du rapport $S/I$ à l'entrée des récepteurs, similaire à celui de la Fig. 4. On dispose aussi de tabulations des valeurs statistiques qui donnent le pourcentage de la zone de service à l'intérieur duquel le niveau de $S/I$ a la valeur spécifiée.

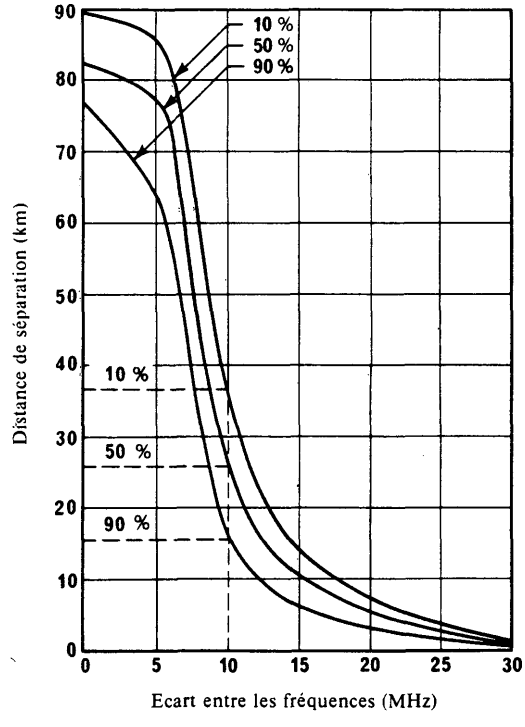



FIGURE 3 - *Courbes d'échantillons statistiques de la variation de la distance de séparation en fonction de l'écart entre les fréquences*

$I/N$ = 10 dB

La génération de ces contours du rapport $S/I$, analogues aux contours de coordination dont il s'agit dans l'Appendice 28 au Règlement des radiocommunications, exige que l'on dispose de données fiables sur l'assignation des fréquences. Ces moyens facilitent, en général, l'application d'une méthode d'évaluation des effets des émissions provenant de sources aéroportées sur les systèmes de Terre à hyperfréquences. Les contours de $S/I$ et les données statistiques peuvent être utilisés, conjointement avec les renseignements dont on dispose sur les diverses liaisons, pour évaluer du point de vue de la statistique les possibilités de brouillage causé par les sources aéroportées.

Mayher et Parlow [1976] ont exposé une méthode de détermination de critères statistiques de partage entre des sources de brouillage aéroportées et des systèmes de Terre à hyperfréquences. Ils ont en effet établi que l'on peut calculer que la probabilité sur une longue période de la pénétration de contours $S/I$ spécifiés par une source aéroportée ne réduira pas la performance d'un système de Terre à un niveau inférieur à une valeur minimale spécifiée. La spécification de ce niveau minimal de performance est fonction de la probabilité de service requise et particulièrement du service exploité, par exemple le service de radionavigation et autres services de sécurité ou des services qui remplissent des fonctions de routine ou sans rapport avec des situations critiques. Cette méthode a été développée en vue de son application aussi bien aux systèmes analogiques qu'aux systèmes numériques.

En utilisant les caractéristiques fondamentales de la liaison en modulation numérique, on peut calculer la probabilité d'erreur pour certains niveaux d'affaiblissement (de 0 au maximum) en présence ou en l'absence de brouillage. La condition de brouillage est expressément liée aux contours spécifiés de $S/I$ et, par exemple si $I$ ressemble à du bruit, à la probabilité d'erreur. Si l'on peut relever une modification acceptable de la probabilité d'erreur en l'absence de brouillage, on peut alors calculer la probabilité ($P_I$) de pénétration de contours spécifiés de $S/I$ par l'émission de la source aéroportée. Des données de ce genre facilitent l'évaluation quantitative des effets, des limitations éventuelles, des modifications dans la conception et des principes directeurs lors de la détermination d'éventuels critères de partage.

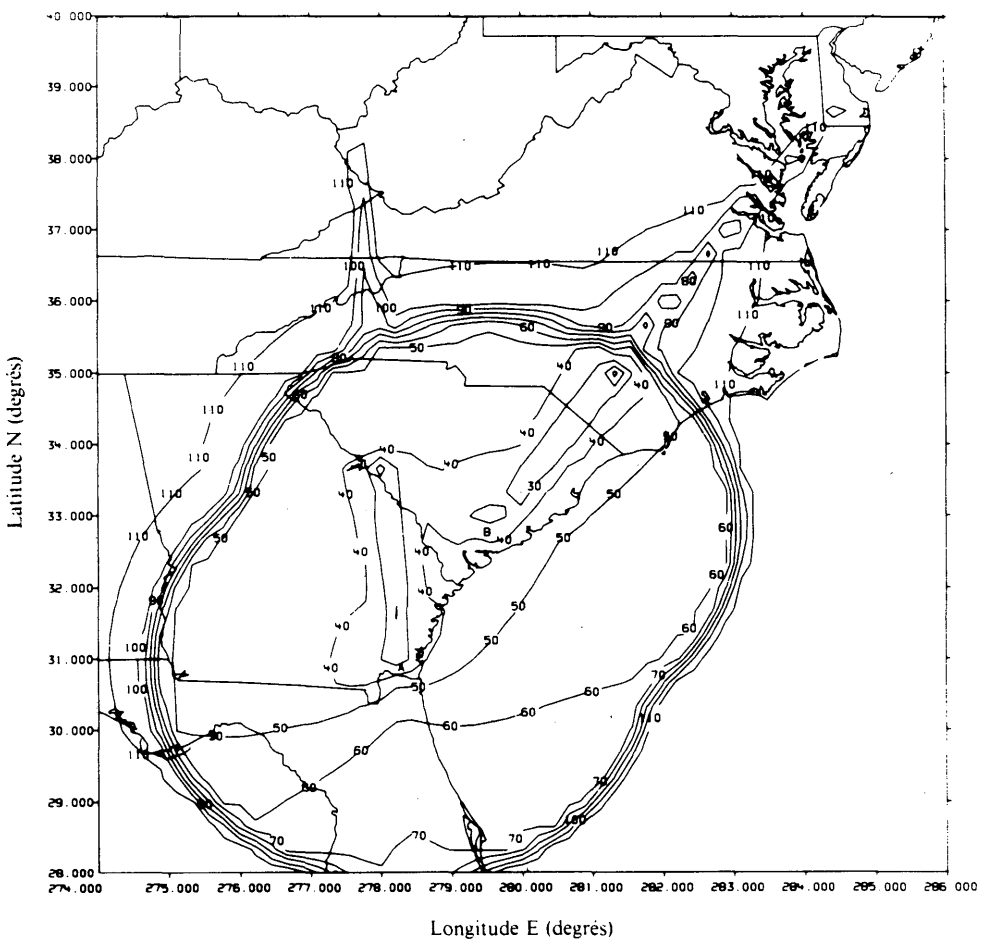



FIGURE 4 — *Valeur médiane du signal dans le(les) récepteur(s) de Terre en fonction du brouillage causé dans la même voie par l'émission d'une station mobile aéroportée*
*Contours typiques* $(S/I)_{IX}$

A: Récepteur de Terre n° 1. Azimut du lobe principal de rayonnement = 356°

B: Récepteur n° 2. Azimut du lobe principal de rayonnement = 33°. Altitude de l'avion: 5000 m.

4.3 *Compromis probabilistes et efficacité*

Berry [1977] a développé une méthode fondée sur l'hypothèse de distributions statistiques de chacun des paramètres de prévision (gain d'antenne, puissance, etc., des équipements dans le milieu considéré) et sur la possibilité d'utiliser directement ces distributions pour arriver à des compromis, plutôt que les caractéristiques et les interactions de chaque équipement. Le but de ces compromis est la mise au point de caractéristiques optimales pour les types d'équipement ou de service, plutôt que d'intégrer un nouveau service dans une bande de fréquences encombrée. Avec cette méthode, les modifications aux règlements, les spécifications des matériels, les tactiques d'exploitation ou les stratégies d'assignation peuvent s'exprimer en termes de modifications dans les distributions statistiques et sont utilisées pour calculer la probabilité de communications satisfaisantes, c'est-à-dire la probabilité pour que le rapport signal utile/signal brouilleur (ou signal utile/signal brouilleur + bruit) dépasse des valeurs spécifiées.

4.4 *Modèle de système pour le partage des bandes de fréquences*

Pour déterminer les possibilités de partage des bandes de fréquences, il faut évaluer un jeu de valeurs statistiques du rapport $(S/I)_{IN}$ en relation avec le fonctionnement des systèmes qui agissent réciproquement les uns sur les autres. [Sailors et autres, 1977] ont présenté une méthode probabiliste pour calculer la compatibilité électromagnétique des systèmes de télécommunication. Les effets du brouillage sont caractérisés par un paramètre appelé «compatibilité de la liaison», défini par le rapport de la fiabilité estimée de la liaison en présence d'une émission brouilleuse (compte non tenu d'autres possibilités de brouillage), à la fiabilité estimée de la liaison en l'absence de brouillage.

La compatibilité de la liaison est une fonction de la probabilité de transmission simultanée d'un signal utile et d'un signal brouilleur, la probabilité combinée que les valeurs du rapport puissance du signal reçu/densité de bruit et du rapport $(S/I)_{IN}$ sont supérieures à celles qui sont requises pour la qualité de service désirée et (dans le cas des systèmes à ondes d'espace décamétriques) la probabilité combinée pour qu'il existe un trajet de propagation ionosphérique pour le signal utile et pour le signal brouilleur. Les auteurs de cette méthode proposent des formules pour calculer la fiabilité de la liaison en l'absence de brouillage et des procédés d'extension de la méthode à l'évaluation des performances auxquelles on peut s'attendre de la part des systèmes à ondes d'espace décamétriques en présence de brouillage par l'onde d'espace; ces procédés sont généralisés en vue de leur application à d'autres modes de propagation et à d'autres bandes de fréquences.

4.5 *Solution analytique pour le partage du spectre radioélectrique*

Dans une série de rapports, [Middleton, 1974, 1976] a examiné l'emploi de méthodes analytiques pour obtenir des évaluations statistiques de la performance des systèmes de télécommunication dans des situations de brouillage. Son but principal étant de montrer comment on pourrait utiliser des modèles analytiques.

Middleton a mis au point des modèles de performance fondés sur l'hypothèse d'émetteurs et de récepteurs situés dans des zones de service selon une distribution de Poisson dans le temps et dans l'espace. Middleton a montré que, dans cette situation de brouillage, la structure des signaux est hautement impulsive et non pas simplement gaussienne.

Utilisant des modèles établis d'après ces principes, Middleton a développé des expressions qui permettent de calculer la distribution de la probabilité d'amplitude (APD = Amplitude Probability Distribution), ou fraction du temps pendant lequel l'enveloppe du brouillage dépasse un certain niveau, les valeurs statistiques de la phase des signaux et d'autres valeurs statistiques du processus de brouillage, par exemple la fonction de densité de probabilité (PDF = Probability Density Function) de l'amplitude instantanée des signaux. [Spaulding et Middleton, 1977] ont utilisé ce type de modèle pour la prévision de la performance des récepteurs des systèmes numériques.

Ce type généralisé de modèle canonique (c'est-à-dire que sa forme analytique est invariante par rapport à la source de brouillage particulière et aux valeurs quantifiantes de ses paramètres, niveaux, etc.) est plein de promesses. Ce concept demande un examen plus approfondi et des applications opérationnelles aux problèmes actuels de gestion du spectre radioélectrique. Middleton s'efforce en collaboration avec d'autres chercheurs [Cohen, 1977], de développer et d'appliquer ses modèles.

## 5. Résumé

Le Règlement des radiocommunications contient de nombreux critères de partage, pour la plupart déterministes ou comportant un minimum de considérations statistiques. La Recommandation N° 61 de la CAMR-79 reconnaît la nécessité de procédés plus statistiques tenant compte de facteurs tels que la nature du service, le nombre de sources de brouillage, le pourcentage du temps de présence du brouillage et des facteurs pertinents concernant l'exploitation. De nombreux modèles probabilistes ont été développés pour traiter les problèmes de l'emploi du spectre radioélectrique et de son partage, modèles qui comportent la simulation par la méthode de Monte Carlo ou des procédés analytiques. Cet acheminement vers des méthodes plus probabilistes, alors qu'augmentent les options sur le partage du spectre radioélectrique constitue une tendance d'autant plus importante que, depuis des années, de nombreux concepteurs appliquent des méthodes statistiques pour déterminer si les systèmes qu'ils élaborent répondent aux conditions de performance et de probabilité de service requises.

Pour faire avancer le développement de critères statistiques pour le partage des bandes de fréquences, il conviendrait de sélectionner un jeu de quelques services de télécommunication – fonctionnant dans des bandes qui leur sont attribuées en exclusivité ou en partage avec d'autres services – auxquels ces critères pourraient être avantageusement appliqués. Il conviendrait de mettre au point pour ces services des critères statistiques de partage qui tiendraient compte de la probabilité de service désirée, du degré d'urgence du service assuré (sauvegarde de la vie humaine et autres situations critiques) et des probabilités de brouillage. Le développement, la détermination, l'évaluation et l'approbation de ces critères pourraient constituer la base d'une utilisation plus générale des critères statistiques de partage des bandes de fréquences et de l'emploi plus efficace du spectre radioélectrique.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


BERRY, L. A. [avril 1977] Probabilistic Tradeoffs for Efficient Spectrum Use with a "CB" Example. OT Report 77-117, US Department of Commerce, Office of Telecommunications.

COHEN, D. J. [août 1977] Probabilistic Approaches in Spectrum Management. OT Technical Report 77-127, US Department of Commerce, Office of Telecommunications.

JENNINGS, R. D., VOGLER, L. E., STEPHENSON, J. J. [avril 1976] Statistical Frequency-Distance Curves, Initial Model, OT Report 76-84, US Department of Commerce, Office of Telecommunications.

MAYHER, R. et PARLOW, R. [septembre 1976] Probabilistic Assessment of Pseudo Noise Interference in 7.25-8.40 GHz Microwave Receiving Equipment. OT Technical Memorandum 76-228.

MIDDLETON, D. [avril 1974] Statistical-Physical Models of Man-Made Radio Noise, Part I: First-Order Probability Models of the Instantaneous Amplitude. US Department of Commerce, Office of Telecommunications, OT-74-36.

MIDDLETON, D. [avril 1976] Statistical-Physical Models of Man-Made and Natural Radio Noise, Part II: First Order Probability Models of the Envelope and Phase. OT-76-86, US Department of Commerce, Office of Telecommunications.

SAILORS, D. B., KUGEL, C. P., HAYDON, G. W. [1977] Predicting the Compatibility of the High Frequency Sky-wave Communication Systems. *IEEE Trans., Electromag. Compt.*, Vol. EMC-19, 332-342.

SPAULDING, A. D. et MIDDLETON, D. [1977] Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment, «Part I: Coherent Reception, and Part II: Incoherent Reception». *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-25, **9**, 910-934.

WEISSBERGER, M. A. HINKLE, R. L., SHELTON, W. T. [octobre 1975] Estimating Outage Time in Terrestrial Microwave Systems Caused by Mobile or Stationary In-Band Interference Sources. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, San Antonio, Texas, Etats-Unis d'Amérique.

WHEELER, J. K. et HAAKINSON, E. J. [février 1977] An Automated Technique for Calculating Interference from Airborne Transmitters to Terrestrial Receivers. OT Report 77-110, US Department of Commerce, Office of Telecommunications.

RAPPORT 1097

# EFFICACITE DES TECHNIQUES DE MODULATION A BANDE ETROITE DU POINT DE VUE DE L'UTILISATION DU SPECTRE

(Question 18/1)

(1990)

## 1. Introduction

Etant donné l'augmentation continue de la demande en matière de spectre radioélectrique, il est plus que jamais nécessaire de rendre son utilisation plus efficace. Pour y parvenir, on peut réduire la largeur de bande des voies, et des essais récents faits aux Etats-Unis [Shelton et autres, 1984], au Royaume-Uni [Bateman et autres, 1987] et au Japon [Daikoku et autres, 1988] ont permis de comparer les systèmes de modulation à bande étroite. Les techniques à bande latérale unique avec compression-extension en amplitude (BLUCA) et à bande latérale unique zéro réel (BLU ZR) ont été jugées appropriées pour les systèmes analogiques et numériques avec des possibilités d'application aussi diverses que les systèmes des services mobiles terrestre, aéronautique et maritime, les systèmes de radiodiffusion sonore par satellite et les autres systèmes mobiles par satellite. L'utilisation simultanée de plus d'un type de modulation dans le service mobile terrestre est étudiée dans le Rapport 1018.

## 2. Techniques à bande étroite

### 2.1 La BLU classique

La BLU classique (par exemple, l'émission J3E) est l'une des techniques les plus efficaces pour réduire la largeur de bande des voies; elle est toutefois très sensible aux fluctuations d'amplitude et de phase, qui la rendent inappropriée à une utilisation mobile, à cause de la rapidité de changement de l'environnement des trajets multiples. La BLU classique est aussi sujette au brouillage dans la même voie et au brouillage par la voie adjacente. Plusieurs de ces problèmes ont été surmontés par l'emploi de techniques avancées de traitement de signaux numériques, dont l'existence est maintenant possible, à un coût raisonnable, grâce aux progrès de la technologie d'intégration à très grande échelle (VLSI).

## 2.2 BLUCA à tonalité pilote

L'émission d'une onde porteuse réduite comme porteuse de tonalité pilote a longtemps été la technique en vigueur pour la détermination d'un décalage de fréquence éventuel et la régénération du signal dans le récepteur. Les variations d'amplitude et de phase de la porteuse pilote peuvent également être contrôlées au récepteur, et l'on peut générer des fonctions inverses appropriées afin d'éliminer du signal les effets de la distorsion due aux trajets multiples. L'une des techniques d'élimination des imperfections des voies causées par les évanouissements par trajets multiples est la régénération du signal par précompensation (FFSR). L'avantage de cette technique est que la voie peut être rendue transparente pour la parole ou les données. Son principal inconvénient est que la porteuse pilote est sur la limite de la bande, où les caractéristiques d'amplitude et de phase sont les moins stables et où, par conséquent, il peut y avoir une faible corrélation entre les évanouissements de l'onde pilote et ceux du signal. L'onde pilote, se trouvant sur la limite de la bande, est aussi exposée au brouillage par la voie adjacente.

La tonalité au-dessus de la bande (tone above band, TAB) est utilisée par certains systèmes commerciaux, du fait qu'elle autorise une certaine souplesse dans le repérage de la tonalité pilote. Dans l'ensemble, toutefois, les systèmes TAB présentent les mêmes avantages et inconvénients que les systèmes à porteuse pilote.

La technique de la tonalité dans la bande (tone in band, TIB) augmente la corrélation entre la tonalité pilote et le signal, en plaçant la tonalité pilote au milieu de la bande du signal. La tonalité pilote est insérée dans un zéro créé en éliminant une partie du signal au moyen d'un filtre à coupure brusque. On atteint une corrélation élevée entre les évanouissements de l'onde pilote et ceux du signal, et, comme l'onde pilote est au milieu de la bande, la protection de la voie adjacente est bonne. Le principal inconvénient de cette technique est que la bande du signal n'est plus transparente.

Le procédé transparent (tone in band, TTIB) réduit considérablement cet inconvénient en partageant la bande du signal en deux moitiés, qu'il sépare dans le domaine fréquentiel pour ménager un intervalle pour la tonalité pilote. Au récepteur, le procédé inverse est employé pour régénérer le signal et, dans une mise en oeuvre idéale, on conserve une voie transparente. Cette façon de faire présente cet avantage qu'il n'y a aucune perte d'information, et que l'on peut faire varier l'espacement entre les deux moitiés du spectre du signal afin d'acheminer des informations telles que la fréquence de base de l'horloge du système numérique. Dans la pratique, on peut mettre en oeuvre les systèmes TTIB en utilisant le traitement des signaux numériques pour obtenir une voie presque transparente; il y aura, cependant, une certaine distorsion du signal, en particulier au milieu de la bande.

Un système à commutation de tonalité a été suggéré, qui neutralise la distorsion du signal par l'emploi du TIB pour l'acquisition du signal, mais revient au TAB pendant la transmission du signal. Ce système de compromis nécessite un circuit de régulation de fréquence complexe et ne réalise pas la bonne corrélation entre les évanouissements de l'onde pilote et ceux du signal que procure un système TIB.

2.3 BLU ZR

i) La BLU ZR est une combinaison de deux technologies existantes: signalisation BLU et réception en modulation de phase (MP). La signalisation BLU maintient les propriétés de la bande étroite et la réception MP apporte une grande immunité contre les évanouissememts.

ii) A l'adjonction d'une porteuse près, les émetteurs BLU ZR sont semblables aux émetteurs BLU ordinaires.

iii) Le signal BLU ZR peut-être démodulé au moyen d'un limiteur d'amplitude, d'un détecteur de fréquence, d'un intégrateur et d'un linéariseur. Le linéariseur est nécessaire pour éliminer les distorsions d'intermodulation engendrées par le processus de démodulation même. Le signal BLU ZR est donc exempt des dégradations dues au mauvais réglage d'une porteuse.

iv) Le récepteur BLU ZR peut en toute sécurité utiliser le limiteur d'amplitude pour éliminer la variation d'amplitude, sans aucune perte du signal d'information. Le limiteur d'amplitude est assez puissant pour éliminer la dégradation d'amplitude causée par les évanouissements. La BLU ZR n'a donc pas besoin d'un circuit de commande automatique de gain (CAG) pour assurer la correction d'amplitude dans des conditions d'évanouissements.

v) Pour la BLU classique, l'équipement doit comprendre des circuits CAG et CAF (commande automatique de fréquence) pour maintenir une bonne qualité du signal démodulé pendant les périodes d'évanouissements. La technique TIB permet d'augmenter la corrélation entre les évanouissements de la tonalité pilote et ceux du signal. Une bonne corrélation est très importante pour la correction d'amplitude, c'est-à-dire l'intervention de la CAG.

vi) La BLU ZR est un système à porteuse pilote qui ne demande pas de TIB puisque la BLU ZR peut démoduler le signal sans faire appel à la CAG ni à la CAF.

vii) L'émetteur-récepteur BLU ZR est transparent pour la gamme de fréquences du servicetéléphonique public, c'est-à-dire 300-3 400 Hz.

viii) La BLU ZR est utilisable pour la transmission de données. Les résultats expérimentaux ont montré que les signaux MODEM transmis dans la bande des fréquences vocales avec des rapidités de transmission de 4,8 et de 9,6 kb/s sont transmis avec une bonne qualité avec ou sans conditions d'évanouissements.

ix) La BLU ZR, ayant une transparence de haut niveau, permet la connexion de modems ordinaires dans la bande des fréquences vocales, disponibles à prix modique. Un système de transmission analogique transparent comme la BLU ZR est très intéressant, étant donné que l'application de la modulation numérique par manipulation par déplacement minimum avec filtre gaussien aux communications mobiles demande toujours des modems spécialisés de prix élevé.

2.4 MF à bande étroite

La conception d'un système MF à bande étroite (MFBE) est quasiment identique à celles des systèmes conventionnels à modulation de fréquence sauf sur les trois points suivants: l'écart de fréquence en crête de l'émetteur est réduit à ± 2,5 kHz, le filtre FI et les largeurs de bande de discrimination sont réduites, enfin la tolérance de fréquence est également réduite. Les systèmes conventionnels de communication MF nécessitent des largeurs de bande de voie de 25 ou 30 kHz, alors que les systèmes MFBE utilisent une largeur de bande de voie de 12,5 kHz.

3. Comparaisons des méthodes de modulation

On a pu constater que les deux méthodes de modulation à bande étroite, MFBE et BLUCA, permettaient une utilisation efficace du spectre et pouvaient être appliquées dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques attribuées aux services fixe et mobile. Les essais ont été effectués dans la bande des ondes métriques mais on estime que les résultats s'appliquent également à la bande des ondes décimétriques. Si l'on compare globalement les techniques MFBE et BLUCA du point de vue des applications à la téléphonie analogique, chacune de ces méthodes de modulation présente ses propres avantages et inconvénients.

La méthode MFBE offre les avantages prévisibles par rapport à la méthode BLUCA pour ce qui est de l'interfonctionnement avec les équipements MF existants et, les procédures communes d'essai de recette ainsi que les équipements d'essai et la maintenance. L'espacement des canaux associés aux deux techniques limite le débit binaire à des valeurs inférieures à celles de la modulation de fréquence classique. De plus, ni l'une ni l'autre des méthodes de modulation à bande étroite ne peuvent être utilisées avec les techniques de téléphonie numérique actuelles. Il faut tenir compte des exigences globales de l'utilisateur lorsque l'on choisit une de ces méthodes de modulation à bande étroite. Les équipements nécessaires à ces deux types de modulation à bande étroite n'étant pas toujours faciles à obtenir, il se peut que l'un ou l'autre type de modulation offre plus d'avantages, du point de vue de l'acquisition et des possibilités de maintenance.

La fonction de la technique FFSR utilisée dans le récepteur BLUCA peut se décomposer entre deux parties: un suppresseur de bruit erratique à modulation de fréquence (MF) et un dispositif CAG de précompensation. Le récepteur BLU ZR emploie un suppresseur de bruit erratique MF dont la configuration fondamentale est la même que celle de la FFSR.

4. Essais comparatifs de techniques de modulation à bande étroite

Des systèmes mobiles terrestres à bande étroite ont fait l'objet d'essais comparatifs [Shelton et autres, 1984]; il s'agissait d'évaluer leur utilité pour améliorer l'efficacité d'emploi du spectre dans le service mobile terrestre. Tous les résultats de mesures ultérieures proviennent de [Shelton et autres, 1984]. Les systèmes mis à l'essai étaient un système MF à une seule voie ayant une largeur de bande nécessaire nominale de 16 kHz, un système MF à bande étroite (MFBE) ayant une largeur de bande nécessaire nominale de 11 kHz et un système à bande latérale unique avec compression-extension en amplitude (BLUCA) ayant une largeur de bande nécessaire de 3 kHz. Ces systèmes ont été mis à l'essai en laboratoire et en service. Les résultats des essais comparatifs sont résumés au Tableau I.

TABLEAU I

Facteurs de comparaison pour les techniques à bande étroite appliquées dans le service mobile terrestre

| Facteurs de comparaison | Facteurs d'évaluation MF classique | BLUCA | MFBE |
|---|---|---|---|
| 1. Espacement des canaux (kHz)[a] | 25 | 5 - 6,25 | 12,5 |
| 2. Efficacité d'utilisation du spectre (par rapport à la MF à 25 kHz) | 1,0 | 2,5 | 1,8 |
| 3. Rapport de protection assuré par rapport au canal adjacent (dB)[b] | -80 | -47 à -58[c] | -80 |
| 4. Portée des communications | Approximativement égales pour tous les équipements | | |
| 5. Possibilité d'interfonctionnement avec les équipements existants (MF classique) | Oui | Non | Oui, mais avec une qualité légèrement dégradée |
| 6. Disponibilité du réglage silencieux à codage par tonalité | Oui | Oui | Oui |
| 7. Procédures de maintenance et d'essai comparées à l'environnement existant (MF classique) | Identiques | Modifiées | Identiques |
| 8. Conception normalisée de l'équipement | Oui | Non | Oui |
| 9. Capacité maximale de traitement de données de la bande passante audiofréquence (kilobauds) (pour les mêmes largeurs de bande audiofréquence) | 1,2 - 1,8 | 1,2 - 1,8 | 1,2 - 1,8 |
| 10. Capacité maximale de transmission de données en utilisant l'espacement nominal entre les canaux (kilobauds) (modulation directe de la principale porteuse) | 10 - 12 | 1,2 - 1,8 | 5 - 6 |
| 11. Espacement entre les canaux compatible avec les techniques téléphoniques numériques actuelles | Oui | Non | Non |

[a] Les valeurs données dans ce tableau sont fondées sur ces séparations entre les canaux.

[b] MF 25 kHz/MF 25 kHz, BLUCA/BLUCA et MFBE/MFBE respectivement.

[c] -47 dB pour un espacement de 5 kHz
-58 dB pour un espacement de 6,25 kHz

La portée des communications pour les signaux vocaux était similaire pour la BLUCA, la MFBE et la modulation en fréquence de type classique, la qualité téléphonique étant légèrement inférieure pour les méthodes de modulation à bande étroite aux extrémités de la portée de communication. Des essais en service effectués pour des puissances équivalentes et sur les mêmes voies d'acheminement, à l'aide de la même antenne de station de base (antenne-fouet omnidirective, gain: 3 dBi, hauteur: 10 mètres) il ressort que les communications étaient satisfaisantes sur une portée de 7,5 km pour la MFBE et de 8,0 km pour la BLUCA et la MF classique. Les portées de communication pour ces trois différents types de modulation sont comparables pour la même puissance équivalente et le même type de relief.

Pour la BLUCA et la MFBE, la qualité téléphonique est similaire à celle de la MF classique pour un rapport signal/bruit élevé. Lorsqu'il est plus faible, la qualité téléphonique des deux techniques à bande étroite est inférieure à celle de la MF classique, la qualité téléphonique de la MFBE étant légèrement meilleure que celle de la BLUCA. Dans un environnement à faible rapport signal/bruit, le signal vocal MFBE est sujet à des distorsions, dues probablement aux bruits impulsifs et à des effets de capture, tandis que le signal vocal BLUCA est sujet à des distorsions probablement dues à la compression-extension, aux circuits de l'onde pilote et à la bande passante réduite en audiofréquence. La BLUCA présente une qualité légèrement rocailleuse, la voix étant moins facile à reconnaître. La qualité vocale tend à se dégrader de manière relativement constante avec la distance sur toute la portée de communication. Le système MFBE semble conserver une meilleure qualité vocale sur une distance plus grande. La distorsion des signaux est plus rapide lorsque l'on atteind la distance maximale.

Le principal facteur affectant la qualité de fonctionnement de la MF classique en ce qui concerne le signal adjacent est considéré comme étant les caractéristiques de sélectivité des récepteurs. Pour un système MF classique ayant une excursion de fréquence en crête de $\pm$ 5 kHz, la protection par rapport au canal adjacent est de l'ordre de 80 dB.

On a constaté à la suite de mesures et d'analyses que le principal facteur affectant la qualité de fonctionnement de la BLUCA par rapport au signal du canal adjacent était la puissance des émissions hors bande (spectre dans la bande latérale). La mesure de la puissance hors bande pour des canaux de 5 kHz pouvait atteindre 47 dB; une analyse effectuée par calculateur donne une évaluation jusqu'à 58 dB pour des canaux de 6,25 kHz.

La technique BLUCA, relativement récente, semble offrir des possibiltés d'améliorer la linéarité de l'émetteur et le traitement de la porteuse pilote. Si l'espacement entre les canaux passait de 5 kHz à 6,25 kHz, il en résulterait une amélioration de 11 dB de rapport de protection par rapport au canal adjacent. Pour un espacement de 5 kHz, les produits d'émission d'intermodulation du troisième ordre tombe dans la bande passante d'un récepteur adjacent. Avec une séparation de 6,25 kHz, les produits d'intermodulation du troisième ordre sont en grande partie évités. Un espacement de 6,25 kHz serait compatible avec des plans de disposition des canaux comportant des équipements MFBE avec des espacements de 12,5 kHz et MF avec des espacements de 25 kHz. Toutefois, un espacement de 6,25 kHz ne serait pas directement compatible avec un plan de disposition des canaux MF ayant un espacement de 30 kHz.

On a constaté que les récepteurs MFBE avaient un rapport de protection par rapport au signal adjacent meilleur que 80 dB pour un espacement de 12,5 kHz. Il n'est pas toujours pratique ni réalisable de remplacer en une seule fois tout un réseau de communication. L'introduction de la MFBE dans un environnement offre des avantages par rapport à la BLUCA en ce sens qu'au prix d'une légère dégradation de la qualité (réduction d'environ 5 dB de la sensibilité par rapport à la MF classique), l'interfonctionnement de la MFBE est possible avec les réseaux MF classiques si l'on ajuste les stations de base et de répéteurs pour tenir compte d'une excursion de crête de $\pm$ 2,5 kHz, la portée des communications ne subissant qu'une réduction nominale. Lorsque la conversion d'unités mobiles est entièrement faite, il est possible de convertir les stations de base et de répéteur pour compléter le processus. L'interfonctionnement des appareils BLUCA n'est pas possible avec les équipements MF.

La qualité SINAD de la BLU ZR évaluée par une tonalité est semblable à celle de la MF 12,5 kHz, dans des conditions d'évanouissements ou sans conditions d'évanouissements. Des essais de laboratoires utilisant un signal de modulation à tonalité de 1 kHz ont montré que la qualité subjective de la voix de la BLU ZR est également semblable à celle de la MF 12,5 kHz même en présence d'évanouissements.

5. Comparaison de l'efficacité d'utilisation du spectre

Dans des conditions idéales, compte tenu des économies réalisées en matière de largeur de bande [Bateman et autres, 1987], l'efficacité d'utilisation du spectre sans réutilisation des fréquences de la BLUCA et de la BLU ZR peut être de 4 à 5 fois plus élevée que celle des systèmes MF classiques à 25 kHz. Toutefois, on prévoit [Shelton et autres, 1984] que, dans la pratique, l'efficacité d'utilisation du spectre avec la technique BLUCA sera de 1 à 2,5 fois aussi bonne que celle des systèmes classiques à modulation de fréquence. S'agissant de la technique MFBE, l'efficacité d'utilisation du spectre sera de 1,7 à 1,8 fois aussi bonne que celle des systèmes à modulation de fréquence classiques si l'on suppose que le rapport de protection dans le même canal de cette technique et de celle des systèmes à modulation de fréquence classiques est le même. Ces valeurs pratiques d'efficacité tiennent compte de l'existence d'une protection par rapport au canal adjacent en présence de niveaux variables d'encombrement nécessitant une réutilisation des fréquences. Les valeurs pratiques prévues en matière d'efficacité d'utilisation du spectre ont été calculées au moyen des méthodes décrites dans le Rapport 662.

Daikoku et autres, 1988, calculent que l'efficacité du spectre pour des systèmes BLU ZR à espacement des canaux de 5 kHz est de 2 fois supérieure à celle de la MF 12,5 kHz pour un système de réutilisation des fréquences qui comprend des rapports de protection dans le même canal pour BLU ZR = 13 dB et MF 12,5 kHz = 10,5 dB. Dans le calcul, il n'a pas été tenu compte de la protection par rapport au canal adjacent.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BATEMAN, A., McGEEHAN, J.P., KANSO, A., MARVIL, J.D., [1987] - Co-channel measurements for amplitude companded SSB voice communications. IEEE Conf Vehicular Technology, 1987, pp. 505-511.

COHN, S. et FREEMAN, E. [1984] - Evaluation of the Use of New Narrowband Technologies in the Existing Private Land Mobile Radio Frequency Allocations. Sachs Freeman and Associates.

DAIKOKU, K. et SUWA, K. [1988] "RZ SSB transceiver with equal-gain combiner for speech and data transmission" (Emetteur-récepteur à bande latérale unique et zéro réel avec combineur à gain égal pour la transmission de la parole et des données). IEE GLOBECOM, 1988, p. 26.4.1 à 26.4.5"

SHELTON, W., COHEN, D., CRANDALL, G., HURT, G., et SPEIGHTS, W., [1984] Assessment of Narrowband Modulation Technologies for Government Land Mobile Operations. NTIA Report 84-156.
(Peut être obtenu au U.S Department of Commerce, National Technical Information Service, Springfield, Virginie, Etats-Unis d'Amérique.)

RAPPORT 1114

# APPLICATION DE LA NOTION D'EFFICACITE D'UTILISATION DU SPECTRE AUX FAISCEAUX HERTZIENS

(Question 47/1)

(1990)

## 1. Introduction

Le choix de faisceaux hertziens numériques pour une application donnée englobe de nombreux facteurs techniques, économiques, réglementaires et autres. Etant donné que le spectre est une ressource naturelle limitée, les responsables de sa gestion s'intéressent particulièrement à la mise au point de techniques de conservation du spectre qui en assurent une utilisation plus efficace, avec la prise en compte de compromis entre les facteurs de conception technique.

Dans le présent Rapport, nous évaluerons les propriétés de conservation du spectre des nouvelles techniques en matière d'antennes, de systèmes de modulation et de traitement des signaux, s'agissant des faisceaux hertziens numériques. Les notions d'utilisation et d'efficacité d'utilisation du spectre exposées dans le Rapport 662-2 du CCIR ont été utilisées. Dans ledit Rapport, l'efficacité d'utilisation du spectre est définie comme étant le rapport du nombre de communications établies à l'espace radioélectrique utilisé, celui-ci étant le produit du temps, de la largeur de bande et du volume d'espace (superficie) refusés à d'autres utilisateurs à cause des brouillages potentiels. Pour la présente analyse des techniques de conservation du spectre pour les faisceaux hertziens du service fixe, on a mis au point un modèle informatique [Hinkle et Farrar, 1989].

Les paramètres de système utilisés dans l'analyse ont été choisis de façon à indiquer une analyse de trajet unique de l'efficacité du spectre pour les divers cas examinés. En tant que tels, les paramètres peuvent ne pas être représentatifs des systèmes réalisables, en particulier de ceux utilisant des schémas de modulation d'ordre supérieur. Les résultats correspondent donc à une application de la notion d'efficacité d'utilisation du spectre aux faisceaux hertziens et les administrations devraient utiliser des paramètres représentatifs dans toute analyse d'efficacité d'utilisation du spectre.

## 2. Méthode d'analyse

Pour évaluer les propriétés de conservation du spectre de différents facteurs de conception ou solutions techniques, il faut quantifier l'efficacité relative de l'utilisation du spectre. Pour cette étude, on a développé les notions exposées dans le Rapport 662-2 du CCIR et défini l'efficacité d'utilisation du spectre (EUS) comme suit:

$$EUS = VT/(T \cdot E \cdot B) \quad (1)$$

où

VT = nombre de voies téléphoniques;

T = fraction du temps pendant laquelle un système est utilisé (définie comme égale à 1 pour la présente analyse);

E = espace refusé ($km^2$);

B = largeur de bande occupée (MHz).

La formule (1) a été choisie parce qu'elle tient compte des fréquences refusées tout comme de l'espace (superficie) refusé pour l'évaluation des propriétés de conservation du spectre d'un système. L'espace refusé est l'espace dans lequel un autre système ne peut fonctionner sans que sa qualité ne tombe au-dessous d'un critère spécifié. L'espace refusé est fonction des caractéristiques du diagramme d'antenne du système, de la puissance de sortie de l'émetteur et du niveau de seuil de brouillage du récepteur.

L'algorithme utilisé pour calculer l'espace refusé englobe la fragmentation (quantification) du diagramme du gain d'antenne de l'émetteur en plusieurs segments, secteurs angulaires, qui représentent avec précision le diagramme d'antenne. Le diagramme du gain d'antenne de l'émetteur est un apport au modèle. Le programme calcule l'espace refusé en additionnant l'aire de chaque segment. Du point de vue géométrique, chaque segment est un secteur angulaire, dont l'aire peut être calculée à l'aide de la formule suivante:

$$\text{Aire du secteur angulaire} = \pi R^2 \theta/360 \quad (2)$$

où: $R$ = rayon du secteur ($R_1$, $R_2$, ..., $R_n$)
$\theta$ = angle au centre du secteur ($\theta_1$, $\theta_2$, ... $\theta_n$)
$n$ = nombre de segments angulaires.

Les rayons $R_n$ pour chaque segment ont été calculés à l'aide de la formule:

$$L(R) = P_t + G_t(n) + G_r - I_{MAX}$$

où: $L(R)$ = affaiblissement de propagation nécessaire, en dB.
$P_t$ = puissance de sortie de l'émetteur, en dBm.
$G_t(n)$ = gain d'antenne de l'émetteur pour le secteur n, dBi.
$G_r$ = gain d'antenne du récepteur, 0 dBi non directive.
$I_{MAX}$ = niveau de brouillage maximal admissible, en dBm.

Puis, on détermine la distance R correspondant à l'affaiblissement nécessaire à l'aide d'un modèle de propagation à loi inverse considérant une terre lisse. Cela facilite l'évaluation de l'espace refusé pour chaque secteur angulaire (formule 2).

Pour appliquer la formule (1) aux faisceaux hertziens point à point, il est nécessaire d'établir des caractéristiques d'un système de référence entre deux emplacements de faisceaux hertziens. Ces caractéristiques comprennent la longueur du trajet, l'affaiblissement du trajet, le gain d'antenne, les affaiblissements d'insertion, la marge contre les évanouissements et le gain du système. Il est également nécessaire d'établir certaines caractéristiques de modulation pour les types de modulation étudiés. Les modulations numériques

considérées dans la présente étude sont la modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) à 16, 64 et 256 états. Les caractéristiques supposées dans le cas présent pour les faisceaux hertziens numériques sont fondées sur la norme nord-américaine et sont les suivantes:

PARAMETRES DES FAISCEAUX HERTZIENS NUMERIQUES

| | | |
|---|---|---|
| 1. | VOIES TELEPHONIQUES (VT) | = 1 344 pour la MAQ-16<br>2 016 pour la MAQ-64<br>2 688 pour la MAQ-256 |
| 2. | DEBIT BINAIRE (DB) | = 90 Mbit/s pour la MAQ-16<br>135 Mbit/s pour la MAQ-64<br>180 Mbit/s pour la MAQ-256 |
| 3. | TAUX D'ERREUR BINAIRE (TEB) | = $10^{-6}$ |
| 4. | FACTEUR DE BRUIT DU RECEPTEUR (F) | = 4 dB |
| 5. | GAIN DU SYSTEME ($G_S$) | = 103 dB |

Pour l'analyse, on a utilisé le rendement de transmission théorique et les niveaux du rapport porteuse/bruit (C/N), pour les différents types de modulation, afin de garantir une comparaison juste.

On trouvera ci-après un examen de l'application de la formule (1) aux différents domaines de conception: antennes, modulation et traitement des signaux.

## 3. Antennes

L'espace refusé est un facteur clé dans l'étude de la conservation du spectre. L'un des principaux éléments des systèmes de radiocommunication contribuant à ce refus est l'antenne. Ces dernières années, des progrès importants de la conception des antennes, en ce qui concerne la discrimination de polarisation et la réduction des lobes latéraux, ont permis d'améliorer l'efficacité d'utilisation du spectre dans les radiocommunications par faisceaux hertziens.

On peut obtenir une réutilisation des fréquences en appliquant des techniques de conservation du spectre à la conception des antennes. On peut réduire l'espace refusé en minimisant les lobes latéraux. Les diagrammes de rayonnement d'antenne et, par conséquent, les distributions des lobes latéraux, varient avec le type d'antenne. Trois types d'antennes couramment utilisés dans les transmissions hertziennes point à point sont:

1. l'antenne parabolique type (APT);
2. l'antenne en coiffe (AC);
3. le réflecteur à cornet conique (RCC).

Des diagrammes de rayonnement type pour ces antennes, avec un gain à 43 dBi, sont représentés sur la Figure 1. Les caractéristiques de ces diagrammes ont été utilisées dans le modèle.

### 3.1 Efficacité d'utilisation du spectre

La Figure 2 représente, pour les 3 types d'antennes, une courbe de la puissance de sortie de l'émetteur en fonction de l'espace refusé pour un seuil de brouillage du récepteur de -102,5 dBm. Bien que le gain dans le faisceau principal soit le même pour toutes les antennes, les résultats indiqués sur

la Figure 2 montrent que l'antenne RCC présente un espace refusé moins grand que les 2 autres types d'antennes. Par ailleurs, la différence d'espace refusé pour les 3 types d'antennes est petite jusqu'à ce que la puissance d'émetteur dépasse 30 dBm. Cela est compréhensible parce que la contribution à l'espace refusé causée par les caractéristiques des antennes (lobes latéraux/lobes arrière) est petite tant que la puissance de l'émetteur ne dépasse pas 30 dBm. Lorsque la puissance de sortie des émetteurs dépasse 30 dBm, la différence d'espace refusé pour les 3 types d'antennes est significative. L'espace refusé est également fonction du seuil de brouillage du récepteur.

Etant donné que l'espace refusé pour les trois types d'antennes est fonction de la puissance de sortie de l'émetteur et du niveau de brouillage maximal admissible ($I_{max}$), les propriétés de conservation du spectre pour les trois types d'antennes doivent aussi être rapportées au type de modulation du système. Par conséquent, les propriétés d'amélioration de l'efficacité du spectre des antennes APT, AC et RCC seront examinées dans le paragraphe concernant la modulation.

## 4. Modulation

L'évaluation des propriétés de conservation du spectre pour différents systèmes de modulation est très complexe parce que tant le spectre que l'espace refusé sont affectés par le choix du type de modulation utilisé dans un système. De manière générale, les paramètres du système, comme la largeur de bande occupée, le rapport porteuse/bruit nécessaire à l'entrée du récepteur $(C/N)_i$ et le niveau maximal admissible de brouillage sont tous fonction du type de modulation et ont un effet direct sur l'utilisation du spectre.

L'analyse est basée sur le rendement de transmission théorique et les rapports porteuse/bruit à l'entrée du récepteur pour les différents types de modulation de manière à garantir une comparaison exacte. Pour évaluer les propriétés de conservation du spectre, les différents types de modulation, la largeur de bande occupée (B) et le niveau de puissance nécessaire à la sortie de l'émetteur ($P_t$) ont été déterminés pour chacun. Ces paramètres sont indiqués dans le Tableau I.

La largeur de bande occupée (B) pour les modulations numériques a été déterminée à l'aide de la relation:

$$B(MHz) = \text{Débit binaire (Mb/s)/Rendement de transmission (b/s/Hz)} \quad (3)$$

où le débit binaire (voir les paramètres du système numérique) et le rendement de transmission (voir le Tableau I) sont fonction du type de modulation.

Pour établir la puissance nécessaire à la sortie de l'émetteur pour chaque type de modulation, on a déterminé le rapport $(C/N)_i$ à l'entrée du récepteur nécessaire pour les critères de performance spécifiés. Un taux d'erreur sur les bits (TEB) de $10^{-6}$ à été utilisé comme critère de performance et le rapport $(C/N)_i$ nécessaire théorique a été obtenu d'après la littérature.

Les niveaux de bruit à l'entrée du récepteur $N_i$ donnés dans le Tableau I ont été déterminés à l'aide d'une largeur de bande de récepteur de 22,5 MHz et un facteur de bruit de récepteur de 4 dB. Le niveau de porteuse minimal nécessaire ($C_{MIN}$) à l'entrée du récepteur a ensuite été déterminé à partir de la relation:

$$C_{MIN}(dBm) = (C/N)_i + N_i \quad (4)$$

La puissance de l'émetteur nécessaire ($P_t$) donnée dans Tableau I a été déterminée à l'aide de la formule:

$$P_t(\text{dBm}) = C_{MIN} + G_s \qquad (5)$$

où $G_s$ représente le gain du système qui a été fixé à 103 dB.

La zone refusée est également fonction du niveau de brouillage maximal admissible du récepteur victime ($I_{max}$). Le niveau de brouillage maximal admissible du récepteur associé à chaque modulation a été déterminé dans l'hypothèse où le récepteur victime a le même type de modulation que l'émetteur brouilleur. Dans la présente analyse, le niveau maximal admissible de brouillage a été déterminé à l'aide des critères établis dans la norme de l'Electronic Industries Association (EIA Bulletin N° 10-D). Pour les systèmes numériques, le critère de qualité était une augmentation du TEB de $10^{-6}$ à $10^{-5}$, ce qui correspond à un accroissement de 1 dB environ du niveau de bruit du récepteur. Cela équivaut à un rapport brouillage/bruit (I/N) de -6 dB (c'est-à-dire, $I_{max}$ = -102,5 dBm pour la MAQ-16, la MAQ-64 et la MAQ-256).

4.1 Efficacité d'utilisation du spectre

Le Tableau II contient les valeurs de l'efficacité d'utilisation du spectre (EUS) calculées à l'aide de la largeur de bande et de la puissance de sortie de l'émetteur (Tableau I) et du niveau maximal admissible de brouillage de -102,5 dBm. Les chiffres donnés pour l'EUS dans le Tableau II concernent trois types de modulation différents et trois types d'antenne (APT, AC et RCC). Les systèmes présentant des valeurs plus élevées d'EUS sont plus efficaces du point de vue de l'utilisation du spectre. Il convient de souligner que les résultats calculés font nettement apparaître que l'EUS varie considérablement d'un type d'antenne à l'autre. Par exemple, l'EUS pour la MAQ-64 est égale à 0,044 pour l'antenne APT contre 0,073 et 0,478 pour les antennes AC et RCC respectivement. Par conséquent, les résultats indiqués dans le Tableau II montrent clairement que l'EUS ne peut être optimisée que si l'on prend en compte à la fois les effets de l'antenne et ceux de la modulation.

Par ailleurs, les résultats d'analyse montrent que l'EUS est plus élevée pour la MAQ-64 que pour la MAQ-256 pour les trois types d'antenne. C'est pourquoi les résultats d'analyse indiquent que la MAQ-64 est une modulation qui favorise une utilisation plus efficace du spectre. Le Tableau III permet d'expliquer pourquoi la MAQ-64 est plus "efficace du point de vue de l'utilisation du spectre" que la MAQ-256 pour une antenne à très haute performance (AC). Les paramètres d'entrée du modèle sont fournis dans le tableau. Le nombre de voies téléphoniques (VT) est de 2 016 pour la MAQ-64 et de 2 688 pour la MAQ-256. La largeur de bande nécessaire du système (B) est la même pour la MAQ-64 et la MAQ-256 (B = 22,5 MHz). Toutefois, le niveau nécessaire de puissance de l'émetteur ($P_t$) est sensiblement plus élevé pour la MAQ-256 que pour la MAQ-64 (39,6 dBm contre 33,5). Etant donné que la puissance de l'émetteur a un effet important sur l'espace refusé à un autre utilisateur (voir la Figure 2), l'espace refusé pour la MAQ-256 est sensiblement plus grand que pour la MAQ-64, qui est donc la plus efficace des deux du point de vue de l'utilisation du spectre.

Cependant, le potentiel de conservation du spectre d'un système dépend de plusieurs facteurs de conception, qui doivent tous être pris en compte lors de l'évaluation de l'efficacité d'utilisation du spectre d'un système. On ne peut donc pas dire qu'un système ayant une modulation particulière présente davantage de propriétés de conservation du spectre qu'un système ayant une autre modulation, sans tenir compte de tous les autres facteurs de conception (par exemple: antennes, traitement des signaux, filtres RF, etc).

Le Tableau II peut aussi servir à déterminer l'amélioration relative de la conservation du spectre que l'on peut obtenir avec une antenne en coiffe (AC) ou une antenne à réflecteur à cornet conique (RCC) par rapport à une antenne parabolique type (APT). Comme on l'a dit plus tôt, l'amélioration de la conservation du spectre pour l'antenne AC ou RCC dépend du type de modulation. Cela tient au fait que l'espace refusé produit par un type d'antenne donné est fonction de la puissance de sortie nécessaire à l'émetteur ($P_t$), qui dépend de la modulation (voir la Figure 2). Le Tableau IV montre l'amélioration (en pourcentage) de l'efficacité d'utilisation du spectre (EUS) pour les différentes modulations étudiées à l'aide des données EUS du Tableau II. Pour les modulations numériques, le Tableau IV montre clairement que, à mesure que l'ordre de modulation numérique augmente, l'amélioration de la conservation du spectre s'accentue pour un type d'antenne donné. L'amélioration est particulièrement nette pour la MAQ-256, avec une augmentation de 130 et 1 500% respectivement pour l'antenne en coiffe (AC) et pour l'antenne à réflecteur à cornet conique (RCC).

## 5. Traitement des signaux

Dans les faisceaux hertziens du service fixe, le traitement des signaux se fait aux terminaux d'émission et de réception. Le traitement des signaux consiste en opérations électriques sur un signal afin de produire certaines caractéristiques souhaitées. Le traitement des signaux peut effectuer des paramètres comme l'amplitude, la fréquence, la phase, le niveau des signaux et la fiabilité. L'utilisation de techniques de traitement des signaux peut améliorer le gain de traitement d'un système, autorisant des niveaux inférieurs de puissance à la sortie de l'émetteur pour des critères de qualité donnés à la sortie de récepteur. Ainsi, grâce à l'utilisation de techniques de traitement des signaux, la puissance de sortie de l'émetteur peut être abaissée, ce qui réduit l'espace refusé à d'autres systèmes. Il convient, toutefois, de noter que des techniques de traitement des signaux sont utilisées par les concepteurs des faisceaux hertziens pour améliorer la fiabilité des liaisons et ne sont pas généralement envisagées aux fins de conservation du spectre.

### 5.1 Correction des erreurs/codage

Le codage avec correction des erreurs directe (CED) est une méthode d'amélioration du TEB des faisceaux hertziens numériques, notamment lorsque le système a une puissance limitée. L'utilisation des techniques de codage CED permet de corriger un nombre limité d'erreurs à l'extrémité de réception au moyen d'un codage spécial et d'un logiciel (ou d'un matériel) mis en oeuvre aux deux extrémités d'un circuit. Cette amélioration du TEB peut être compensée par une réduction du rapport porteuse/bruit $(C/N)_i$ nécessaire à l'entrée du récepteur, pour obtenir un TEB donné, ce qui réduit l'espace refusé à d'autres systèmes. La réduction du rapport $(C/N)_i$ est rapportée au gain de codage. La qualité d'une technique de codage est décrite par le gain et le taux de codage. Toutefois, le taux de codage a un impact sur la largeur de bande occupée par le système, ce qui augmente le spectre refusé à d'autres utilisateurs.

Pour montrer l'effet du codage sur la conservation du spectre, on a pris comme modulation la MAQ-64. Quatre types de codes CED ont été choisis. Le Tableau V montre le taux de codage (R), le facteur d'expansion de la largeur de bande (1/R), la largeur de bande occupée après codage, la réduction que l'on peut obtenir du rapport $(C/N)_i$ pour un TEB de $10^{-6}$ et la puissance nécessaire à la sortie de l'émetteur, ($P_t$), après prise en compte de la réduction du rapport $(C/N)_i$ que l'on peut obtenir. Les valeurs de la largeur de bande occupée (B) et de la puissance de sortie de l'émetteur ($P_t$) indiquées dans le Tableau V ont été introduites dans le modèle d'efficacité d'utilisation du spectre (EUS) pour évaluer le codage en tant que technique d'évaluation du spectre. Le Tableau VI

montre l'EUS pour les trois types d'antenne: APT, AC et RCC. L'EUS pour la MAQ-64 sans codage est également représentée dans le Tableau VI pour une comparaison de référence entre la modulation avec et la modulation sans codage.

En résumé, les valeurs d'EUS données dans le Tableau VI indiquent que les techniques de traitement des signaux comme la correction des erreurs ou le codage qui font appel à des compromis entre la largeur de bande RF et le rapport porteuse/bruit n'entraînent une amélioration de la conservation du spectre et des valeurs supérieures de l'EUS que lorsque des techniques de codage à haut rendement (c'est-à-dire présentant des débits et un gain de codage élevés) sont utilisées. L'amélioration relative de la conservation du spectre est également plus grande lorsque le système a une antenne de type APT que lorsqu'il a une antenne de type AC ou RCC. Cela tient au fait que la réduction de l'espace refusé est plus grande pour les antennes paraboliques types en raison des caractéristiques plus élevées dans les lobes latéraux/lobes arrière.

5.2 Egaliseurs adaptatifs/transversaux

Les égaliseurs adaptatifs/transversaux améliorent la qualité des systèmes numériques en présence d'évanouissements par trajets multiples, de distorsion linéaire ou des deux. Les égaliseurs peuvent seulement mitiger les aspects dispersifs des évanouissements par trajets multiples. Ils remodèlent l'impulsion de manière à minimiser les brouillages entre symboles. Dans les récepteurs MAQ-64, ils permettent d'obtenir une amélioration de 4 à 6 dB environ de la marge composite contre les évanouissements. Leur principal inconvénient est leur coût. Le modèle a été utilisé pour une largeur de bande de système (B) de 22,5 MHz et une puissance de sortie de l'émetteur ($P_t$) de 29,5 dBm (une réduction de 4 dB de $P_t$ pour la MAQ-64). Le Tableau VII montre l'EUS pour les trois types d'antenne: APT, AC et RCC. Les valeurs de l'EUS sans égaliseurs adaptatifs sont également indiquées dans le tableau pour une comparaison de référence avec des égaliseurs adaptatifs.

Pour la MAQ-64, l'utilisation d'égaliseurs adaptatifs permet d'améliorer de 30 à 90% environ les propriétés de conservation du spectre d'un système, l'amélioration étant la plus sensible pour les systèmes avec antennes de type APT.

5.3 Corrections des erreurs/codage et égaliseurs adaptatifs

Dans certains systèmes numériques, on utilise à la fois la correction des erreurs/le codage et des égaliseurs adaptatifs pour améliorer la qualité. Pour la MAQ-64, l'utilisation de la correction des erreurs du codage (débit de code 18/19) et d'égaliseurs adaptatifs permet de réduire le rapport porteuse/bruit nécessaire à l'entrée $(C/N)_i$ de 7 dB pour un TEB de $10^{-6}$. L'application du modèle d'efficacité d'utilisation du spectre (EUS) pour une largeur de bande occupée (B) de 23,74 MHz et une puissance de sortie de l'émetteur ($P_t$) de 26,5 dBm (une réduction de 7 dB de $P_t$ pour la MAQ-64) est représentée dans le Tableau VIII. Il ressort de ce tableau que l'utilisation de la correction des erreurs du codage et d'égaliseurs adaptatifs permet d'améliorer de 45 à 190% les propriétés de conservation du spectre d'un système, l'amélioration étant particulièrement marquée pour les systèmes qui utilisent des antennes paraboliques types.

6. Résultats

L'étude a abouti aux principaux résultats suivants:

1) L'efficacité d'utilisation du spectre (EUS) définie dans le Rapport 662-2 du CCIR est une notion technique qui peut servir à évaluer quantitativement le potentiel de conservation du spectre des nouvelles techniques et à mettre au point de nouvelles normes en matière de spectre.

2) Le potentiel de conservation du spectre d'un système est fonction de plusieurs facteurs de conception qui doivent tous être pris en considération lors de l'évaluation de l'efficacité d'utilisation du spectre d'un système. C'est-à-dire que l'on ne peut pas dire qu'un système ayant une modulation particulière présente davantage de propriétés de conservation du spectre qu'un système ayant une autre modulation sans tenir compte de tous les autres facteurs de conception (antennes, traitement des signaux, filtres RF, etc.).

3) Les modulations numériques d'ordre supérieur (modulations avec rendement de transmission plus élevé, b/s/Hz) nécessitent des niveaux de puissance plus élevés à la sortie des émetteurs. Par conséquent, quand on applique la définition que donne le CCIR de l'utilisation et de l'efficacité d'utilisation du spectre, qui tient compte de l'espace refusé, des modulations ayant un rendement de transmission supérieure (b/s/Hz) ne présentent pas nécessairement de meilleures propriétés de conservation du spectre. Par conséquent, le rendement de transmission (bits/s/Hz) de la modulation numérique peut ne pas suffire comme indicateur de l'efficacité d'utilisation du spectre.

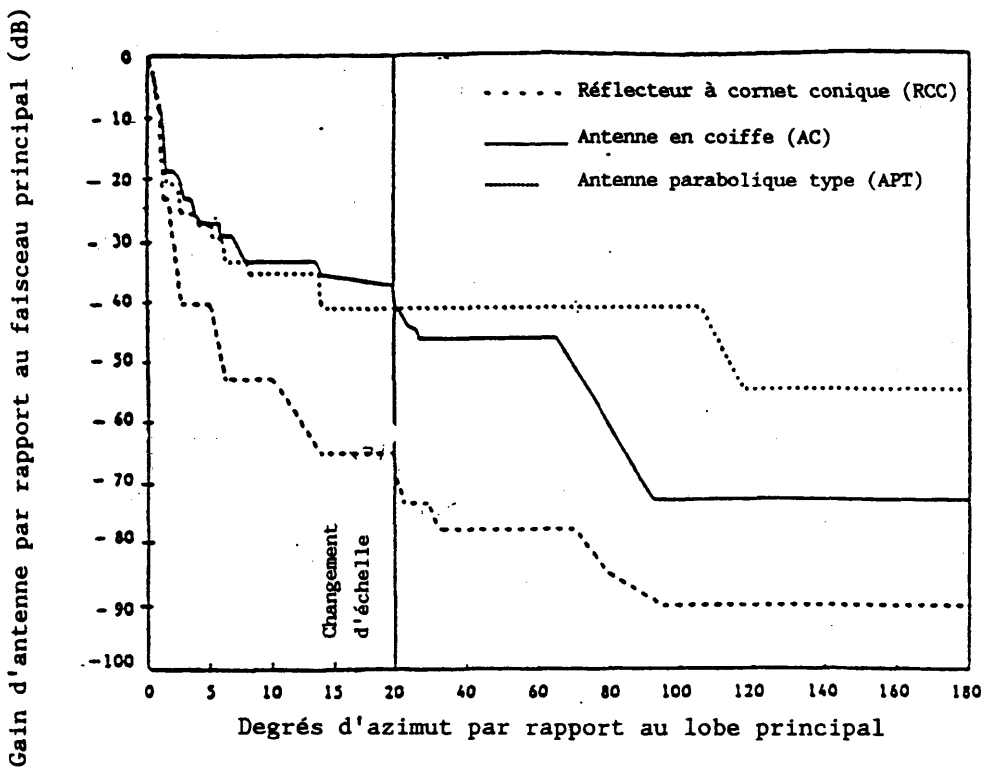



FIGURE 1

Diagrammes de rayonnement type pour les antennes APT, AC et RCC

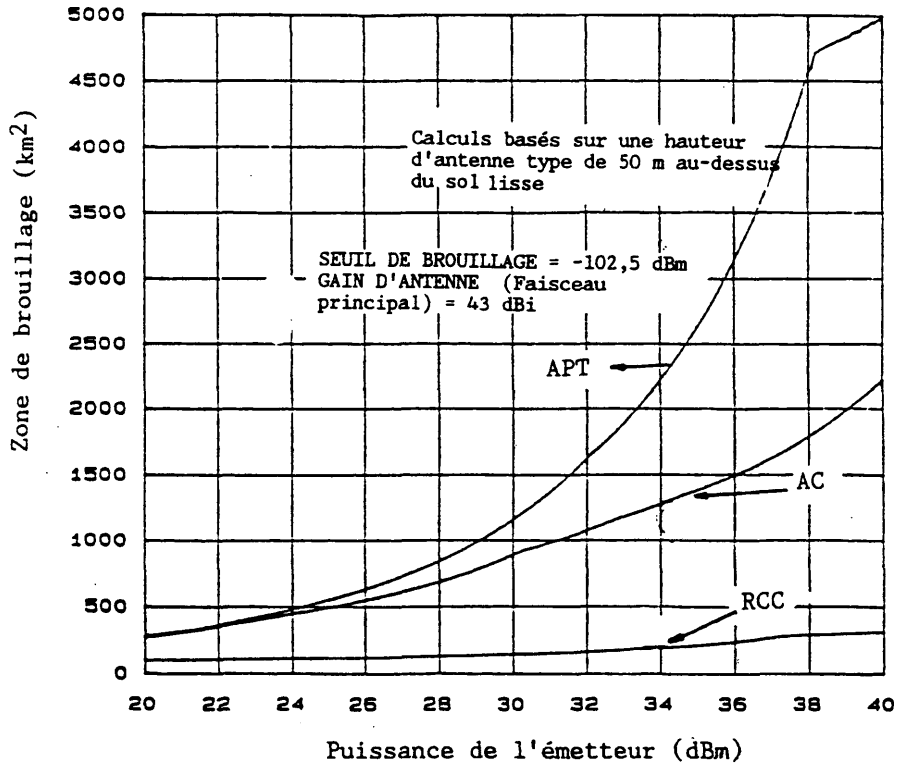



FIGURE 2

Espace refusé en fonction du type d'antenne et de la puissance de sortie de l'émetteur pour un seuil de brouillage de -102,5 dBm

TABLEAU I

Paramètres du système numérique

| Type de modulation | Rendement de transmission (b/s/Hz) | Largeur de bande occupée (MHz) | Rapport porteuse/ bruit nécessaire (dB) | Niveau de bruit (dBm) | Niveau minimum de la porteuse (dBm) | Niveau de puissance de l'émetteur (dBm) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| MAQ-16 | 4 | 22,5 | 21,0 | -96,5 | -75,5 | 27,5 |
| MAQ-64 | 6 | 22,5 | 27,0 | -96,5 | -69,5 | 33,5 |
| MAQ-256 | 8 | 22,5 | 33,1 | -96,5 | -63,4 | 39,6 |

TABLEAU II

Efficacité d'utilisation du spectre

| Ordre | Efficacité d'utilisation du spectre pour différents types d'antenne | | |
|---|---|---|---|
| | APT (EUS) | AC (EUS) | RCC (EUS) |
| 1 | MAQ-16 (0,077) | MAQ-16 (0,093) | MAQ-64 (0,478) |
| 2 | MAQ-64 (0,044) | MAQ-64 (0,073) | MAQ-16 (0,464) |
| 3 | MAQ-256 (0,024) | MAQ-256 (0,056) | MAQ-256 (0,390) |

TABLEAU III

Comparaison de l'efficacité d'utilisation du spectre pour une antenne ACD avec MAQ-64 et MAQ-256

| PARAMETRE | MAQ-64 | MAQ-256 |
|---|---|---|
| VT | 2 016 | 2 688 |
| B (MHz) | 22,5 | 22,5 (Voir le Tableau I) |
| $P_t$ (dBm) | -33,5 | -39,6 (Voir le Tableau I) |
| $I_{MAX}$ (dBm) | -102,5 | -102,5 |
| A ($km^2$) | 1 226 | 2 120 (Voir la Figure 2) |
| EUS | 0,073 | 0,056 (Voir le Tableau II) |

TABLEAU IV

Amélioration de l'efficacité d'utilisation du spectre pour des antennes en coiffe et des antennes à réflecteur à cornet conique en fonction du type de modulation

| Type de modulation | Amélioration de l'efficacité d'utilisation du spectre (EUS) | |
|---|---|---|
| | Antenne en coiffe (AC) | Réflecteur à cornet conique (RCC) |
| MAQ-16 | 20% | 500% |
| MAQ-64 | 65% | 990% |
| MAQ-256 | 130% | 1 500% |

TABLEAU V

Correction des erreurs/codage
(Modulation MAQ-64)

| Traitement des signaux | Débit de codage | Facteur d'expansion de largeur de bande | Largeur de bande occupée MHz | Réduction de C/N (dB) | Puissance de l'émetteur (dBm) |
|---|---|---|---|---|---|
| Correction des erreurs/ codage | 1/2 | 2 | 45,00 | 6 | 27,5 |
| | 3/4 | 1,333 | 30,00 | 3,5 | 30,0 |
| | 7/8 | 1,142 | 25,70 | 2,0 | 31,5 |
| | 18/19 | 1,055 | 23,74 | 3,0 | 30,5 |

TABLEAU VI

Efficacité d'utilisation du spectre pour
correction des erreurs/codage (Modulation MAQ-64)

| | | Efficacité d'utilisation du spectre pour différents types d'antenne | | |
|---|---|---|---|---|
| Type de traitement des signaux | | APT (EUS) | AC (EUS) | RCC (EUS) |
| Sans traitement des signaux | | 0,044 | 0,073 | 0,478 |
| | Débit de codage | | | |
| Correction des erreurs/ codage | 1/2 | 0,057 | 0,069 | 0,348 |
| | 3/4 | 0,058 | 0,076 | 0,460 |
| | 7/8 | 0,053 | 0,076 | 0,488 |
| | 18/19 | 0,067 | 0,090 | 0,564 |

TABLEAU VII

Efficacité d'utilisation du spectre pour un égaliseur adaptatif (Modulation MAQ-64)

| Type de traitement des signaux | Efficacité d'utilisation du spectre pour différents types d'antenne | | |
|---|---|---|---|
| | APT (EUS) | AC (EUS) | RCC (EUS) |
| Sans traitement des signaux | 0,044 | 0,073 | 0,478 |
| Avec égaliseurs adaptatifs | 0,084 | 0,108 | 0,631 |

TABLEAU VIII

Efficacité d'utilisation du spectre correction des erreurs/codage et égaliseurs adaptatifs (Modulation MAQ-64)

| Type de traitement des signaux | Efficacité d'utilisation du spectre pour différents types d'antenne | | |
|---|---|---|---|
| | APT (EUS) | AC (EUS) | RCC (EUS) |
| Sans traitement des signaux | 0,044 | 0,073 | 0,478 |
| Correction d'erreurs/codage et égaliseurs | 0,126 | 0,147 | 0,688 |

7. Références bibliographiques

**HINKLE, Robert L. et FARRAR, Andrew A. [mai, 1989] "Spectrum-Conservation Techniques for Fixed Microwave Systems" NTIA Report TR-89-243.**

SECTION 1C - TECHNIQUES DE CONTROLE DES EMISSIONS

RAPPORT 1105

# GESTION DU SPECTRE RADIOELECTRIQUE ET CONTROLE DES EMISSIONS

(Décision 27-2, Question 29/1)

(1990)

## 1. Introduction

Conformément à la Décision 27-2, la Commission d'études 1 du CCIR est chargée d'entreprendre l'étude des principes et des techniques de gestion efficace du spectre, y compris la spécification de caractéristiques fonctionnelles pour la gestion des données et l'assignation des fréquences. Les fonctions essentielles dévolues à la gestion du spectre radioélectrique et au contrôle des émissions sont décrites dans le Manuel sur "L'application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique", le "Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions" et le "Manuel sur la gestion nationale des fréquences radioélectriques (IFRB/CCIR)". Ces fonctions s'exercent dans les domaines-clé suivants : assignation des fréquences, enregistrement des fréquences et contrôle des émissions. La "Deuxième réunion sur la mise en oeuvre d'une gestion nationale de fréquences radioélectriques" était consacrée aux problèmes liés à l'élaboration d'une stratégie de mise en place d'une gestion du spectre des fréquences. Cette stratégie doit fixer les priorités en matière de gestion du spectre, indiquer les ressources nécessaires et donner un calendrier de réalisation. Le présent rapport traite de la mise en oeuvre d'un système de gestion du spectre radioélectrique et plus particulièrement du contrôle des émissions et de l'intégration des données fournies par le contrôle des émissions avec les objectifs fondamentaux de la gestion du spectre radioélectrique.

## 2. Considérations générales

### 2.1 Spécifications fonctionnelles de la gestion du spectre radioélectrique

L'Annexe VIII du Manuel sur l'application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique contient une description des inter-relations des divers éléments des spécifications fonctionnelles de la gestion du spectre. Cette annexe donne les spécifications fonctionnelles d'un organisme de gestion du spectre qui concernent en général l'attribution des licences, les inspections sur le terrain, les examens, le contrôle, les relations internationales et la coordination, la planification du spectre, la normalisation et l'assignation des fréquences ainsi que la tenue des enregistrements. La mise en oeuvre efficace d'un système de gestion du spectre des fréquences radioélectriques nécessite la prise en considération de certains éléments, y compris :

1) établissement de priorités concernant les fonctions à assurer;

2) estimation de l'importance des ressources nécessaires à la mise en oeuvre du processus;

3) élaboration d'un calendrier de mise en oeuvre qui recense les objectifs à court terme et à long terme;

4) examen de moyens automatiques et calendrier de mise en place.

Ces facteurs doivent être considérés à la lumière des spécifications fonctionnelles ci-dessus. Le présent rapport concerne des facteurs qui se rapportent au contrôle des émissions et les éléments-clé du processus de la gestion du spectre radioélectrique. Il s'agit de l'utilisation des données fournies par le contrôle des émissions qui permettent de faciliter, dans la gestion du spectre, les tâches d'assignation de fréquences et de planification. Il importe donc que le processus d'attribution des fréquences soit opérationnel et que la base de données soit spécifiée et, enfin, que les besoins à court terme et à long terme en matière de planification soient formulés. Ces domaines-clé doivent être mis en oeuvre et leurs relations avec le contrôle des émissions et la gestion du spectre clairement définies avant qu'une activité de contrôle ne soit mise en place. Si ces éléments clé du processus de gestion du spectre n'étaient pas convenablement mis en oeuvre, les données résultant du contrôle des émissions ne seraient nécessaires que dans une certaine mesure et les ressources importantes consacrées aux activités de contrôle des émissions ne seraient pas utilisées de manière efficace.

## 2.2 Contrôle des émissions

L'objet du contrôle des émissions est de contribuer au processus de gestion du spectre radioélectrique en général et aux fonctions d'assignation des fréquences et de planification. Le contrôle des émissions permet d'obtenir à partir de mesures des renseignements en temps réel qui peuvent être utilisés pour déterminer la conformité avec les normes techniques et d'exploitation fixées par l'organisme chargé de la gestion du spectre. Le programme de gestion du spectre contribue également au processus de contrôle des émissions en fournissant des données précises et complètes sur les assignations actuelles et en donnant des assignations nécessaires à certains travaux de contrôle des émissions. Le contrôle est utilisé pour assurer les fonctions suivantes :

1) mesures générales de l'utilisation des canaux et des bandes, y compris évaluation de la disponibilité en canaux et de l'efficacité des procédures d'assignation des fréquences;

2) solution des problèmes de brouillage;

3) conformité avec les politiques en matière de gestion du spectre, y compris :

a) la vérification des caractéristiques techniques et d'exploitation appropriées des signaux émis;

b) repérage et identification des émetteurs non conformes à la réglementation;

4) production et vérification des enregistrements de fréquences.

La mesure de l'utilisation du spectre radioélectrique est un processus onéreux, et les résultats sont limités aux signaux radioélectriques reçus par le système de mesure. Par conséquent, le contrôle est habituellement entrepris pour détecter l'utilisation sans autorisation du spectre et obtenir des renseignements qu'on ne peut extraire des fichiers normaux de gestion du spectre ou de l'analyse et de la simulation. Comme le montre la liste ci-après, il existe des liens importants entre le contrôle et la gestion du spectre. Pour cette raison, une coordination étroite doit être maintenue entre les deux organismes. Les domaines principaux d'interaction entre le contrôle et la gestion du spectre sont les suivants :

1) la gestion du spectre permet d'établir des listes officielles de fréquences assignées à l'intention du contrôle des émissions. Les signaux qui ne figurent pas dans cette liste sont présumés être exploités sans autorisation et concernent en particulier le contrôle des émissions;

2) la gestion du spectre donne des directives générales au service de contrôle des émissions sur les bandes à explorer, le niveau d'assistance requis, les domaines où des problèmes peuvent se poser et sur les besoins à venir en matière de contrôle des émissions;

3) le contrôle reçoit de la part de l'organisme chargé de la gestion du spectre des demandes de travaux spécifiques qui concernent :

a) des plaintes de brouillage à contrôler en vue de les résoudre;

b) des problèmes de CEM spécifiques, où il est nécessaire d'effectuer des mesures particulières;

c) des mesures d'utilisation sur les fréquences qu'on se propose d'assigner;

d) des mesures à la demande de l'IFRB et du CCIR;

4) le contrôle fournit des renseignements concernant l'utilisation par la gestion de fréquences en ce qui concerne :

a) suppression ou dernière utilisation de fréquence en vue d'une assignation;

b) évaluation générale de l'encombrement des bandes;

5) le contrôle permet un retour d'information à la gestion des fréquences sur l'état général de la discipline technique et administrative qui règne dans les bandes des fréquences radioélectriques, en plus de l'identification de certains problèmes particuliers;

6) le contrôle des émissions facilite et améliore la prise de décision en matière de gestion du spectre en identifiant les émetteurs qui ne sont pas conformes à la réglementation et en permettant de prendre les mesures appropriées.

En général, la gestion du spectre doit orienter l'activité de contrôle, en particulier dans le domaine de la planification à long terme en ce qui concerne le type et l'importance de l'aide nécessaire à apporter au programme de contrôle des émissions. Il est essentiel qu'une coordination étroite permanente soit maintenue entre ces organismes pour faire en sorte que les activités de contrôle effectuées soient les plus utiles à la gestion des fréquences. Les activités de contrôle des émissions peuvent fournir une gamme étendue pouvant faciliter les activités de gestion du spectre. Les paragraphes qui suivent contiennent une description de plusieurs types d'informations obtenues à partir des systèmes de contrôle et de mesures utilisés pour recueillir ces données.

## 3. Données relatives à l'utilisation du spectre

Les données relatives à l'utilisation du spectre concernent la proportion de temps pendant laquelle un signal est présent sur une fréquence particulière, soit pour une seule fréquence, soit pour toutes les fréquences d'une bande. Des mesures séparées d'utilisation effectuées sur une seule fréquence peuvent être associées pour montrer comment l'utilisation de la fréquence évolue sur 24 heures (y compris les heures d'utilisation de pointe et les heures d'utilisation minimale). Il faut remarquer que les enregistrements d'assignation de fréquence indiquent seulement que l'utilisation d'une fréquence est autorisée mais peut ne pas donner des renseignements suffisants sur l'utilisation réelle de la fréquence. Par conséquent, une bande de fréquences qui apparaît comme étant encombrée sur la base des enregistrements d'assignation de fréquence peut ou peut ne pas être en réalité encombrée. Les données relatives à l'utilisation obtenues sur de nombreuses fréquences peuvent être associées pour montrer l'utilisation moyenne de toutes les fréquences dans une bande ou pour un groupe particulier d'usagers.

Les informations relatives à l'utilisation sont très appréciées pour l'exercice de certaines fonctions de gestion du spectre. Ces renseignements peuvent être utilisés pour recenser les canaux non utilisés dans une bande ou interdire l'ajout d'autres assignations dans des canaux très utilisés. Ces renseignements peuvent également être utilisés pour déclencher une enquête lorsqu'il y a utilisation de canaux qui sont, d'après les enregistrements de gestion des fréquences, non assignées ou lorsqu'il n'y a pas d'utilisation sur des fréquences assignées. Enfin, ces informations peuvent être utilisées pour planifier l'attribution de bandes de fréquences supplémentaires lorsque les bandes existantes deviennent trop encombrées.

Les mesures en matière d'utilisation du spectre seront particulièrement utiles dans les bandes attribuées au service de radiocommunication mobile terrestre et dans les bandes de communication ayant une structure de canaux analogue. D'autres bandes du service mobile permettront également de satisfaire des besoins d'utilisation. Des normes d'utilisation seront établies par l'organisme de gestion du spectre aux fins de référence dans chaque service concerné.

Les données relatives à l'utilisation sont obtenues en effectuant des mesures sur une certaine fréquence ou sur une bande de fréquences pour déterminer la proportion de temps pendant lequel un signal est présent sur chaque fréquence. A cette fin, une gamme étendue de techniques de mesures peuvent être utilisées, chacune étant adaptée aux signaux sur lesquels ces mesures sont effectuées et aux techniques de mesures sur place. Un système de mesure informatisé, par exemple, peut détecter l'activité sur un canal dans les bandes affectées au service de radiocommunication mobile terrestre à une vitesse supérieure à 100 canaux par seconde. Un système utilisant un récepteur stable accordé sur une seule fréquence peut être utilisé en association avec un magnétophone déclenché par la porteuse, pour démoduler et enregistrer toute utilisation sur la fréquence en question. Bien qu'un tel système donne des données relatives à l'utilisation sur un seul canal seulement à un moment donné, il présente l'avantage supplémentaire de fournir des renseignements intéressants permettant l'identification des utilisateurs du canal.

Le rapport qui existe entre des renseignements obtenus par le contrôle des émissions et les listes d'assignation de l'organisme de gestion du spectre n'est pas direct. Les renseignements concernant l'utilisation indiquent seulement qu'une fréquence est utilisée. Elle n'indique pas l'émetteur qui produit le signal. L'existence d'une assignation à une fréquence particulière et la présence d'un signal à cette fréquence ne signifie pas nécessairement que le signal mesuré a été mis par l'émetteur auquel la fréquence a été assignée. La surveillance auditive des signaux d'appel ou des renseignements analogues pour identifier un émetteur est nécessaire pour lever cette ambiguïté. De plus, la présence d'un signal mesuré n'indique pas nécessairement l'absence d'une assignation de fréquence. Un émetteur auquel une fréquence a été assignée, peut ne pas avoir été utilisé au cours de la période de contrôle des émissions ou peut avoir été utilisé en dehors de la portée de réception de la station de contrôle des émissions.

## 4. Vérification des paramètres techniques et de fonctionnement

Le contrôle des émissions sert à obtenir des renseignements détaillés sur les caractéristiques techniques ou de fonctionnement des systèmes de radiocommunication. Il peut notamment s'agir d'une mesure précise du spectre d'émission d'un émetteur ou du diagramme d'antenne. On peut procéder à ce type de mesures pour obtenir les renseignements nécessaires à une analyse de CEM donnée, pour s'assurer de la conformité avec les caractéristiques spécifiées dans une liste donnée d'assignation de fréquences, ou dans le cadre d'un processus d'homologation pour s'assurer qu'un type particulier de matériel sera compatible avec d'autres matériels dans la même bande de fréquence. Enfin, des mesures peuvent être prises pour s'assurer simplement qu'un émetteur donné est utilisé dans les limites de fonctionnement prescrites.

Il existe un grand nombre de paramètres techniques mesurables, mais le plus important d'entre eux est probablement le spectre d'émission d'un émetteur. Il convient de choisir une technique de mesure permettant de mesurer utilement divers types de modulation de signal d'un point de vue quantitatif. Par conséquent, un système de mesure devrait présenter tout un éventail de largeurs de bandes et de traitements de signal vidéo permettant d'opérer un choix bien précis en fonction du signal mesuré.

## 5. Solution aux problèmes posés par les brouillages et les émetteurs non autorisés

Une surveillance des fréquences est utile pour remédier au brouillage occasionné aux émetteurs autorisés. En procédant à des mesures sur les bandes de fréquences incriminées, il est possible de détecter la présence d'émetteurs non autorisés responsables du brouillage ou de constater l'existence de situations plus complexes résultant d'une combinaison d'émetteurs, d'émissions non essentielles involontaires, etc. Bien qu'une grande variété de combinaisons de mesures du spectre et d'analyses techniques puisse s'avérer nécessaire pour remédier à certains types de brouillage, les mesures du spectre jouent souvent un rôle clé dans ce processus. L'écoute se révélera souvent utile pour identifier les émetteurs responsables du brouillage.

Parce que les émetteurs non autorisés peuvent être suspectés d'être à l'origine du brouillage, dans bien des cas, on associera étroitement les moyens permettant de remédier à des problèmes de brouillage aux moyens de détection et d'identification des émetteurs non autorisés. L'un des problèmes principaux que pose la détection des émetteurs non autorisés tient à la difficulté de distinguer entre signaux autorisés et non autorisés. On rencontre cette difficulté particulièrement dans les bandes de fréquences encombrées, où des émetteurs non autorisés partagent les mêmes fréquences.

On peut parfois détecter des signaux non autorisés en procédant à une écoute dans des bandes de fréquences où un problème de brouillage a été signalé par les usagers autorisés, ou dans lesquelles les listes d'assignation de fréquences ne contiennent pas de noms d'usagers autorisés. Il peut être utile de faire intervenir des unités mobiles de détection et d'exercer une surveillance par des moyens d'écoute afin d'identifier et de localiser les émetteurs illégaux.

## 6. Usage efficace des données de contrôle

Il existe deux façons principales d'améliorer l'efficacité du contrôle des fréquences au moyen de bases de données informatisées. Premièrement, la valeur des données obtenues par ce contrôle peut être améliorée en mettant ce dernier à la portée des différents processus de gestion du spectre des fréquences. Ainsi, les données d'utilisation du spectre que l'on peut facilement se procurer en vue d'établir des assignations de fréquences exemptes de brouillage peuvent également être utilisées pour obtenir des statistiques sur le taux d'augmentation de l'utilisation des fréquences. Deuxièmement, les bases de données informatisées peuvent être utilisées pour accroître l'efficacité du processus de surveillance lui-même, en contribuant à trier efficacement les signaux en vue de les soumettre à des études ultérieures (comparaison de l'usage des fréquences avec leurs assignations) et en procurant un moyen plus efficace d'enregistrer et de traiter les résultats des contrôles dont des signaux déterminés ont pu faire l'objet.

En d'autres termes, l'utilisation des bases de données et des ordinateurs doit être encouragée, et, de manière générale, les données recueillies par le contrôle des émissions consignées dans des registres devraient, lorsqu'elles sont en trop grand nombre, être saisies sur ordinateur sous une forme plus facile à manipuler et à trier par programmes de base de données. Le Tableau V de l'Annexe IV du Manuel sur "L'application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique" donne une description des données de contrôle des fréquences utilisées pour les émissions faisant l'objet d'un contrôle manuel. Cette annexe décrit également d'autres données utilisées pour la gestion du spectre des fréquences qu'il y a lieu de coordonner avec le contrôle des fréquences (par exemple, les données d'attribution, les données d'assignation de fréquences, les données caractéristiques des équipements, etc.). Il faudrait - c'est tout aussi important - maintenir en permanence une étroite coordination entre les services responsables du contrôle et de la gestion du spectre des fréquences pour que les données soient enregistrées dans des formats compatibles, de telle sorte que les mêmes informations puissent être facilement utilisées par les deux services.

## 7. Résumé

La gestion du spectre des fréquences suppose le fonctionnement d'un certain nombre d'unités fonctionnelles comprenant notamment l'assignation des fréquences, l'archivage, la planification du spectre à court terme et à long terme, la fixation de normes techniques et la surveillance des fréquences radioélectriques. Il est extrêmement important, dans la mise en oeuvre d'un système de gestion du spectre des fréquences, de s'attacher prioritairement à ce que le processus d'assignation des fréquences soit opérationnel, à préciser les exigences requises en matière de fichiers de données et à déterminer les besoins en matière de planification du spectre à court terme et à long terme. Si les éléments clé du processus de gestion des fréquences n'étaient pas convenablement mis en oeuvre, les données résultant du contrôle des émissions ne seraient nécessaires que dans une certaine mesure et les resscurces importantes consacrées aux activités de contrôle des émissions ne seraient pas utilisées de manière efficace. Le contrôle des fréquences radioélectriques facilite la gestion du spectre essesntiellement par l'apport d'informations pour l'assignation des fréquences et la planification du spectre.

RAPPORT 1115

# TECHNIQUES DE CONTROLE DES EMISSIONS LIEES A LA GESTION DU SPECTRE

(Question 32/1)

(1990)

## 1. Introduction

Le spectre des fréquences radioélectriques est une ressource naturelle "limitée" qui, contrairement aux autres ressources naturelles, est "utilisée" et non pas "consommée", ce qui rend son "appauvrissement" impossible. Le fait de ne pas l'utiliser ou de l'employer de manière impropre, non planifiée et inefficace se traduit par le gaspillage de la ressource. Bien qu'étendu en apparence, le spectre est en fait "limité" par différents critères, par exemple: contraintes de la technologie existante, variété impressionnante de services de radiocommunication, croissance stupéfiante de la demande pour différents types d'utilisations et contraintes de propagation/d'exploitation pour différentes bandes de fréquences, conditions géographiques, etc. En conséquence, il est essentiel d'utiliser le spectre des fréquences radioélectriques de manière planifiée, ordonnée et efficace afin de répondre correctement à la fois aux besoins du moment et aux besoins futurs, et de faire en sorte que toutes les situations d'exploitation puissent coexister dans un environnement sans brouillage. La gestion du spectre est un exercice original, hautement spécialisé et distinct, qui a des dimensions réglementaires, juridiques et techniques interdépendantes et qui comporte des obligations au plan national et international.

## 2. Rôle du contrôle des émissions dans la gestion du spectre

Le contrôle des émissions est l'un des principaux éléments de la gestion du spectre. Etant donné que l'utilisation du spectre est exposée au brouillage, il est indispensable que la planification, la normalisation, la coordination, l'attribution et d'autres fonctions reposent sur des études et des données techniques d'une part, et que le déroulement des opérations fasse l'objet d'une vérification et d'une supervision constante, d'autre part. Le spectre des fréquences radioélectriques fait généralement intervenir des notions d'espace, de temps et de fréquence de sorte que le contrôle des différentes émissions est nécessaire pour assurer l'exploitation sans brouillage de tous les services. En outre, le contrôle des émissions permet de recueillir des données pour la planification et la gestion efficaces du spectre ainsi que des paramètres optimums pour assurer une exploitation satisfaisante des circuits, pour choisir correctement les sites et pour assurer d'autres fonctions connexes. Le contrôle des émissions permet également de recueillir les données d'exploitation requises pour régler les problèmes de brouillages préjudiciables, déceler les émissions non autorisées, déterminer le degré d'occupation ou de disponibilité des fréquences ainsi que la charge des circuits.

Le contrôle des émissions est une tâche assez complexe qui est différente de l'exploitation des services normaux de télécommunication. Tout d'abord, ce contrôle n'est pas limité à un service ou à un type particulier d'émission ou de caractéristique de modulation. Il s'agit d'une opération diversifiée, car elle englobe différents types de services qui n'ont pas les mêmes paramètres et caractéristiques techniques. Par ailleurs, les conditions de propagation et les conditions relatives aux circuits ne sont pas nécessairement les mieux adaptées à la réception des émissions et aux mesures à partir des emplacements où s'effectue le contrôle des émissions. La présence de signaux brouilleurs complique encore la tâche. En principe, le contrôle des émissions a pour objectif de permettre la "familiarisation" avec un environnement de départ fondamentalement "inconnu", grâce à l'identification et à l'observation des paramètres techniques et des paramètres connexes. On peut pratiquement faire la comparaison avec le cas d'une personne qui est dans le noir et qui essaie de procéder à des observations techniques d'identification. Le contrôle des émissions n'est ni une opération purement mécanique ni une opération ayant un schéma fixe puisque son contenu varie en fonction du problème rencontré et des conditions.

## 3. Classification des activités de contrôle des émissions et des autres activités connexes

Même s'il n'existe peut-être pas de différenciation nette entre les différents types de contrôle des émissions et les autres activités connexes ou entre le contrôle national des émissions et le contrôle international des émissions, on peut toutefois distinguer les grandes catégories suivantes de fonctions:

### 3.1 Contrôle des émissions visant à déceler les irrégularités

Les fréquences dont l'exploitation est autorisée par les administrations sont contrôlées systématiquement et périodiquement dans le but de vérifier que cette exploitation est conforme aux divers paramètres techniques ainsi qu'aux différentes dispositions et conditions réglementaires. Cette activité est à peu près comparable à celle des patrouilles de police, les irrégularités constatées étant notifiées aux utilisateurs pour que des mesures correctives soient prises. En général, les irrégularités comportent le décalage de fréquence excessif au-delà des limites admissibles, l'absence d'utilisation ou l'utilisation incomplète de l'indicatif d'appel, la mauvaise qualité de la transmission (y compris des paramètres de modulation comme le taux de modulation ou l'écart de fréquence), les classes d'émission non autorisées, les périodes non autorisées, les fréquences non autorisées, le trafic non autorisé, les liaisons non autorisées, les emplacements non autorisés, les largeurs de bande excessives, les fréquences instables, les rayonnements harmoniques/non essentiels excessifs, etc. Cette fonction englobe le contrôle des bandes du service mobile maritime et du service mobile aéronautique (en particulier les fréquences de détresse), l'objectif étant de vérifier que les différentes dispositions du Règlement des radiocommunications sont respectées.

### 3.2 Contrôle du spectre visant à déterminer le degré d'occupation et de disponibilité ainsi que la charge des circuits

Pour assurer l'efficacité de la gestion des fréquences, on contrôle l'utilisation du spectre afin de déterminer les fréquences disponibles, les fréquences autorisées non utilisées et la densité de trafic sur telle ou telle voie. Toutefois, il est nécessaire de contrôler pendant un certain temps les émissions sur une bande ou une fréquence particulière avant d'émettre des conclusions à propos de ces émissions.

3.3 Etude des cas de brouillage préjudiciable

L'examen des réclamations de brouillage repose sur le contrôle approfondi des émissions et sur une analyse des données, l'objectif étant d'identifier la source de brouillage et de trouver des solutions adéquates pour supprimer le brouillage préjudiciable. De par leur nature, les opérations de contrôle portent sur l'identification, la mesure des paramètres techniques, l'évaluation de l'ampleur du brouillage, etc. En fonction du problème à résoudre, du type de service, de la bande de fréquences considérée, des caractéristiques de propagation, etc., différentes méthodes doivent être mises au point selon le cas. La tâche est souvent complexe en raison de la présence simultanée de signaux brouilleurs et de signaux utiles.

3.4 Contrôle ultérieur des émissions visant à vérifier la suite donnée

Un contrôle ultérieur de différentes fréquences est nécessaire pour s'assurer que les mesures correctives nécessaires ont été prises par les utilisateurs dans les cas d'irrégularités qui ont été notifiés, pour résoudre les problèmes de brouillage, etc.

3.5 Détection des émetteurs non autorisés

Le contrôle des émissions vise à détecter, identifier et localiser les émetteurs non autorisés afin que les mesures nécessaires puissent être prises conformément à la législation nationale.

3.6 Participation aux activités du Système International de Contrôle des Emissions

Des campagnes de contrôle des émissions sont organisées régulièrement sous l'égide de l'Union internationale des télécommunications dans le but de recueillir à l'échelon international des données pour la gestion efficace du spectre et pour la conduite d'activités connexes. La liaison avec les autres administrations doit être assurée selon les besoins.

3.7 Assistance technique aux utilisateurs

Il est possible de procéder à des mesures techniques et à un contrôle des émissions pour offrir une assistance technique aux utilisateurs, sur demande, afin de maintenir l'exploitation des services dans les limites techniques admissibles. En général, cela peut consister à mesurer les fréquences, la stabilité de fréquence, la qualité de transmission et d'autres paramètres connexes.

3.8 Choix d'emplacements exempts de brouillages pour l'installation des stations d'émission et de réception

Il est procédé à un contrôle des émissions et à des mesures techniques afin de choisir des emplacements exempts de brouillages pour l'implantation des stations d'émission et de réception.

3.9 Normalisation des paramètres techniques

Des études techniques sont faites pour recueillir les données pratiques d'exploitation qui permettront de normaliser les différents paramètres techniques et d'élaborer les dispositions réglementaires nécessaires pour une utilisation optimale et efficace du spectre.

3.10 Etudes relatives à la compatibilité électromagnétique

Les différentes études consacrées à la compatibilité électromagnétique ont pour but de recueillir des données permettant de déterminer les Plans d'attribution des fréquences, les plans de disposition des voies, les critères de partage, les rapports de protection, les caractéristiques d'antenne et les caractéristiques de propagation, la compatibilité mutuelle, etc. On peut aussi entreprendre des études scientifiques sur la propagation.

3.11 Mesure du bruit radioélectrique

La mesure du bruit radioélectrique est une opération étroitement liée au contrôle des émissions, et on l'applique à des équipements industriels, scientifiques et médicaux qui comprennent différents types d'appareils électriques, des systèmes de production et de distribution d'énergie électrique, des véhicules, etc., l'objectif étant d'assurer la compatibilité de ces équipements et des services de radiocommunication.

3.12 Inspection des installations de radiocommunication

L'inspection périodique des installations de radiocommunication est une autre activité qui permet de veiller à l'application des dispositions techniques, des dispositions de service et des dispositions réglementaires relatives à la gestion du spectre.

3.13 Autorisation d'exploitation des équipements

Les équipements de radiocommunication doivent être conformes à différentes normes techniques concernant la gestion du spectre. La mise au point, la production et l'utilisation des équipements doivent donc être conformes à ces normes. En conséquence, il est essentiel de tester les équipements en laboratoire avant d'accorder les autorisations d'exploitation.

4. Observations et mesures de contrôle des émissions

Dans le cadre des diverses opérations de contrôle des émissions, on procède à une série d'observations et de mesures en fonction de la nature de la tâche à accomplir. Généralement, la liste comprend les opérations suivantes:

- identification de la station
- mesures de fréquence
- mesures de champ
- mesures de largeur de bande
- classe d'émission
- qualité de transmission
- caractéristiques de modulation
- données relatives au trafic

- analyse spectrale des émissions
- visualisation/impression panoramique
- enregistrement de l'occupation du spectre
- radiogoniométrie
- caractéristiques techniques spéciales pour un type de service donné.

5. Structure fonctionnelle type de l'organisation

Le nombre des stations et des voies de contrôle des émissions dépend de l'ampleur des activités de radiocommunication, des besoins de contrôle et de la logistique administrative/opérationnelle. Le contrôle des émissions et les autres activités connexes dépendent de différents facteurs: type et étendue des problèmes, dispositions réglementaires, bandes de fréquences, concentration de l'activité des services de radiocommunication, etc. Un exemple de structure fonctionnelle de l'organisation à mettre en place pour le contrôle des émissions est décrit à la Figure 1.

BIBLIOGRAPHIE

Manuel du CCIR à l'usage des stations de contrôle des émissions.

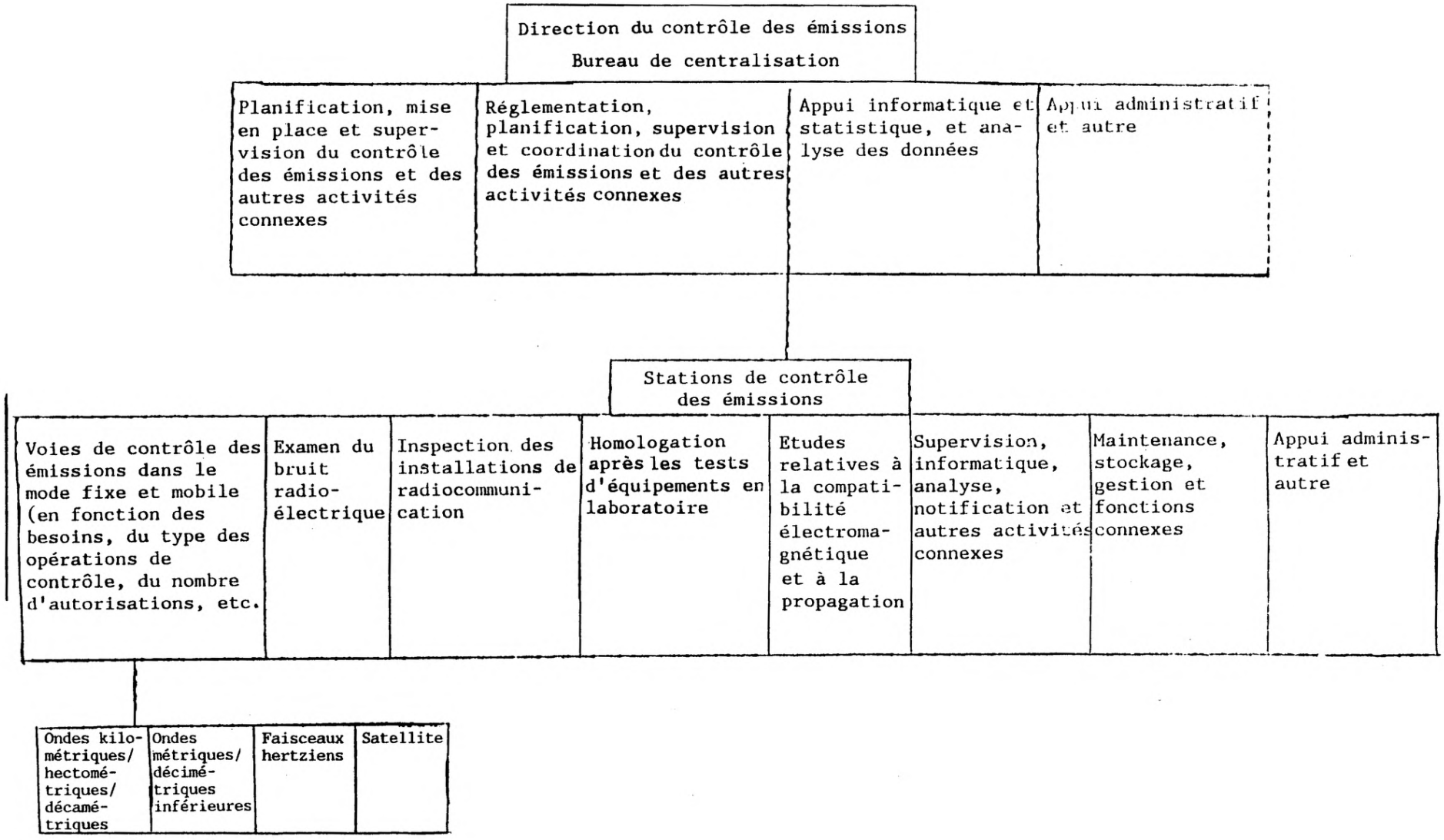



FIGURE 1

Exemple d'une structure fonctionnelle type de l'organisation à mettre en place

RAPPORT 371-2

# CONTRÔLE INTERNATIONAL DES ÉMISSIONS DANS LES PAYS EN DÉVELOPPEMENT

(Question 32/1)

(1966-1974-1990)

## 1. Introduction

La Question 32/1 demande quelles devraient être les caractéristiques des services de contrôle des émissions susceptibles d'être établis par les pays en développement, quelles directives peuvent être données en vue de l'établissement et de l'organisation de ces services, quelles opérations l'équipement de contrôle devrait pouvoir exécuter et quelles seraient les caractéristiques à prévoir pour cet équipement. Le présent Rapport, ainsi que plusieurs chapitres du Manuel du CCIR à l'usage des stations de contrôle des émissions, donnent des renseignements à ce sujet.

## 2. Tâches qu'une station de contrôle devrait pouvoir assumer

### 2.1 *Choix de fréquences pour de nouvelles voies de communication*

Dans la bande 10 kHz à 30 MHz, il convient:

- de sélectionner quelques fréquences en liste internationale qui conviendraient à de nouvelles voies de communication en tenant compte évidemment de la propagation des ondes radioélectriques et des dispositions du Règlement des radiocommunications dans le domaine des attributions de bandes de fréquences et des brouillages préjudiciables.

- de faire, ensuite, une étude de l'utilisation du spectre radioélectrique dans les bandes retenues et ce, pendant une période suffisamment longue afin de prévenir les brouillages mutuels avec des services déjà autorisés.

Dans les bandes supérieures à 30 MHz, une coordination nationale avec les utilisateurs concernés et parfois internationale avec les pays limitrophes est nécessaire, rien ne s'oppose ensuite que les stations mobiles de contrôle s'assurent qu'aucun rayonnement indésirable ne perturbera les fréquences coordonnées.

### 2.2 *Contrôle des émissions*

On désigne ainsi le contrôle exercé, périodiquement ou lorsqu'une vérification semble nécessaire, sur les propres émetteurs du pays et, le cas échéant, sur ceux de leurs correspondants. Ce contrôle concerne:

- la mesure des fréquences et des largeurs de bande des émissions,
- la vérification de la qualité de la modulation,
- la vérification de l'absence de rayonnements non essentiels et, éventuellement, le contrôle du champ rayonné.

2.3 *Interventions relatives à des brouillages*

Dans tous les cas de brouillages affectant une liaison, une intervention est nécessaire dans les meilleurs délais, pour:

- déterminer les causes du brouillage,
- identifier l'émission perturbatrice,
- déterminer les caractéristiques techniques de l'émission brouilleuse,
- proposer les mesures propres à faire cesser le brouillage observé.

2.4 *Participation au système international de contrôle des émissions*

Outre l'assistance qu'il doit être en mesure d'apporter à un pays tiers ou à une autre station de contrôle, dans le cadre des § 2.1 à 2.3 ci-dessus, il doit également pouvoir participer au système international de contrôle des émissions dans les conditions fixées à l'Article 20 du Règlement des radiocommunications.

Cette participation consiste à effectuer tous les contrôles demandés par le Comité international d'enregistrement des fréquences (IFRB).

## 3. Organisation et exploitation d'une station de contrôle

3.1 *Remarques générales*

En ce qui concerne l'organisation d'un service de contrôle, il n'existe aucun plan précis pouvant répondre à tous les besoins. Dans un premier temps il convient de déterminer la nature des tâches à assurer. Les éléments à prendre en considération sont les suivants:

- bandes de fréquences à contrôler;
- la superficie du territoire à surveiller.

De ces éléments en découle l'opportunité d'installer un système de radiogoniométrie et de prévoir des stations mobiles de contrôle pour compléter la ou les stations fixes de contrôle nécessaires. Voir également le Chapitre 17 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions.

3.2 *Choix de l'emplacement de la station de contrôle*

Une station de contrôle doit être située dans un emplacement facilement accessible par route, facilement raccordable aux services publics essentiels, tels que ceux de distribution d'électricité et d'eau et du téléphone, et proche d'une zone résidentielle offrant des ressources pour le logement du personnel. Cependant, il est nécessaire que l'emplacement choisi soit suffisamment éloigné de toute agglomération urbaine pour éviter les brouillages industriels. La portée de brouillage d'une zone résidentielle est d'environ 400 m et celle d'une zone industrielle d'environ 5 km. Pour le contrôle dans les bandes des ondes décamétriques, l'élévation du terrain n'importe pas, mais comme la plupart des stations de contrôle opèrent aussi dans les bandes des ondes métriques et décimétriques, on a tout avantage à choisir un emplacement d'une altitude supérieure à celle d'alentour. On aura aussi généralement intérêt à prendre comme emplacement un terrain plat d'une superficie d'environ 100 000 $m^2$, dont le sol ait une bonne conductivité et qui soit entouré d'une zone sans obstacle sur une distance d'environ 5 km. Si l'on projette de créer des installations radiogoniométriques sur ondes hectométriques et décamétriques, il faudra prévoir une plus grande superficie.

On peut déterminer la zone de couverture théorique d'une station de contrôle en ondes décamétriques en recourant à des programmes d'ordinateur reposant sur des renseignements à jour sur la propagation ionosphérique [CCIR, 1970-74].

En supposant que le pays en voie de développement considéré débute avec un équipement de communications réduit au strict minimum et ne dispose vraisemblablement d'aucune installation de contrôle, on pourrait fort bien envisager, tout au moins pour les débuts, d'associer les installations de contrôle à celle de la station de réception des communications. Chaque station d'émission devrait être équipée pour mesurer ses propres fréquences afin de pouvoir fonctionner correctement. Chaque station de réception pourrait être équipée de la même façon, de manière à pouvoir, le cas échéant, venir en aide à la station d'émission qui lui fait pendant, mesurer les signaux brouilleurs et effectuer le contrôle réciproque des fréquences de ses correspondants. Non seulement la combinaison de ces diverses fonctions permettrait de réaliser des économies de personnel (les mêmes ingénieurs et techniciens étant disponibles aussi bien pour les communications que pour les opérations de contrôle), mais elle éviterait d'avoir à engager des dépenses pour établir la station de contrôle sur un terrain et dans des bâtiments séparés. De plus, les diverses antennes de la station de réception rendraient les plus grands services pour les opérations de contrôle.

Bien entendu, dans le cas des pays où les stations de réception sont exploitées par des exploitations privées distinctes de l'administration nationale, la question de l'installation de la station de contrôle dans une station de réception devra être examinée en commun par l'administration du pays et l'exploitation privée chargée de l'exploitation de la station de réception.

D'autres renseignements sont donnés au Chapitre 2 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions ainsi que dans la Recommandation 575.

### 3.3 *Bâtiments et énergie*

Le bâtiment de la station de contrôle doit comporter au minimum une salle d'exploitation, une salle d'énergie et un bureau.

L'énergie doit être amenée à la station par câbles souterrains afin de prévenir tout parasite. L'installation d'un groupe électrogène est utile. Une énergie sans-coupure est indispensable dans le cas d'utilisation de systèmes informatiques que ce soit d'aide au contrôle ou de gestion.

Pour plus de renseignements, voir aussi Chapitre 3 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions.

### 3.4 *Antennes*

La question des antennes devant équiper une station de contrôle est examinée au Chapitre 4 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions.

### 3.5 *Personnel*

#### 3.5.1 *Effectifs*

Le personnel strictement indispensable au bon fonctionnement d'une station comprendra:

- un agent spécialisé responsable de la station,
- quatre opérateurs capables d'effectuer les opérations courantes et assurant un service en rotation de telle manière que l'un d'eux soit présent à la station à tout moment,
- un technicien aux compétences très étendues, chargé des aménagements nouveaux, de la maintenance et du dépannage, et capable également d'exécuter les travaux d'opérateur.

#### 3.5.2 *Recrutement et formation*

C'est le problème le plus difficile et le plus long à résoudre. Le Chapitre 18 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions donne des renseignements à ce sujet.

## 4. Equipement technique et procédés

### 4.1 *Besoins en équipement de base*

Tout en reconnaissant qu'il est déjà possible de faire quelques opérations de contrôle même avec les installations les plus simples et les moins coûteuses (à savoir, un récepteur et une antenne appropriée), nous allons indiquer ce que l'on peut considérer comme installations de base permettant de remplir les fonctions les plus importantes en matière de contrôle des émissions.

#### 4.1.1 *Récepteurs*

Le choix des récepteurs se fait, dans un premier temps, selon les bandes de fréquences à contrôler inférieures ou supérieures à 30 MHz. Quelle que soit la bande de fréquences, les récepteurs doivent posséder au moins toutes les qualités des récepteurs utilisés dans les stations de réception:

- bonne précision de l'indication de la fréquence;
- réglage d'accord rapide;
- bonne sélectivité RF;
- sélectivité IF variable;
- très bonne sensibilité;
- démodulation de toutes les émissions classiques: CW, A3, A3+, A3-, F3;
- bonne protection contre:
  - les fréquences images;
  - les produits d'intermodulation de réception;
  - les rayonnements de oscillateurs internes.

L'association d'un adapteur panoramique et permettant d'obtenir une représentation visuelle de l'occupation du spectre radioélectrique est indispensable pour la recherche de fréquences perturbatrices en ondes métriques.

Pour des détails complémentaires, voir aussi le Chapitre 5 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions.

#### 4.1.2 Mesure de fréquence

La majorité des récepteurs ou mesureurs de champ actuels permettent d'indiquer la fréquence de manière suffisamment précise mais il est souhaitable d'avoir un étalon de fréquence qui permette de mesurer la fréquence avec une haute précision par la méthode de Lissajous et la méthode de décalage.

Il existe des étalons de fréquence au quartz dont la stabilité est au moins $1 \times 10^{-9}$, au rubinium ($1 \times 10^{-11}$), au caesium ($1 \times 10^{-12}$), mais il faut impérativement leur assurer une alimentation sans interruption pour maintenir cette stabilité.

Pour plus de détails sur les mesures de fréquence voir la Recommandation 377 et le Rapport 272 ainsi que le Chapitre 6 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions.

4.1.3 Mesure de largeur de bande ou analyse spectrale

Une méthode qu'il est possible d'utiliser consiste à balayer lentement la bande de fréquences à mesurer au moyen d'un filtre très étroit. Cela peut être effectué en raccordant un analyseur de spectre RF à la sortie IF d'un récepteur ou en utilisant un analyseur de spectre indépendant. Il existe également un analyseur de spectre numérique moderne (avec possibilité de maintien maximum) qui peut effectuer des mesures cumulatives des niveaux reçus, simplifiant ainsi l'analyse de l'émission.

Le Rapport 275 donne la description d'analyseurs de spectres types, la Recommandation 443 et le Rapport 275 décrivent les mesures de largeur de bande. Le Chapitre 9 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions traite également de ce sujet.

4.1.4 Appareillage de mesure du champ

Un appareillage de mesure du champ comprend généralement divers dispositifs normalement montés par un constructeur en un ensemble unique. Ces dispositifs sont les suivants:

- une antenne ayant des caractéristiques connues
- un récepteur avec un affaiblisseur pas à pas qui permet de régler la sensibilité
- un générateur pour étalonner la sensibilité du récepteur
- un appareil de mesure étalonné

De nos jours, les récepteurs de mesure du champ intègrent en une seule pièce ces trois derniers dispositifs.

Les mesureurs de champ actuels associés à une antenne étalonnée donnent directement la valeur du champ radioélectrique. Sinon il suffit d'associer au mesureur de champ, une antenne dont on possède la valeur de la correction à apporter à la valeur lue sur le mesureur de champ.

Pour des raisons techniques, il est nécessaire d'utiliser deux types de récepteurs (appareils de mesure du champ) permettant de couvrir l'ensemble de la bande 9 kHz - 1 000 MHz: l'un pour la bande au-dessous de 30 MHz et l'autre pour la bande au-dessus de 30 MHz.

Des renseignements détaillés avec les méthodes de mesures de champ sont donnés dans la Recommandation 378 et dans le Rapport 273, dans le Rapport 368 ainsi que dans le Chapitre 7 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions.

4.1.5 Appareillage d'identification

L'identification des signaux radioélectriques est une des opérations les plus difficiles qu'ait à exécuter une station de contrôle. Cette difficulté résulte du fait que les signaux d'identification sont émis assez peu souvent et que les différents types d'émission sont très variés et nombreux.

Les installations mentionnées ci-dessus, de radiogoniométrie, de mesure de fréquences, d'analyse de spectre et de mesure de champ sont des aides précieuses à l'identification. L'identification des émissions télégraphiques est facilitée actuellement apr l'utilisation de décodeurs télégraphiques automatiques qui permettent notamment de faire une mesure de vitesse de transmission. Il est toujours conseillé d'associer un enregistreur à bande magnétique pour les émissions difficiles à transmission complexe.

Un système de décodage du signal télégraphique est un auxiliaire utile pour l'identification de l'émission. Il existe des décodeurs qui peuvent décoder tous les principaux types de modulation télégraphique.

Voir également la Recommandation 379, le Rapport 280 et le Chapitre 13 du Manuel à l'usage des stations de controle des émissions.

4.2 *Appareils supplémentaires*

Bien que l'équipement cité au § 4.1 permette de réaliser la plupart des opérations de contrôle des émissions, certains appareils supplémentaires sont de nature à augmenter l'efficacité et à étendre les possibilités d'une station de contrôle. On peut citer parmi eux:

4.2.1 Des radiogoniomètres permettant de localiser les sources des brouillages subis dans une certaine zone et d'identifier les sources d'émission grâce à la connaissance de leur emplacement. En règle générale, seuls les systèmes de contrôle assez vastes, comportant au moins trois stations de radiogoniométrie, pourront réellement tirer parti de radiogoniomètres fixes, étant donné qu'un minimum de trois relèvements est nécessaire pour déterminer une position avec une précision satisfaisante. Cependant, avec un ou deux radiogoniomètres, on peut déjà obtenir des renseignements utiles. Lorsque les réseaux radiogoniométriques de plusieurs administrations peuvent travailler en collaboration en vue d'échanger leurs données de relèvements respectives, on parvient, dans bien des cas, à déterminer une position de manière plus précise. On trouvera dans le Rapport 372 des indications détaillées sur les caractéristiques et avantages particuliers de divers types de radiogoniomètres.

4.2.2 Un équipement de contrôle automatique permettant, sans l'aide de personnel, d'assurer le contrôle des portions déterminées du spectre radioélectrique, à l'aide d'un système informatique par exemple, pour obtenir par exemple:

- le taux d'occupation d'une fréquence ou d'une bande de fréquence,
- du niveau du signal en fonction du temps,
- de la largeur de bande occupée.

Le Rapport 278 fournit d'autres détails sur cette question.

4.2.3 Appareils de contrôle visuel du spectre radioélectrique. Les analyseurs de spectre fournissent certes la représentation de portion de bandes limitées mais leur objectif premier est de permettre l'analyse détaillée d'une émission. Des équipements et des techniques de contrôle visuel sont examinés en détail dans le Rapport 279.

4.2.4 Le contrôle des fréquences pourrait aussi être effectué au moyen d'équipements mobiles installés à bord de véhicules automobiles équipés en laboratoire, comprenant:

- un mesureur de champ (pouvant être utilisé en récepteur) associé à un panoramique. Les mesureurs de champ actuels permettent de faire les mesures de fréquences avec une précision suffisante,

- un analyseur de spectre pour effectuer une analyse fine des émissions,

- un ensemble d'antennes étalonnées et appropriées au contrôle à effectuer.

4.2.5 Il existe des appareils qui permettent de comparer et de contrôler automatiquement une source de fréquence par référence à une émission de fréquence étalon sur ondes myriamétriques. (Le Rapport 267 contient une liste des émissions de fréquences étalon.)

4.2.6 Le contrôle des fréquences supérieures à 30 MHz nécessite généralement des équipements mobiles, installés à bord de véhicules automobiles et pouvant comprendre essentiellement:

- un récepteur approprié (éventuellement à analyse panoramique),
- un dispositif de mesure de fréquence, susceptible de servir de générateur étalonné, d'une précision appropriée pour l'émission à mesurer (voir la Recommandation 377),
- un mesureur de champ couvrant jusqu'à 1000 MHz,
- un analyseur de spectre permettant l'observation d'une ou plusieurs émissions adjacentes à déplacement de fréquence, cependant qu'un marquage, à partir du générateur étalonné, offre la possibilité de mesurer la fréquence nominale, la largeur réelle occupée, l'excursion de fréquence, etc.,
- un ensemble d'antennes approprié au contrôle à effectuer.

## 5. Documents [CCIR, 1963-66]

L'Union européenne de radiodiffusion a édité une Monographie technique (N° 3102) intitulée: «Centre d'écoute et de mesure des organismes de radiodiffusion» (elle peut être obtenue à l'adresse suivante: Centre technique de l'UER, 32, Avenue Albert-Lancaster, Bruxelles 18). Elle expose les différentes méthodes de mesure et décrit les appareillages utilisés dans plusieurs centres de contrôle européens. Dans cette monographie, un certain nombre de passages décrivent des techniques et des matériels susceptibles d'intéresser plus particulièrement les pays en voie de développement; on peut citer plus particulièrement les paragraphes suivants:

*Chapitre III: Méthodes de mesure*

1. Vérification et comparaison de la fréquence des étalons
2.2 Mesure de fréquence par double battement
2.3 Mesure de fréquence par interpolation
2.6 Cas particuliers de mesures de fréquence
3. Détermination de l'occupation du spectre
4.1 Procédé de mesure de champ
6. Mesure du taux de modulation

*Chapitre IV: Appareillage nécessaire*

1. Antennes
2. Récepteurs
3. Etalons de fréquence
4.1 Constitution du pupitre de mesure de fréquence
5.1 Constitution des enregistreurs automatiques de l'occupation du spectre
6.1 Constitution de l'équipement de mesure de champ
6.2 Caractéristiques essentielles des mesureurs de champ
8.1 Dispositif de mesure du taux moyen de modulation

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

*Documents du CCIR*

[1963-66]: VIII/80 (UER).

[1970-74]: 1/115 (Canada).

RAPPORT 277-3

# MESURES DANS LES STATIONS MOBILES DE CONTRÔLE

(Questions 22/1, 24/1, 26/1)

(1959-1963-1966-1970-1986)

## 1. Types de mesures

Sous réserve des limitations nécessairement imposées pour une installation mobile par les dimensions des appareils appropriés et par la consommation d'énergie, on peut considérer qu'il est commode d'employer des stations mobiles pour toutes les mesures normalement effectuées par les stations de contrôle fixes.

Des mesures types, ainsi que les gammes de fréquences correspondantes, sont énumérées ci-dessous:

| | | |
|---|---|---|
| 1.1 | Mesures de fréquence | de 10 kHz à 10 GHz et plus; |
| 1.2 | Mesures de champ | de 10 kHz à 10 GHz et plus; |
| 1.3 | Mesures de largeur de bande | de 10 kHz à 10 GHz et plus; |
| 1.4 | Radiogoniométrie: | |
| | – avec cadres | de 10 kHz à 20 MHz; |
| | – avec un ensemble de doublets | de 20 MHz à 1 GHz et plus; |
| | – avec cornets | de 1 GHz à 10 GHz et au-dessus; |
| 1.5 | Contrôle automatique du degré d'occupation du spectre | de 10 kHz à 300 MHz et plus; |
| 1.6 | Mesure des taux de modulation et des excursions de fréquence | de 10 kHz à 1 GHz; |
| 1.7 | Mesure des signaux vidéo des émissions de télévision | de 40 MHz à 960 MHz. |

Les stations de contrôle mobiles sont particulièrement utiles pour le contrôle des stations de faible puissance et des stations à portée limitée émettant sur des fréquences supérieures à 30 MHz.

Certaines mesures peuvent être effectuées, non seulement avec des appareils installés sur un véhicule, mais aussi avec des appareils portatifs. L'expérience montre que des appareils de contrôle mobiles spécialisés pour certaines catégories de mesures sont plus utiles en exploitation qu'un véhicule unique comprenant l'équipement nécessaire à toutes les mesures, quelles qu'elles soient.

## 2. Types d'appareil

On estime qu'il faut éviter l'emploi d'appareils spéciaux pour les services mobiles de contrôle et qu'il est préférable d'utiliser des appareils de type courant de petites dimensions, de faible poids et consommant une faible quantité d'énergie. Il est important que les appareils soient robustes et à l'épreuve des chocs, en raison des vibrations et des heurts auxquels ils sont exposés. A l'exception de certains dispositifs portatifs, ces appareils sont généralement prévus pour être alimentés par le secteur (tension et fréquence normales).

Les appareils qui sont sensibles aux variations de température, comme les étalons de fréquence, doivent être réalisés de façon telle qu'ils atteignent leur température de régime en un temps aussi court que possible et qu'ils s'y maintiennent; cela évite d'avoir à les alimenter en permanence; au pis aller, un petit nombre de circuits seulement devront être alimentés en permanence. Il pourrait encore être avantageux d'utiliser des étalons asservis en synchronisme à des émissions de fréquences étalon sur ondes myriamétriques.

### 2.1 *Etalons de fréquence et matériel de mesure associé*

Dans les conditions de fonctionnement habituelles des stations mobiles, la stabilité d'un étalon de fréquence doit être $1 \times 10^{-8}$ par jour, ou mieux une fois atteinte la température de régime. Les étalons de fréquence dont on dispose actuellement et qui sont expressément destinés aux stations mobiles ont, en réalité, une stabilité qui se maintient à une valeur de $\pm 1 \times 10^{-8}$ ou mieux en exploitation.

### 2.2 *Appareils de mesure de champ*

#### 2.2.1 *Remarques générales*

L'importance de l'équipement d'une station mobile en appareils de mesure de champ dépend de la nature des mesures effectuées. Lorsque le but est de contrôler l'application des règlements, il faut que le matériel puisse couvrir toutes les fréquences jusqu'à 1000 MHz au minimum. Lorsqu'il s'agit d'obtenir des renseignements sur la propagation, des enregistreurs de fréquence fixe à très grande sensibilité présentent certains avantages; toutefois, sous réserve de sacrifier quelque peu la sensibilité et la stabilité de fréquence, on peut employer, pour l'enregistrement sur fréquence fixe, les mêmes appareils que pour vérifier l'application des règlements.

Le présent exposé sera consacré uniquement aux appareils dans lesquels la variation de l'accord permet de couvrir une gamme de fréquences continue.

Dans toute la mesure possible, on effectuera les mesures de champ dans les régions où ce dernier est relativement peu perturbé par les réflexions locales et par le rayonnement secondaire. Là où le champ varie fortement avec l'emplacement, on peut exprimer les résultats de mesure en fonction de la valeur médiane, en effectuant des enregistrements continus dans le temps ou intermittents.

La station mobile peut constituer elle-même une source d'erreurs et l'étalonnage doit porter sur l'antenne, le récepteur et l'appareil d'enregistrement. C'est pourquoi il est avantageux que les appareils puissent être transportés sans difficulté, afin de pouvoir faire des mesures à l'extérieur du véhicule. Pour éviter les effets de la directivité lorsqu'on fait les mesures sur un véhicule en mouvement, on emploie des antennes omnidirectives. Lorsqu'on mesure l'affaiblissement sur les harmoniques, on peut se trouver en présence de signaux relativement faibles; aussi doit-on prévoir qu'un appareil soit capable de mesurer des champs de l'ordre de 1 μV/m. D'autre part, l'appareil ne doit pas subir de surcharge en présence de signaux forts, de l'ordre de 1 V/m ou plus. Etant donné que sur les fréquences supérieures à 30 MHz, les champs non perturbés sont l'exception, les erreurs dues à l'appareil lui-même doivent être inférieures à ± 2 dB si l'on veut obtenir une précision satisfaisante. L'appareil doit comprendre des circuits pour la détermination des niveaux de crête et de quasi-crête dans les émissions d'impulsions, et pour la mesure du champ moyen des émissions modulées en amplitude et en fréquence et d'autres émissions analogues.

### 2.2.2 *Mesures de champ effectuées dans un véhicule en mouvement*

Le § 8.2 du Rapport 668 décrit un système qui offre des possibilités accrues de mesure du champ dans un véhicule en mouvement.

## 2.3 *Appareils de mesure des largeurs de bande*

Les largeurs de bande autorisées pour les stations des différents services en ondes métriques et décimétriques vont de moins de 1 kHz pour les services radiotélégraphiques jusqu'à plusieurs MHz pour les stations de télévision. On doit donc trouver, dans les stations mobiles de contrôle, des analyseurs de spectre ayant des caractéristiques d'utilisation très souples; pour les émissions à bande étroite, ces appareils doivent pouvoir balayer une bande de 20 kHz ou moins, tandis que, pour certaines émissions à large bande, ils doivent être capables de représenter, à un moment quelconque, une portion du spectre au moins égale à 5 MHz.

Pour leur utilisation optimale dans des conditions d'observation différentes, leur vitesse de balayage doit être réglable entre 1 et 30 balayages par seconde. Enfin, ils doivent comprendre les dispositifs permettant de faire apparaître les spectres des signaux sur des échelles linéaires ou logarithmiques, et doivent comporter des échelles étalonnées pour la mesure directe des rapports d'intensité.

Les mesures de largeur de bande peuvent être faites au moyen d'un enregistreur du degré d'occupation du spectre lorsqu'il s'agit de types de modulation pour lesquels il n'existe pas de méthodes de mesure de plus grande précision, ou lorsqu'il semble impossible d'exécuter de telles mesures dans le service mobile par suite des frais élevés que cela entraînerait. Par exemple, pour les signaux télégraphiques, on peut déterminer la largeur de bande à partir de l'élément de signal ayant le temps d'établissement le plus court (voir à ce sujet le doc. [CCIR, 1959]). En ondes métriques, on peut également lire les valeurs estimées des largeurs de bande sur l'oscilloscope d'un appareil panoramique muni d'une échelle de fréquence étalonnée. La largeur de bande peut aussi être mesurée par une méthode d'analyse qui met en œuvre un filtre très étroit (± 100 Hz), lequel permet de mesurer l'amplitude des composantes qui le traversent par rapport à celle de la porteuse.

## 2.4 *Appareils de radiogoniométrie*

Il est souhaitable que les récepteurs de contrôle d'une station mobile servent également comme récepteurs de radiogoniométrie. Les récepteurs de contrôle des stations mobiles doivent avoir les propriétés suivantes: faible poids, encombrement restreint, sensibilité élevée, blindage efficace, stabilité, construction robuste et faible consommation d'énergie. Il convient, en outre, qu'ils puissent couvrir une bande de fréquences aussi large que possible par un réglage continu. Leur étalonnage doit être précis, de l'ordre de 1 kHz pour les fréquences égales ou inférieures à 30 MHz et de 10 kHz au-dessus de 30 MHz. La fréquence doit pouvoir être réajustée avec une précision de l'ordre de $10^{-4}$. Il est préférable que les récepteurs soient munis d'une commutation des gammes, mais on peut simplifier les circuits en utilisant des étages radioélectriques susceptibles d'être branchés individuellement pour les différentes bandes de fréquences radioélectriques.

On montera, de préférence, le cadre tournant près du centre du toit du véhicule; la base de ce cadre traversera le toit, et le cercle gradué en azimut ainsi que le mécanisme de commande de la rotation (en général un volant) seront logés à l'intérieur du véhicule, en un endroit convenable. En employant un certain nombre de cadres munis de fiches et ayant des caractéristiques différentes, on pourra obtenir les résultats optimaux dans une gamme de fréquences étendue.

L'utilité des antennes directives est d'étendre la gamme de fréquences du radiogoniomètre au-delà de la gamme couverte par les cadres. Il convient que ces antennes aient les propriétés suivantes: directivité très prononcée, grande largeur de bande; gain élevé; polarisation horizontale et verticale; dimensions restreintes. Les types d'antenne utilisés sont les suivants: doublets horizontaux et verticaux, antennes Yagi, antennes hélicoïdales et antennes rotatives en H du type Adcock, tandis que, pour les fréquences supérieures à 300 MHz, on peut employer des antennes paraboliques, des cornets ou des antennes à réflecteur dièdre.

Une antenne qui est de plus en plus utilisée au-delà de 1 GHz est le cornet à large bande qui permet de couvrir approximativement une gamme de fréquences dans le rapport de 2 à 1. Pour accroître le gain et la directivité, on peut monter le cornet dans un réflecteur parabolique.

Pour les antennes dans la gamme des ondes métriques et décimétriques, il peut être très utile d'employer des supports rotatifs du type télescope, commandés de l'intérieur du véhicule employé comme station mobile. Ces supports permettent de surmonter les obstacles situés aux environs du lieu de mesure et d'effectuer des mesures à des hauteurs diverses avec l'antenne orientée dans différentes directions. La hauteur et l'azimut de l'antenne doivent être lisibles avec une précision suffisante sur des cadrans situés à l'intérieur du véhicule.

2.4.1 *Appareil de radiogoniométrie portatif*

Un appareil de radiogoniométrie portatif (voir le Rapport 372) peut être utilisé aux fins suivantes:

- radiogoniométrie des sources de signal en ondes métriques/décimétriques au moyen d'une antenne de radiogoniométrie manuelle;
- détection des émissions parasites non désirées causées par des dispositifs de différentes sortes (par exemple, récepteurs radiophoniques et de télévision, moteurs électriques et moteurs à combustion, systèmes informatiques, calculateurs industriels ou isolateurs haute tension);
- protection contre le captage clandestin en décelant les émetteurs non autorisés.

2.5 *Appareils de mesure pour le contrôle automatique du degré d'occupation du spectre*

Dans les stations mobiles, on peut effectuer un contrôle du degré d'occupation du spectre en des points donnés ou le long de trajets donnés en se servant d'un enregistreur du spectre ou d'un appareil panoramique ajouté à l'équipement normal.

Ce dernier appareil permet de faire des observations visuelles dans une bande de fréquences relativement étroite, pendant que le véhicule est en mouvement.

2.6 *Appareils de mesure du taux de modulation*

Il y a intérêt à prévoir des appareils pour la mesure du taux de modulation des émissions modulées en amplitude et en fréquence. Pour le premier cas, on obtient de bons résultats avec un oscilloscope cathodique, équipé d'un amplificateur vertical à large bande, pouvant être utilisé jusqu'à 10 MHz ou plus. Pour mesurer les excursions de fréquence des émissions modulées en fréquence, on emploiera avec avantage un appareil capable de mesurer avec précision l'excursion de la porteuse dans une gamme allant de $\pm$ 5 kHz (ou moins) à $\pm$ 100 kHz (ou plus) et d'indiquer des valeurs instantanées. Une précision globale de 5% ou mieux est hautement souhaitable. Pour la mesure des valeurs de crête instantanées de l'excursion des stations à modulation de fréquence, on peut utiliser un oscilloscope cathodique qui joue un rôle d'indicateur lors de la mesure de l'excursion de la porteuse.

2.7 *Appareils pour les mesures en télévision*

La mesure des caractéristiques de l'onde du signal vidéo peut être faite à l'aide d'appareils spécialement mis au point pour ce genre de mesure. Pour observer des lignes d'exploration déterminées, des portions de lignes, ou certaines impulsions de synchronisation, il y aura avantage à projeter diverses portions du signal vidéo sur l'écran d'un oscilloscope cathodique. Il faut aussi prévoir les moyens nécessaires pour observer l'image entière sur un écran de dimensions suffisantes afin d'être en mesure d'évaluer la qualité de cette image.

2.8 *Appareils de contrôle et de mesure des hyperfréquences*

Il est souvent difficile de recevoir et de mesurer les signaux aux fréquences supérieures à environ 1 GHz, notamment parce que la sensibilité des récepteurs est alors plus faible que pour les fréquences plus basses. Il serait possible de remédier dans une large mesure à cet inconvénient en employant des antennes à gain très élevé, mais les dimensions et le poids des antennes posent des problèmes complexes dans les installations mobiles. Un autre moyen d'améliorer la sensibilité consiste à réduire le bruit introduit par l'équipement de réception. En général, ce sont les étages haute fréquence, jusques et y compris le premier mélangeur, qui sont les sources de bruit les plus importantes dans un récepteur d'hyperfréquences; aussi faut-il prendre soin de bien choisir les circuits et les composants de manière à avoir un faible niveau de bruit dans cette partie du récepteur. Au cours des dernières années, on a pu améliorer sensiblement la sensiblité de ces récepteurs (amélioration de l'ordre de 10 à 15 dB).

Certains de ces récepteurs sont pourvus de circuits d'étalonnage par impulsions et d'affaiblisseurs étalonnés, ce qui permet de les utiliser pour la mesure de champ.

2.8.1 *Antennes pour récepteurs d'hyperfréquences*

Il existe plusieurs types d'antennes étalonnées pouvant être utilisées avec ces récepteurs; une de ces antennes, qui s'est révélée fort utile dans les travaux généraux de contrôle des émissions, et aussi pour les mesures de champ dans la gamme 1 à 10,5 GHz, est une antenne log-périodique installée à demeure dans un réflecteur parabolique de 60 cm. Ce système d'antenne est fixé sur un montage spécialement conçu à cet effet qui permet de faire tourner l'ensemble de 360° en azimut et de −30° à +90° en site (0° = horizontale). Pour amener l'antenne dans la position voulue, automatiquement ou manuellement, on dispose de commandes qui sont placées au poste de travail, dans le véhicule. Il existe aussi des antennes spéciales à cornet, dotées de réflecteurs paraboliques appropriés, qui permettent d'étendre la gamme de fréquences jusqu'à 26 GHz. La Fig. 1 montre comment varie le gain d'une antenne 1 à 10,5 GHz du type décrit ci-dessus.

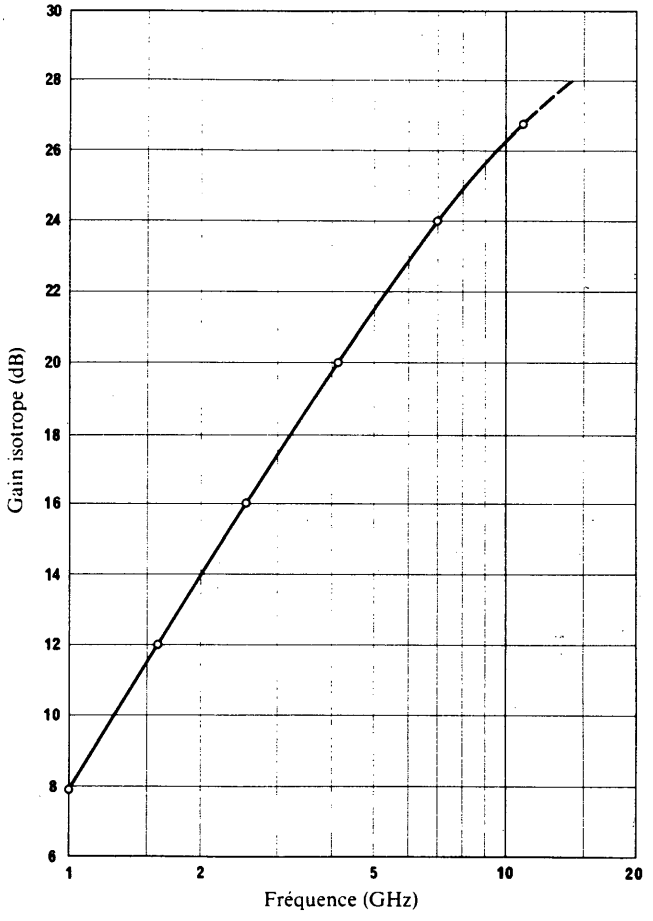



FIGURE 1 — *Variation, en fonction de la fréquence, du gain d'une antenne log-périodique directive étalonnée, avec réflecteur de 60 cm de diamètre*

2.8.2 *Analyseurs de spectre*

On n'a pas enregistré ces dernières années de changement révolutionnaire dans les techniques d'analyse des spectres ni dans les appareils correspondants, mais il faut toutefois signaler les perfectionnements qui n'ont cessé d'être apportés à ce matériel, notamment l'utilisation de circuits à verrouillage de phase qui permettent d'obtenir des images plus stables. Certains types d'analyseurs modernes sont pourvus de dispositifs de réglage de la fréquence d'entrée, ce qui permet d'utiliser un appareil unique avec toute une série de récepteurs. Un de ces appareils peut être réglé sur une gamme de fréquences centrales allant d'une valeur inférieure à 10 kHz jusqu'à 110 MHz, ce qui permet de le faire fonctionner sur une fréquence intermédiaire de sortie du récepteur d'hyperfréquences. L'observation de la bande de base ou du spectre démodulé des signaux radioélectriques peut être effectuée sur les signaux fournis à la sortie vidéo ou à la sortie du discriminateur du récepteur.

Ces analyseurs permettent de travailler avec plusieurs largeurs de balayage pouvant atteindre 25 MHz ou plus. En règle générale, la largeur de balayage à utiliser dépend des caractéristiques de sélectivité du récepteur plutôt que des limites imposées par l'analyseur de spectre. Les filtres de résolution par lesquels passent les signaux de sortie des étages mélangeurs du balayage, peuvent être réglés sur plusieurs valeurs de la largeur de bande, allant d'une valeur inférieure à 1 kHz jusqu'à 100 kHz ou plus. Il est possible d'arrêter le balayage continu pour permettre un réglage manuel de la fréquence appliquée au filtre de résolution, ce qui permet d'examiner en détail telle ou telle partie d'une émission.

2.8.3 *Appareils de mesure des fréquences*

Pour mesurer les hyperfréquences (1 à 10,5 GHz), on a constaté que le système le plus efficace était un oscillateur d'interpolation stable complété par un compteur de fréquence électronique; un tel dispositif est simple à utiliser et permet de respecter les tolérances de fréquence. L'oscillateur donne bien une légère modulation de fréquence résiduelle mais, compte tenu de la stabilité à court terme, on peut mesurer la fréquence avec une précision de $1 \times 10^{-6}$ près dans la gamme de 1 à 10,5 GHz.

2.9 *Source d'énergie*

Pour l'alimentation des grandes stations mobiles de contrôle, il faut généralement prévoir une source d'énergie, distincte, faisant partie intégrante du véhicule ou montée en remorque. Il suffit ordinairement d'un groupe moteur-alternateur d'une puissance nominale de 5 kW. Pour les stations mobiles de moindre importance, on peut utiliser un alternateur fournissant une puissance d'environ 500 W entraîné par la courroie du ventilateur du véhicule.

## 3. Précision et limitation des mesures

La plupart des mesures énumérées au § 1 du présent Rapport peuvent être aussi facilement effectuées à l'aide de dispositifs mobiles que de dispositifs fixes, en général sans trop sacrifier la précision souhaitable.

3.1 *Mesures de fréquence*

Il existe des étalons de fréquence mobiles dont la stabilité en exploitation sur le terrain se maintient à des valeurs meilleures que $\pm 1 \times 10^{-8}$ par jour.

En utilisant des dispositifs de synthèse des fréquences ou des compteurs électroniques, il est souvent possible de mesurer directement la fréquence d'une émission dans une gamme de fréquences s'étendant au-delà de 100 MHz, sans avoir recours à des appareils auxiliaires à interpolation. Pour les fréquences beaucoup plus élevées, on peut utiliser des oscillateurs de transfert, l'interpolation entre l'oscillateur de transfert et l'étalon de fréquence étant effectuée au moyen d'un compteur électronique ou de tout autre dispositif approprié. Dans les conditions optimales où la porteuse permet d'obtenir un battement zéro précis, ou encore dans les cas où il est possible d'opérer par comptage direct, on pourra réaliser des précisions de mesure meilleures que $\pm 1 \times 10^{-7}$ qui est la limite désirable.

Pour les émissions à modulation de fréquence, on obtiendra une précision de $1 \times 10^{-6}$, ou mieux, en employant une méthode de moyenne et un compteur électronique.

3.2 *Mesures de champ*

Lorsqu'on mesure le champ sur des fréquences supérieures à 30 MHz, la précision de mesure est limitée, moins du fait des appareils eux-mêmes que par les conditions locales et du trajet qui ont tendance à introduire des distorsions du champ; on peut s'attendre, alors, à observer des variations de champ considérables sur des distances relativement courtes. On pourra réduire cette difficulté, jusqu'à un certain point, en effectuant plusieurs mesures au même endroit, et cela en déplaçant horizontalement l'antenne de quelques mètres d'une mesure à l'autre. On peut aussi obtenir de très bons résultats en effectuant des mesures à des hauteurs différentes en utilisant les supports télescopiques décrits au § 2.4 [Gentile, 1966].

Dans des conditions moyennes, et même si l'on prend les précautions nécessaires pour obtenir la précision optimale, il ne faut pas s'attendre à une précision meilleure que $\pm$ 2 dB. Si l'on fait un grand nombre de mesures en fonction du temps, de l'emplacement, de la distance, etc., l'analyse statistique des résultats de mesure donnera des quasi-maxima, des quasi-minima et des valeurs médianes avec une précision d'environ $\pm$ 3 dB ou mieux, la valeur exacte de cette précision dépendant, dans une certaine mesure, de la répartition du champ. Un grave inconvénient des appareils de mesure de champ, portatifs ou mobiles, est leur faible sensibilité, spécialement aux fréquences élevées. Dans la partie inférieure du spectre (jusqu'à quelques MHz), le bruit atmosphérique est susceptible de limiter la sensibilité de la mesure; par contre, aux fréquences plus élevées, c'est le bruit propre de l'appareil qui devient important. Dans les conditions normales d'expérimentation et dans la gamme de fréquences de 10 kHz à 1000 MHz, les champs minimaux susceptibles d'être mesurés, au moyen d'appareils portatifs, avec les précisions indiquées ci-dessus, sont compris entre 2 et 100 $\mu$V/m suivant la fréquence considérée.

3.3 *Mesures des largeurs de bande*

De façon générale, les mêmes limitations s'appliquent aussi bien aux mesures de largeur de bande par des installations mobiles qu'aux mesures par des stations de contrôle fixes. Les mêmes instruments de mesure sont utilisables dans les deux types d'installations. Les installations mobiles présentent cependant, par rapport aux installations fixes, l'avantage de permettre de faire des mesures en un emplacement situé à proximité de l'émetteur, éliminant ainsi certains des problèmes de mesure (tels que ceux ayant trait au brouillage et au bruit) qui sont mentionnés dans le Rapport 275.

3.4 *Radiogoniométrie*

L'emploi des radiogoniomètres à cadre est considérablement limité par l'erreur de polarisation qui se manifeste sur les champs ayant des composantes ionosphériques importantes. Le domaine d'utilisation d'un radiogoniomètre dont les indications dépendent de l'angle d'incidence du front de l'onde sur l'antenne est encore considérablement limité par les possibilités de réflexion ou de rayonnement secondaire provoqué localement par les objets voisins tels que les bâtiments, les lignes de transmission (lignes téléphoniques), etc. Dans une région où l'onde est pratiquement exempte de distorsions locales et où la trajectoire de propagation est essentiellement horizontale (onde polarisée verticalement), il est courant, compte tenu des erreurs que l'on peut introduire dans l'orientation de l'échelle des azimuts du goniomètre, de réaliser des précisions de l'ordre de $\pm 5°$ avec des radiogoniomètres à cadre montés sur véhicule; la précision est un peu meilleure aux fréquences inférieures à 5 MHz environ. Par contre, si l'onde a subi des distorsions du fait des conditions locales ou si elle possède des composantes ionosphériques, il y a de fortes chances pour que les zéros du radiogoniomètre soient flous ou que les relèvements s'écartent beaucoup de la direction vraie de la source.

Lorsque l'onde de sol est prédominante (c'est-à-dire lorsque le rapport de l'onde de sol aux ondes réfléchies est d'au moins 6 dB), on peut employer des antennes à cadre dans la bande de 10 kHz à 30 MHz. La précision obtenue dépend du niveau des signaux et du matériel utilisé.

On obtient les valeurs types suivantes, pour une extinction de 1° de largeur:

10 kHz : 50 μV/m
1000 kHz : 15 μV/m
20 MHz: 10 μV/m

Pour la radiogoniométrie des ondes à polarisation horizontale (en vue directe) aux fréquences supérieures à 30 MHz, on peut employer des antennes Yagi selon une méthode qui repose sur l'intervention du signal maximal; le relèvement est obtenu avec une ouverture angulaire de $\pm 15°$.

En ce qui concerne les mesures faites pendant le déplacement dudit véhicule, aucun relèvement convenable ne semble réalisable par suite des réflexions multiples sur tous les obstacles environnants. En revanche, les appareils mobiles à indication visuelle permettent de déterminer une valeur médiane de la grandeur variable mesurée; on obtient ainsi une direction approximative.

3.5 *Contrôle du degré d'occupation du spectre des fréquences*

La précision que l'on peut obtenir d'un enregistreur du degré d'occupation du spectre dépend du récepteur utilisé et de l'étalonnage de l'ensemble de l'installation. L'appareil utilisé dans la République fédérale d'Allemagne a les caractéristiques suivantes:

- sensibilité meilleure que 1 μV/m;
- précision de champ: ± 3 dB aux angles d'incidence inférieure à 60°;
- stabilité en fréquence du récepteur: $\pm 5 \times 10^{-5} \pm 40$ Hz ($\pm 40$ Hz représentant la bande passante du filtre);
- précision de lecture des repères du temps: ± 1 min ou ± 30 s;
- étalement maximal en fréquence sur la bande d'enregistrement, réglable par un choix approprié du rapport de réduction: 100 Hz par mm. Pour les contrôles effectués au-dessus de 30 MHz au moyen d'indicateurs panoramiques, on obtient un pouvoir séparateur d'environ 400 Hz.

3.6 *Mesures des taux de modulation*

Il existe des oscilloscopes cathodiques ayant les propriétés voulues pour permettre la mesure du taux de modulation des signaux modulés en amplitude. En général, il est possible de maintenir la précision de ces mesures à ± 5%. Il existe, d'autre part, pour la mesure de l'excursion de la porteuse, des appareils ayant les caractéristiques avantageuses exposées au § 2.6. Ces appareils comportent des dispositifs d'étalonnage, grâce auxquels leur précision peut être maintenue à des valeurs meilleures que 5%.

3.7 *Mesures pour la télévision*

Il existe des appareils permettant d'effectuer toutes les mesures et observations relatives à la télévision, énumérées au § 2.7. Dans la plupart des cas, la précision de mesure réalisable avec les divers appareils est au moins aussi bonne que celle permise avec les appareils des stations fixes. Mentionnons, à titre d'exemple, que les mesures comparatives des niveaux des composantes d'un signal vidéo complexe peuvent être réalisées généralement avec une précision comprise entre 5 et 10%.

Les appareils de ces stations mobiles de contrôle de la télévision aux Etats-Unis d'Amérique permettent d'effectuer les mesures suivantes:

- mesure de la fréquence porteuse des stations de télévision (y compris la fréquence de la sous-porteuse de chrominance dans les émissions de télévision en couleur);
- le matériel de précision servant à la mesure des fréquences peut être utilisé dans la gamme de 20 à 1000 MHz et est capable d'une précision de $5 \times 10^{-7}$ dans les conditions optimales;
- mesure de la forme et de la cadence des impulsions de synchronisation, de la forme des signaux vidéo et des rapports de phase des signaux vidéo en télévision en couleur;
- vérification du niveau des signaux vidéo par rapport à celui des impulsions de synchronisation;
- mesure des largeurs de bande des émissions de télévision, y compris les observations des émissions non essentielles, pour toutes les fréquences comprises entre 54 MHz et 890 MHz;
- mesure du taux de modulation des émissions vision et son;
- mesure des distorsions et des niveaux de bruits aux fréquences acoustiques.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

GENTILE, G. [juin 1966] Mesures de champ aux fréquences supérieures à 30 MHz – Méthode appliquée par le Centre de contrôle de la RAI à Monza. *Rev. de l'UER*, **97-A**.

*Documents du CCIR*

[1959] Los Angeles: VIII/10.

RAPPORT 1116

# STATIONS AEROPORTEES POUR LE CONTRÔLE DES EMISSIONS

(Questions 28/1, 31/1, 32/1)

## 1. Introduction (1990)

Les systèmes actuels de contrôle des émissions radioélectriques sont généralement fondés sur des stations fixes et des stations mobiles au sol équipées de manière appropriée. L'intégration d'une station aéroportée au système de contrôle des émissions pourrait présenter certains avantages:

- recherche rapide sur des zones étendues;
- obtention d'un plus grand volume de données sur les signaux à propagation optique;
- contrôle plus réaliste des émissions à l'intérieur des volumes de protection aéronautique;
- fonctions complémentaires (par exemple, l'analyse du brouillage subi par des répéteurs de satellite).

Le présent rapport définit les méthodes à appliquer et les problèmes d'exploitation que pose l'emploi d'une station aéroportée pour le contrôle des émissions, compte tenu de l'expérience actuelle en ce qui concerne les procédures et les systèmes d'essai en vol.

## 2. Considérations générales

Etant donné la configuration particulière d'une station aéroportée et l'environnement dans lequel elle fonctionne (par exemple des déplacements dans trois dimensions), d'une manière générale, les activités de contrôle des émissions qui pourraient être menées sont fondées sur les mesures suivantes:

- mesures des fréquences (voir le Rapport 272),
- mesures de champ (voir le Rapport 273),
- mesures de la largeur de bande (voir le Rapport 275),
- radiogoniométrie (voir le Rapport 372),
- procédures d'identification et de localisation.

Il serait aussi possible de réaliser une forme d'"occupation du spectre" dans le domaine spatial; en fait, les observations ne sont pas continues, mais les données de localisation et d'identification de chaque station se rapportant aux caractéristiques de l'émission pourraient être enregistrées et contrôlées à nouveau pendant des inspections périodiques en vol, pour permettre d'établir des cartes des zones soumises à observation. Ce type de présentation pourrait être utilisé, dans des techniques informatisées, pour l'analyse des assignations de voie et pour rechercher la solution de certains problèmes de compatibilité.

Des applications particulières pourraient être exploitées à l'aide d'un hélicoptère (par exemple, détection de diagrammes de rayonnement d'antenne); cependant, il est possible que ce type de plate-forme ne constitue pas la meilleure solution pour les applications de contrôle des émissions, cela en raison de considérations tenant à l'exploitation (conditions météorologiques), techniques (brouillage par les voilures tournantes, vibrations mécaniques) et économiques (rapport coût/charge élevé).

3. La plate-forme

3.1 Compte tenu des activités de contrôle du spectre en service et des mesures que doit exécuter une station mobile (voir aussi le Rapport 277-3/1), les caractéristiques opérationnelles d'un aéronef transportant un système aéroporté de contrôle des émissions devraient être les suivantes:

- capacité de vol pour opérations dans toutes les conditions météorologiques;

- maniabilité et grande stabilité à faible vitesse et à basse altitude;

- capacité de charge adéquate pour transporter tous les équipements nécessaires et le personnel de contrôle des émissions.

3.2 Caractéristiques techniques des aéronefs

Les caractéristiques techniques nécessaires pour un aéronef transportant un système aéroporté de contrôle des émissions devraient répondre aux critères suivants:

- propulsion

  système fiable, à plusieurs moteurs; un fonctionnement sûr devrait pouvoir être maintenu avec un seul moteur, également à pleine charge;

- pilote automatique

  les équipements devraient permettre des opérations de surveillance par des procédures fixées au préalable (par exemple schémas en grille ou circulaire);

- avionique

  l'équipement de navigation de bord devrait permettre toutes les opérations de vol aux instruments; pour des raisons de certification, le système de navigation de référence interconnecté à l'unité de traitement de contrôle des émissions devrait être indépendant;

- rayon d'action

  il devrait être possible au système de fonctionner pendant au moins 2 heures dans la zone considérée, à pleine charge et au-dessous de 6 000 pieds (environ 1 820 mètres);

- vitesse

  la gamme de vitesse devrait être assez étendue pour permettre d'effectuer à la fois les procédures de transfert rapide et de radioralliement à basse altitude;

- altitude opérationnelle

  l'horizon radioélectrique souhaité détermine l'altitude opérationnelle correspondante (par exemple 20 000 pieds pour environ 250 km); une altitude plus élevée pourrait permettre un transfert rapide;

- bruit et vibrations

  ils devraient être limités le plus possible pour éviter la dégradation de la fiabilité et de la performance de l'équipement de bord;

- alimentation en énergie

  source d'énergie stable, garantissant le fonctionnement correct de l'équipement; des batteries auxiliaires d'alimentation en énergie devraient être prévues.

4. La station

4.1 Caractéristiques générales d'un système de bord

Tous les systèmes aéroportés mis en service doivent être réalisés et mis en oeuvre avec le plus grand soin, afin que soient garanties au maximum la sécurité et la fiabilité des aéronefs.

Parmi les caractéristiques capables d'influencer directement les opérations de vol, il convient de citer:

- le poids et l'emplacement des appareils à bord (éviter de perturber la stabilité de l'aéronef);

- la stabilité de la structure de l'aéronef à la suite de transformations éventuelles;

- l'aérodynamique de l'appareil après l'installation des antennes de contrôle des émissions;

- le bilan énergétique (thermique et électrique).

Ces caractéristiques montrent l'importance d'une vérification précise pour améliorer la fiabilité du système et limiter les coûts d'exploitation.

Autres qualités souhaitables dans le contexte aéronautique: maintenance simplifiée (conception modulaire et systèmes d'essai intégrés) et facilité de démontage et de remplacement des équipements défectueux pour les contrôles et les étalonnages en laboratoire. L'application de ces principes de maintenance exige que l'on dispose d'un stock suffisant de pièces de rechange et de sous-systèmes pour les équipements.

4.2 Critères pour la mise en oeuvre du système

Le fonctionnement des principaux sous-systèmes de la station doit répondre aux critères suivants:

- Système de navigation de référence à fonctionnement autonome

  Le système de navigation de référence relié à la station de contrôle doit pouvoir déterminer lui-même sa position, pour faire le relèvement des sources de signaux sans avoir recours à un système de trajectographie auxiliaire externe.

  De plus, en couplant le système de navigation de référence (par exemple, système à inertie et/ou système à satellites, lectures croisées des dispositifs de mesure de distances - DME) à l'unité de traitement radiogoniométrique, il sera possible de calculer la position des sources de signaux radioélectriques pour tous les caps et toutes les conditions de centrage possibles de l'aéronef.

- Exploration multiple des sources de signaux

  Le système de contrôle devrait pouvoir balayer une série prédéterminée de fréquences, traiter et mémoriser les caractéristiques de chaque émission, et comparer des signaux nouveaux dans chaque cycle avec les sources radioélectriques repérées précédemment.

- Interface performante homme-machine

  En général, les opérations de contrôle des émissions sur aéronef demandent peu de temps et ne nécessitent qu'un minimum de personnel à bord. Les appareils utilisés pour le contrôle doivent donc être capables d'appliquer des procédures de mesure automatiques et programmables, les opérations manuelles étant réservées à des tâches très spéciales.

  En tout état de cause, le personnel technique à bord doit pouvoir interpréter immédiatement les données présentées.

4.3 Configuration du système aéroporté

En règle générale, le système de contrôle aéroporté devrait comprendre les sous-systèmes suivants:

- antennes;
- système de navigation de référence;
- récepteurs et radiogoniomètre;
- ordinateur;
- système pour l'enregistrement du son et des données.

Il pourrait y avoir un système de communication pour le transfert des données et/ou la coordination avec d'autres stations de contrôle fixes ou mobiles.

4.3.1 Antennes

Le système d'antenne pour le contrôle des émissions devrait être installé de préférence sous la cellule de l'aéronef, afin d'être en position de dégagement pendant le vol.

Du point de vue physique, on a généralement les conditions suivantes:

- à l'atterrissage et au décollage, le dégagement par rapport au sol a une influence directe sur le dimensionnement et le positionnement des antennes;

- la conception du système et son positionnement influencent les performances générales de l'aéronef.

L'expérience acquise par une administration au moins (voir l'Annexe I) montre que les problèmes liés aux dimensions et au positionnement de l'antenne - surtout dans le cas des petits aéronefs et des aéronefs d'affaires - influent aussi sur le choix du système de radiogoniométrie (Doppler, adcock/interférométrie, etc.) (voir également le Rapport 372-5/1).

Des recherches et des études complémentaires sont nécessaires en ce qui concerne la conception des petits systèmes d'antenne radiogoniométrique à installer à bord des aéronefs.

4.3.2 Système de navigation de référence

Un système de navigation de référence, relié à l'ordinateur, devrait fournir les paramètres de navigation suivants:

- latitude et longitude;

- informations de cap;

- vitesse au sol;

- altitude/niveau de vol:

- centrage (tangage/roulis).

Ces paramètres peuvent être fournis par les appareils suivants:

unité intégrée INS/GPS;

et/ou récepteurs de radionavigation VOR/DME;

et/ou unité LORAN-C;

gyrocompas magnétique;

radioaltimètre barométrique.

Les résultats lus sur les unités VOR/DME doivent être traités. En revanche, le LORAN C donne la position de l'aéronef directement en coordonnées géographiques. Un système de navigation par inertie pourrait donner, en plus des coordonnées géographiques, des informations d'accélération et de centrage. Ces informations pourraient être des plus utiles dans le traitement des données relatives à la précision des relèvements (voir le Rapport 372, § 5).

Etant donné que la précision des repérages dépend aussi du système de navigation de référence adopté, il conviendrait d'analyser les caractéristiques correspondantes en tenant compte également des zones sur lesquelles porte généralement l'observation (zones urbaines ou rurales).

Le plus souvent, les données fournies par les équipements aéronautiques sont disponibles à la fois sous forme de signaux analogiques et de signaux numériques.

4.3.3 Appareils de contrôle des émissions et enregistreurs

En fonction des possibilités de l'aéronef (charge et volume), les appareils de mesure utilisés pour les stations mobiles au sol pourraient aussi être adoptés pour les stations de contrôle des émissions installées à bord d'aéronefs. Il pourrait être nécessaire de les transformer quelque peu pour garantir la conformité aux prescriptions des autorités aéronautiques relativement aux sources d'énergie (112 V altern./400 Hz ou 12 V cont.) et à la compatibilité électromagnétique.

5. Exploitation

5.1 Activités

Les principaux types d'activités qui peuvent être effectuées au moyen d'une station de contrôle embarquée peuvent se décomposer ainsi:

- activités périodiques programmées (par exemple, surveillance d'utilisation du spectre);
- activités non périodiques (par exemple, nouvelles mises en oeuvre);
- activités non programmées (par exemple, détection de signaux brouilleurs).

5.2 Procédures d'application générale

Les missions de vol devraient être dûment programmées et bien planifiées. Cela implique certaines activités de coordination, conformément aux directives générales suivantes:

a) demande de mission de vol indiquant la durée.

Des programmes mensuels ou hebdomadaires peuvent être fixés seulement quand les activités à effectuer et leur durée respective sont connues, ainsi que les possibilités de disponibilité des aéronefs et des équipages.

b) Coordination des activités de vol

Les autorités aéronautiques chargées de l'espace aérien dans lequel le contrôle des émissions doit avoir lieu, ainsi que celles qui sont responsables de l'aéronef et de l'appui logistique des équipages doivent être prévenues à l'avance.

Les procédures de vol nécessaires pour le contrôle peuvent en fait exiger une coordination spéciale, en particulier dans les zones de trafic aérien intense.

De même, les stations de contrôle fixes et mobiles au sol, qui doivent prendre part à des activités coordonnées conjointes, doivent être prévenues.

c) Activités préparatoires avant le vol

Outre la planification opérationnelle et la préparation de la mission de vol (plan de vol, vérification de l'aéronef, ravitaillement, etc.) les renseignements obtenus par des mesures lors de missions précédentes, ou par d'autres moyens, doivent être soigneusement examinés, afin que puissent être choisies les fonctions et les procédures automatiques de l'équipement de contrôle à utiliser pendant le vol.

d) Exécution de la mission

Toutes les opérations de vol nécessaires doivent être dûment effectuées, en fonction des activités de contrôle requises.

5.3 Procédures d'exploitation

La mission de vol de contrôle implique différentes procédures opérationnelles selon les activités demandées. Ces procédures doivent être soigneusement planifiées avant chaque mission.

Par exemple, il est probable que pendant la mission de contrôle l'aéronef devra suivre un trajet prédéterminé, comme des boucles, à une vitesse et à une altitude appropriées.

6. Conclusions

Un système de contrôle aéroporté des émissions radioélectriques offre de vastes possibilités d'inspection efficace et rapide du spectre radioélectrique, notamment dans les zones où les stations fixes ou mobiles au sol subissent certaines limitations.

Une bonne visibilité et la possibilité de faire des relèvements radiogoniométriques à partir d'emplacements éloignés dans un court délai indiquent qu'une station d'aéronef peut être intégrée efficacement avec une station fixe ou mobile au sol, notamment dans les pays où les régions montagneuses imposent une importante limitation à la mise en place de réseaux de stations télécommandées.

Néanmoins, il résulte des essais en vol effectués par une administration (voir l'Annexe I) que des études et des recherches supplémentaires sont nécessaires, en ce qui concerne en particulier:

- les effets dus à la vitesse et au centrage de la plate-forme sur les mesures et les relèvements radiogoniométriques (système Doppler);
- la conception et les caractéristiques de fonctionnement de petits systèmes d'antenne aéronautique de radiogoniométrie;
- les procédures informatiques pour le contrôle automatique;
- l'interfonctionnement avec des stations fixes et/ou mobiles, la station d'aéronef servant de station télécommandée.

ANNEXE I

STATION AEROPORTEE POUR LE CONTROLE DES EMISSIONS

Expérience acquise en Italie

1. Introduction

L'Administration italienne a procédé en 1987 à une campagne expérimentale pour laquelle a été utilisé, pour le service de contrôle du spectre, un aéronef équipé d'appareils appropriés.

Cette expérience avait pour objet:

- d'acquérir une connaissance des aspects techniques et de gestion liés à l'utilisation d'aéronefs;
- d'étudier les problèmes que peut poser l'emploi à bord d'appareils installés d'ordinaire sur des véhicules terrestres;
- de mettre au point une bonne configuration du système à installer à bord;
- de vérifier l'utilité pratique d'une station de contrôle aéroportée pour les activités de surveillance du spectre et la détection des sources de brouillage.

Au total 40 heures de vols d'essai, ainsi que des essais au sol et des essais initiaux de fonctionnement ont été effectués dans des conditions réelles et par simulation.

On trouvera résumé ci-après, le système essayé, les résultats obtenus et certaines considérations d'ordre général.

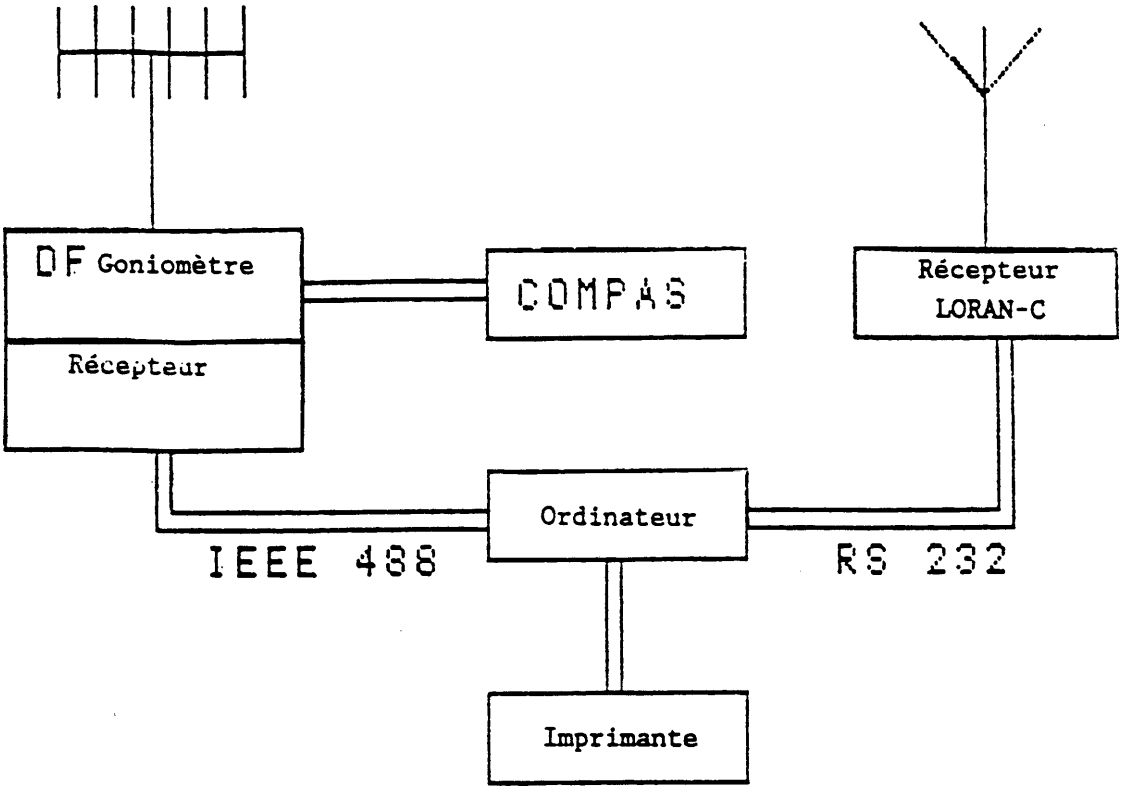
2. Equipements utilisés

Le système de contrôle était composé (Figure 1):

- d'un radiogoniomètre sur ondes métriques/décimétriques;
- d'un récepteur de contrôle sur ondes métriques/décimétriques;
- d'un récepteur LORAN-C;
- d'un compas gyroscopique;
- d'un ordinateur.

L'ordinateur était relié au goniomètre au moyen d'une interface IEEE-488 et au récepteur LORAN-C au moyen d'une interface RS-232. Le compas était directement relié au goniomètre qui était doté d'un accès spécial à cette fin. L'alimentation électrique était fournie par un petit convertisseur, fonctionnant seulement après la mise en route.

Ni la compatibilité électromagnétique (CEM), ni les conditions ambiantes (par exemple, les vibrations) n'ont posé de graves problèmes.



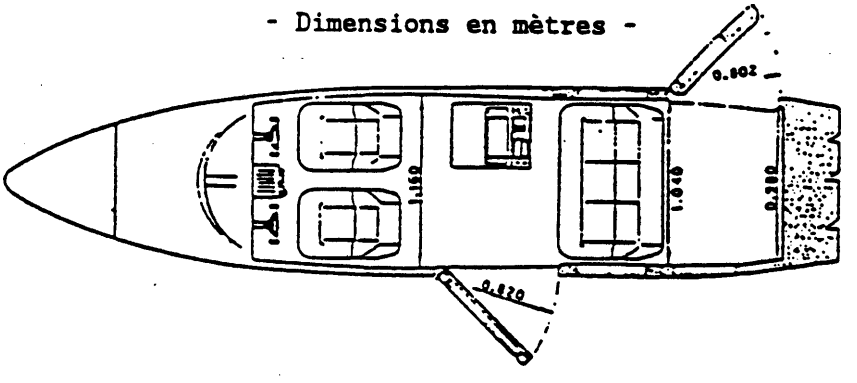




FIGURE 1

Schéma de principe du système et sa disposition à bord du bateau

2.1 Goniomètre et récepteur de contrôle

Le goniomètre adopté était un appareil fondé sur le principe Doppler et couvrant la gamme de fréquences 20 - 1 000 MHz.

Ce type d'appareil fournit à la fois une indication numérique du relèvement et une indication de diagramme analogique sur un tube à rayons cathodiques, ce qui permet une évaluation facile de la qualité goniométrique perturbée par la distorsion du champ de l'onde.

Un récepteur conçu spécialement pour le contrôle radioélectrique était connecté à l'antenne de référence du goniomètre, sans aucun brouillage dû aux procédures du goniomètre.

Au cours de l'expérience on a utilisé deux systèmes d'antenne de goniomètre, couvrant respectivement les sous-bandes de fréquences 20 à 500 MHz et 500 à 1 000 MHz. Chaque système d'antenne était composé de 16 doublets disposés en cercle et d'une antenne de référence centrale.

Il a fallu concevoir un radôme spécial et l'installer comme indiqué sur la Figure 2; les antennes ont dû être montées à raison d'une antenne différente chaque fois en fonction de la gamme de fréquences du programme de travail.

L'installation des antennes a posé les plus gros problèmes, en raison de leurs grandes dimensions et de la nécessité de les écarter du fuselage de l'aéronef.

2.2 Récepteur LORAN-C

Pour déterminer la position de l'aéronef, un récepteur LORAN-C, muni d'une interface RS-232, a été utilisé.

Cela a provoqué de nombreuses imperfections du système; en effet, les données relatives à la position étaient souvent affectées par des erreurs inacceptables et dans certaines régions du pays, cela ne fonctionnait pas du tout.

Son antenne se composait d'une simple tige de 1 m et il était installé sous l'antenne du goniomètre; et, pour obtenir de meilleurs résultats, il aurait fallu éviter cette proximité et tout effet d'écran dû à l'aéronef.

2.3 Compas gyroscopique

Un compas gyroscopique, muni d'une sortie électrique était directement connecté au goniomètre, de manière à obtenir l'indication de relèvement par rapport au nord et non à l'axe longitudinal de l'aéronef.

Mais l'affichage numérique du goniomètre a fourni des informations par rapport à l'alignement de l'antenne ou par rapport au nord.

Les informations données par l'affichage analogique du tube à rayons cathodiques donnaient toujours un cap par rapport à l'alignement de l'antenne, afin d'indiquer au pilote la meilleure route à suivre pendant la localisation d'une simple source d'émission (radioralliement).

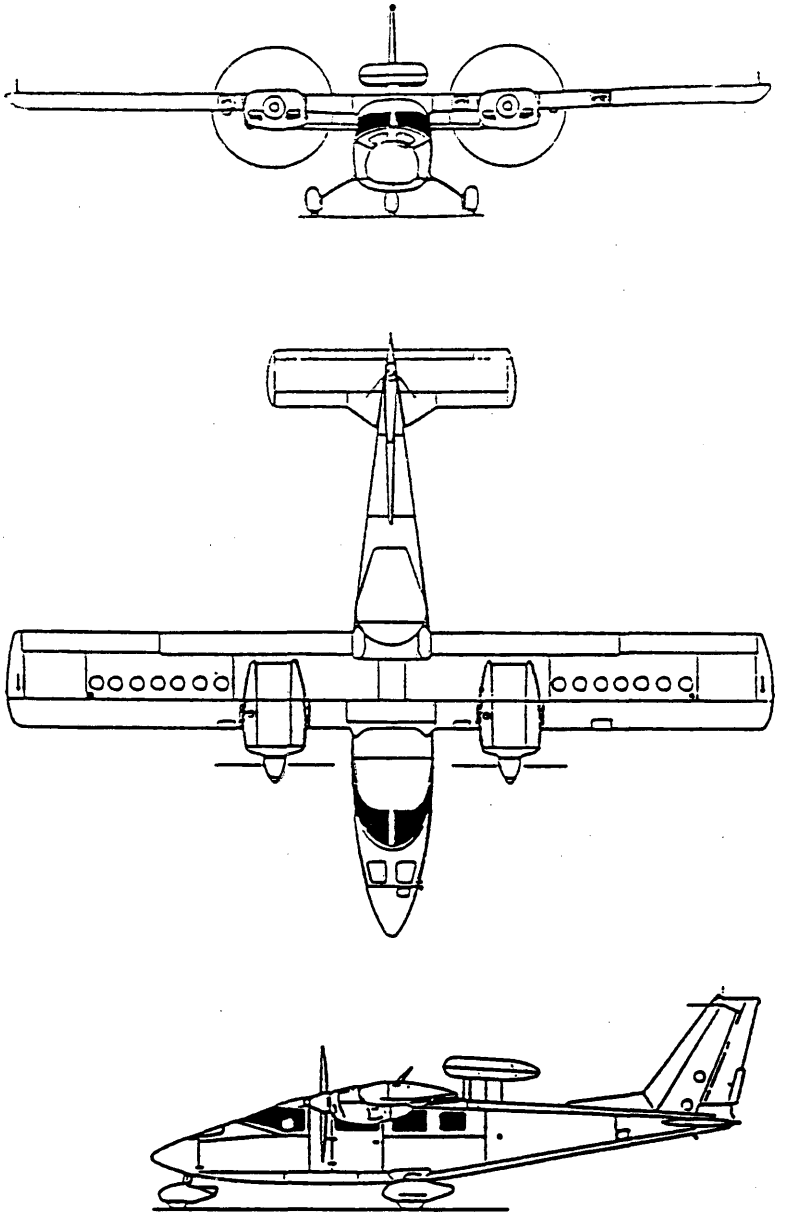


FIGURE 2

Installation de l'antenne du radiogoniomètre

2.4 Ordinateur

On a utilisé un micro-ordinateur de 16 bits, deux unités de disques souples, une mémoire RAM de 256 Koctets et un système d'exploitation MS-DOS.

Le logiciel mis au point était très simple et concernait uniquement l'acquisition et la reproduction des données.

Un programme de base composé d'un programme cyclique recueillait les données du goniomètre et du récepteur LORAN-C, affichait sur l'écran et enregistrait simultanément sur un disque souple, les paramètres suivants:

- date et heure;
- latitude et longitude;
- fréquence;
- relèvement.

On notera qu'il n'y a eu ni contrôle des instruments ni élaboration des données par l'ordinateur, mais seulement un enregistrement de la situation à chaque seconde.

L'opérateur était libre de régler manuellement les appareils à son gré.

3. Mesures

Les mesures de relèvement ont été affectées surtout par les causes suivantes:

a) Erreurs des appareils

- erreurs électriques du goniomètre;
- différence entre l'axe de l'aéronef et celui de l'antenne;
- erreurs du compas;
- erreurs du récepteur LORAN-C.

b) Erreurs d'emplacement

- distorsion de champ due à la structure métallique de l'aéronef;
- effet d'écran de la structure métallique de l'aéronef;
- brouillage mutuel d'une antenne de goniomètre et des autres antennes installées.

Certaines de ces erreurs dépendent de la fréquence; en particulier, celles qui sont liées à la distorsion de champ sont inversement proportionnelles à l'"ouverture" d'antenne de goniomètre par rapport à la longueur d'onde.

Si la précision moyenne de relèvement était de l'ordre de ± 4 degrés dans la gamme de fréquences de 20 à 300 MHz et de ± 7 degrés dans la gamme de fréquences de 500 à 800 MHz, il faut préciser que dans certaines conditions, de nombreuses mesures faisaient l'objet d'erreurs comprises entre + et -1 degré; cela a toujours pu être réalisé lorsque l'antenne du goniomètre était en visibilité directe de la source (par exemple en l'absence de l'effet d'écran des ailes), dans la partie supérieure de la sous-gamme de fréquences de chaque antenne.

Les conditions opérationnelles pendant les mesures étaient les suivantes:

altitude: entre 2 500 et 5 000 pieds,

vitesse au sol: environ 155 noeuds.

Les relèvements pris en considération étaient ceux acquis dans des conditions de parfait centrale de l'aéronef.

4. Considérations

En se fondant sur l'examen général des problèmes rencontrés pendant la campagne d'expérience et sur les résultats des mesures effectuées, on peut donner les indications suivantes en ce qui concerne les techniques, les équipements et leur aptitude à répondre aux besoins du service de contrôle des émissions.

4.1 Equipement principal

Les résultats ont fait apparaître une assez bonne précision du goniomètre, de quelques degrés dans certaines conditions, ce qu'on peut considérer comme suffisant pour localiser les sources des émissions, compte tenu du fait que l'on peut faire autant de mesures qu'il est nécessaire sur une même source, afin d'en accroître la précision. Néanmoins, il faut s'attendre dans bien des cas à la nécessité, pour obtenir une localisation plus précise, de faire intervenir un véhicule au sol.

Le récepteur de contrôle utilisé est livré avec un petit écran panoramique très utile pour les activités de contrôle des émissions. Mais il serait préférable d'utiliser un plus grand écran représentant tout le spectre des radiofréquences et non le seul spectre des FI.

Les dimensions des antennes, la nécessité de les installer à 30-40 cm au moins du fuselage de l'aéronef, les problèmes que pose leur changement en fonction du spectre des fréquences à surveiller, ont constitué les principales contraintes pour les systèmes d'antennes. En effet, lors des expériences, le radôme contenant les antennes a dû être installé dans le cône arrière, ce qui a imposé des limitations aux performances de l'aéronef et influé fortement sur les mesures.

On pourrait imaginer une solution plus satisfaisante fondée sur l'emploi du même équipement radiogoniométrique, mais aussi d'un système d'antenne approprié conçu pour les applications d'avionique, ou d'un équipement goniométrique fonctionnant selon un principe différent exigeant un système d'antennes mieux adapté à cette application. Il est préférable d'installer les équipements dans la partie inférieure de l'aéronef.

4.2 Equipements supplémentaires

Les essais ont montré que des équipements supplémentaires (récepteur LORAN-C), compas, ordinateur) sont absolument nécessaires pour profiter pleinement des possibilités de l'aéronef. Il a été notamment souligné que les possibilités d'une station de contrôle aéroportée dépendent fortement de l'emploi d'un contrôleur informatisé muni d'un logiciel conçu pour assurer l'automatisation des procédures, l'acquisition des données et un interfaçage efficace homme-machine. Compte tenu du contexte particulier dans lequel travaille l'opérateur, il est clair que des actions rapides et l'emploi intensif de procédures prédéfinies sont indispensables.

La possibilité d'installer un récepteur LORAN-C plus perfectionné ou un système de radiorepérage différent devra être envisagée, l'information relative à la position ayant une grande influence sur les résultats qu'on peut obtenir.

4.3 Aéronef

L'aéronef qui a servi aux essais s'est révélé très aisé à utiliser mais il a révélé en même temps des limitations non négligeables. En effet, ses faibles dimensions posent des problèmes en ce qui concerne l'installation des antennes, les dimensions des appareils et, ce qui n'est pas le moins important, les conditions ambiantes dans lesquelles travaille le personnel à bord. De plus, ses possibilités d'évolution en sécurité par mauvais temps sont limitées, de sorte que des interventions dans tous les cas ne sont pas garanties. Il faut souligner par ailleurs que si la vitesse et la manoeuvrabilité de l'appareil semblent convenir aux activités de contrôle du spectre, la vitesse maximale disponible pour atteindre la zone d'opération est trop lente. Cela n'affecte pas la rapidité des interventions, mais pèse surtout sur les coûts correspondant au temps de vol total nécessaire pour chaque intervention.

L'opportunité de recourir à un plus gros aéronef devrait être étudiée.

4.4 Utilité pour le service

Les expériences faites peuvent être considérées comme positives de ce point de vue. La possibilité d'assurer un service de surveillance du spectre et de localisation des sources d'émissions sur de grandes zones en un très court laps de temps n'est pas compatible avec les possibilités des moyens au sol utilisés jusqu'ici.

En effet, l'aéronef élimine les obstacles géographiques et les difficultés rencontrées dans les grands centres urbains, en raison des réflexions, par les équipements au sol. L'utilisation d'un aéronef peut en outre se révéler très précieuse pour localiser rapidement des installations qui brouillent les services de communication et de radionavigation aéronautique. En pareils cas, le brouillage est souvent subi aussi par l'avion volant à haute altitude et la source peut être localisée très loin de la verticale, de sorte que les stations mobiles au sol ont parfois de vastes zones à explorer pour la localiser.

RAPPORT 834

# RÉSULTATS RÉCENTS DANS LE DOMAINE DES SYSTÈMES PEU COÛTEUX DE RADIORALLIEMENT MOBILES

(Question 28/1)

(1982)

## 1. Introduction

La Question 28/1 demande que des renseignements soient fournis sur les techniques et appareils disponibles pour la radiogoniométrie dans toutes les bandes de fréquences (appareils fixes, mobiles et portatifs). On trouvera dans le présent Rapport des résultats obtenus avec des appareils de radioralliement mobiles susceptibles d'une utilisation pratique sur les fréquences des bandes d'ondes hectométriques à décimétriques. Ces appareils sont composés d'éléments peu coûteux et simples, pouvant être produits en grandes séries. Ils peuvent être associés à toute une gamme de récepteurs et permettent simultanément, si on le désire, le contrôle sonore et l'enregistrement des données goniométriques.

## 2. Principe de fonctionnement

On trouvera ici la description d'un radiogoniomètre mobile utilisable en voitures, camions ou aéronefs, dont le principe de fonctionnement est celui d'un système de radioralliement: il indique en permanence la direction de l'émetteur par rapport à la direction du déplacement du véhicule sur lequel l'appareil est monté. Le conducteur se déplace dans la direction générale du relèvement indiqué et choisit les routes de bifurcations qui s'offrent à lui, pour finalement arriver à l'endroit où se trouve l'émetteur. Bien que le système de radioralliement ne soit pas utilisé pour les relèvements de type traditionnel, comme la radiogoniométrie, il faut à peu près autant de temps pour trouver un émetteur à l'aide d'un système de radioralliement que pour atteindre son emplacement par la route, à condition que l'émetteur émette. Une grande précision n'est pas nécessaire pour le relèvement relatif, car la distance de l'émetteur diminue constamment, ce qui réduit la valeur absolue des erreurs introduites par le système. On obtient l'information de direction en comparant les valeurs instantanées des signaux de sortie fournis par deux systèmes d'antenne à diagramme en cardioïde, placés à bord du véhicule.

On trouvera dans le présent Rapport la description de trois antennes de radioralliement: fouets espacés, type «dégivreur de lunette arrière» et type «dégivreur double» pour voitures de type «familial». La Fig. 1 donne le gain relatif de chaque type d'antenne. On notera que les gains sont les mêmes pour les deux antennes du type dégivreur. Il est important d'observer que les gains sont relativement faibles, mais les antennes sont conçues principalement pour assurer une radiogoniométrie «dissimulée». Les autres caractéristiques n'ont qu'une importance secondaire. Il est possible de compenser, jusqu'à un certain point, l'insuffisance de gain des antennes par l'emploi d'amplificateurs à faible bruit, pour autant que le rapport signal/bruit ait une valeur suffisante. Au demeurant, les antennes décrites sont destinées à fonctionner à l'abri des regards, et à être utilisées près des émetteurs, c'est-à-dire dans des zones où l'on peut se contenter de gains modestes. La tension de sortie d'un système est proportionnelle à la puissance de l'émetteur; le système peut donc fonctionner à proximité d'émetteurs à grande puissance, sur des fréquences pour lesquelles le gain d'antenne est faible. Par exemple, la Fig. 1 montre que le gain de l'antenne-dégivreur n'est que de −70 dBi au centre de la bande de radiodiffusion à ondes hectométriques, mais que le système continue pourtant à fonctionner de façon satisfaisante jusqu'à une distance de plusieurs kilomètres d'un émetteur de radiodiffusion de 10 à 20 kW. Il arrive souvent qu'une opération de goniométrie comprenant un ou plusieurs véhicules mobiles soit «dirigée» par un système de contrôle fixe à grande distance. En pareil cas, le ou les véhicules peuvent être envoyés dans une zone restreinte à l'intérieur de laquelle est supposée se situer l'émission recherchée. On peut alors utiliser, dans de bonnes conditions, une antenne à gain relativement faible, comme celles qui sont décrites ici.

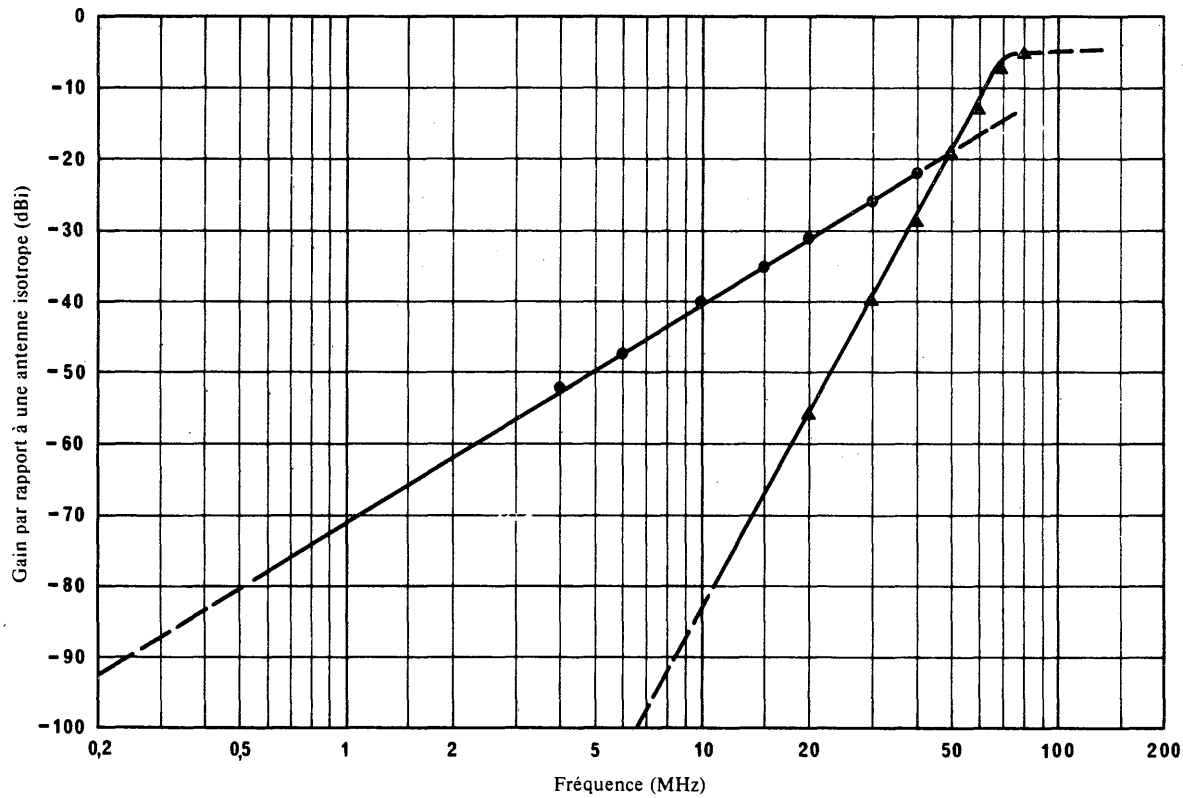



FIGURE 1 - *Gain d'antenne en fonction de la fréquence*

●: dégivreur de lunette arrière et dégivreur double pour voiture familiale (des éléments verticaux, espacés horizontalement de 94 cm et montés sur une lunette de plus grande dimension, donnent une fréquence de coupure d'environ 40 MHz)

▲: système à fouets parallèles espacés. Longueur des fouets, au-dessus d'une surface plane: 80 cm; espacement horizontal des fouets: 80 cm

### 3. Comparateur de directions

Les sorties des paires d'antennes qui donnent des diagrammes de réception en cardioïde sont traitées dans le comparateur. Les sorties des antennes sont modulées par des signaux à faible niveau, basse fréquence et en opposition de phase; cette modulation est suivie d'une sommation, après quoi les signaux obtenus sont appliqués au récepteur. Le signal composite présent dans l'étage FI du récepteur contient alors une composante de modulation qui varie en phase et en amplitude, en fonction de la direction d'arrivée de l'émission par rapport au cap du véhicule. Le comparateur de direction détecte cette composante et compare sa phase avec la phase de référence: cette comparaison donne un signal qui est affiché sur un appareil indicateur à courant continu et qui indique au conducteur s'il doit continuer tout droit, tourner à gauche ou tourner à droite. La déviation de l'aiguille de l'indicateur est sensiblement proportionnelle à l'écart de cap; le conducteur peut donc en déduire rapidement la correction qu'il doit apporter à sa trajectoire.

### 4. Combineur différentiel de découplage (CDD)

Un des systèmes d'antenne compatibles avec l'unité de traitement du système de radioralliement se compose de deux antennes-fouets parallèles, adaptées et montées verticalement; les signaux de ces antennes sont associés dans le combineur différentiel pour donner les deux diagrammes cardioïdes nécessaires (diagrammes opposés). On connaît depuis longtemps le principe de la combinaison différentielle des sorties de deux antennes fouets (l'une de ces sorties étant convenablement retardée) pour obtenir une cardioïde. La fonction de CDD est de donner simultanément deux cardioïdes opposées à partir de deux fouets, cardioïdes qui seront modulées individuellement puis recombinées avant injection dans le récepteur. Pour cela, on divise la sortie de chaque antenne en deux composantes, dans un hybride à large bande. Une des composantes fournies par chaque antenne est retardée dans une ligne à retard, tandis que l'autre est combinée différentiellement avec la composante retardée de l'antenne opposée. La ligne à retard est choisie de telle manière que le retard soit égal au temps de propagation maximal entre les antennes. Dans un système en service, le diagramme en cardioïde ainsi obtenu peut être utilisé jusqu'à la fréquence pour laquelle l'espacement des antennes est d'environ 3/8 de longueur d'onde. La fréquence limite supérieure dépend donc directement de l'espacement horizontal. La fréquence limite inférieure utilisable (Fig. 1) dépend seulement de la sensibilité. On règle la sensibilité en faisant varier la longueur des fouets.

### 5. Antenne du type dégivreur de lunette arrière

Ce système spécial d'antennes utilisable dans certaines gammes de fréquences est particulièrement recommandé lorsque des opérations de radioralliement doivent être dissimulées. Les deux cardioïdes sont fournies par une antenne montée sur la lunette arrière d'une conduite intérieure; pour un observateur extérieur, cette antenne ressemble à un simple dégivreur électrique. A noter que l'antenne a été mise au point pour des véhicules ne possédant justement pas de dégivreur; elle ne peut pas fonctionner si on la superpose à un dégivreur. On n'a pas cherché à combiner les possibilités de radioralliement et de dégivrage dans un même dispositif. Le système a été mis au point de façon empirique, à la suite de l'observation suivante: pour certaines bandes de fréquences, les vitres d'une conduite intérieure sont transparentes aux fronts d'onde et introduisent très peu de distorsion dans l'information de direction. La Fig. 2 montre que l'antenne se compose essentiellement de deux éléments verticaux (vus de derrière sur la figure) dont les signaux de sortie sont combinés dans des transformateurs-additionneurs mis à la masse; la composante de signal retardée, provenant de l'élément opposé, arrive par l'intermédiaire d'une ligne de transmission multifils. L'impédance de cette ligne de transmission est déterminée par le nombre et l'espacement des fils horizontaux; cette impédance caractéristique est adaptée à l'impédance d'entrée de l'unité de traitement grâce aux transformateurs-additionneurs. Les diagrammes obtenus aux bornes de sortie sont deux cardioïdes, dont les maxima se situent à la droite et à la gauche du véhicule, tandis que les minima sont légèrement déplacés vers l'arrière. Le système fonctionne de façon optimale lorsqu'il est placé dans des véhicules présentant des surfaces planes étendues (masses), représentées par le toit et les surfaces du coffre; il est complètement inopérant sur des carrosseries en fibre de verre ou sur des «familiales». Pour ces derniers véhicules, on peut résoudre le problème en utilisant deux grilles identiques à celle de la Fig. 2, chacune d'elles étant placée sur une vitre arrière *latérale*. On obtient alors aux bornes de sortie de chaque antenne l'information avant/arrière. On peut en déduire l'information droite/gauche en faisant la somme de ces informations latérales, avec interposition de lignes à retard. La fréquence limite inférieure utile (Fig. 1) dépend seulement de la sensibilité. La valeur de la fréquence limite supérieure est directement liée aux dimensions de la vitre et à celles du cadre métallique qui contient l'antenne «dégivreur». Si, par exemple, on montait l'ensemble sur le toit du véhicule, la fréquence limite supérieure dépendrait uniquement de l'espacement des éléments verticaux.

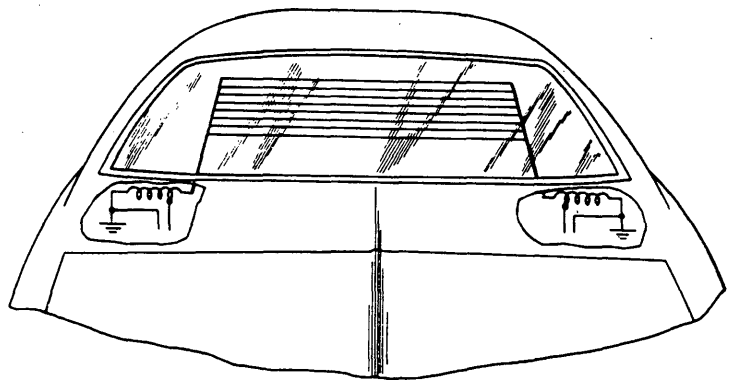


FIGURE 2

## 6. Combineur de diagrammes d'antenne

Les systèmes d'antenne décrits plus haut donnent seulement des diagrammes en cardioïde droite/gauche, et le système de radioralliement indique seulement si l'émetteur se trouve à la droite ou à la gauche de la direction de déplacement du véhicule. Pour obtenir l'information avant/arrière, il faut que le véhicule opère une correction de trajectoire, auquel cas on consulte l'appareil indicateur pour voir si la déviation augmente ou diminue. Si elle augmente, cela signifie que le véhicule s'éloigne de l'émetteur. Si l'on associe à l'antenne de la lunette arrière un autre élément ayant un diagramme en boucle, et si l'on combine convenablement les signaux de sortie des deux antennes, on peut obtenir une information avant/arrière qui vient compléter l'information droite/gauche. L'opérateur peut choisir, par commutation, l'échantillonnage avant/arrière ou l'échantillonnage droite/gauche, pour déterminer rapidement le quadrant dans lequel se trouve l'émetteur par rapport au cap du véhicule. Les cardioïdes avant/arrière sont produites de la manière suivante: il y a tout d'abord combinaison des cardioïdes droite et gauche, ce qui donne un diagramme omnidirectif qui est ensuite combiné, en concordance phase ou en déphasage, avec le diagramme central en forme de boucle; on obtient des maxima vers l'avant ou vers l'arrière. La Fig. 3 montre l'emplacement de l'élément d'antenne supplémentaire et les diagrammes obtenus aux diverses bornes.

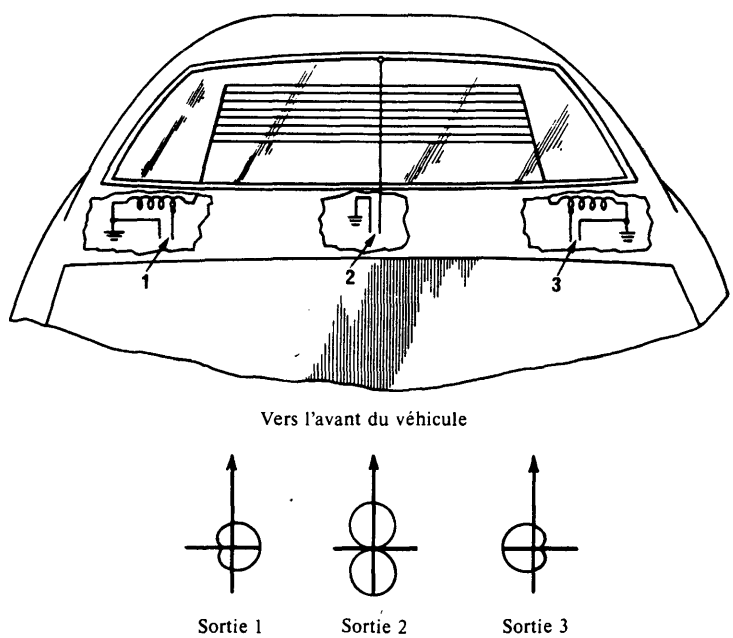



FIGURE 3 - *Diagramme de réception en radiofréquence*

## 7. Perfectionnements futurs

Les équipements décrits sont le résultat de très importants travaux de mise au point, de production et d'essai sur des radiogoniomètres mobiles pour les rendre opérationnels. Les études se poursuivent et des progrès sont à prévoir. Les travaux s'orientent actuellement vers la mise au point d'un équipement pouvant fonctionner sur toutes les fréquences des bandes d'ondes hectométriques à décimétriques; il s'agirait d'un appareil unique, que l'on pourrait placer et dissimuler en toute sécurité dans un véhicule de dimensions réduites ou moyennes. A plus long terme, on espère pouvoir fournir au conducteur une indication continue et précise de la direction d'arrivée des signaux, sur toute l'étendue des 360° autour du véhicule. L'utilisation d'un équipement récepteur télécommandé et la mise à disposition d'un petit tableau de bord permettraient de diminuer l'encombrement dans l'habitacle du véhicule et d'effectuer plus commodément les opérations.

---

RAPPORT 1106

# MISES AU POINT DE CONTROLE A DISTANCE AUTOMATISE

(Question 29/1)

(1990)

## 1. Introduction

La nécessité de fournir des installations de contrôle à faible coût dans des zones qui sont distantes des stations fixes de contrôle en service a conduit l'Administration canadienne à mettre au point un système de contrôle interactif à distance (RIMS: "Remote interactive monitoring system"). Ce système peut être situé à un emplacement éloigné sans surveillance et son fonctionnement peut être assuré par un ordinateur individuel à partir d'un emplacement de commande. La télécommande du système de contrôle conduit à employer plus efficacement le personnel de contrôle.

Ce système est principalement constitué d'éléments du commerce qui sont robustes et facilement transportables, ne nécessite qu'une alimentation à courant alternatif et qu'un accès à une ligne téléphonique. Les communications avec l'emplacement éloigné sont obtenues à l'aide d'un modem de données (de rapidité de modulation 300/1200 bauds) et de voix à l'alternat.

Le logiciel du système de contrôle permet le contrôle à distance de l'occupation d'un canal pour s'assurer du respect de la réglementation en vigueur, l'enregistrement des émissions vocales et la communication directe par le personnel de l'administration avec les usagers du canal de fréquences en cours de contrôle. Cette capacité interactive s'est révélée être un moyen efficace de contrôle des activités du canal en assurant la discipline du circuit et donc l'élimination d'une mauvaise utilisation d'un canal radioélectrique.

Le système possède un logiciel piloté par menu, conçu pour favoriser la tâche de l'utilisateur et une remise à zéro automatique en cas d'interruption de l'alimentation en énergie électrique. De plus, il est facilement transportable d'un emplacement à un autre car il n'occupe dans une armoire qu'un volume de 0,23 $m^3$. Le logiciel en question est capable d'explorer 20 canaux sélectionnés au préalable pendant un laps de temps prédéterminé. Au début, le système a été utilisé au contrôle du service mobile dans les bandes décimétriques.

## 2. Description du système de contrôle interactif à distance

A l'emplacement éloigné, le matériel RIMS se compose d'un ordinateur individuel et d'un module d'interface pour commander des émetteurs-récepteurs en B.dm et un magnétophone. Les unités éloignées sont commandées par l'intermédiaire d'une ligne téléphonique utilisant un modem de données et de voix à l'alternat et un ordinateur individuel situés à l'emplacement de commande. La Figure 1 représente le schéma de principe du RIMS.

L'ordinateur individuel de l'emplacement éloigné utilise un système exécutant des tâches multiples en auto-amorçage pour assurer une mise en route automatique après des interruptions d'alimentation et est équipé d'un disque rigide de 10 mégaoctects, de deux accès parallèles, d'un modem de données et de voix à l'alternat et d'un synthétiseur de parole.

## 3. Fonctionnement du système

Le logiciel piloté par menu admet trois modes de fonctionnement, l'occupation de canal, l'utilisation de canal et l'interaction de canaux comme décrits dans les paragraphes suivants.

### 3.1 Mode d'occupation de canal

L'émetteur-récepteur mobile en B.dm peut explorer jusqu'à 20 fréquences, toutes les 2,5 secondes pendant un laps de temps prédéterminé. Il est possible d'accéder aux données d'occupation recueillies et de transférer les résultats à l'emplacement de commande où l'on produit une copie sur disque rigide.

Les études d'occupation s'effectuent journellement, hebdomadairement ou mensuellement. S'il se trouve qu'un canal a un niveau d'occupation élevé, ce canal peut directement être observé en utilisant le mode d'exploitation du canal.

### 3.2 Mode d'utilisation de canal

Dans ce mode, le RIMS enregistre l'émission vocale sur des canaux sélectionnés au préalable. Ces canaux choisis à l'avance sont explorés sans interruption jusqu'à ce que l'on détecte une émission. L'exploration cesse alors et l'émission est enregistrée pendant un laps de temps spécifié. Lorsque ce laps de temps se termine, un message d'identification et de l'heure du jour est enregistré en utilisant des techniques de synthèse de la parole. L'exploration du canal est alors reprise.

L'enregistrement de l'étude de l'utilisation du canal peut être transféré par l'intermédiaire d'une ligne téléphonique au magnétophone de l'emplacement de commande. Les résultats de l'utilisation du canal permettent de déterminer la mauvaise utilisation/l'abus des canaux contrôlés.

### 3.3 Mode d'interaction de canaux

Ce mode permet le fonctionnement d'émetteurs-récepteurs en B.dm situés à distance par l'intermédiaire d'une ligne téléphonique et l'interaction par des radiocommunications mobiles directes avec les usagers de ces bandes. Cette communication directe avec les usagers corrige efficacement une utilisation inadaptée.

## 4. Conclusions

Le système de contrôle interactif a été essayé en un emplacement éloigné dans un environnement maritime à 500 km de l'emplacement de commande. Le mode interaction a été utilisé pour établir des communications satisfaisantes avec les unités radioélectriques mobiles en cours du contrôle. Ce système présente pour l'avenir des avantages concernant le contrôle des emplacements éloignés, en raison de son coût peu élevé, de son exploitation sans surveillance et la possibilité de transporter le matériel d'un point à un autre.

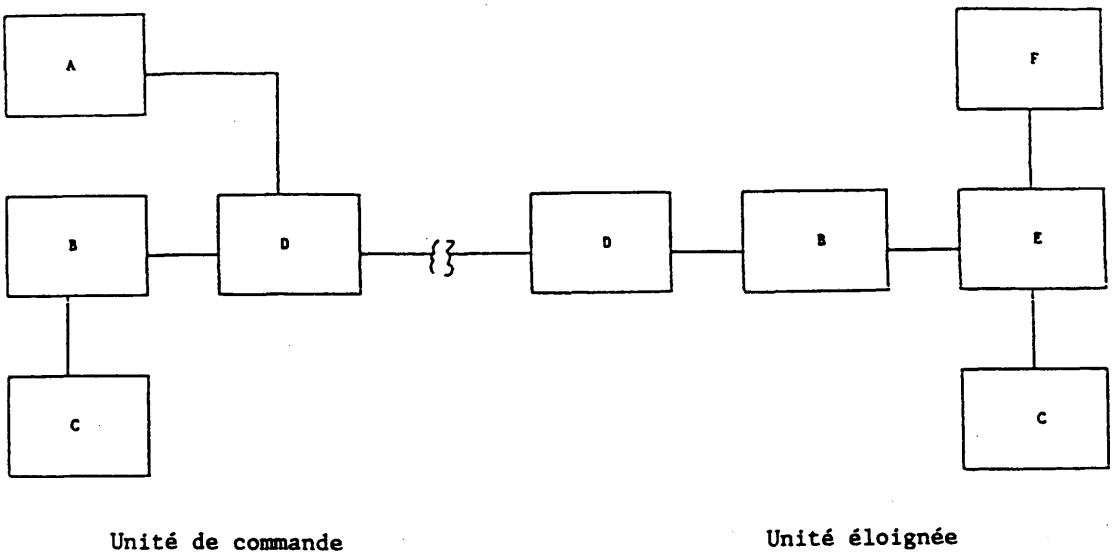



FIGURE 1

Système de contrôle interactif à distance

A: Téléphone
B: Ordinateur individuel
C: Magnétophone
D: Modem des données/de voix à l'alternat
E: Dispositif de commande d'interface
F: Emetteurs-récepteurs radioélectriques

RAPPORT 1107

# METHODES DE TRAITEMENT DES SIGNAUX NUMERIQUES DANS LE CONTRÔLE DU SPECTRE

(Question 22/1)

## 1. Introduction (1990)

L'usage du traitement des signaux numériques s'est répandu dans de nombreux domaines des communications par câble et par radio. Dans le contrôle des émissions radioélectriques aussi, les avantages évidents de ce traitement peuvent améliorer la précision, la reproductibilité et la rapidité des mesures.

Le niveau actuel de la technologie ne permet pas encore de le substituer à la totalité des fonctions d'un système de mesures de radiofréquences couvrant une large gamme de fréquences. Avec l'accroissement de sa rapidité et de sa portée dynamique, cependant, des solutions numériques peuvent graduellement, remplacer les circuits analogiques dans leurs fonctions, en commençant par la sortie en bande de base et en progressant vers l'étage d'entrée.

Grâce à l'emploi de matériels et de logiciels d'usage général ou spécialisés, on peut construire un système intégré de contrôle qui exécute plusieurs tâches de contrôle (par exemple, mesures de champ, de fréquence, de largeur de bande, caractéristique de modulation et de direction d'incidence) avec les mêmes instruments.

Le propos de ce Rapport est de donner un bref aperçu des diverses méthodes de traitement des signaux numériques appropriées à différentes tâches de contrôle des émissions. Les méthodes de tri, d'évaluation et de mise en mémoire des données de contrôle ne sont pas traitées ici.

La Figure 1 représente le schéma de principe d'un système de contrôle des émissions comportant un système de traitement des signaux numériques. Ce système, en principe, peut être utilisé pour toute tâche de contrôle des émissions, selon les instruments qui seront choisis.

2. Sommaire des termes

Le signal à fréquence intermédiaire à largeur de bande limitée peut être décrit sous la forme:

$$S(t) = A(t) \cdot \cos(\Theta(t))$$

où A(t) est la fonction amplitude
$\Theta(t)$ est la fonction phase.

Ce signal peut être composé du ou des signaux utiles, du ou des signaux brouilleurs et du bruit additif.

Pour les besoins du traitement de signaux numériques, S(t) devrait être quantifié dans les domaines de l'amplitude et du temps. Habituellement, mais pas nécessairement, la quantification est combinée avec un mélange orthogonal et un rééchantillonnage/décimalisation [Jondral, 1985].

Trois paramètres du signal d'entrée S(t) sont généralement définis dans le domaine temporel:

$$A(t) = \sqrt{S_R(t)^2 + S_I(t)^2}$$

$$f(t) = d\varphi(t)/dt$$

$$\varphi(t) = \text{arc tg}\left\{\frac{S_I(t)}{S_R(t)}\right\}$$

où A(t), f(t) et $\varphi(t)$ sont l'amplitude, la fréquence et la phase instantanées, et $S_R(t)$, $S_I(t)$ sont les composantes réelle et imaginaire de S(t).

Pour les méthodes liées au spectre radioélectrique, un bloc de données de N échantillons (généralement complexes) est transformé dans le domaine fréquentiel par TFD (transformée de Fourier discrète) ou TFR (transformée de Fourier rapide):

$$S(k\cdot\Delta t) = S_R(k\cdot\Delta t) + jS_I(k\cdot\Delta t) \qquad k=0,1,2,\ldots N-1$$

$$F(i\cdot\Delta\omega) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} S(k\cdot\Delta t)\cdot\exp(-j2\pi ik/N) \qquad i=0,1,2,\ldots N-1$$

L'échantillonnage et la quantification font apparaître des caractéristiques spécifiques aux spectres obtenus par TFD ou TFR:

- les spectres sont aussi quantifiés sur l'axe des fréquences ($\Delta\omega$);

- les spectres sont périodiques pour N.

En outre, la longueur finie d'échantillon a pour effet de mutiler les crêtes aiguës (perte). La perte peut être réduite et la courbe de sélectivité équivalente de TFD ou de TFR peut être mise en forme par application d'une pondération appropriée au signal d'entrée. Pour plus de détails, y compris la description du spectre de bruit, des signaux sinusoïdaux et des signaux sinusoïdaux intégrés au bruit, voir le Document [CCIR, 1986-90a].

2.1 Mesure de fréquence par interpolation du spectre

En utilisant un bloc de données dans le domaine fréquentiel, il est possible de réduire l'incertitude inhérente du spectre obtenu par interpolation. Après la recherche en cours pour le repérage des crêtes de signaux sinousoïdaux, on utilise les raies spectrales des niveaux les plus élevés au voisinage de la crête choisie pour calculer la fréquence interpolée. Le taux final d'amélioration en mesure de fréquence est à peu près proportionnel au rapport signal/bruit de la crête spectrale. Il est également possible de calculer la plage de confiance de la valeur de la fréquence mesurée à partir d'un seul bloc de spectre.

Pour les formules d'interpolation, voir l'article de [Novak, 1987].

2.2 Mesures de largeur de bande

Une méthode proposée pour la mesure de largeur de bande qui convient bien au traitement des signaux numériques, figure au § 4.2 de la Recommandation 328. Dans les spectres TFD ou TFR, les puissances dans la bande et hors bande sont obtenues par simple sommation des raies spectrales. La portée du spectre doit être suffisamment grande pour loger le signal à mesurer. Par ailleurs, une portée plus grande que nécessaire réduit le pouvoir de résolution de la mesure. La résolution de la mesure de largeur de bande est fonction de la résolution du spectre, qui est égale au quotient de la portée choisie par le nombre de raies spectrales.

Etant donné que le spectre TFD ou TFR n'est pas cohérent, on peut réduire la variance du contenu de modulation stochastique en se basant sur la moyenne.

2.3 Mesure de modulation

La mesure des caractéristiques de modulation peut être mise en oeuvre dans des modes différents: en utilisant des techniques numériques de démodulation, le traitement de formes d'onde démodulée en amplitude, en fréquence et en phase est possible, ce qui permet de calculer le taux de modulation MA aussi bien que de l'angle de déviation.

Sans démoduler le signal, on peut accéder au taux de modulation de signaux MA avec porteuse à partir du spectre. La crête de la porteuse doit être identifiée et son niveau mesuré, cette mesure étant suivie par le calcul de la puissance des bandes latérales. Le taux de modulation est égal à la racine carrée de la puissance des bandes latérales divisée par la puissance de la porteuse. Dans le cas de commande de porteuse dynamique, la puissance des bandes latérales mesurée peut être normalisée par rapport à la puissance nominale de porteuse. Etant donné que le taux de modulation est donné par le rapport de puissances, aucun étalonnage de niveau dans le circuit de réception n'est nécessaire.

## 3. Considérations d'ordre pratique

### 3.1 Instruments

Pour la mise en oeuvre des méthodes liées au spectre, presque tout le matériel nécessaire est disponible sous forme d'instruments d'usage général. Pour la démodulation numérique, toutefois, un matériel et un logiciel spécialisés sont nécessaires. Certains des récents analyseurs de signaux offrent une ou plusieurs fonctions de démodulation, où le caractère universel des instruments se paie par un coût plus élevé et une vitesse réduite.

Le matériel automatique de mesure et de contrôle contenant différents niveaux de traitement des signaux numériques a été mis au point au Japon, en République fédérale d'Allemagne, aux Etats-Unis d'Amérique (Rapport 668) et au Royaume-Uni [CCIR, 1988].

### 3.2 Echantillonnage

Les caractéristiques d'échantillonnage du signal à l'arrivée déterminent la définition et la précision finales des données à la sortie. Pendant le prélèvement d'échantillons, les données à l'entrée sont quantifiées, en termes de temps et de niveau.

La fréquence d'échantillonnage $f_s$ doit être choisie conformément au théorème d'échantillonnage. Pour des signaux inconnus, il faudra utiliser un filtre anti-repliement du spectre afin d'éliminer à l'entrée les composantes au-dessus de $f_s/2$. La dimension des trames (N) détermine la séparation de fréquence dans la TFD en bande de base. La précision des mesures de fréquence peut être encore accrue par interpolation.

### 3.3 Antenne, récepteur

L'emplacement de l'antenne de mesure devra être choisi de telle sorte que cette antenne ne capte pas le bruit provenant de l'équipement numérique.

Pour les besoins du traitement des signaux numériques, le récepteur du système de mesure devra disposer d'une syntonisation de synthétiseur dont l'échelonnement d'accord de fréquence correspond aux portées disponibles de traitement du signal. Pour maintenir la dynamique la plus élevée possible, tous les oscillateurs locaux pour les mélanges hétérodynes devraient avoir un faible bruit de phase de façon à ne pas couvrir les signaux à faible niveau dans le voisinage proche d'un signal fort.

Afin de pouvoir accomplir la plupart des tâches de mesure et de contrôle avec le même appareil, le récepteur devra avoir de préférence un circuit de signal étalonné pour la mesure, en parallèle avec une section de récepteur utilisée à des fins de communications (commande automatique de gain - CAG, commande manuelle de gain - CMG, différents démodulateurs, etc.).

## 4. Matériel mis au point en Hongrie

Un système de contrôle à haute résolution basé sur un traitement du signal numérique a été mis au point et est régulièrement utilisé par le service de contrôle radioélectrique de Hongrie depuis 1987. Le système mesure le niveau du signal (champ), la fréquence, le taux de modulation MA et la larguer de bande des émissions dans la gamme de fréquences allant de 150 kHz à 30 MHz.

Le système est composé d'une antenne cadre étalonnée, d'un récepteur de haute qualité et d'un contrôleur muni d'un dispositif de traitement du signal. Le récepteur associe les avantages d'un récepteur de communications et d'un récepteur de mesure. Compte tenu du faible bruit de phase de la partie analogique, l'opérateur dispose de la dynamique complète de l'analyse TFR pour choisir, mesurer et identifier les signaux aussi bien en fonctionnement manuel qu'en fonctionnement automatique.

La section d'analyseur TFR fournit une visualisation panoramique avec une largeur de bande de raie spectrale qu'on peut choisir, en descendant jusqu'à 2,5 millihertz. Les mesures de largeur de bande et de fréquence de même que l'évaluation d'émissions complexes sont possibles avec une très grande précision. Une fréquence étalon externe peut être connectée au système pour verrouiller tous les appareils (récepteur, démodulateur et analyseur TFR) à la même référence.

Grâce aux derniers progrès scientifiques, on a introduit dans le système des algorithmes de mesure qui permettent la reconnaissance automatique et la mesure de haute précision des signaux sinusoïdaux (par exemple, porteuses et signaux sinusoïdaux de modulation). En plus de la reconnaissance du signal, il est également possible d'obtenir une précision sans précédent dans les mesures de fréquence avec une réduction très importante de la durée de la mesure. On est arrivé à garantir une précision finale de 100 microhertz.

L'USTN (Unité de traitement des signaux numériques) permet à l'usager de mettre en mémoire des données numérisées ou des programmes sur disquette en vue de faire fonctionner les logiciels de système en mode autonome ou de commander le système de mesure par l'intermédiaire d'un bus CEI à partir d'un ordinateur externe.

### 4.1 Description du système

La configuration du système est représentée sur la Figure 1.

Circuit de réception

Le circuit de réception du système de mesure va de l'antenne à l'unité de traitement du signal en passant par le récepteur. Au niveau de la première fréquence intermédiaire supérieure (72,5 MHz) du récepteur, un ensemble de filtres actifs à quartz et électromécaniques, un synthétiseur à faible bruit de phase et un étage d'entrée à faible bruit et avec point d'interception élevé, garantissent une bonne réception.

Le circuit de signaux FI d'un récepteur de communications ayant une commande manuelle de gain (CMG) ou une commande automatique de gain (CAG), et celui d'un récepteur de mesure ayant un gain étalonné, fonctionnent simultanément. Le signal FI à 10 kHz à largeur de bande limitée est numérisé par le dispositif de traitement du signal et un filtre zoom établit la largeur de bande finale pour analyse.

Toutes les conversions et tous les signaux d'échantillonnage sont produits à partir du même oscillateur à quartz contrôlé par thermostat qui peut être synchronisé sur une référence de fréquence externe.

Le spectre du signal FI est évalué par des algorithmes spécialisés.

Section RF, FI

Le circuit que suit le signal provenant de l'entrée d'antenne de 50 ohms est connecté à un circuit d'entrée de protection, suivi par un commutateur permettant d'introduire le signal d'étalonnage. L'affaiblissement RF peut varier dans une gamme allant de 0 à 50 dB, par échelon de 10 dB.

Après conversion à l'aide d'un synthétiseur variant par échelon de 1 Hz, la sélectivité est assurée par un filtre à quartz ayant une largeur de bande de 14 kHz. Le gain variable du premier étage FI est utilisé à la fois dans la commande automatique de gain et dans les modes étalonnés.

Après conversion à la deuxième FI de 200 kHz, la sélectivité principale est assurée par un ensemble de filtres électromécaniques. Le circuit que suit le signal se divise ici: dans la section de communications, un amplificateur FI à gain variable est suivi d'une conversion à 10 kHz. Avec des filtres actifs à 10 kHz, le jeu de valeurs de largeur de bande est: 150 et 400 Hz, 1, 1,4, 2, 3, 6 et 14 kHz.

Dans le circuit étalonné, on utilise un amplificateur apériodique FI à 200 kHz avec une gamme de gains compris entre 0 et 70 dB, variant par échelon de 10 dB, suivi d'une conversion à bande large à 10 kHz. Le niveau nominal, grandeur nature, de la sortie passe-bas à 10 kHz est de 1 $V_{eff}$ aux bornes d'une impédance de source de 1 kohm.

Le réglage du gain du circuit étalonné est assuré par un circuit N-A qui, au cours des périodes d'étalonnage, est piloté par le signal d'erreur du signal de crête FI comparé à une référence de tension de précision. Un signal de repérage de 80 dB($\mu$V) pour l'étalonnage est produit à partir de signaux du synthétiseur.

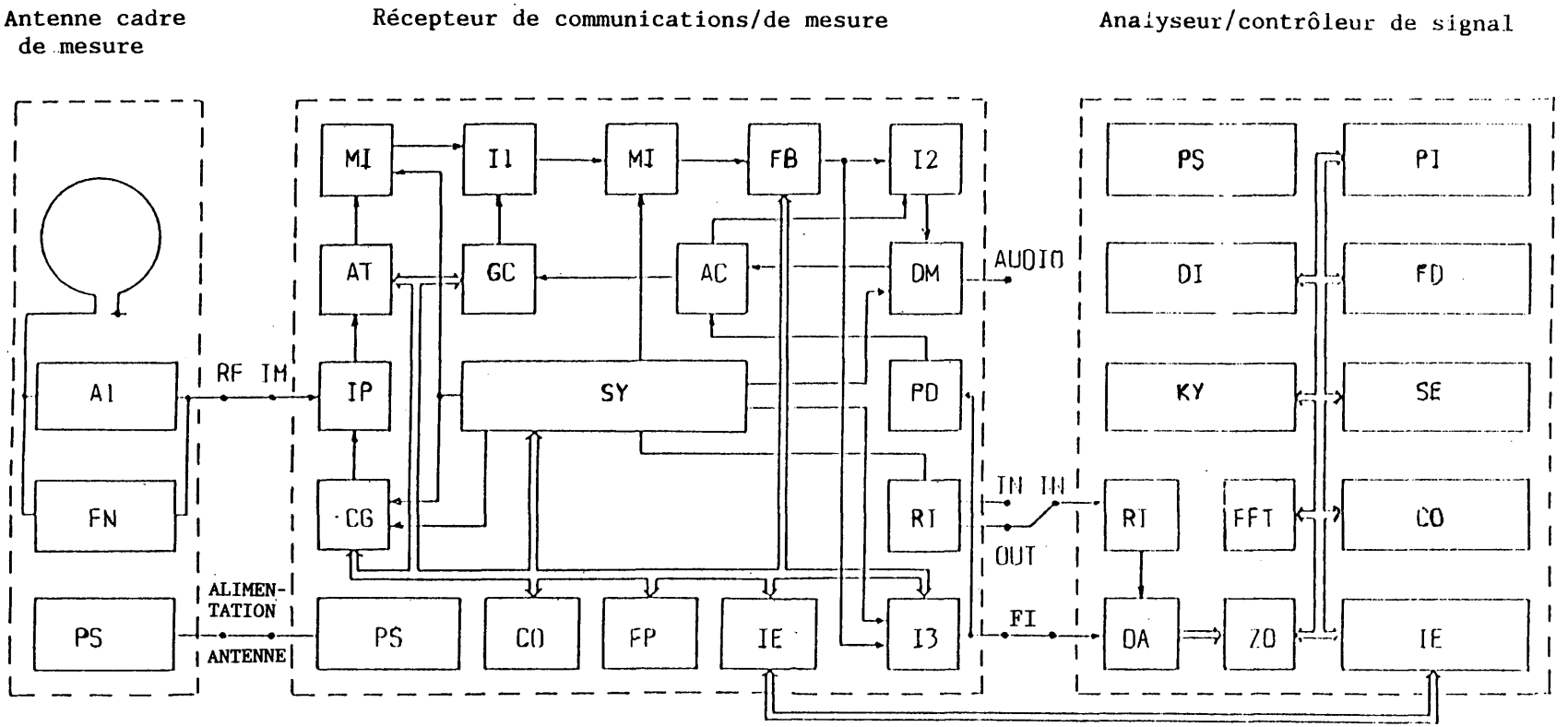



FIGURE 1

Schéma de principe du système de contrôle des fréquences radioélectriques comportant un traitement des signaux numériques mis au point en Hongrie

Légende de la Figure 1

A: Antenne (système d'antenne)
A1: Amplificateur d'antenne
AC: Circuit CAG
AT: Affaiblissement RF
CG: Générateur d'étalonnage
CO: Contrôleur
DA: Acquisition de données
DI: Visualisation
DM: Démodulateurs
FB: Bande de filtrage
FD: Disquette
FFT: Matériel pour transformée de Fourier rapide
FN: Réseau de contre-réaction
FP: Panneau avant
GC: Circuit de commande de gain
I1: Amplificateur FI à 72,5 MHz avec CAG
I2: Amplificateur FI à 200 kHz avec CAG
I3: Amplificateur et convertisseur FI à 200 kHz/10 KHz avec gain étalonné
IE: Interface CEI 625
IP: Circuit de protection d'entrée et commutateur d'étalonnage
KY: Clavier
MI: Mélangeur
PI: Interface pour imprimante
PD: Détecteur de crêtes
PS: Alimentation en énergie électrique et filtre de compatibilité électromagnétique
R: Récepteur(s)
RI: Interface pour une fréquence de référence externe de 5 MHz
SE: Microprogramme d'évaluation du spectre
SY: Synthétiseur
USTN: Unité de traitement des signaux numériques avec les périphériques nécessaires.
ZO: Processeur zoom

Synthétiseur

Le synthétiseur fournit les signaux de conversion pour la section FI: un signal du premier oscillateur local, à échelon de 1 Hz, à faible niveau de bruit de phase et des fréquences fixes pour les deuxième et troisième conversions. Une horloge de référence pour le synthétiseur, fournie par un oscillateur à quartz contrôlé par thermostat, peut être remplacée par des fréquences étalon externes. L'état d'erreur des boucles à verrouillage de phase et le niveau de signal approprié de la référence externe sont visualisés au moyen de diodes électroluminescentes (DEL).

Démodulateurs

Ils convertissent le signal FI en bande audiofréquence dans tous les modes d'émission habituellement utilisés dans la gamme des ondes décamétriques. Le démodulateur MDF assure également les instructions logiques. La plage continue d'accord de fréquence de l'oscillateur de battement est de $\pm$ 2,5 kHz. Les redresseurs de CAG et le circuit de commande automatique de fréquence (CAF), accordé numériquement, font également partie de la section du démodulateur. La plage de repérage de CAF n'est pas limitée.

Acquisition de données, zoom

La FI à 10 kHz est connectée au module d'acquisition de données de l'unité de traitement des signaux numériques. A la suite d'un filtre anti-repliement, la quantification est effectuée sur 12 bits à une cadence de 51,2 kHz. L'horloge d'échantillonnage est commandée par quartz et peut être remplacée par une référence de fréquence externe.

Le signal quantifié est traité par un filtre zoom afin d'obtenir une réduction plus poussée de la largeur de bande aux fins d'analyse avec des échelons de 1, 2, 5 et 10 fois qui permettent de descendre jusqu'à 1 Hz.

Transformée de Fourier rapide (TFR)

Le calcul du spectre est obtenu en moins de 250 ms au moyen de matériel spécialisé. La TFR à 1 024 points fournit un spectre de 400 raies qui, si l'on considère la quantification à 12 bits, offre une dynamique d'environ 70 dB.

La largeur de bande totale aux fins d'analyse et la largeur d'une raie TFR peuvent être réglées dans des pas de progression variant de 1, 2, 5 et 10 fois dans les gammes allant respectivement de 1 Hz à 20 kHz et de 2,5 millihertz à 50 Hz. On peut également en prendre la moyenne en modes linéaire, exponentiel et de maintien maximal.

Microprogrammation d'évaluation du spectre

L'ordinateur de l'unité de traitement des signaux numériques évalue les spectres selon les caractéristiques d'entrée que peut choisir l'usager; les résultats de mesure conjointement avec les spectres correspondants sont continuellement mis à jour sur l'écran.

L'évaluation des spectres comprend la reconnaissance automatique de composantes sinusoïdales, la mesure effectuée avec une haute précision et un pouvoir de résolution élevé des fréquences et des niveaux (champs) des sinusoïdes et des largeurs de bande ainsi que la mesure du taux de modulation MA des signaux modulés. En raison de leurs algorithmes uniques, les plages de confiance des fréquences mesurées sont définies pour chaque spectre instantané.

Le fonctionnement à la portée de l'usager, en dehors de la correction des erreurs inhérentes au traitement du signal numérique, réduit de façon importante la durée de mesure en fournissant tous les résultats de mesure en parallèle et en accélérant les mesures de fréquence effectuées à haute précision avec interpolation.

Unités de commande des microprocesseurs

Les microprocesseurs sont utilisés dans les contrôleurs de récepteur et l'unité de traitement des signaux pour prendre en charge les claviers, les dispositifs de visualisation et les interfaces périphériques (imprimante et bus 625 CEI).

Le contrôleur de l'unité de traitement des signaux est un commutateur servant à effectuer les choix aussi bien pour le mode contrôleur que pour le mode bus 625 CEI de locuteur-écouteur. Il contient un micro-ordinateur possédant une mémoire à accès sélectif (RAM) d'usager qui offre également une possibilité de programmation dans un langage évolué.

Alimentation en énergie électrique et filtre de compatibilité électromagnétique

Le récepteur et l'unité de traitement des signaux numériques peuvent être alimentés à 110-220 V, 50 Hz. L'antenne cadre est alimentée, à partir du récepteur, en courant continu de tension $\pm$ 12 V. Les alimentations en énergie électrique sont munies de filtres de compatibilité électromagnétique. Une réalisation mécanique soignée des appareils garantit une insensibilité élevée aux champs extérieurs.

## 4.2 Fonctionnement

Le fonctionnement du système de contrôle des émissions à haute résolution est expliqué à l'aide d'une reproduction par imprimante d'un échantillon visualisé sur écran, représentée à la Figure 2.

Les deux appareils du système de mesure, le récepteur et l'unité de traitement des signaux, peuvent être exploités soit manuellement soit comme système automatique, par l'intermédiaire du contrôleur de l'unité de traitement des signaux ou par l'intermédiaire du bus 625 CEI au moyen d'un contrôleur externe.

Le micrologiciel permet des mesures faciles à effectuer, rapides et précises. En dehors de la visualisation des spectres en direct des signaux analysés, l'ordinateur indique également sur l'écran les caractéristiques de mesure choisies et les résultats de mesure correspondant au spectre apparu sur l'écran. Le fonctionnement facile et rapide est assuré par le choix des caractéristiques d'entrée en termes simples de radiofréquence: la combinaison optimale du récepteur et des caractéristiques de traitement des signaux est établie par l'ordinateur.

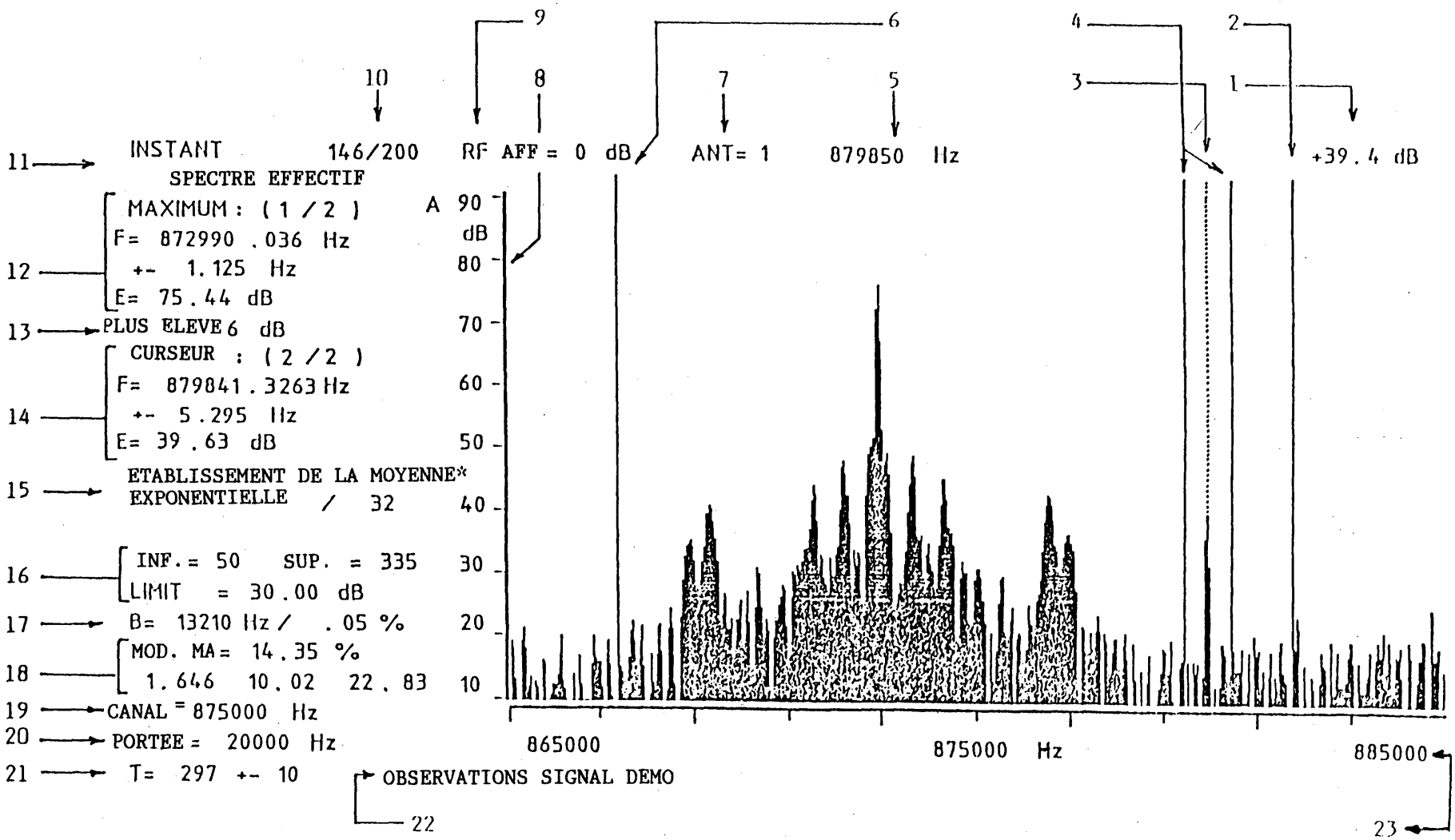



FIGURE 2

**Disposition d'information alphanumérique et graphique du système de mesure représenté sur la Figure 1**

Les caractéristiques d'entrée les plus importantes peuvent être modifiées dans le mode liste de fonctions: les domaines effectifs sont choisis au moyen de surbrillance et leurs contenus peuvent être modifiés sur l'écran par curseurs ou clavier numérique. En plus, des ordres spécialisés simples sont acceptés au cours d'une opération de programmation. En définitive, les opérateurs peuvent utiliser une série de commandes accessibles à partir du langage évolué de programmation pour composer des programmes complexes de mesures (par exemple, l'exploration de canaux avec des caractéristiques prédéfinies).

Les indications alphanumériques visualisées parallèlement aux spectres sur l'écran de l'unité de traitement des signaux peuvent se répartir en trois catégories:

- domaines de sortie (résultats de mesure);
- domaines d'entrée (caractéristiques de mesure qu'on peut choisir à partir d'une liste de fonctions);
- indications auxiliaires.

La numérotation de la liste ci-après des domaines se réfère à celle qui est utilisée dans la Figure 2.

Domaines de sortie

1., 5.: Niveau curseur et fréquence: représente le niveau et la fréquence de la raie spectrale choisie par le curseur graphique. Le curseur peut être fixé raie par raie, les données visualisées ne sont pas sujettes à la correction d'erreur (interpolation).

10.: Compteur de spectre: visualise le nombre de spectres analysés depuis le début des mesures ou depuis que le compteur a été remis à zéro.

12., 14.: Domaines du curseur et maximaux: contiennent la fréquence, l'intervalle de confiance de fréquence et le niveau (champ) des composantes du niveau le plus élevé et des composantes sinusoïdales choisies par le curseur, obtenus par l'évaluation du spectre. Dans les en-têtes, entre parenthèses, les nombres séparés par une barre oblique indiquent respectivement le nombre réel et le nombre total de sinusoïdes. Toutes les valeurs indiquées sont sujettes aux corrections par interpolation et correspondent au spectre effectivement visualisé.

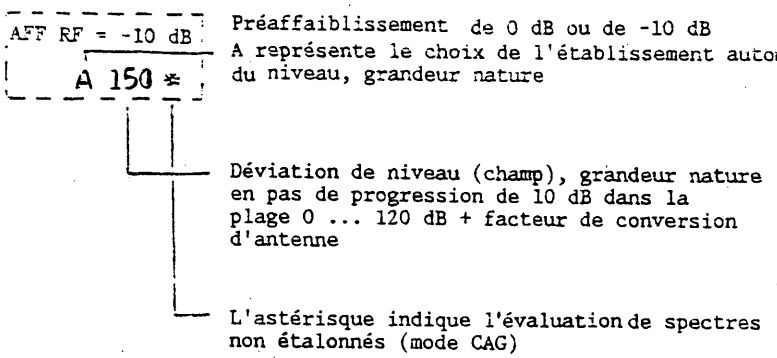
13.: Indicateur de surcharge: indique les signaux d'entrée trop forts

17.: Largeur de bande: visualise la largeur de bande du signal dans la bande de fréquences choisie par les limites des raies spectrales inférieure et supérieure pour le rapport de puissance hors bande donné.

18.: Taux de modulation MA: visualise le taux de modulation des émissions à modulation d'amplitude à double bande latérale/onde porteuse complète, calculé à partir du niveau de champ maximal considéré comme porteuse et de la sommation des raies des bandes latérales considérée comme puissance de modulation dans les bandes latérales. La valeur instantanée effective en % à la suite de l'en-tête est suivie des valeurs minimale, moyenne et maximale à la ligne en dessous.

Domaines d'entrée

9.: Déviation d'une trace oscillographique, grandeur nature:




11.: Type de spectre: effectif instantané
mis en mémoire, instantané
effectif, dont on a pris la moyenne
mis en mémoire, dont on a pris la moyenne.

15.: Type d'établissement de moyenne: linéaire, exponentielle, maintien maximal | nombre dont on prend la moyenne jusqu'à 2 048

16.: Limites pour l'évaluation: Les fréquences suivant les raies spectrales inférieure et supérieure qui forment les limites sélectionnent la bande de fréquences effective d'analyse pour les mesures d'identification du signal, de largeur de bande et de taux de modulation. La limitation contient le niveau de seuil que peut choisir l'usager, en dessous duquel toutes les composantes du signal ne sont pas prises en compte dans l'identification du signal.

19.: Fréquence du canal: fréquence centrale de la bande analysée. Elle peut être choisie avec des pas de progression de 1 Hz dans la gamme de 150 000 et 29 999 999 Hz.

20.: Largeur de bande d'analyse: largeur de bande d'analyse fixée par le traitement du signal. Elle peut être choisie avec des pas de progression de 1, 2, 5, 10 fois dans la gamme de 1 Hz à 20 kHz.

21.: Repérage: avec le mode de repérage mis sous tension, la fréquence de la raie spectrale sinusoïdale choisie par le curseur graphique est repérée à l'intérieur de ± une plage de raies spectrales indiquée à la suite du nombre effectif de raies.

Indications auxiliaires

2.: Limite supérieure (ligne continue) de la bande de fréquences choisie pour l'évaluation du spectre

3.: Curseur graphique (ligne en pointillé)

4.: Limites de la plage de repérage (ligne continue)

6.: Limite inférieure (ligne en continue) de la bande de fréquence choisie pour l'évaluation du spectre

7.: Sélecteur d'antenne

8.: Axe des niveaux du spectre visualisé

22.: Ligne réservée aux observations

23.: Axe des fréquences

Ordres d'échantillonnage

CLS: remet à zéro le compteur de spectres et les statistiques
R: lit l'état effectif (fréquence de canal, largeur de bande, niveau au maximum d'échelle) du récepteur
C: met en route l'étalonnage du récepteur (approximativement 400 ms)
A: met en route le réglage automatique du niveau, grandeur nature, du récepteur
T: met sous tension et hors tension le repérage

## 4.3 Caractéristiques principales

Les caractéristiques principales du système figurent au Tableau I.

TABLEAU I

Principales caractéristiques des systèmes de contrôle à haute résolution comprenant un traitement des signaux numériques

| GAMME DE FREQUENCES | 150 KHZ - 30 MHZ |
|---|---|
| Sensibilité (FEM) dans le mode CAG<br>A1A, largeur de bande = 400 Hz, (S+N)/N = 10 dB<br>A3E, largeur de bande = 6 kHz, (S+B)/N = 10 dB<br>$f_{mod}$ = 1 kHz, m = 80%<br>J3E, largeur de bande = 2,4 kHz, (S+N)/N = 10 dB | <br>0,4 $\mu$V<br><br>1,5 $\mu$V<br>1 $\mu$V |
| Niveau, grandeur nature, en mode étalonnée | 0, 10, 20, ... 100, 110, 120 dB$\mu V_{eff}$ à l'entrée de 50 ohms |
| Echelon de synthétiseur | 1 Hz |
| Précision de fréquence | inférieur à 1 x $10^{-7}$ connexion pour référence de fréquence externe |
| Précision de champ | compris entre $\pm$ 2 dB |
| Largeur de bande FI (analogique) | 150 Hz, 400 Hz, 1 kHz 1,4 kHz, 2 kHz, 3 kHz, 6 kHz, 14 kHz |
| Portée d'analyse (traitement de signal) | 1 Hz à 20 kHz dans des échelons de 1, 2, 5, 10 fois |
| Visualisation du spectre | FFT à 400 raies spectrales sur un écran de 12" |
| Quantification | 12 bits, 51,2 kHz |
| Analyse:<br>Identification du signal<br><br>Mesure de fréquence<br><br><br>Mesure de modulation<br><br>Mesure de largeur de bande | <br>Recherche à 5 points pour signaux sinusoïdaux avec interpolation de 3 points et calcul de la plage de confiance<br>Taux de modulation MA équivalent<br>avec rapport de puissance hors bande de 0,1 ... 49,9% |

5. Résultats de mesure

Le tirage de la Figure 3 représente le brouillage dans un même canal sur un canal en B.km, mesuré sans référence externe de fréquence. En raison de la pleine portée de 1 Hz, les deux porteuses avec une différence de fréquence de 60 millihertz seulement sont bien séparées dans le spectre. L'espacement des canaux numériques de 2,5 millihertz équivalents offre un niveau de bruit de fond très faible; ainsi, en dépit de la différence de niveau des porteuses d'environ 20 dB, le signal le plus faible peut également être mesuré avec précision.

Les avantages de post-traitement du spectre apparaît clairement grâce aux plages de confiance de 25 microhertz et de 140 microhertz des fréquences porteuses mesurées. La même précision dans les mesures de fréquences à l'aide des moyens classiques nécessiteraient généralement une durée de mesure équivalente de respectivement, 40 000 et 7 000 s. Si l'on considère que la durée totale d'échantillonnage est 400 s pour la portée de 1 Hz utilisée, cela signifie une réduction de durée de mesure de 100 fois et de 17 fois.

Le tirage de la Figure 4 représente les caractéristiques de modulation d'un émetteur mesurées en un endroit éloigné. Les bandes latérales symétriques sont nettement reconnaissables dans le spectre dont on a établi la moyenne. Le système de mesure identifie et mesure automatiquement le niveau et la fréquence de la porteuse, le taux de modulation MA équivalent et leurs statistiques selon les rapports de puissance hors bande choisis.

Une variante d'un programme d'usager du système de mesure étend ses possibilités de mesure sur place des caractéristiques détaillées de l'émetteur sur des signaux étalonnés, redressés qui sont saisis à partir de l'émetteur. Les caractéristiques de mesure sont: la puissance de porteuse, la puissance de bande latérale, les taux de crête de modulation positive et négative, le taux de modulation équivalent, la largeur de bande. A l'exception de la largeur de bande, les statistiques des caractéristiques mesurées (minimales, moyennes, maximales) sont également disponibles et visualisées sur l'écran. Pour mesurer les émetteurs avec commande dynamique de porteuse, tous les résultats de mesure de modulation peuvent être (facultativement) normalisés à une puissance de porteuse que l'usager peut choisir.

Le résultat de mesure de fréquence à haute résolution d'un canal OM est représenté sur le Figure 5. Les porteuses utilisant le même canal ont été mesurées à plusieurs reprises pendant un certain laps de temps, et les fréquences des trois crêtes repérées conjointement avec un spectre type d'échantillon sont représentées sur la figure. Les points sur une échelle agrandie montrent nettement les avantages de post-traitement du spectre: plusieurs porteuses ayant des séparations de fréquences très rapprochées peuvent être mesurées et contrôlées en parallèle.

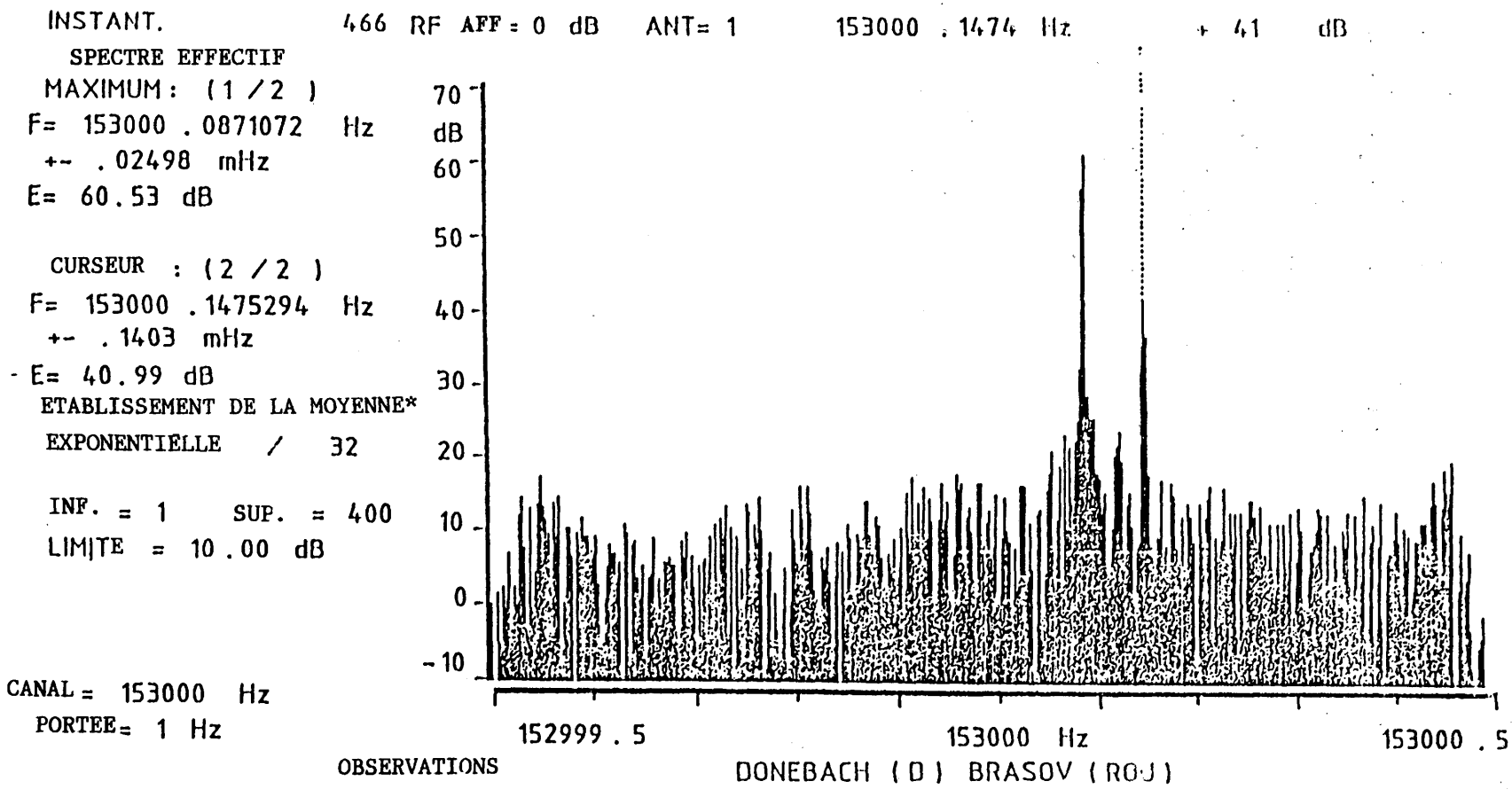



FIGURE 3

Tirage d'échantillon de mesure à haute résolution
du brouillage dans le même canal.

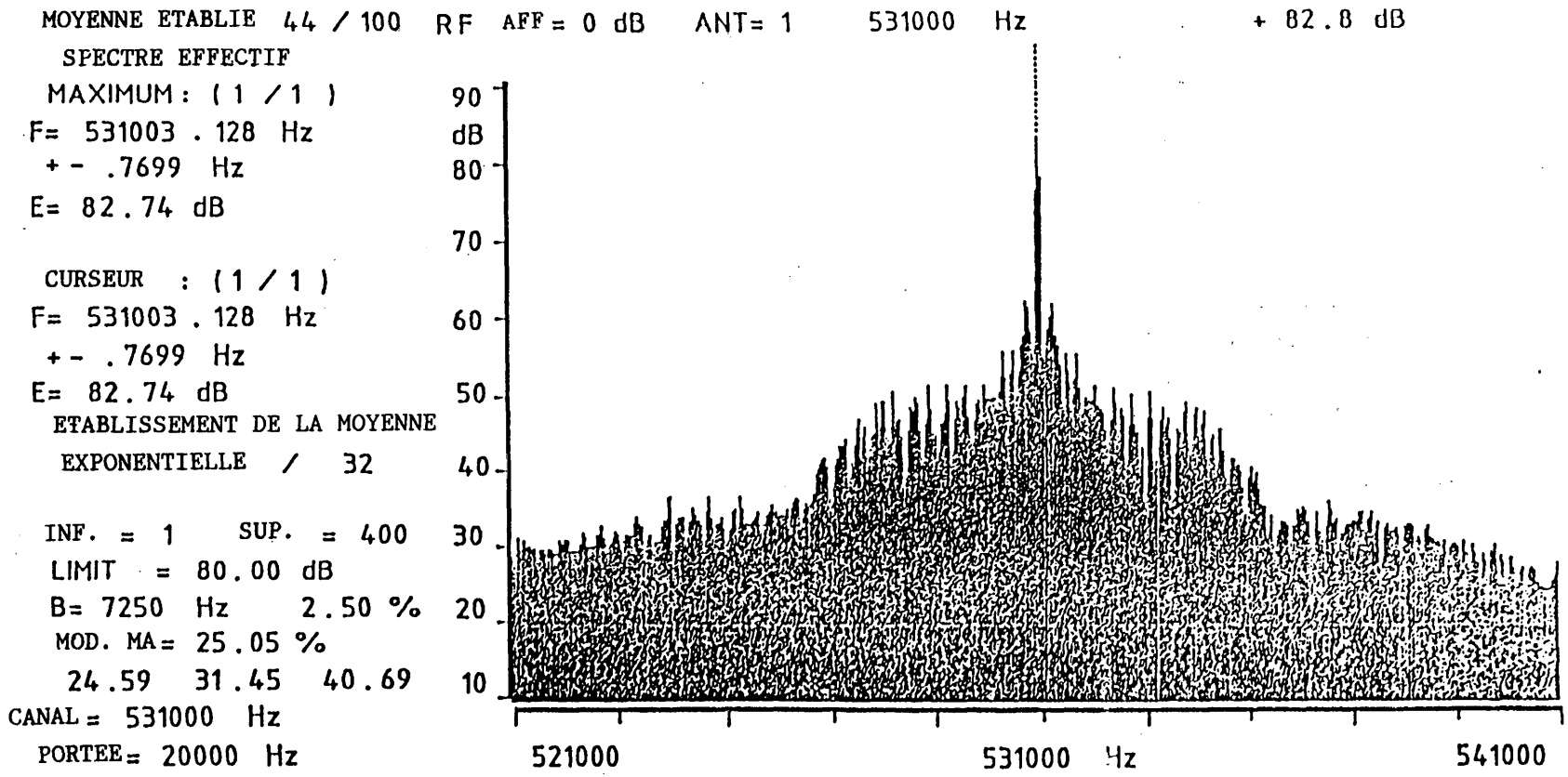



FIGURE 4

Tirage d'échantillon de mesure à distance
des caractéristiques de l'émetteur.

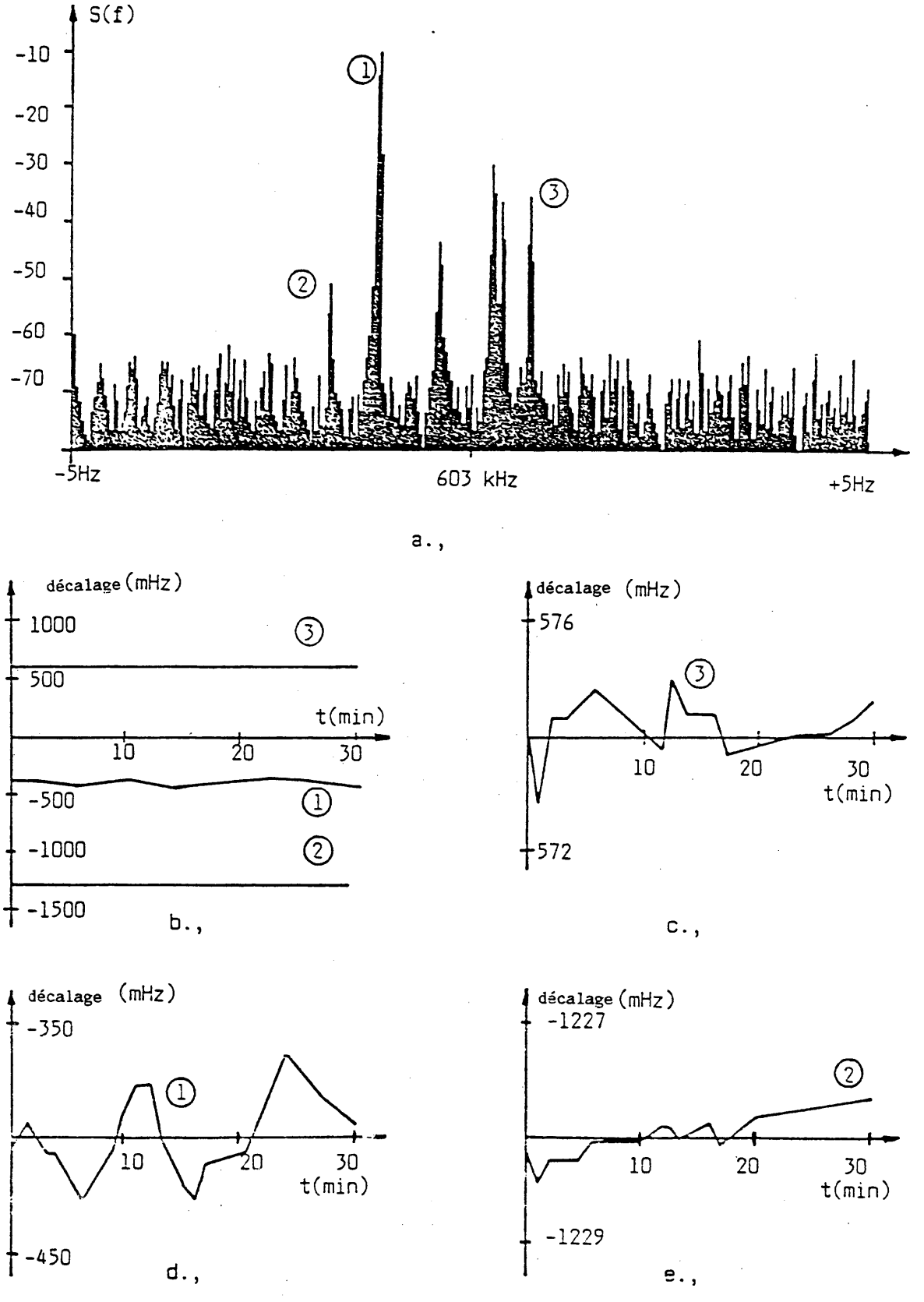



FIGURE 5

Résultat de mesures répétées à haute résolution de fréquence avec un spectre d'échantillon (Figure 5a) et des courbes de variations de fréquence des trois porteuses repérées par les chiffres 1, 2 et 3 (Figures 5b, 5c et 5d).

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

JONDRAL, F. [1985] - Automatic Classification of High Frequency Signals. Signal Processing 9, 177-191

NOVAK, I. [1987] - Radio Frequency Measurements with Interpolation in FFT Spectra. IMEKO TC7 Symposium, Budapest, Hongrie.

Documents du CCIR:

[1986-90]: a. 1/51 (Hongrie)
[1988]: Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions § 3.3, chapitre V

## BIBLIOGRAPHIE

RIFE, D.C. et BOORSTYN, R.R. [1976] - Multiple Tone Parameter Estimation from Discrete-Time Observations. BSTJ, Vol. 55, NOVEMBRE, 1389-1410

WATSON, A.W.D., SIMPSON, S.H.W. et JACKSON, T. [1985] - Digital Conversion and Signal Processing for High-Performance Communications Receivers. IRE Publication N° 62, Loughborough 22-26 avril, 367-373

RAPPORT 273-7

# MESURES DE CHAMP DANS LES STATIONS DE CONTRÔLE DES ÉMISSIONS

(Question 24/1)

(1959-1963-1966-1970-1974-1978-1982-1986-1990)

La Question 24/1 a pour objet de demander des renseignements sur divers aspects des mesures de champ dans les stations de contrôle des émissions, y compris les méthodes et les appareils auxquels il convient de donner la préférence pour faire ces mesures en vue d'études sur la propagation, les problèmes de mesure particuliers à certains types d'émission (par exemple, avec porteuse interrompue, avec porteuse réduite ou avec des signaux de télévision), les mesures en présence de bruit et de brouillage; il s'agit également de rechercher jusqu'à quel point des mesures faites à distance peuvent donner des indications utiles sur les niveaux des harmoniques à l'emplacement de l'émetteur et de déterminer les programmes qu'il serait le plus facile de réaliser pour satisfaire les besoins de l'IFRB, d'autres Commissions d'études du CCIR ou d'autres organismes.

En liaison avec la Question 24/1, on se reportera également au Rapport 227 qui contient des renseignements intéressants relatifs aux stations de contrôle.

On trouvera des renseignements relatifs au champ résultant de deux champs électromagnétiques stables dans le Rapport 516.

D'autres indications concernant les mesures du champ sont contenues dans le Chapitre 7 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions.

## 1. Détermination à distance des niveaux de rayonnement relatifs de la fréquence fondamentale et des harmoniques d'une émission

Il semble que l'on doive considérer cette question à deux points de vue:

- cas où la fondamentale et l'harmonique à mesurer proviennent d'un point en visibilité directe de l'emplacement de mesure, ou situé à une distance de celui-ci correspondant à la portée de l'onde de sol;
- cas où la fondamentale ou l'harmonique (ou tous deux) parviennent à l'emplacement de mesure après propagation ionosphérique.

On examinera séparément ces deux modes de propagation.

### 1.1 *Mesures des niveaux de rayonnement dans des conditions de propagation par l'onde de sol ou en visibilité directe*

En réponse à une demande de renseignements sur ce sujet, la Commission d'études 5 a invité la Commission d'études 1 à se référer au Rapport 227. Ce Rapport contient des renseignements détaillés sur la manière d'effectuer et d'évaluer les mesures, en tenant compte des erreurs dues aux instruments, de la variation du taux d'affaiblissement en fonction de la fréquence et d'autres variables.

1.2 *Mesures des niveaux de rayonnement dans le cas de la propagation ionosphérique*

La Commission d'études 1 a examiné cette question, comme en témoigne la Recommandation 329. De même, la Commission d'études 6 passe en revue, dans le Rapport 252, les progrès auxquels on est parvenu dans la détermination de la meilleure méthode de calcul du champ en un point distant de l'émetteur (propagation ionosphérique); cette Commission expose les projets qui ont été élaborés en vue de la poursuite de cette étude.

On peut prévoir que les résultats des futurs travaux des Commissions d'études 1 et 6 seront profitables au système international de contrôle des émissions, dans les efforts déployés pour réduire au minimum les émissions non essentielles. En attendant les résultats de ces travaux, il serait très souhaitable que les stations qui participent au système international de contrôle des émissions puissent recevoir certaines directives, en vue de mettre en évidence l'existence éventuelle de rayonnements excessifs sur la fréquence harmonique. Ces preuves ne seraient sans doute pas concluantes, mais elles pourraient constituer une indication de la nécessité de faire des mesures à proximité de l'émetteur afin de vérifier l'existence d'un niveau d'harmoniques excessif. L'Appendice 8 au Règlement des radiocommunications indique les tolérances sur la puissance de tout rayonnement non essentiel fournie à l'entrée de la ligne d'alimentation de l'antenne d'émission. Sans doute peut-on aisément mesurer une telle puissance en ce point, mais il n'est pas facile de convertir les tolérances indiquées à l'Appendice 8 en valeurs équivalentes du champ à une certaine distance. Or, le facteur essentiel en tant que source de brouillage est le champ effectivement rayonné sur une fréquence non essentielle plutôt que la puissance dans l'antenne; aussi pourrait-on envisager d'imposer les limites aux émissions non essentielles en fixant des tolérances sur le champ non affaibli à une distance d'environ 1600 m (un mile). Une telle limite une fois établie, il est facile de déterminer le maximum tolérable du champ en appliquant la loi de l'inverse de la distance. En fait, l'affaiblissement croît un peu plus vite que selon cette loi, de sorte que la valeur mesurée du rayonnement non essentiel constituerait une indication prudente du champ effectivement rayonné, surtout si les conditions de la mesure se maintiennent pendant une durée de plusieurs jours. Les tolérances ainsi fixées ne seraient pas destinées à remplacer celles de l'Appendice 8, mais à s'y ajouter. Sans doute ne serait-il pas possible de faire une comparaison directe entre les valeurs de champ mesurées et les niveaux de puissance à l'émetteur, mais il semble que de telles normes aideraient le personnel des stations de contrôle à obtenir une réduction des brouillages dus aux rayonnements harmoniques.

## 2. Autres études relatives à la propagation qu'il conviendrait d'entreprendre

Le Vœu 68 indique qu'il est nécessaire d'acquérir de nouvelles données expérimentales concernant le champ de l'onde ionosphérique dans la gamme des ondes décamétriques et demande qu'en ce domaine, les administrations membres du CCIR prêtent leur concours à la Commission d'études 6.

## BIBLIOGRAPHIE

CHAPIN, E. W. [1er octobre 1958] Field-strength measurements. L. D. Report 6.3.1, Federal Communications Commission, Washington, 25, DC.

NOVÁK, I. [1980] Possibilities of measuring co-channel interference of AM broadcasting transmitters. Electromagnetic Compatibility Symposium, Wroclaw, Pologne.

NOVÁK, I. [août 1981] The envelope analysis method – a new technique for measuring co-channel interference in the LF and MF bands. *Rev. de l'UER* (Technique), **188**, 170-175.

NOVÁK, I. [août 1984] High resolution radio frequency measurements. *Electron. Eng.*, 41-43.

SELBY, M. C. [mai 1953] Accurate RF Voltages. *Trans. AIEE* (Communications and Electronics), **6**, 158-164.

VALET, G. et GERINGER, N. [1965] Centres d'écoute et de contrôle des organismes de radiodiffusion. Union européenne de radiodiffusion, Monographie technique N° 3102, Chapitres III et IV.

WAKAI, N. et FUJII, S. [1980] A new field strength recorder with IC switching device attenuator. Journal of the Radio Res. Labs. Japan, Vol. 27, N° 124, novembre, 195-199.

RAPPORT 275-5

# MESURE DES LARGEURS DE BANDE DANS LES STATIONS DE CONTRÔLE

(Question 26/1 et Programme d'études 26A/1)

(1953-1956-1959-1963-1966-1970-1974-1978-1990)

## 1. Exposé général sur les techniques de mesure, compte tenu de la définition de la «largeur de bande occupée» figurant au numéro 147 du Règlement des radiocommunications

### 1.1 *Mesure des rapports de puissance*

La définition actuelle de la largeur de bande occupée suggère le principe de la méthode décrite au § 4.2 de la Recommandation 328 qui consiste à mesurer le rapport entre la puissance totale et la portion de celle-ci restant à l'extérieur de la bande à mesurer. Pour cela, il est nécessaire de localiser la limite supérieure et la limite inférieure de la bande en additionnant les puissances des composantes hors bande de la partie supérieure jusqu'à ce que l'on obtienne une valeur de 0,5% puis en répétant cette opération pour les composantes hors bande de la partie inférieure, en commençant chaque fois en un point suffisamment éloigné de la fréquence centrale, de manière qu'aucune fraction notable de l'énergie ne puisse échapper à la mesure.

### 1.2 *Limitations de la précision des mesures de largeur de bande effectuées à une certaine distance de l'émetteur*

S'il est vrai que l'on peut déterminer la «largeur de bande occupée» d'une émission en mesurant, à proximité de l'émetteur, la puissance totale et la puissance hors bande, cette méthode n'est pas applicable, en général, aux mesures faites à une certaine distance de l'émetteur; c'est le cas lorsque la présence d'émissions brouilleuses ou de bruit a pour effet de masquer les composantes hors bande intéressantes. Cette constatation s'applique tout particulièrement aux portions encombrées des bandes d'ondes hectométriques et décamétriques, qui intéressent, en premier lieu, les stations du système international de contrôle des émissions.

Bien que la précision d'une mesure de largeur de bande occupée, effectuée par des observations faites loin de l'émetteur, soit sujette à des limitations certaines, on a trouvé qu'il y avait intérêt à en faire une détermination approximative dans les opérations de contrôle ayant pour but de vérifier si les dispositions réglementaires relatives aux largeurs de bande à ne pas dépasser sont satisfaites. Cependant, du fait même des imprécisions dues aux raisons énumérées ci-dessus, ces mesures effectuées à distance ne sont utiles qu'à titre d'indication. Dans les cas où une plus grande précision est requise, il pourrait être souhaitable de procéder à des mesures au voisinage de l'émetteur.

Le § 12 du présent Rapport expose une comparaison de l'effet du bruit sur la précision obtenue dans les mesures de la largeur de bande de l'émission effectuées à l'aide de diverses méthodes.

### 1.3 *Méthode de mesure des largeurs de bande qui semble utilisable dans les stations de contrôle*

Dans certaines administrations, les stations de contrôle qui évaluent la portion du spectre occupée par l'émission d'un émetteur éloigné, continuent à utiliser la méthode décrite au § 4.1.1de la Recommandation 328 qui suppose que la largeur de bande «à $x$ dB» contient des composantes discrètes affaiblies de moins de 26 dB par rapport au niveau de crête de l'émission. Il va sans dire que cette méthode ne donne pas une mesure précise de la largeur de bande occupée, dans le sens où cette notion est définie par le Règlement des radiocommunications. Par exemple, il peut se faire qu'une émission donnée ait de nombreuses composantes de faible intensité de part et d'autre de l'émission principale, dont la somme, de chaque côté, dépasse nettement 0,5% de la puissance moyenne totale alors que les niveaux de ces diverses composantes sont tous inférieurs à la valeur de $-26$ dB. Dans ce cas, il est probable que la largeur de bande occupée, déterminée à proximité de l'émetteur par la mesure des rapports de puissance, dépassera légèrement cette largeur de bande «à $x$ dB» mesurée à distance par la méthode décrite au § 4.1.1de la Recommandation 328.

On obtient, selon [CCIR, 1966-69a], des résultats en meilleur accord avec le numéro 147 du Règlement des radiocommunications lors de la mesure de la largeur de bande de certaines classes d'émission en utilisant les niveaux «$x$ dB» spécialement calculés dont les valeurs sont données dans le Tableau I ci-dessous. Dans les conditions correspondant à l'émission «optimale» (§ 2 de la Recommandation 328), les mesures de la largeur de bande «à $x$ dB», pour ces niveaux, donnent des valeurs égales à la largeur de bande nécessaire, pour les classes d'émission indiquées.

TABLEAU I

| Classe d'émission | Niveaux «$x$ dB» | Observations |
|---|---|---|
| A1A, A1B | - 35 | Pour $\alpha$(1) $<3\%$, pour toutes les formes de signaux |
| | - 30 | Pour $\alpha$(1) $\geqslant 3\%$, pour toutes les formes de signaux |
| A2A, A2B | - 32 | Pour un taux de modulation de l'ordre de 80 à 90% |
| F1B | - 25 | Pour toutes les formes de signaux et pour une valeur de l'indice de modulation $2 \leqslant m \leqslant 24$ |
| F3C | - 25 | Pour tous les types d'images transmises et pour une valeur de l'indice de modulation $0{,}4 \leqslant m \leqslant 3$ |
| F7BDX | - 28 | Pour un indice de modulation $9 \leqslant m \leqslant 45$ (2) |

(1) La durée relative d'établissement, $\alpha$, d'un signal télégraphique est définie au § 1.21 de la Recommandation 328.

(2) L'indice de manipulation pour une émission de classe F7BDX se définit par l'écart de fréquence égal à la moitié de la différence entre les fréquences limites instantanées de l'émetteur.

Le doc. [CCIR, 1966-69b] montre aussi que les valeurs des niveaux «$x$ dB» sus-indiquées pour les émissions des classes A1A, A1B et F1B peuvent être utilisées pour les mesures de la largeur de bande de ces classes d'émission dans deux cas: lors de la transmission de signaux périodiques et en trafic réel, au moins dans les conditions où le champ est stable. Dans le premier cas, la bande passante du filtre de l'analyseur de spectre doit être plusieurs fois plus petite que la fréquence de manipulation. Dans le second cas, elle doit être légèrement supérieure à la rapidité de modulation (voir le § 4.4 de la Recommandation 328). Dans ces mesures, on peut fixer la valeur du niveau de référence zéro d'après la réponse maximale de l'analyseur de spectre au cours de 3 ou 4 représentations, c'est-à-dire d'après le niveau maximal le plus élevé des composantes spectrales au cours de 3 ou 4 représentations.

D'après le doc. [CCIR, 1974-78a], le niveau de mesure $-30$ dB, est la valeur normalisée utilisée en URSS, dans les diverses classes d'émission, pour évaluer le niveau d'«optimalité» des émissions. Le Rapport 324 donne les relations qui doivent exister entre la «largeur de bande de référence» déterminée à ce niveau et la largeur de bande nécessaire, pour une série de classes d'émission.

## 2. Appareils de mesure pour la représentation des largeurs de bande

2.1 Un analyseur de spectre du type décrit au § 4.1.1 de la Recommandation 328 est indiqué pour être employé dans les stations de contrôle. Il permet d'analyser le spectre d'une émission en faisant passer chaque composante successivement à travers un filtre à bande étroite de fréquence fixe et en ajoutant le signal d'une hétérodyne externe, dont on modifie la fréquence, soit automatiquement, soit à la main.

Pour pouvoir mesurer les émissions à bande étroite, il faut un analyseur de spectre à pouvoir séparateur élevé si l'on désire obtenir une représentation précise de la répartition spectrale de l'émission. Un appareil type possède un pouvoir séparateur maximal de 10 Hz, la gamme de fréquences explorée étant réglable de 1 à 100 kHz et la vitesse d'exploration étant réglable de 1 à 30 balayages par seconde.

Pour l'étude des émissions à large bande, on dispose d'analyseurs qui comportent un récepteur complet, tout comme ceux destinés à être utilisés en liaison avec un récepteur d'usage général. Les caractéristiques d'un appareil type sont: gamme de 10 MHz à 44 GHz, bande explorée réglable de façon continue entre 200 kHz, ou moins, et 70 MHz (aux fréquences les plus élevées), vitesse d'exploration réglable entre 1 et 60 balayages par seconde.

Les analyseurs de spectre qui emploient un filtre unique pour explorer toute la bande à surveiller ont un inconvénient majeur, l'incompatibilité entre un pouvoir séparateur élevé et une grande vitesse d'exploration, surtout quand il s'agit d'étudier une bande très large. Une grande vitesse d'exploration est nécessaire pour que les composantes transitoires apparaissent bien. Cependant, quand on accroît cette vitesse, le pouvoir séparateur devient si médiocre que des composantes significatives de l'émission ne sont plus représentées avec précision. On a imaginé divers systèmes pour parer à ces inconvénients. L'une des méthodes consiste à découper la bande à observer en un certain nombre de sous-bandes (jusqu'à 18), que l'on explore individuellement. Les 18 tensions de sortie sont représentées simultanément sur un tube cathodique unique, ou sur des tubes séparés.

2.2 Le doc. [CCIR, 1963-66] décrit deux méthodes d'estimation de la largeur de bande occupée en fonction de la répartition de la puissance de l'émission. La première de ces deux méthodes s'applique principalement aux bandes d'ondes décamétriques, tandis que la seconde est considérée comme convenant aux émissions à bande assez large dans les gammes d'ondes métriques.

2.3 Un enregistreur du spectre de puissance est décrit dans le doc. [CCIR, 1959a]. Il donne un diagramme d'enregistrement de l'occupation du spectre en fonction de la puissance disponible à la sortie d'une antenne normale.

2.4 Le doc. [CCIR, 1962] décrit un appareil permettant de mesurer les écarts de fréquence, surtout dans les questions relatives au contrôle des émissions complexes et des emissions des systèmes synchrones multivoies à grande vitesse. Ce dispositif permet de mesurer simultanément les déplacements de fréquence de signaux multiplex et d'obtenir un contrôle visuel des signaux à déplacement de fréquence.

2.5 La référence [Mikhailov et autres, 1973] décrit un appareil automatique pour la mesure des largeurs de bande occupées dans la gamme 150 kHz à 30 MHz, par la méthode exposée au § 4.2.3de la Recommandation 328. Cet appareil peut également servir à mesurer les largeurs de bande «à $x$ dB» par la méthode décrite aux § 4.1 et 4.1.1de la Recommandation 328.

**3.** Une solution quelque peu différente a été fournie par la République fédérale d'Allemagne dans le doc. [CCIR, 1959b].

On s'est efforcé de déterminer la largeur de bande occupée par une émission, non pas en analysant le spectre, mais en examinant la forme du signal. Les expériences n'ont lieu que sur des signaux de classes A1A, A1B; on est parti du fait que la largeur de bande occupée est fonction de la durée minimale d'établissement (ou de disparition) des signaux émis (voir la Recommandation 328, § 3.1.3).

En ce qui concerne les effets des évanouissements, on a fait une comparaison entre 60 mesures isolées d'émissions A1A, A1B relevées à l'émetteur et à distance (jusqu'à 425 km); le résultat est que l'écart maximal a été de 16% et sa valeur moyenne de 4,8%. Les différences peuvent s'expliquer par la déformation du signal due à l'évanouissement. Des mesures faites lors d'un évanouissement profond ne donnent pas de résultats satisfaisants.

On a étudié l'effet du brouillage en superposant un signal A1A, A1B, non soumis à l'évanouissement, avec un signal brouilleur simulé de fréquence variable engendré localement. On a constaté que les signaux utiles peuvent encore être évalués avec un rapport signal/bruit aussi faible que 35 dB. Quand le rapport signal/bruit est inférieur à 35 dB, aucune évaluation n'est plus possible car la valeur à 10% du signal utile ne peut plus être reconnue.

**4.** Les analyseurs de spectre peuvent encore rendre des services pour reconnaître la classification d'émissions particulièrement complexes. Dans bien des cas, un observateur entraîné peut obtenir des renseignements intéressants, allant jusqu'à lui permettre de reconnaître l'émission, quand une émission possédant certaines combinaisons particulières de caractéristiques est examinée par un analyseur de spectre. Des photographies d'analyse spectrale de certaines émissions connues peuvent lui servir de référence aux fins de comparaison quand il se trouve en présence d'une émission qui pose des problèmes.

On a également tiré avantageusement parti d'analyseurs de spectre à l'occasion de mesures de fréquence faites en présence de brouillage, dans des cas où il était difficile de comparer la fréquence de l'appareil de mesure à la fréquence inconnue par un procédé acoustique. Si l'on observe les deux signaux sur l'analyseur de spectre, on peut régler la fréquence de l'appareil de mesure de manière à la rendre égale à celle de la porteuse inconnue ou à une composante discrète voulue.

**5.** Bien que les estimations de la largeur de bande en fonction des composantes discrètes affaiblies de moins de 6 dB, et de moins de 26 dB au-dessous du niveau de crête de l'émission, n'aient peut-être aucun rapport direct avec la «largeur de bande occupée» telle qu'elle est définie au numéro 147 du Règlement des radiocommunications, ces estimations peuvent être d'un intérêt considérable pour la détection d'émissions qui occupent des largeurs de bande excessives et qui peuvent causer des brouillages. L'application d'une méthode normalisée par toutes les stations de contrôle, pour notifier les estimations des largeurs de bande à l'IFRB devrait également permettre à cet organisme d'évaluer les rapports présentés par les différentes stations de contrôle (voir le Rapport 324).

## 6. Mesure des largeurs de bande des émetteurs en modulation de fréquence

Pour une bonne exploitation des réseaux de radiodiffusion, il est utile d'avoir une documentation écrite (enregistrement) des niveaux de modulation mesurés soit à l'origine des programmes, c'est-à-dire dans les studios, soit en plusieurs points des lignes de liaison (câbles ou faisceaux hertziens), soit à la réception, c'est-à-dire après que le signal a été rayonné par les émetteurs.

En Italie, on a obtenu d'excellents résultats et une réduction du personnel en utilisant des «analyseurs de crête de modulation», installés, avec des enregistreurs sur papier, à la sortie des studios radiophoniques de Rome, pour la surveillance des niveaux des signaux AF au départ, et au Centre de Contrôle de Monza pour la mesure du taux de modulation des émetteurs.

Les mesures sont faites en même temps, et les enregistrements sont comparés entre eux en cas d'anomalies pour en établir les causes.

Dans le cas des émetteurs en modulation de fréquence, où la largeur de bande des émissions dépend des niveaux des signaux de modulation, et lorsque ces signaux de modulation sont compris dans la bande des basses fréquences, les analyseurs de crête de modulation permettent d'effectuer le contrôle de la largeur de bande occupée, en donnant aussi son enregistrement.

Les analyseurs de crête de modulation sont des appareils électroniques (à niveaux) qui conservent pendant un temps suffisant (temps de mémoire) l'information correspondant au maximum du niveau atteint, pour que cette information puisse être reproduite correctement sur la bande de papier de l'enregistreur, indépendamment de la durée de la crête de modulation, de façon à donner des diagrammes dont l'interprétation soit facile et immédiate.

L'enregistreur de qualité ordinaire inscrit directement sur papier, puisque l'enregistrement est indépendant de l'action de la mesure, qui n'est influencée ni par l'inertie du mécanisme d'écriture ni par le frottement du stylet sur le papier.

Les caractéristiques de l'analyseur de crête de modulation sont les suivantes:

- Nombre des niveaux: 6

  (En considérant 0 dB = 100% de modulation, sur les instruments utilisés à la sortie des studios ou à l'entrée des lignes de transmission, les seuils des niveaux sont disposés pour les valeurs: −18, −8, −5,5, −3,1, −1,4, −0,9 dB, tandis que, sur les instruments utilisés pour mesurer les pourcentages de modulation des émetteurs, les seuils des niveaux sont disposés pour les valeurs: −4,6, −3,6, −2,7, −1,8, −0,9, +0,8 dB);

- Caractéristiques du redresseur: $n = 1$ (voir la Note 3 du Rapport 292);

- Temps de mémoire: 30 s;

- Vitesse de glissement de la bande de papier: 60 mm/h.

7. Un autre moyen permettant de mesurer la largeur de bande des émissions modulées en fréquence, décrit dans [CCIR, 1966-69c] est résumé ci-dessous:

Il est parfois difficile, en vue de procéder aux mesures de largeur de bande conformément à la Recommandation 443, de fixer un niveau de référence (0 dB) représentant la valeur de crête de l'émission. Cette difficulté, que l'on constate dans le cas des émissions à modulation de fréquence, provient de ce que l'amplitude de l'onde porteuse est alors réduite en cours de modulation. Pour certaines émissions (par exemple en hyperfréquences), la modulation est continue, de sorte que la puissance totale de l'émetteur est rarement rayonnée sur la fréquence porteuse, ce qui permettrait d'établir un niveau de référence. En modulation de fréquence, la puissance totale de sortie est constante, mais elle est répartie dans le spectre des fréquences émises conformément aux fonctions de Bessel. On a mis au point une méthode «de substitution» pour la mesure des largeurs de bande, dans laquelle on tire parti du fait que, si la partie uniforme de la largeur de bande d'un récepteur peut contenir toutes les composantes importantes d'un signal à modulation de fréquence, l'amplitude totale de la tension vue du détecteur ne varie pas avec la modulation. Cette méthode d'estimation des largeurs de bande ne peut s'appliquer qu'avec un signal stable et lorsque aucun évanouissement n'affecte l'émission au point où s'effectue la mesure, tout au moins pendant la durée de celle-ci.

Pour déterminer le niveau qui représente la puissance de sortie totale de l'émetteur à modulation de fréquence, on peut utiliser un voltmètre associé au récepteur, ce voltmètre étant commandé par un détecteur d'enveloppe et indiquant les valeurs relatives. Le niveau apparaît sur un analyseur de spectre relié à la sortie de l'étage de fréquence intermédiaire du récepteur. Ce système de mesure nécessite également l'emploi d'une source de signaux ayant une tension de sortie arbitraire mais variable, par exemple un fréquencemètre hétérodyne stable. Il faut, en outre, introduire un affaiblissement du signal et, à cette fin, l'analyseur de spectre ou le récepteur utilisé comporte généralement des affaiblisseurs.

Cette méthode exige que le signal désiré soit situé exactement au centre de la bande passante du récepteur; on obtient ce résultat en utilisant le voltmètre du récepteur comme appareil indicateur. La présence d'autres signaux du récepteur rendrait inopérant ce procédé d'étalonnage. L'observateur doit être certain que la partie uniformément plate de la largeur de bande du récepteur est suffisante pour contenir toutes les composantes de fréquence importantes de l'émission modulée. On prend note du niveau arbitraire fourni par le voltmètre, puis on déconnecte l'antenne et on introduit à l'entrée du récepteur le signal non modulé en faisant varier son amplitude

de sortie de telle manière que le voltmètre indique le niveau arbitraire précité. Ce signal non modulé, dont le niveau est le même que celui donné par le voltmètre pour l'émission modulée, est alors représenté sur l'analyseur de spectre avec un niveau de crête équivalent au niveau de référence (0 dB). On applique ensuite l'affaiblissement voulu (6 dB ou 26 dB), en utilisant de préférence des affaiblisseurs internes. Si l'on emploie des affaiblisseurs extérieurs, il faut, pour établir le niveau désiré, tenir compte de l'affaiblissement causé par les câbles de connexion sur la fréquence radioélectrique. En introduisant l'affaiblissement, on observe le niveau d'amplitude maximum du signal non modulé affiché sur l'écran de l'analyseur. Pour établir le niveau de crête, le meilleur moyen consiste à arrêter le balayage ou à le ralentir le plus possible, particulièrement en cas d'instabilité de l'oscillateur ou de modulation de fréquence accidentelle. Une fois l'affaiblissement du niveau enregistré sur l'analyseur de spectre, on supprime cet affaiblissement et on reconnecte l'antenne au récepteur, de manière à obtenir sur l'écran la représentation de l'émission désirée. L'observateur est alors en mesure de déterminer les limites de fréquence pour le niveau d'affaiblissement étalonné et de faire une estimation de la largeur de bande.

## 8. Mesure des largeurs de bande des émissions à ondes porteuses réduites ou supprimées

Le doc. [CCIR, 1970-74a] esquisse une méthode relativement simple, qui met en œuvre un équipement existant, pour mesurer la largeur de bande d'émissions à ondes porteuses réduites ou supprimées, dans une station de contrôle. A la base de cette méthode se trouve l'idée de mesurer la largeur de bande «à $x$ dB» par rapport au niveau de crête d'une émission, tel qu'indiqué par un analyseur de spectre; elle vise à établir le niveau de référence, c'est-à-dire le niveau à 0 dB. Cette méthode s'applique plus particulièrement à la mesure des émissions des types R3E et J3E. Le document décrit brièvement les techniques mises en œuvre, les conditions à satisfaire par l'équipement et la procédure de mesure, un schéma de principe étant fourni à l'appui.

## 9. Méthode de mesure de la largeur de bande des émissions de radiotélégraphie à modulation d'amplitude

D'après le doc. [CCIR, 1970-74b] la méthode de fixation du niveau de référence (0 dB) décrite au § 7 ci-dessus peut s'étendre au cas de la mesure de la «largeur de bande à $x$ dB» des émissions radiotélégraphiques à modulation d'amplitude et à modulation par impulsions. A l'entrée de l'analyseur de spectre relié à la sortie de l'étage FI du récepteur, on connecte un oscillographe à l'aide duquel on égalise l'amplitude du signal substitué et celle des signaux, dans les parties de ceux-ci où elle correspond à la porteuse non modulée. L'étalonnage de l'analyseur de spectre sur le signal substitué et l'analyse du spectre faite en vue de mesurer la largeur de bande «à $x$ dB» doivent être effectués à la même vitesse d'analyse. Le signal sinusoïdal substitué peut être appliqué soit à l'entrée du récepteur, soit à celle de l'analyseur de spectre auquel l'oscillographe est connecté. Ce dernier peut d'ailleurs être également connecté au circuit FI à large bande de l'analyseur de spectre lui-même.

**10.** On trouvera des données supplémentaires relatives à la mesure des largeurs de bande dans la Recommandation 328.

## 11. Mesures comparatives à distance de la largeur de bande par diverses méthodes

Le Document [CCIR, 1974-1978c] contient des renseignements sur les résultats des mesures comparatives de la largeur de bande occupée et des largeurs de bande à x dB, indiqués dans le Tableau I (c'est-à-dire des valeurs de la largeur de bande représentative), d'émetteurs utilisant les classes d'émissions A1B, F1B, F3C et F7BDX. La méthode de mesure est brièvement décrite au § 3 du Rapport 324.

Les résultats des mesures confirment la validité de cette méthode pour les mesures à distance des largeurs de bande d'émission des émetteurs, c'est-à-dire aux fins de contrôle des émissions, tout au moins dans des conditions de champ stable.

## 12. Effet du bruit sur la précision des mesures de la largeur de bande des émissions effectuées à l'aide de diverses méthodes

12.1 Le doc. [CCIR, 1974-78b] expose les résultats des études [Pavliouk, 1972] de l'effet du bruit sur la précision des mesures de largeur de bande obtenue avec les méthodes suivantes:

12.1.1 Méthode de mesure directe de la largeur de bande occupée à partir du rapport des puissances (Recommandation 328, § 4.2);

12.1.2 Méthode de mesure directe de la largeur de bande «à $x$ dB» (Recommandation 328, § 4.1);

12.1.3 Méthode de mesure indirecte de la largeur de bande occupée fondée sur le taux de décroissance des spectres hors bande (Recommandation 328, § 4.3.1).

On admet que le bruit est uniformément réparti sur la bande passante du récepteur. Dans l'étude de la première méthode, on a également tenu compte du bruit concentré dans la largeur de bande occupée et dans le filtre de mesure (c'est-à-dire dans le spectre hors bande).

L'enveloppe spectrale de l'émission mesurée a été évaluée de manière approximative par les fonctions de puissance et les fonctions exponentielles, comme le montre le Rapport 324.

Les résultats des calculs sont représentés dans les Fig. 1 à 3 comme étant les relations entre les erreurs de mesure relatives ($\delta ij$) ($i$: indice de la méthode de mesure, $j$: indice de l'approximation de l'enveloppe spectrale) et le rapport $Z$ entre la densité de puissance spectrale du signal à la limite de la largeur de bande mesurée et la densité de puissance spectrale moyenne du bruit sur cette largeur de bande. Le taux de décroissance du spectre hors bande est indiqué le long des courbes en décibels par octave (dans le cas du deuxième type d'approximation, il s'agit de la première octave). Le paramètre $\varepsilon$ est égal au rapport de la bande passante du filtre de mesure (première méthode) et la largeur de bande mesurée, le paramètre $h$ étant égal au rapport entre la bande passante du filtre de l'analyseur de spectre et la largeur de bande mesurée. $\delta_3(k)$ caractérise l'erreur associée à la troisième méthode de mesure lorsque la pente du spectre est évaluée sur la portion hors bande, alors que $\delta_3(p)$ se réfère à la portion dans la bande à la limite de la largeur de bande mesurée. Les données expérimentales sont représentées par les courbes en tirets.

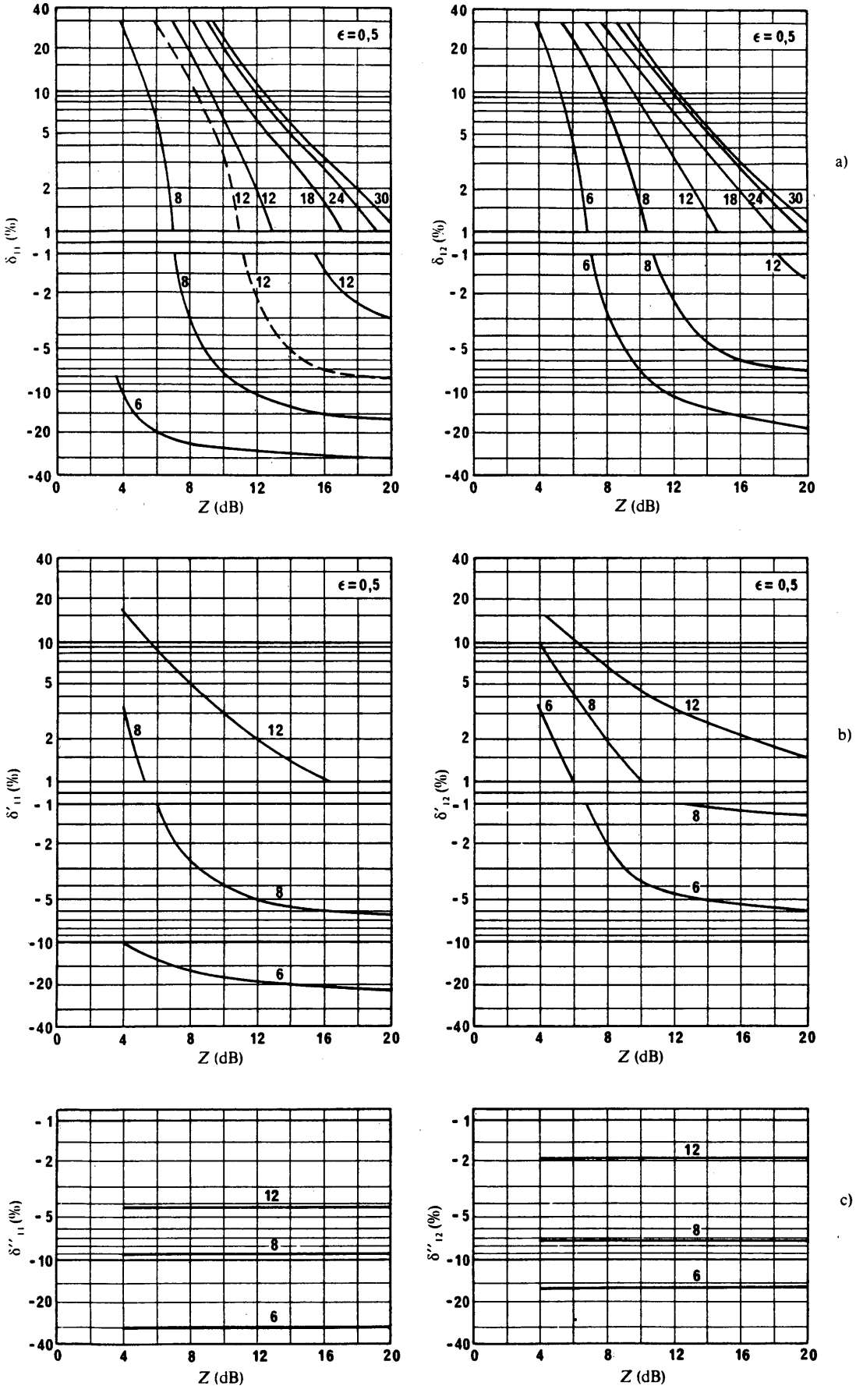



FIGURE 1 — *Rapport entre l'erreur de pourcentage (δ) sur les mesures de la largeur de bande occupée faites au moyen de la méthode directe et le rapport signal/bruit (Z) pour diverses valeurs de N*

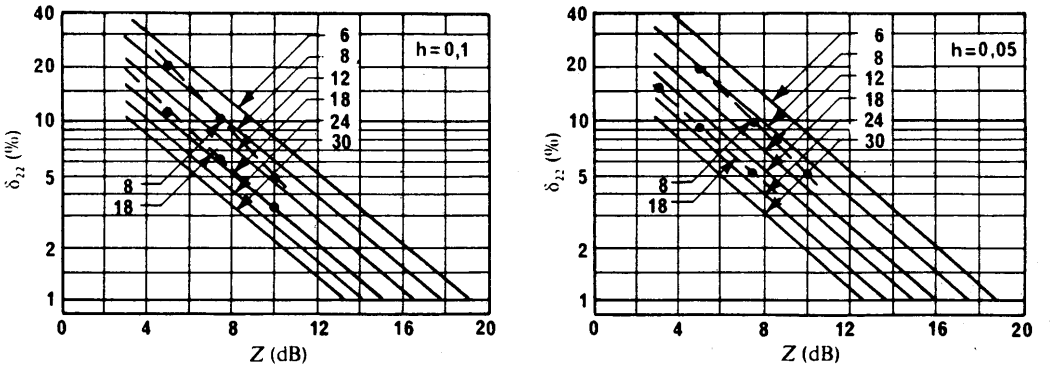



FIGURE 2 – *Rapport entre l'erreur de pourcentage (δ) sur les mesures de la largeur de bande «à x dB» et le rapport signal/bruit (Z) pour diverses valeurs de N*

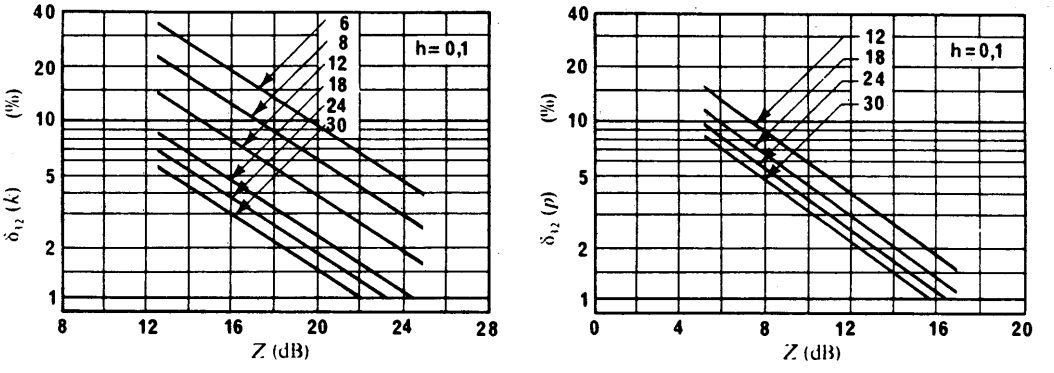



FIGURE 3 — *Rapport entre l'erreur de pourcentage (δ) sur les mesures de la largeur de bande occupée faites au moyen de la méthode indirecte et le rapport signal/bruit (Z) pour diverses valeurs de N*

12.2 On peut tirer de ces données les conclusions suivantes:

12.2.1 En présence de bruit, on obtient une plus grande précision avec la deuxième méthode qu'avec la première. L'erreur de mesure est particulièrement importante lorsque le bruit se produit dans la bande passante du filtre de mesure et se concentre dans la partie du spectre hors bande ayant le niveau le plus faible.

12.2.2 En présence de bruit, la précision obtenue avec la troisième méthode de mesure dépend de la portion du spectre (dans la bande ou hors bande) utilisée pour évaluer la largeur de bande dans laquelle la densité de puissance spectrale est réduite de 10 dB. Si cette évaluation repose sur la partie du spectre dans la bande, on obtient avec la troisième méthode une précision de mesure qui est pratiquement la même qu'avec la deuxième méthode.

12.2.3 Les erreurs calculées à partir des divers types d'approximation de l'enveloppe du spectre ne font apparaître que des différences minimes.

12.2.4 Avec la première méthode, l'erreur due au bruit peut être compensée par le choix approprié de la bande passante du filtre de mesure. Toutefois, en pratique, cette compensation est compliquée à réaliser dans la mesure où le signe et l'ampleur de l'erreur sont fonction de la pente du spectre et de la puissance de bruit relative.

12.2.5 La bande passante du filtre d'analyse n'a qu'un léger effet sur la précision de mesure obtenue avec la deuxième et la troisième méthode. En réduisant de moitié la bande passante du filtre, on n'améliore la précision que de 2 à 3%.

## 13. Conclusions

Pour pouvoir évaluer la précision de la mesure de la largeur de bande que l'on peut obtenir dans les stations de contrôle, il faut entreprendre des études en vue de comparer ces mesures avec celles qui ont été faites, conformément à la définition de la «largeur de bande occupée» du numéro 147 du Règlement des radiocommunications. Ces comparaisons devraient porter également sur les mesures relatives à diverses classes d'émission, dans de bonnes conditions de réception et en présence de brouillages. En outre, des données comparatives sur toute nouvelle méthode de mesure de la largeur de bande faciliteront l'évaluation de ces méthodes par la Commission d'études 1.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

MIKHAILOV, V. A., PAVLIOUK, A. P. et TOUZKOV, E. G. [1973] Equipement pour la mesure des largeurs de bande des émissions radioélectriques (en russe), *Elektrosviaz*, 7.

PAVLIOUK, A. P. [1972] Etude de l'effet du brouillage sur la précision que l'on peut obtenir dans les mesures de largeur de bande des émissions (en russe). *Trudy NIIR*, **2**.

*Documents du CCIR*

[1959] Los Angeles: **a.** VIII/13; **b.** VIII/10 (République fédérale d'Allemagne).

[1962] Washington: VIII/29.

[1963-66]: VIII/76 (Japon).

[1966-69]: **a.** VIII/64 (URSS); **b.** VIII/66 (URSS); **c.** VIII/48 (Etats-Unis d'Amérique).

[1970-74]: **a.** 1/18 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 1/43 (URSS).

[1974-78]: **a.** 1/55 (URSS); **b.** 1/153 (URSS).

## BIBLIOGRAPHIE

GOUREVITCH, M. S. [1963] *Spektry radiosignalov* (Spectre des signaux radioélectriques). Sviazizdat, Moscou.

LARI, G. [octobre 1965] Mesures de taux de modulation du Centre de Contrôle de la RAI à Monza. *Revue de l'UER*, Cahier A – Technique, **93**, 209-214.

Normes URSS [1976] Obshchesoyuznye normy na shirinu polosy radiochastot i vnepolosnye spektry izlucheny radioperdayushchikh ustroistv grazhdanskogo naznacheniya. (Normes appliquées en URSS pour les largeurs de bande radioélectrique et les spectres hors bande, pour les émetteurs civils) (en russe). *Sviaz*, Moscou, URSS.

TARASSOV, N. S. et PAVLIOUK, A. P. [1966] Izmérénié chiriny polossy izloutchénia pérédatchikov v diapazone 10 kHz-30 MHz (Mesure de la largeur de bande des émissions dans la gamme de 10 kHz à 30 MHz) (en russe). *Vestnik Sviazi*, **12**.

RAPPORT 272-5 *

# MESURE DES FRÉQUENCES DANS LES STATIONS DE CONTRÔLE

(Question 22/1)

(1956-1959-1963-1966-1970-1974-1982-1986)

Dans la Question 22/1, on demande des renseignements sur la valeur souhaitable du rapport entre l'erreur sur la mesure de la fréquence des émissions et les tolérances admises, et sur la précision requise pour des émissions sur des fréquences pouvant atteindre, dans certains cas, au moins 10,5 GHz.

On trouve dans les doc. [CCIR, 1962a, b, c, d, e; 1963-66; 1966-69a, b, c, d, e, f, g; 1970-74a, b; 1982-86] des indications sur l'appareillage, la précision et les méthodes de mesure. On peut présumer, de la façon suivante, les données que l'on possède actuellement sur cette question.

## 1. Généralités

1.1 Lorsqu'on effectue une mesure de fréquence donnée sur une station radioélectrique, il faut, pour estimer la précision de cette mesure, connaître tous les facteurs (à l'exception peut-être de l'effet Doppler) dont dépend l'erreur. L'expérimentateur devrait connaître les diverses erreurs élémentaires, qui sont: l'erreur maximale affectant l'étalon de fréquence pris comme référence, l'erreur maximale due à l'instabilité de l'oscillateur d'interpolation et l'erreur commise dans le réglage de cet oscillateur pour obtenir un battement nul avec le signal. Etant donné que l'on ignore le sens des erreurs (exception faite de l'erreur sur l'étalon de référence), on calculera provisoirement l'erreur totale, jusqu'à ce qu'on ait obtenu une réponse à la Question 22/1, en admettant qu'elles sont toutes de même sens, compte tenu de l'erreur connue sur l'étalon de référence.

1.2 On estime qu'il est préférable d'adopter une valeur modérée du rapport erreur/tolérance, pouvant s'appliquer à la majorité des mesures de fréquence, plutôt qu'une valeur difficile à réaliser. Dans ces conditions, les dispositifs de mesure pourront fonctionner bien en deçà de leurs possibilités extrêmes et l'on est alors plus certain que toutes les mesures resteront dans les limites de précision désirées.

1.3 Il apparaît que le rapport 1/10 entre l'erreur de mesure et la tolérance est le critère général raisonnable à retenir au moins jusqu'à ce que l'on soit parvenu à des conclusions dans l'examen de la Question 22/1. Il serait peut-être souhaitable d'adopter, lors de cette étude, une méthode statistique permettant de mesurer avec précision une fréquence inconnue [CCIR, 1962c].

## 2. Précision

On peut donner les indications suivantes au premier paragraphe de la Question 22/1 (Précision des mesures de fréquence pouvant être obtenue dans les stations de contrôle):

2.1 La précision de l'étalon secondaire *P* (voir Tableau I) d'une installation de mesure de fréquence est déterminée par étalonnage. Les étalons couramment utilisés actuellement, y compris ceux qui sont destinés au service mobile, permettent d'obtenir une stabilité de $\pm 1 \times 10^{-9}$ ou mieux. Il est possible que la précision ne dépasse pas $\pm 1 \times 10^{-7}$ lorsque les émissions de fréquences étalon sont reçues par propagation de l'onde. Toutefois, en choisissant, aux fins de comparaison, une heure du jour pendant laquelle les conditions de propagation de l'onde ionosphérique sont les plus stables (généralement autour de midi au point milieu du trajet) et en poursuivant la comparaison pendant plusieurs minutes, on obtient aisément une précision de quelque $10^{-8}$. Lorsqu'il s'agit d'émissions par onde de sol en ondes décamétriques ou d'émissions utilisables en ondes myriamétriques et kilométriques en provenance de stations de fréquences étalon, on peut maintenir la précision de l'étalon secondaire à un niveau supérieur à $\pm 1 \times 10^{-8}$.

Lorsqu'une plus grande précision est nécessaire, que ce soit pour des installations fixes ou mobiles, il est possible d'utiliser un étalon de fréquence atomique. Il existe de tels étalons d'un poids inférieur à 20 kg ne consommant pas plus de 50 W et dont la précision est de $\pm 1 \times 10^{-9}$ ou mieux.

2.2 Les méthodes de mesure généralement employées reviennent à déterminer la fréquence instantanée reçue. Par conséquent, lorsque les mesures portent sur des stations éloignées, il faut tenir compte des déplacements de fréquence causés par la variation des conditions de propagation (effet Doppler, par exemple).

Le doc. [CCIR, 1966-69c] donne sur la base de mesures effectuées, certaines valeurs pour l'influence du trajet de transmission sur les mesures des fréquences. Dans la bande d'ondes décamétriques, ce document indique que, de nuit, ces excursions de fréquence peuvent atteindre $\pm 3 \times 10^{-7}$. Si l'émetteur et le récepteur se trouvent tous deux dans la région diurne, les variations de fréquence sont dans la plupart des cas inférieures à $\pm 3 \times 10^{-8}$. Pour les ondes myriamétriques et kilométriques, on a observé à l'émission des variations de fréquence de l'ordre de $10^{-9}$.

---

* Ce Rapport résulte de la fusion des Rapports 272 et 365. Le Rapport 365 est, en conséquence, supprimé.

2.3 Le doc. [CCIR, 1966-69f] propose que des règles uniformes soient établies pour déterminer l'erreur de mesure et pour son mode de présentation, en particulier dans la «Nomenclature de stations internationales de contrôle». Compte tenu également du doc. [CCIR, 1966-69c], il est proposé que, pour chaque classe d'émission, la valeur de l'erreur des mesures de fréquence dans les stations de contrôle soit présentée sous la forme suivante:

$$\text{Erreur} = P \times f + x \qquad \text{Hz} \qquad (1)$$

où:

$P$: précision (en millionièmes) de l'étalon de fréquence utilisé pour les mesures, obtenue par l'étalonnage de celui-ci;

$f$: fréquence mesurée (Hz);

$x = y + z$;

$y$: erreur (en Hz) liée à l'ordre de l'harmonique utilisée dans l'appareil de mesure de fréquence (à l'exclusion de l'erreur de l'étalon);

$z$: erreur (en Hz) introduite dans la partie réceptrice de l'appareil (par exemple les variations de phase ou les phénomènes transitoires) indépendante de l'ordre de l'harmonique utilisée dans l'appareil de mesure.

En outre, il est proposé que l'erreur due à la méthode soit considérée comme la valeur maximale (exprimée en valeur absolue) de la répartition gaussienne des erreurs pour laquelle, avec un niveau de confiance de $1 - \alpha = 95\%$, on aura une probabilité de 1% d'erreurs supérieures (en valeur absolue) à la valeur ainsi calculée, et que pour la détermination des valeurs de $x$ on adopte la méthode décrite dans le Rapport 422 (Genève, 1982).

2.4 La précision est pratiquement la même pour les émissions dont une composante discrète identifiable est égale à la fréquence assignée, que pour les émissions non modulées. En ce qui concerne les émissions dont les composantes discrètes peuvent être identifiées sur des fréquences autres que la fréquence assignée, le facteur de limitation est la précision avec laquelle on connaît le déplacement.

2.5 En présence d'évanouissements, et dans le cas où la mesure se fait en utilisant les figures se dessinant sur l'écran d'un oscilloscope, on ne peut effectuer cette mesure que si l'intensité du signal est suffisante: c'est ainsi que les émissions de classe A1A et A1B ne peuvent être mesurées qu'aux moments correspondant à la position du travail et non aux moments où le champ a la valeur minimale. Dans ces conditions, il est possible d'obtenir les précisions dont les valeurs sont données dans le Tableau I.

TABLEAU I - *Précision des mesures de fréquence (Hz) que l'on peut obtenir, dans les conditions de réception optimales, dans les stations de contrôle utilisant des méthodes courantes*

| Classe d'émission | Méthode de mesure | | |
|---|---|---|---|
| | Avec synthétiseur de fréquences | Avec oscillateur de transfert et compteur électronique | |
| | | Temps de comptage: 10 s | Temps de comptage: 1 s |
| N0N, A2A, A2B, A3E, B8E | $P \times f + 0{,}4$ | $P \times f + 0{,}5$ | $P \times f + 1{,}7$ |
| A1A, A1B | $P \times f + 0{,}7$ | $P \times f + 0{,}6$ | $P \times f + 1{,}8$ |
| F1B, F7BDX (maximum environ 75 bauds) | $P \times f + 2{,}5$ | $P \times f + 2{,}8$ | $P \times f + 2{,}8$ |

*Note 1.* - En supposant que la résolution du synthétiseur est de 0,1 Hz.

*Note 2.* - *P:* précision de l'étalon de fréquence utilisé. Pour un étalon de fréquence atomique, $P = 1 \times 10^{-10}$ ou mieux; lorsqu'on utilise les transmissions de fréquence étalon dans la bande des ondes décamétriques par onde ionosphérique, la précision peut ne pas dépasser $P = 1 \times 10^{-7}$.

*Note 3.* - *f:* fréquence en Hz.

*Note 4.* - Dans l'équipement de mesure de fréquence, l'ordre de l'harmonique ne devrait pas dépasser 3 ou 4.

*Note 5.* - Les valeurs ci-dessus représentent les erreurs qui ne sont pas dépassées dans 99% des cas (voir le Rapport 422 (Genève, 1982)).

*Note 6.* - La méthode décrite au § 2 du Rapport 273 permet d'obtenir une précision des mesures de fréquence des signaux stables A3E égale à: $P \times f + 0{,}01$ (Hz).

2.6 En présence de brouillages mutuels entre deux stations à modulation d'amplitude, on peut toujours mesurer la fréquence de la station la moins puissante avec la précision indiquée au Tableau I, si les porteuses des stations désirée et non désirée sont espacées d'au moins 40 Hz. Si les champs utile et brouilleur sont dans le rapport 1/1, on peut obtenir des mesures valables, avec la précision indiquée dans le Tableau I, avec un écart entre porteuses de 12 Hz seulement. Pour un rapport de 2/1 entre les champs, l'écart de fréquence minimal entre les porteuses doit être de 2 Hz, pour obtenir des résultats satisfaisants. On peut obtenir les hauts degrés de précision ci-dessus, malgré le brouillage d'autres stations, grâce à l'observation visuelle des figures de Lissajous sur l'écran de l'oscilloscope; pour faire apparaître ces figures, on applique aux paires de plaques de l'oscilloscope, d'une part, le battement d'hétérodyne entre le signal reçu et la fréquence de comparaison, d'autre part, une fréquence étalon fixe (1000 Hz). Lorsqu'on utilise un radiogoniomètre pour la réception de stations dont les émissions se brouillent mutuellement, on peut améliorer le rapport de leurs champs à l'entrée du récepteur, et l'on parvient à effectuer des mesures avec les précisions indiquées dans le Tableau I pour un espacement entre porteuses encore plus faible.

La méthode et l'instrumentation décrites au § 2 du Rapport 273 permettent d'obtenir la précision spécifiée dans la Note 6 du Tableau I pour des signaux A3E stables, avec un espacement de fréquence d'au moins 1 Hz et des différences de niveau pouvant aller jusqu'à 60 dB.

2.7 Deux stations à modulation de fréquence qui se brouillent mutuellement peuvent être mesurées, même pour des valeurs défavorables du rapport entre les champs, si les porteuses de ces stations sont séparées par un écart minimal de 2 à 3 kHz. On effectue des mesures pendant les repos de modulation en faisant battre la porteuse utile avec la fréquence de comparaison et en observant les résultats sur un écran panoramique. La précision réalisable est meilleure que ± 500 Hz. Ici également, l'emploi d'une méthode radiogoniométrique permet d'affaiblir suffisamment l'intensité du signal brouilleur à la réception, d'où la possibilité d'obtenir les précisions du Tableau I.

2.8 En cas d'instabilité de la porteuse, deux méthodes peuvent être envisagées: on peut effectuer toute une série de mesures de fréquence instantanées en employant un oscilloscope ou bien, si la fréquence de la porteuse subit des variations rapides, on peut déterminer la fréquence centrale au moyen d'un discriminateur ou d'un adaptateur panoramique; la précision de mesure des fréquences extrêmes est alors d'environ ± 50 Hz.

2.9 Pour les émissions à porteuse manipulée, on peut employer la méthode de l'oscilloscope. On obtient, pour la précision, les valeurs énumérées dans le Tableau I.

Pour les classes d'émission F7BDX, chaque nouveau train d'ondes des fréquences décalées commence par une position de phase indéterminée. Par conséquent, on ne peut mesurer la fréquence qu'après un changement de position de phase au cours d'un train d'oscillations. Ainsi, la précision possible est limitée, surtout dans le cas d'une manipulation par décalage de fréquence à grande rapidité (100 bauds environ ou plus, par exemple).

2.10 Dans le cas des émissions à porteuse supprimée, on peut mesurer les différentes fréquences individuelles, telles que celles mentionnées aux § 2.5, 2.6, 2.7, 2.8 et 2.9 qui sont contenues dans le spectre de l'émission; la précision est alors celle indiquée dans les alinéas respectifs. Pour une émission à porteuse non complètement supprimée, la mesure peut être faite avec la précision indiquée au § 2.6.

2.11 La détermination de la fréquence centrale des émissions complexes pose un problème difficile lorsqu'on ne connaît pas le spectre de l'émission, en particulier lorsqu'on a affaire à un signal sans porteuse discrète et que toutes les fréquences audibles du système (dans le cas d'un système à plusieurs fréquences audibles) ne sont pas transmises. Du point de vue des stations de contrôle des émissions, la mesure des émissions à bandes latérales indépendantes (BLI) et des émissions à bande latérale unique (BLU) serait facilitée si une porteuse était transmise, mais cela n'est souvent pas possible si l'on tient compte des exigences de beaucoup de systèmes actuels.

Pour bien des émissions à bandes latérales indépendantes, la connaissance préalable du système peut aider à repérer la position de la porteuse et faciliter ainsi la détermination de la fréquence centrale. Ceci montre combien il importe de décrire clairement toutes les émissions lors de la notification d'assignation de fréquence. Les émissions à bandes latérales indépendantes, qui utilisent deux fréquences audibles ou des sous-porteuses modulées par déplacement de fréquence, posent des problèmes particulièrement ardus car, dans certains cas, il est impossible de les distinguer des émissions F1B. Pour faciliter la mesure des types d'émissions les plus complexes, certaines compagnies d'exploitation ont adopté des modes de désignation qui permettent d'identifier séparément les bandes latérales et les sous-porteuses. On peut, de façon analogue, utiliser un système de désignation particulier pour indiquer la position de la fréquence centrale par rapport à la fréquence assignée.

2.12 Dans les cas où une fréquence caractéristique (voir le numéro 143 du Règlement des radiocommunications) a été définie, qu'il s'agisse par exemple d'une porteuse réduite ou partiellement supprimée ou d'une fréquence pilote (voir le § 2.2.2 de la Recommandation 379), il est souvent commode de mesurer cette fréquence caractéristique en réglant la fréquence d'un oscillateur RF variable, de grande stabilité, de manière qu'elle coïncide aussi exactement que possible avec la fréquence caractéristique observée au moyen d'un analyseur de spectre à pouvoir de séparation élevé. On peut alors déterminer avec précision la fréquence de l'oscillateur RF selon des méthodes courantes et calculer l'écart par rapport à la fréquence assignée. Lorsqu'on utilise cette méthode pour les mesures dans la bande 7 (3 à 30 MHz), il est recommandé d'utiliser un analyseur de spectre ayant un pouvoir séparateur maximal, avec des balayages réduits de 10 Hz (voir la Recommandation 182, § 2) et un oscillateur RF variable ayant une stabilité à court terme (10 s) de $5 \times 10^{-7}$, ou mieux.

2.13 Le doc. [CCIR, 1963-66] décrit une méthode qui permet d'évaluer de façon approximative la fréquence de la porteuse supprimée d'une émission de classe J3E, en mesurant la fréquence de l'oscillateur de démodulation du récepteur, quand cet oscillateur est réglé de manière à obtenir l'articulation et l'intelligibilité optimales des signaux vocaux. Des essais effectués dans des conditions variables de niveau de signal et de bruit ont montré que, dans les bandes d'ondes décamétriques, cette méthode peut donner, dans beaucoup de cas, une précision meilleure que 30 Hz.

Le doc. [CCIR, 1970-74a] décrit une méthode d'après laquelle, dans les conditions de fonctionnement normales, la fréquence de l'onde porteuse supprimée d'une émission de la classe J3E peut être déterminée avec une précision de l'ordre de ± 4 Hz. Cette méthode repose sur le fait que le spectre d'une voyelle pure de la voix humaine ne contient que la fréquence fondamentale pertinente et ses harmoniques. La fréquence de l'oscillateur du récepteur est d'abord réglée à moins de 30 Hz de celle de l'onde porteuse supprimée, par des moyens analogues à ceux décrits précédemment, après quoi on peut procéder à un autre réglage à moins de 4 Hz près en observant à l'oscilloscope une figure de Lissajous formée pendant la réception du contenu en voyelles d'une émission.

2.14 Dans le cas d'émissions à plusieurs fréquences audibles, les caractéristiques de ces émissions étant connues, la détermination des positions respectives des diverses composantes de l'émission, au moyen d'un analyseur de spectre et d'un oscillateur à fréquence variable servant la référence de fréquence, peut permettre de déterminer la fréquence centrale avec une précision assez bonne. Une autre méthode, apparentée à la précédente, consiste à photographier l'image du spectre, en même temps que des repères de fréquence connus.

## 3. Appareils et méthodes de mesure

3.1 Pour les mesures au-dessus de 50 MHz, les appareils servant à la mesure des fréquences, utilisés dans les divers pays, diffèrent à ce point que, de façon générale, il n'est guère possible de faire sur eux autre chose que des commentaires d'ordre général. Les administrations préfèrent généralement faire les mesures avec des appareils presque identiques à ceux qu'elles utilisent pour mesurer les fréquences inférieures à 50 MHz. L'extension à une gamme supérieure s'effectue en utilisant les harmoniques, soit d'un étalon secondaire, soit d'un oscillateur d'interpolation stable ou bien en utilisant une méthode de synthèse de fréquences qui permet d'obtenir une fréquence réglable unique. Tous les appareils sont pourvus de cadrans à lecture directe, associés, soit à des compteurs électroniques, soit à des indicateurs visuels tels que des appareils de mesure à aiguille ou des oscilloscopes.

3.2 En ce qui concerne les appareils et méthodes préférés pour la mesure de la fréquence des émissions à modulation de fréquence, il est possible de mesurer la porteuse par l'une quelconque des méthodes habituelles, pendant les intervalles de suppression de la modulation. En présence de la modulation, il est courant de mesurer la fréquence moyenne à l'aide d'un compteur de fréquence. Dans bien des transmissions de programme, les excursions de crête de la fréquence porteuse dans le sens négatif et dans le sens positif peuvent être très différentes sans que la porteuse moyenne varie. Cette dissymétrie peut provenir, par exemple, de certaines combinaisons d'un son fondamental et de ses divers harmoniques. Dans ces conditions, la moyenne sur une période de plusieurs cycles de la fréquence de modulation la plus basse sera sensiblement égale à la fréquence de la porteuse non modulée. Il en résulte que la méthode de la moyenne est valable dans toutes les conditions normales, à condition que la durée de comptage soit longue par rapport à la période de la fréquence de modulation la plus basse. Naturellement, l'instabilité de l'émetteur déplacera la fréquence moyenne de la porteuse si bien que la fréquence indiquée par le compteur différera quelque peu de la valeur de la fréquence porteuse au repos.

3.3 *Mesure des fréquences en ondes hectométriques et décamétriques*

On utilise des méthodes différentes pour mesurer les fréquences des signaux reçus dans ces bandes. Ces signaux dont il s'agit sont souvent de nature intermittente, aussi le comptage direct ne convient-il pas et l'on doit recourir à une comparaison avec un signal engendré localement. Une méthode classique consiste à comparer un signal de haute stabilité engendré localement avec le signal FI du récepteur; la comparaison se fait à l'oscilloscope de manière à obtenir des figures de Lissajous 1 : 1. Une ou plusieurs fréquences des oscillateurs de conversion sont synthétisées à partir d'une source de grande stabilité, si bien que l'on peut souvent obtenir la valeur de la fréquence par la mesure de la fréquence d'un seul oscillateur à fréquence variable (VFO).

Si le récepteur est complètement synthétisé jusqu'à une résolution suffisante (1 Hz au moins), la méthode de mesure de fréquence se ramène à fournir une fréquence stable égale à la FI et à la comparer avec la FI au moyen des figures de Lissajous sur un oscilloscope. Pour comparer des signaux permanents, on peut recourir à toutes sortes d'indicateurs de battement mais, s'il s'agit de signaux intermittents, la préférence doit aller à l'oscilloscope.

3.4 Le doc. [CCIR, 1962c] met l'accent sur l'importance et l'utilité des analyses statistiques de résultats fournis par les mesures de fréquence. Ce document propose, d'autre part, une méthode permettant d'obtenir la précision voulue dans la mesure d'une fréquence inconnue, au moyen de la détermination de l'écart type d'un certain nombre de mesures portant sur une fréquence connue.

3.5 Le doc. [CCIR, 1962d] donne des indications sur la précision globale réalisable dans la mesure des fréquences à l'intérieur de la gamme de 1 à 10 GHz, lorsqu'on utilise un analyseur de spectre type ayant les caractéristiques suivantes: pouvoir séparateur variant entre 8 kHz pour un balayage de 250 kHz et 100 kHz pour un balayage de 70 MHz, ce qui correspond respectivement à $\pm 8 \times 10^{-6}$ et $1 \times 10^{-4}$ à la fréquence de 1 GHz. Il semblerait donc possible d'obtenir une précision de $\pm 1 \times 10^{-5}$ dans le cas où l'émission contient une composante discrète dont la position par rapport à la fréquence porteuse non modulée est connue avec précision. Dans les cas où l'on peut avoir à la sortie une fréquence de battement, la précision de la mesure peut être portée à $\pm 1 \times 10^{-6}$ ou mieux.

3.6 D'après les doc. [CCIR, 1966-69a et b] l'introduction du décalage de précision dans les émetteurs de télévision et le rétrécissement des tolérances de fréquence pour obtenir une meilleure utilisation du spectre ont exigé l'achat exigé l'achat d'installations de mesure de fréquence d'une précision de l'ordre de $10^{-10}$. D'après le doc. [CCIR, 1966-69b], on peut faire des mesures d'une telle précision en employant des synthétiseurs commutables par bonds de 10 Hz ou de 1 Hz et dont l'échelle finale d'interpolation comporte une précision d'ajustement pouvant s'approcher de ± 0,03 Hz ou de ± 0,003 Hz selon la décade finale utilisée. Ceci suppose que la précision de l'étalon de fréquence est d'environ $10^{-11}$.

Il est en outre indiqué que les vérifications de la division de l'échelle d'interpolation effectuées selon la méthode décrite dans le doc. [CCIR, 1966-69b] ont montré qu'au bout de plusieurs années de service, on ne constatait aucun écart dépassant la limite d'erreur de 0,03 Hz ou de 0,003 Hz.

3.7 Le doc. [CCIR, 1970-74b] décrit une version améliorée pour la mesure de la fréquence d'émissions à déplacement de fréquence qui fait appel à l'enregistrement de la phase. On obtient ainsi une meilleure précision qu'avec la méthode des figures de Lissajous, à condition que les phases des différents signaux transmis sur la même fréquence soient indépendantes les unes des autres.

3.8 *Méthode de mesure des fréquences avec commande à distance*

A l'heure actuelle, on a tendance à implanter les stations de réception en bandes décamétriques dans des zones éloignées de la station principale, car il faut disposer d'un vaste terrain pour déployer les antennes et un environnement exempt de bruit artificiel. En conséquence, la station de réception et ses équipements de mesure des fréquences seront commandés depuis une station éloignée.

Un exemple de configuration d'équipement de mesure des fréquences est représenté dans le doc. [CCIR, 1982-86]; l'équipement comprend les appareils suivants:

| | |
|---|---|
| – commutateur d'antennes<br>– récepteur à BLI<br>– adaptateur du récepteur<br>– organes de télécommande | dans la station de réception sans personnel |
| – console de mesure<br>– organes de télécommande | dans la station de contrôle |

Le récepteur BLI, adapté aux circuits de télécommunication du service fixe, peut être télécommandé et sa gamme de fréquences s'étend de 4 à 28 MHz. L'adaptateur du récepteur est tel qu'aucune modification au récepteur BLI n'est nécessaire.

Les organes de télécommande n'ont pas seulement pour but la commande et le contrôle du commutateur d'antenne et du récepteur, mais ils transmettent aussi les données fournies par l'adaptateur. Ils sont reliés entre eux par des circuits de qualité téléphonique d'une liaison hertzienne.

La précision de mesure est de ± 1 Hz. L'étalonnage s'effectue par réception de signaux qui proviennent d'une station à fréquence étalon située à 60 km de la station de réception.

Le principe et la procédure de mesure des fréquences sont exposés dans le doc. [CCIR, 1982-86].

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

*Documents du CCIR*

[1962] Washington: **a.** VIII/1 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** VIII/13 (Japon); **c.** VIII/18 (Japon); **d.** VII/27 (Royaume-Uni); **e.** VIII/28 (Royaume-Uni).

[1963-66]: VIII/78 (Japon).

[1966-69]: **a.** VIII/4 (République fédérale d'Allemagne); **b.** VIII/53 (République fédérale d'Allemagne); **c.** VIII/54 (République fédérale d'Allemagne); **d.** VIII/6 (Japon); **e.** VII/44 (Belgique); **f.** VIII/45 (Portugal); **g.** VIII/46 (Portugal).

[1970-74]: **a.** 1/108 (Japon); **b.** 1/12 (Allemagne (République fédérale d')).

[1982-86]: 1/9 (Japon).

BIBLIOGRAPHIE

NBS [1977] *Time and Frequency User's Manual.* National Bureau of Standards, Tech. Note 695, US Dept. of Commerce, Washington, DC, 129.

VALET, G. et GERINGER, N. [1965] Centres d'écoute et de mesure des organismes de radiodiffusion. Union européenne de radiodiffusion, Monographie technique. N° 3102, Chapitres III et IV.

---

RAPPORT 978-1

## IDENTIFICATION AUTOMATIQUE DES STATIONS RADIOÉLECTRIQUES

(Question 34/1)

(1986-1990)

### 1. Introduction

Le Règlement des radiocommunications impose que toutes les transmissions puissent être identifiées, à l'aide de signaux d'identification ou par d'autres moyens.

### 2. Méthode d'identification pour les services en ondes décamétriques

2.1 Les types de systèmes de radiotélétype automatiques, les méthodes de modulation et les équipements d'émission radioélectriques associés sont si nombreux, si différents et si complexes qu'il importe d'établir des méthodes systématiques pour permettre l'identification correcte des systèmes de base utilisés.

2.2 L'identification d'un signal de radiotélétype par des moyens classiques prend beaucoup de temps et exige des appareils perfectionnés. Il existe, en République fédérale d'Allemagne, un analyseur MDF qui repose sur les techniques modernes des microprocesseurs. L'identification des signaux MDF est grandement facilitée et accélérée par l'emploi d'un tel type d'analyseur. L'analyseur, qui dispose d'un microprocesseur, analyse automatiquement tous les paramètres des signaux de télétype des émissions F1B et F7B avec une grande précision et il affiche simultanément les résultats des mesures ainsi que les renseignements essentiels. L'identification du signal de radiotélétype est ainsi grandement facilitée.

2.3 Le résultat de l'analyse est indiqué sur l'affichage alphanumérique du panneau avant. S'il y a un programme de décodage, les essais apparaissent en temps réel.

2.4 Pour la connexion à la sortie FI ou BF d'un récepteur à ondes myriamétriques/décamétriques (VLF/HF), l'analyseur MDF est doté d'un démodulateur qui est réglé automatiquement pour les signaux F1B ou F7B. Des connecteurs pour démodulateurs externes (systèmes de transmission de télégraphie harmonique) et pour l'exploitation à partir du courant de ligne d'une ligne de télétype sont également fournis. En pareil cas, la mesure du déplacement de fréquence est impossible et l'affichage correspondant ne s'allume pas.

2.5 L'analyseur accomplit les quatre fonctions principales suivantes:

- mesure du décalage de fréquence
- mesure de la rapidité de modulation (bauds)
- analyse continue du code de transmission
- sortie de texte pour les signaux de code standard.

### 3. Méthode d'identification pour les services en ondes métriques/décimétriques

3.1 Dans le service mobile terrestre, dans les bandes d'ondes métriques/décimétriques, l'identification se fait essentiellement au moyen de signaux vocaux. Cette forme d'identification devient de plus en plus difficile en raison de la nature complexe des émissions, des techniques numériques et de l'utilisation de systèmes de chiffrage.

3.2 La technologie actuelle permet l'identification automatique des stations à l'aide de techniques analogiques et numériques de pointe. Le Japon vient d'adopter le système décrit ci-après.

3.3 Système de modulation pour identification automatique

3.3.1 Dans les systèmes de communication analogiques, la modulation MDM de la sous-porteuse est utilisée pour la modulation des codes d'identification automatique. De plus, la modulation MDF-2 qui peut être réalisée économiquement sera utilisée comme système de modulation directe numérique approprié à la transmission aux vitesses élevées en prévision des progrès à venir de la technologie des communications.

3.3.2 Dans les systèmes de communication numériques dans lesquels sont émis des signaux de données numériques ou des signaux vocaux convertis en signaux numériques, la modulation MDM avec filtrage gaussien (MDMG), la modulation MF à 4 niveaux, la MDPQ à boucle à verrouillage de phase, et la MDF-2 sont largement utilisées pour les services radioélectriques. En conséquence, il est possible d'utiliser pour l'identification automatique, le même type de système de modulation que celui qui est employé pour les données numériques, parmi les types de modulation mentionnés ci-dessus.

4. Format du signal d'identification

Il est également souhaitable que le format d'identification de code permette d'obtenir une démodulation fiable et une configuration de système économique et qui soit aussi uniforme que possible pour différents systèmes de modulation. En tenant compte de ces exigences, on adoptera le format de signal indiqué ci-dessous:

| | | | |
|---|---|---|---|
| Synchronisation binaire | Synchronisation de trame | Données | Correction d'erreur |

Dans la synchronisation binaire, une longueur binaire est affectée à chaque système de modulation en tenant compte du temps de synchronisation propre au récepteur. Dans la synchronisation de trame, un type de code et une longueur de code sont affectés de façon à réduire le fonctionnement incorrect provoqué par le bruit ou la voix.

On affecte une longueur de données comprenant les codes d'identification en fonction du numéro d'identification donné pour les stations, et des différents types d'information nécessaires pour l'identification.

Des codes de correction d'erreurs seront insérés pour diminuer la fréquence des erreurs dans la transmission radioélectrique des codes d'identification.

5. Débit de transmission pour code d'identification

Le débit de transmission est déterminé pour chaque système de modulation et pour chaque largeur de bande de communication en tenant compte de l'utilisation efficace du spectre radioélectrique, des systèmes de communication et de la fiabilité de transmission.

RAPPORT 276-6

# CONTRÔLE, DANS LES STATIONS FIXES DE CONTRÔLE, DES ÉMISSIONS RADIOÉLECTRIQUES EN PROVENANCE DES ENGINS SPATIAUX

(Question 27/1)

(1963-1966-1970-1974-1982-1986-1990)

La Question 27/1 demande des renseignements sur les méthodes et le matériel à utiliser pour contrôler, dans les stations de contrôle fixes, les émissions en provenance d'engins spatiaux, et sur les moyens pratiques devant permettre à ces stations d'identifier les signaux provenant d'engins spatiaux donnés.

Des informations pertinentes ont été fournies dans les doc. [CCIR, 1962a et b; 1966-69a et b; 1970-74; 1978-82 et 1982-86a, b et c]. Les informations de ces documents peuvent être résumées ainsi:

## 1. Tâches et mesures à exécuter

En principe, les tâches confiées à une station de contrôle radioélectrique pour les services spatiaux ne diffèrent pas de celles d'une station de contrôle radioélectrique de Terre. Cependant, elles sont exécutées dans des conditions différentes qui tiennent au fait qu'une station spatiale gravite autour de la Terre et qu'il est donc essentiel de connaître au préalable l'orbite du satellite pour effectuer des observations et des mesures. Les fonctions de la station de contrôle radioélectrique pour les services spatiaux peuvent être décrites comme suit:

- observation régulière et systématique du spectre des fréquences radioélectriques en vue de détecter et d'identifier les émissions en provenance des stations spatiales;
- détermination de l'occupation et du pourcentage d'utilisation des répéteurs;
- mesure et enregistrement des caractéristiques des émissions en provenance des stations spatiales;
- examen et élimination du brouillage préjudiciable causé par les stations spatiales, s'il y a lieu, en coopération avec les stations de contrôle de Terre et d'autres stations de contrôle pour les services spatiaux;
- examen et élimination du brouillage préjudiciable causé par les émetteurs de la liaison montante en mesurant le signal retransmis par les répéteurs. Cette mesure doit être effectuée d'une manière et dans des conditions identiques à celles décrites pour les stations spatiales;
- exécution de mesures et d'enregistrements dans le cadre de projets techniques et scientifiques;
- détection de l'usage illégal de répéteurs.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 2 et 4.

## 2. Méthodes de mesure

### 2.1 *Généralités*

Un certain nombre de facteurs obligent à choisir, pour le contrôle et la mesure des émissions en provenance d'engins spatiaux, des techniques différentes de celles qui sont utilisées pour l'observation et la mesure des émissions provenant de sources fixes ou mobiles, sur la Terre ou au voisinage de celle-ci. Ces facteurs déterminants sont les suivants:

- la différence entre la fréquence reçue et la fréquence émise et le caractère variable de la fréquence reçue, en raison de l'effet Doppler;
- le fait que, en raison de la distance et de la faible puissance d'émission, le champ au point de réception au sol est généralement très faible;
- le temps relativement court pendant lequel peut être reçu, dans une station de contrôle, le signal d'un engin spatial gravitant sur une orbite voisine de la Terre;
- le pointage continu nécessaire pour l'antenne à haut effet directif de la station terrienne, pour la réception des émissions des engins spatiaux.

Les administrations qui lanceront des engins spatiaux continueront nécessairement à assurer avec la précision voulue la réception des émissions, pour leurs besoins particuliers de poursuite et de télémesure. Néanmoins, les stations de contrôle actuellement chargées de la mise en œuvre des lois et règlements nationaux et engagées dans le système international de contrôle des émissions découlant des dispositions de l'Article 20 du Règlement des radiocommunications, prennent maintenant part au contrôle spatial qui vient tout naturellement s'ajouter à celui qu'elles exercent déjà au moyen de leurs installations régulières et par leurs méthodes habituelles.

### 2.2 *Mesures de fréquence*

Quand un engin spatial se déplace par rapport à une station de contrôle, il existe, en raison de l'effet Doppler, entre la fréquence des signaux émis et celle des signaux reçus, une différence proportionnelle à la vitesse relative. Dans le cas d'un satellite actif, la fréquence apparente de l'émetteur, telle que la mesure une station de contrôle fixe, est supérieure à la fréquence de la source lorsque le satellite se rapproche de la station de contrôle, et inférieure à cette fréquence lorsque le satellite s'en éloigne. Une mesure ne donne la fréquence réelle de la source d'émission qu'à l'instant où la vitesse relative de la source par rapport à la station de contrôle est nulle.

La précision avec laquelle on peut déterminer la fréquence émise par un satellite dépend du type d'orbite du satellite, du trajet de propagation, du dispositif de mesure et de la méthode d'évaluation.

Pour déterminer la fréquence de la source et l'importance de l'effet Doppler, il est essentiel d'utiliser une technique rapide pour mesurer la fréquence et de pouvoir définir avec précision le temps de chaque opération de mesure. Ces mesures doivent permettre de déterminer avec la précision nécessaire le moment du plus grand rapprochement de l'engin spatial ainsi que la plus grande déviation de fréquence (voir Fig. 1). En portant en fonction du temps les résultats de mesures de fréquence effectuées toutes les quelques secondes, on obtient une courbe à l'aide de laquelle la fréquence au point où le taux de variation est le plus élevé peut être évaluée avec une précision suffisamment grande, par exemple à $\pm 1 \times 10^{-6}$ près.

En vue d'obtenir la plus grande précision pour de telles mesures, effectuées en série, il convient d'accorder la préférence aux méthodes de mesure automatiques. Pour les mesures de fréquence, on devrait en outre réaliser un équipement automatique supplémentaire permettant d'enregistrer la caractéristique de fréquence sous forme analogique ou numérique. Les valeurs mesurées numériquement doivent être lues et aussi imprimées. L'utilisation de cette méthode automatique de mesure donne une meilleure précision (de l'ordre de $\pm 1 \times 10^{-7}$) que la méthode dans le paragraphe précédent.

Le doc. [CCIR, 1970-74] décrit une méthode modifiée de façon à fournir une meilleure position. Il suffit d'une seule dérivation de la courbe de l'effet Doppler par rapport au temps pour obtenir, dans ce cas, une parabole dont le sommet indique le moment du plus grand rapprochement (TCA) et, par voie de conséquence, la fréquence de l'émetteur du satellite. Pour construire la parabole, il suffit d'utiliser les différentes valeurs mesurées dans un intervalle de $\pm$ 20 secondes environ encadrant le moment du plus grand rapprochement. Les intervalles de temps séparant les valeurs mesurées doivent être choisis de manière que la forme de la courbe soit nettement définie, par exemple, des intervalles de 5 s. Avec un pouvoir séparateur dans le temps de 10 mm/s, on obtient une précision de $\pm 7 \times 10^{-9}$. On suppose ici que le satellite dont on mesure les émissions est sur une orbite approximativement circulaire. La Fig. 2 montre la courbe de fréquence ainsi déterminée.

Le doc. [CCIR, 1962b] décrit une méthode reposant sur l'emploi d'un discriminateur dont l'objet est de représenter sur un oscilloscope le signal obtenu en mélangeant le signal de sortie du récepteur avec celui, en dents de scie, délivré par une source séparée à basse fréquence (25 ou 50 Hz, par exemple). Le discriminateur sert à mesurer la fréquence émise, en mesurant la fréquence qui varie constamment en raison de l'effet Doppler. Lorsque la figure apparaissant sur l'oscilloscope cathodique demeure stationnaire, la fréquence à la sortie du récepteur est un multiple exact de la basse fréquence étalon. La connaissance de ce multiple et de la fréquence de l'oscillateur local du récepteur permet de déterminer avec exactitude la fréquence reçue à un moment quelconque. On mesure la fréquence chaque fois que l'oscillogramme est stationnaire et on représente les valeurs obtenues en fonction du temps, ce qui donne la courbe du déplacement dû à l'effet Doppler.

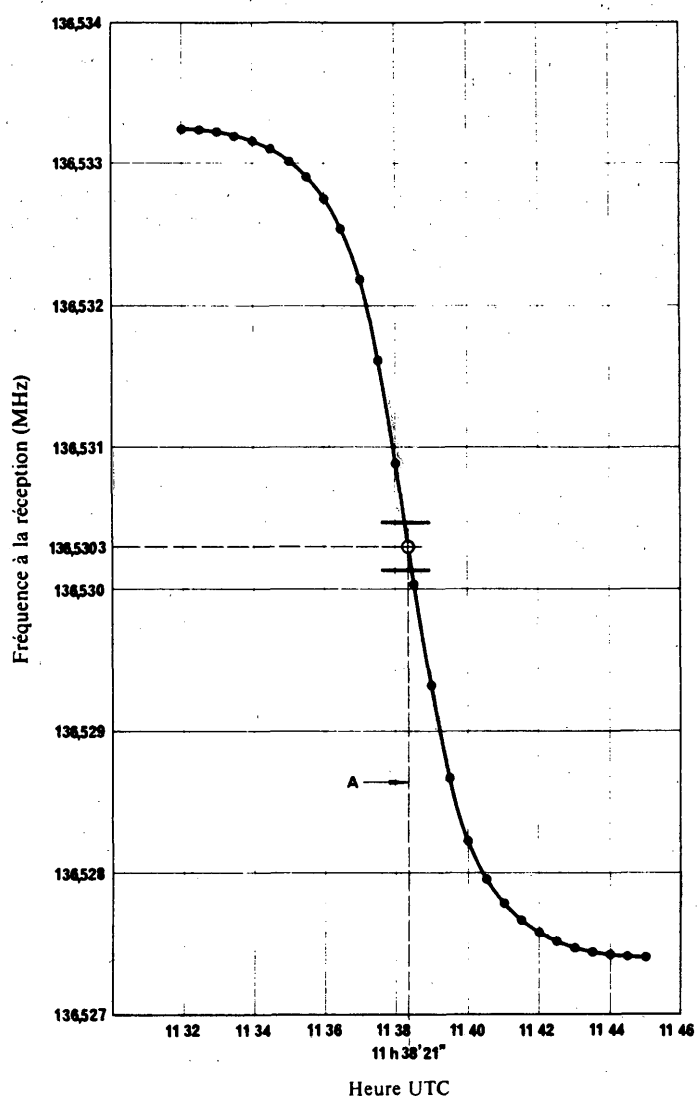



FIGURE 1 — *Variation de la fréquence à la réception en fonction du temps par suite de l'effet Doppler, et moment du plus grand rapprochement*

A: moment du plus grand rapprochement

2.3 *Mesures de la largeur de bande*

La largeur de bande apparente de l'émission d'un satellite voisin de la Terre, telle qu'on peut la mesurer dans une station de contrôle fixe, varie en raison de l'écart de fréquence par effet Doppler, dans les mêmes conditions que la fréquence porteuse. Bien que ces variations n'aient pour le moment que peu d'importance pratique au point de vue des brouillages, il convient de noter que l'écart de fréquence par effet Doppler est légèrement plus accentué pour les composantes situées à la limite supérieure de la bande occupée que pour celles qui sont proches de la limite inférieure. Cette différence pourrait atteindre quelques centaines de hertz dans le cas des larges bandes. Cet effet donne à la station de contrôle fixe l'impression que la largeur de bande varie légèrement.

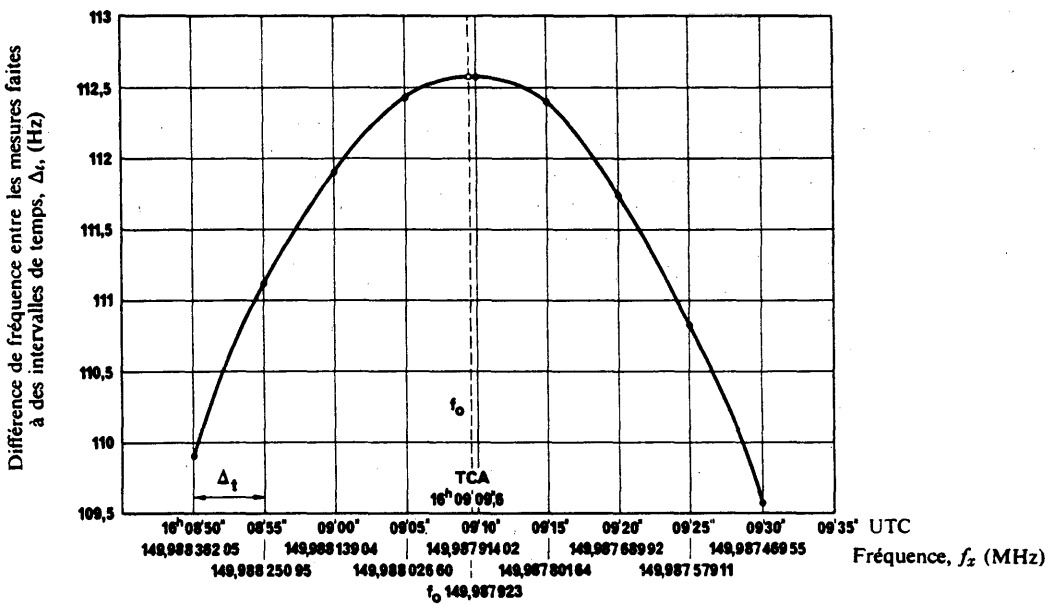



FIGURE 2 - *Dérivation de la courbe de fréquence Doppler en fonction du temps*

$\Delta_t$: différence de temps entre les valeurs mesurées $f_0$: fréquence calculée de la source émettrice
TCA: moment du plus grand rapprochement

Si le champ de l'émission provenant d'un engin spatial est suffisant, on peut compenser, par la commande automatique de fréquence du récepteur de contrôle, le déplacement de fréquence dû à l'effet Doppler de l'émission. Dans ce cas, les méthodes de mesure usuelles pour déterminer la largeur de bande dans les stations de contrôle sont utilisables sans grande modification. En cas de très faible signal de réception, la correction automatique de la fréquence de l'oscillateur du récepteur par un signal de référence de l'émission provenant de l'engin spatial (fréquence porteuse ou onde pilote), filtré avec une bande extrêmement étroite, est possible. Si le poste de mesure ne dispose pas de récepteurs appropriés avec commande automatique de fréquence, il faut tenir compte de la déviation de fréquence de l'engin spatial pendant la mesure, le cas échéant en effectuant simultanément une mesure de fréquence Doppler lors de la détermination de la largeur de bande. En tout cas, il faut faire simultanément un enregistrement du champ afin de pouvoir supprimer, lors de l'évaluation, l'influence des variations du champ se présentant pendant l'analyse du spectre.

Les filtres pour analyse de largeur de bande doivent avoir une bande relativement étroite, en particulier pour l'analyse de larges spectres d'émission, afin de permettre d'obtenir, d'une part, une bonne séparation des composantes du spectre et, d'autre part, une bonne limite de sensibilité. La durée de l'analyse devrait être choisie entre 30 secondes et 10 minutes, de façon qu'il soit tenu compte des phénomènes transitoires qui se présentent.

## 2.4 *Mesures de la puissance surfacique*

Pour déterminer la puissance surfacique produite à la surface de la Terre par des émissions en provenance d'engins spatiaux, on peut envisager deux méthodes:

- des mesures faites au moyen d'appareils spéciaux;
- le calcul, à partir de la mesure du champ, selon la formule:

$$F = -25{,}77 + 20 \log E \qquad (1)$$

où:

$F$: puissance surfacique (dB(W/m$^2$))

$E$: champ en V/m.

Les mesures de la puissance surfacique nécessitent que l'on connaisse le facteur de qualité ($G/T$) du système de réception à la fréquence étudiée. Il est préférable de mesurer directement le rapport $G/T$ plutôt que d'utiliser le rapport des mesures séparées de $G$ et de $T$ afin de réduire la probabilité d'erreur. Les mesures séparées de $G$ et de $T$ nécessitent par ailleurs l'emploi d'un générateur de signaux qui introduit un facteur supplémentaire d'incertitude. Pour mesurer le rapport $G/T$ en vue de l'étalonnage des mesures de la puissance surfacique aux stations de contrôle, on utilise souvent le Soleil, plutôt qu'une radio-étoile, en raison de la puissance beaucoup plus importante de son signal. Cependant, si le système de réception est suffisamment sensible, l'emploi d'une radio-étoile est préférable.

### 2.4.1 *Calcul de G/T*

Le facteur de qualité est généralement déterminé à un angle de site de 5°. Il est exprimé en dB(K$^{-1}$), c'est-à-dire que $G/T$(dB(K$^{-1}$)) = 10 log (valeur arithmétique de $G/T$).

$G/T$(dB(K$^{-1}$)) = gain de l'antenne (dBi) − 10 log (température du système (K))

$$G/T(\text{valeur arithmétique}) = \frac{8\pi k r_1 r_2 f^2 (y_{Soleil} - 1)}{sc^2 y_x} \qquad (2)$$

où:

$k$: constante de Boltzmann (1,38 × 10$^{-23}$ J/K)

$r_1$: facteur de correction pour l'affaiblissement atmosphérique; pour les angles ⩾ 5°, $r_1$ est donné par:

$$r_1 = \text{antilog} \frac{R_1 \text{ (dB)}}{10}$$

avec

$$R_1 = \frac{A}{\sin \theta}$$

où $A$ est l'absorption atmosphérique en dB, dans un seul sens, pour un trajet vertical et $\theta$ est l'angle de site du Soleil à l'heure de la mesure. La constante $A$, qui varie avec la fréquence et l'humidité, est déterminée en faisant appel à la Fig. 10 du Rapport 390.

$r_2$: facteur de correction pour la largeur du faisceau à mi-puissance de l'antenne de réception par rapport au diamètre angulaire du Soleil; $r_2$ est donné par:

$$r_2 = 1 + \frac{401{,}4}{\theta_h^2}$$

où $\theta_h$ est la largeur du faisceau à mi-puissance de l'antenne (min)

$f$: fréquence (Hz)

$y_{Soleil}$: valeur mesurée, exprimée en unités métriques avec:

$$y_{Soleil} = \text{antilog} \frac{Y_{Soleil} \text{ (dB)}}{10}$$

$s$ : puissance surfacique du Soleil obtenue auprès d'un laboratoire national des poids et mesures; si $s$ n'est pas disponible pour la fréquence $f$, plutôt que d'effectuer une interpolation linéaire, il convient, pour obtenir plus de précision, d'utiliser la formule d'interpolation suivante:

$$s = \left(\frac{s_1}{s_2}\right)^{R_3}$$

où:

$s_1$ : puissance surfacique à la fréquence inférieure $f_1$ (J/m$^2$)

$s_2$ : puissance surfacique à la fréquence supérieure $f_2$ (J/m$^2$)

$$R_3 = \frac{\log (f/f_2)}{\log (f_1/f_2)}$$

$c$ : vitesse de la lumière ($3 \times 10^8$ m/s)

$y_x$ : valeur mesurée, exprimée en unités métriques avec

$$y_x = \text{antilog } \frac{Y_x \text{ (dB)}}{10}$$

2.4.2 *Méthodes de mesure*

Il est nécessaire de disposer d'un récepteur du type habituellement utilisé dans les stations de contrôle, ayant à sa sortie FI un indicateur de tension tel qu'un voltmètre ou un oscilloscope. Une résolution de tension de 0,1 dB (1%), voire meilleure, est hautement souhaitable pour cet indicateur. L'éventuelle régulation de gain automatique doit être mise à l'arrêt. Le récepteur doit être stable, c'est-à-dire que son gain ne doit pas varier de façon significative au cours de la période de mesure.

La mesure est effectuée de la façon suivante:

- Le circuit de CAG du récepteur doit être déconnecté.
- L'antenne doit être pointée en direction du Soleil pour obtenir le signal maximal. L'angle de site du Soleil doit être supérieur à environ 30° pour éviter les effets atmosphériques, de telle sorte que les facteurs de correction $r_1$ et $r_2$ soient influencés le moins possible.
- L'antenne doit être décalée (en azimut seulement), de quelques degrés par exemple, par rapport au Soleil et on relève le niveau de tension FI. Cette tension est la référence du ciel froid.
- L'antenne doit alors être repointée en azimut vers le Soleil et on relève la tension FI. La différence entre les deux lectures est la valeur de $Y_{Soleil}$ (dB).
- L'antenne doit alors être décalée (en site seulement) vers le bas et depuis le Soleil, jusqu'à un angle de site de 5° ($\hat{=}$ $x$°) et on relève la tension. La différence entre cette tension et la tension de ciel froid est la valeur de $Y_x$ (dB) pour $x$° d'angle de site. A noter qu'un angle de site de 5°($x$°) est une valeur de référence habituelle.

On peut alors calculer le facteur de qualité $G/T$ à l'aide des valeurs mesurées de $y_{Soleil}$ et de $y_x$ en appliquant les facteurs de correction $r_1$ et $r_2$ et en utilisant la puissance surfacique du Soleil $s$ obtenue auprès d'un laboratoire national des poids et mesures.

Avec la formule (2), la somme quadratique des incertitudes sur les mesures est de l'ordre de moins de 0,5 dB.

Cette procédure doit être mise en œuvre par temps ensoleillé.

2.4.3 *Détermination de la puissance surfacique*

Une fois $G/T$ connu, la puissance surfacique reçue d'un satellite par une station de contrôle des émissions peut être déterminée grâce à la formule suivante:

$$\text{Puissance surfacique (W/(m}^2 \cdot \text{largeur de bande de mesure))} = \frac{4\pi k B (y_{sat} - 1)}{\lambda^2 (G/T)} \qquad (3)$$

où:

$G/T$: valeur arithmétique du facteur de qualité du système de réception, à la fréquence étudiée et à l'angle de site correspondant au satellite

$k$: constante de Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}$ J/K)

$B$: largeur de bande de mesure (Hz)

$y_{sat}$: facteur numérique qui relie l'émission en provenance d'un satellite au bruit du ciel froid; on a:

$$y_{sat} = \text{antilog}\ \frac{Y_{sat}\ (\text{dB})}{10}$$

$\lambda$: longueur d'onde du signal (m).

Comme dans la méthode précédente, il est nécessaire d'utiliser un récepteur stable disposant à sa sortie FI d'un indicateur de tension à échelle logarithmique présentant une résolution de l'ordre de 0,1 dB.

La mesure est effectuée de la façon suivante:

- L'antenne de réception des émissions en provenance du satellite est pointée en direction du signal étudié pour obtenir la tension maximale lorsque la polarisation du système d'alimentation de l'antenne est réglée de façon optimale. On relève cette tension.
- L'antenne est alors décalée en azimut de manière à obtenir la tension de référence du ciel froid.
- La différence entre les deux mesures donne $Y_{sat}$ (dB). On répète, si nécessaire, les mesures pour s'assurer de l'homogénéité des résultats.

La puissance surfacique peut alors être calculée grâce à la formule (3), connaissant le rapport $G/T$ du système de réception. La valeur obtenue doit être corrigée pour tenir compte du rendement de polarisation (généralement égal à l'unité lorsque le système d'alimentation est réglable) et de l'affaiblissement atmosphérique approprié (faire appel aux tables données dans la littérature).

Avec cette méthode de mesure et si le récepteur est stable, la somme quadratique des incertitudes sur les mesures est de l'ordre de moins de 1 dB.

Pour convertir la puissance surfacique mesurée dans une autre largeur de bande de référence (par exemple, 4 kHz) et si l'on peut supposer que la puissance surfacique est uniforme, il convient d'utiliser la formule suivante:

$$\text{Puissance surfacique}_{convertie}\ (\text{dB(W/(m}^2 \cdot \text{largeur de bande de référence)))}$$
$$= \text{Puissance surfacique}_{mesurée} + 10 \log \frac{(\text{largeur de bande de référence})}{(\text{largeur de bande mesurée})}$$

Cependant, c'est seulement dans le cas idéal que l'hypothèse d'une puissance surfacique uniforme sur tout le spectre est valable. Lorsque la puissance surfacique mesurée est convertie en puissance surfacique dans une autre largeur de bande, il faut prendre en considération, dans toute la mesure possible, la distribution de puissance du signal afin d'obtenir une meilleure approximation de la puissance surfacique convertie.

## 3. Conditions à remplir par les appareils et installations

### 3.1 *Généralités*

En général, comme dans un service de contrôle classique, l'équipement destiné à contrôler les signaux des engins spatiaux doit présenter une certaine souplesse d'exploitation qui lui permette de couvrir une gamme de fréquences étendue, contrairement aux appareils dont le contrôle s'exerce sur une bande très limitée mais suffisante pour les besoins d'une institution de recherche ou d'un organisme spécialisé dans l'exploitation de l'espace. L'emplacement d'une station de contrôle devrait être choisi de telle façon que les brouillages causés par les signaux commerciaux et par les bruits soient réduits au minimum.

Un compteur de fréquence électronique, avec dispositif d'impression de la fréquence et de la référence de temps, paraît constituer un système approprié pour les mesures très rapides qui sont indispensables pour observer l'effet Doppler.

Pour les mesures de largeur de bande, il est bon d'utiliser un dispositif permettant de photographier le spectre qui apparaît sur l'oscillographe de l'analyseur. Le moment exact de la prise de vues devrait s'inscrire sur le cliché, au moment même où celui-ci est impressionné.

Le réglage manuel de l'azimut et de l'angle de site de l'antenne s'est révélé efficace pour suivre les signaux provenant des satellites: on a également obtenu de bons résultats par le réglage manuel du récepteur pour déterminer l'ampleur de l'effet Doppler. Néanmoins, il vaut mieux, autant que possible, prévoir un système automatique. Des études devraient être entreprises en vue de déterminer par quels moyens un tel système serait réalisable. Les antennes et les appareils de poursuite automatique sont d'une importance critique pour un contrôle satisfaisant des émissions faites au-dessus de 1000 MHz par des satellites sur orbite basse.

3.2 *Antennes*

On peut utiliser, au-dessous de 1 GHz, divers types d'antennes, depuis les doublets fixes jusqu'aux antennes «log-périodiques», dont l'azimut et l'angle de site sont réglables. Ce dernier type a été employé pour des fréquences comprises entre 50 et 5000 MHz et, d'une manière générale, il s'est révélé efficace avec une seule antenne, dans une gamme dont les fréquences extrêmes sont dans le rapport de 1 à 10. Parmi d'autres antennes utilisées avec succès, mentionnons les antennes à plusieurs yagis, les antennes à une ou deux hélices, à hélice conique, à réflecteur dièdre, à doublets en croix avec éléments d'adaptation demi-onde pour le réglage de phase entre les doublets, à doublets repliés à 4 éléments (ensemble alimenté en phase) et une série d'antennes directives en «V» comportant un dispositif de commutation sélectif pour en modifier l'orientation. Au-dessus de 1 GHz, on utilise généralement des réflecteurs paraboliques d'un diamètre d'environ 13 m (40 pieds) ou des antennes en cornet. Vu le grand effet directif de ces antennes à gain élevé, l'acquisition et la poursuite du signal émis par l'engin spatial sont des opérations très délicates.

Des variations de polarisation du champ à la réception se produisent par suite de la rotation propre de l'engin spatial et en raison de certaines influences sur la voie de propagation (effet Faraday). Selon la mesure à effectuer, on doit donc utiliser des antennes indépendantes de la polarisation ou à polarisation rectiligne. Pour les mesures de réception, des antennes qui peuvent recevoir les ondes polarisées circulairement aussi bien sinistrorsum que dextrorsum sont extrêmement utiles. Pour l'examen de l'effet Faraday, les antennes à polarisation rectiligne sont plus avantageuses, tandis que, pour les enregistrements du spectre, des antennes à polarisation verticale sont préférables.

Dans l'intérêt d'une bonne limite de sensiblité de l'équipement de mesure, le gain d'antenne devrait être le plus élevé possible. Pour des fréquences inférieures à 100 MHz, on pourra en général utiliser pour la réception des émissions provenant d'engins spatiaux les antennes existant dans la station de contrôle. Des antennes en hélice conviennent très bien pour la bande de fréquences de 100 à 500 MHz. Elles procurent en tant qu'antennes individuelles un gain d'environ 12 à 16 dB (référence: antenne isotrope polarisée circulairement). Pour des fréquences supérieures à 1 GHz, il est recommandé d'utiliser des miroirs paraboliques à polarisation circulaire. Pour la bande de 1 à 10 GHz, un réflecteur parabolique avec une à trois sources primaires interchangeables à polarisation circulaire donne de bons résultats. Avec un diamètre du miroir de 3 mètres (une illumination de 55% est prise comme base), on peut obtenir des gains d'antenne allant de 28 dB à 1 GHz jusqu'au 48 dB à 10 GHz.

On peut régler constamment la direction des antennes par des moyens manuels ou automatiques et, le cas échéant, on peut avoir un réglage programmé. Tandis que l'on peut renoncer en tous cas à un réglage suivant un programme donné, le réglage automatique commandé par le signal de réception même est indispensable lorsque le lobe principal de l'antenne à réajuster a une largeur de valeur moyenne inférieure d'environ 15°. De toute façon, le réglage automatique, qui permet d'obtenir une meilleure précision de mesure, est préférable.

Des informations supplémentaires sont données dans le Rapport 373 (Kyoto, 1978).

3.3 *Récepteurs*

Pour des raisons d'économie, et aussi parce qu'ils doivent assurer une couverture d'ensemble, les récepteurs des stations de contrôle ne sauraient être caractérisés par les valeurs de bruit extrêmement basses des récepteurs à fréquence fixe qui sont utilisés pour les recherches et les communications spatiales. Il n'en reste pas moins que le récepteur doit avoir une valeur de bruit relativement basse et qu'il doit être capable de recevoir des signaux de l'ordre de quelques centièmes de microvolt, *ou moins*, à son entrée. En vue d'obtenir un rapport signal/bruit suffisant, les facteurs de bruit des antennes avec préamplificateurs de réception ne devraient pas dépasser les valeurs limites suivantes, selon la largeur de bande de l'amplificateur:

3 dB jusqu'à 250 MHz,
5 dB de 250 à 500 MHz,
7 dB de 1 à 18 GHz.

Pour des fréquences allant jusqu'à 500 MHz, ces valeurs peuvent être obtenues avec des appareils modernes. Pour des fréquences supérieures à 1 GHz, on utilise tout particulièrement des préamplificateurs transistorisés à arsénuire de gallium, en plus d'amplificateurs masers et paramétriques, dont l'emploi dans les stations fixes de contrôle est généralement limité à des cas exceptionnels. Dans presque toutes les mesures, il est possible d'améliorer le rapport signal/bruit en mettant en œuvre des filtres à bandes étroite, pour une partie seulement du spectre de l'émission. Dans ces conditions, il convient de noter que le rapport signal/bruit, dans les mesures faites par les stations de contrôle, peut être inférieur à celui que l'on admet dans les mesures effectuées en exploitation commerciale.

En règle générale, quand on observe des satellites sur orbite basse, les récepteurs devraient être équipés d'un dispositif automatique d'accord pour ne pas donner, dans les mesures de largeur de bande et de champ, des résultats faussés par des déviations de la fréquence du signal dues à l'effet Doppler.

La bande passante des récepteurs doit pouvoir être réglée dans un domaine assez étendu de manière à pouvoir recevoir des émissions à large bande aussi bien qu'à bande étroite. Les largeurs de bande doivent être choisies de façon telle que tout le spectre de l'émission puisse passer. Il s'est avéré nécessaire de choisir des largeurs de bande FI de 25 kHz, 150 kHz, 300 kHz, 1 MHz, 10 MHz et 50 MHz.

Les sorties suivantes devraient être prévues pour faciliter les mesures: sorties FI à large bande et à bande étroite, sortie vidéo, sorties BF. La fréquence intermédiaire devrait être choisie uniformément pour tous les récepteurs d'une installation de mesure afin que l'on puisse utiliser les mêmes appareils supplémentaires avec tous les récepteurs.

### 3.4 *Equipement spécial*

Pour rendre plus aisée la «captation» d'un signal émis par un engin spatial, il est souhaitable de pouvoir balayer automatiquement une étroite bande de fréquences et d'enregistrer le signal reçu simultanément par un système acoustique et par un enregistreur de champ. On a mis au point, à cet effet, un dispositif de balayage équipé d'une diode semi-conductrice qui joue le rôle de condensateur variable dans les circuits utilisés pour la détermination de fréquence d'accord du récepteur. En exploitation, le dispositif de balayage est réglé de façon à faire varier la fréquence du récepteur dans une bande dont la largeur dépasse le déplacement dû à l'effet Doppler.

Il est considéré comme important que l'on dispose d'un simulateur d'émission d'engin spatial au moyen duquel on puisse vérifier régulièrement que l'installation de contrôle est parfaitement apte à remplir sa mission.

Le doc. [CCIR, 1966-69b] traite de l'emploi d'enregistreurs automatiques du spectre des fréquences radioélectriques permettant de recevoir des émissions provenant d'un certain nombre d'engins spatiaux. D'après ce document, les résultats obtenus au cours d'une période de plusieurs jours, en utilisant cet appareillage dans la bande de 136 à 137 MHz, ont permis de déterminer avec une bonne précision l'heure prévue de réception, la période comprise entre deux passages successifs et l'inclinaison de l'orbite. Ces différents facteurs, joints aux largeurs de bande et aux fréquences calculées, facilitent l'identification des engins spatiaux.

## 4. Identification des émissions provenant d'engins spatiaux

On a consacré une grande attention à la mesure dans laquelle il sera nécessaire, pour les besoins des organismes intéressés aux problèmes de l'espace et pour ceux des stations de contrôle, que les émissions des engins spatiaux soient identifiées par des indicatifs d'appel ou par tout autre signal d'identification; on s'est également intéressé aux effets des dispositifs installés à ces fins. On est parvenu à la conclusion que cette nécessité n'est pas urgente et qu'elle ne risque guère de le devenir dans le futur immédiat pour justifier que l'on impose l'utilisation d'un signal d'identification.

Les techniques appliquées pour la recherche et les communications avec les satellites et autres engins de l'espace, ainsi que les méthodes prévues pour les télécommunications ou tout autre usage des émissions spatiales, n'exigent pas, en règle générale, l'utilisation de signaux d'identification spéciaux. En effet, ni l'organisme qui suit un engin, ni celui qui l'exploite, n'ont normalement besoin que les stations spatiales émettent des signaux d'identification; aussi, en exigeant l'utilisation de signaux d'identification spéciaux pour faciliter les observations de contrôle, risquerait-on d'imposer des limitations qui affecteraient, dans un sens défavorable, la sûreté de fonctionnement, le poids, le coût et l'exploitation du système spatial considéré.

On est parvenu à identifier des émissions de satellites en se fondant sur les caractéristiques du signal et sur les données des éphémérides. Il apparaît donc que les dispositions du numéro 2069 du Règlement des radiocommunications, relatives aux «procédés admis d'identification» autres que les indicatifs d'appel, seront respectées si les organismes qui lancent des satellites ou d'autres engins spatiaux continuent à mettre régulièrement à la disposition des services de contrôle les renseignements utiles. Pour faciliter l'identification, il conviendrait que les renseignements suivants fussent fournis:

- fréquences porteuses;
- période orbitale;
- inclinaison de l'orbite sur le plan de l'équateur;
- heure du passage à l'équateur et longitude du point de passage;
- distances au périgée et à l'apogée;
- caractéristiques du signal, telles que type de modulation et largeur de bande pour chaque fréquence porteuse.

En outre, des données sur la puissance émise, les caractéristiques de l'antenne (y compris sa polarisation) et autres paramètres, seront utiles pour les prévisions de la réception.

Dans le but de prévoir les moments où la réception sera possible et faciliter l'identification, des stations de contrôle ont réussi à calculer, d'après les données des éphémérides, les périodes pendant lesquelles un satellite donné sera au-dessus de l'horizon d'une station de contrôle déterminée ainsi que les distances en jeu. Il existe une littérature abondante sur les méthodes de repérage des satellites et autres engins spatiaux ainsi que sur les problèmes connexes (voir la bibliographie).

4.1 *Auxiliaires spéciaux pour déterminer les positions des satellites et les heures probables de réception des signaux*

On a mis au point une méthode graphique qui s'est révélée utile pour déterminer les heures probables de réception des signaux d'engins spatiaux: cette méthode est basée sur les données de réception antérieures [CCIR, 1962a].

4.2 *Emploi de la radiogoniométrie comme moyen auxiliaire d'identification*

Pour connaître le moment exact où un satellite terrestre passe au point de sa trajectoire le plus rapproché d'une station de contrôle, on détermine – comme on l'a vu plus haut – le moment où la variation de fréquence par effet Doppler est la plus rapide; mais on peut encore, à titre complémentaire, construire une courbe représentant, en fonction du temps, le changement de la direction d'arrivée des signaux, fournie soit au moyen de relevés radiogoniométriques, soit par l'orientation d'une antenne de réception à effet directif très accusé. Le taux de variation angulaire maximal correspondra au moment où le satellite sera le plus proche de la station de contrôle lors d'un passage déterminé et le renseignement donné par cette méthode devrait confirmer, avec assez de précision, l'information obtenue par la méthode de l'effet Doppler.

4.3 *Possibilités futures en ce qui concerne les méthodes de contrôle des émissions en provenance d'engins spatiaux*

Dans ce qui précède, on a exposé, en se fondant sur l'expérience acquise, les méthodes que l'on utilise pour identifier les émissions d'engins spatiaux. Elles consistent à comparer les caractéristiques des signaux observés et mesurés avec les renseignements publiés, ou encore à comparer avec les données des éphémérides le moment où le satellite atteint le point de sa trajectoire le plus rapproché d'une station de contrôle (moment que l'on peut déterminer en mesurant le déplacement de fréquence dû à l'effet Doppler, ou bien la variation de la direction d'arrivée). Etant donné que l'on peut s'attendre à ce que les satellites terrestres fassent l'objet d'une exploitation de plus en plus intensive, l'identification positive et directe, par les stations de contrôle, de toutes les émissions d'engins spatiaux par ces méthodes, risquerait de constituer une procédure trop longue. Aussi faudrait-il prévoir les procédures complémentaires suivantes:

- un système de télécommunication comprenant des satellites actifs ou passifs pourrait être identifié par le signal d'identification de la station terestre, réfléchi ou retransmis par le satellite, même si cela ne permet pas d'identifier un satellite donné d'un système comprenant plusieurs satellites;
- dans le cadre d'un contrôle imposé par un règlement, notamment en cas de brouillage ou d'infraction constatée aux prescriptions du Règlement des radiocommunications, les stations de contrôle pourraient recueillir tous les renseignements possibles en ce qui concerne la fréquence et la largeur de bande mesurées, la direction d'arrivée des signaux, le type de modulation et les autres caractéristiques de signaux, ainsi que l'heure exacte de l'observation et des mesures.

Elles devraient ensuite demander aux centres d'identification et de poursuite d'établir l'identité de l'engin en cause sur la base des données susmentionnées. L'heure à laquelle le satellite se trouve au point le plus rapproché de la station de contrôle lors d'un passage donné (l'heure déterminée par la mesure de l'effet Doppler) et la fréquence porteuse mesurée à ce moment précis, sont des renseignements de la plus haute importance pour le centre chargé de l'identification.

On pourrait cependant, à l'avenir, envisager d'insérer un signal d'identification.

## 5. Système mis au point par les Etats-Unis

Aux Etats-Unis [CCIR, 1978-82], le système décrit ci-après a été élaboré à titre de prototype.

### 5.1 *Capacité*

5.1.1 Des mesures et des observations directes ont été jugées indispensables pour déterminer si les émissions en provenance d'engins spatiaux sont conformes aux dispositions du Règlement des radiocommunications. Ces mesures et ces observations portent sur les éléments suivants:

- fréquence porteuse,
- largeur de bande occupée,
- puissance surfacique,
- pureté des émissions,
- précision du maintien en position de la station,
- identification de la source des signaux,
- détection de l'emploi non autorisé d'un répéteur.

5.1.2 Pour étudier les cas de brouillage et la charge des répéteurs, il est souhaitable de procéder à d'autres mesures et à d'autres observations, ce qui renforcera l'efficacité du contrôle en tant qu'instrument de gestion du spectre. Les caractéristiques supplémentaires que l'on peut mesurer ou observer dépendent du type de l'émission; ces caractéristiques supplémentaires sont les suivantes:

| | |
|---|---|
| MRF-MF | – fréquence et amplitude des signaux dans la bande de base<br>– nombre de voies téléphoniques ou autres<br>– excursion de crête de la porteuse<br>– fréquence et amplitude du signal de dispersion d'énergie éventuellement utilisé |
| TV-MF | – fréquence et amplitude des signaux dans la bande de base<br>– excursion de crête de la porteuse<br>– fréquence et amplitude du signal de dispersion d'énergie éventuellement utilisé<br>– caractéristiques de la préaccentuation employée |
| SCPC-MF | – excursion de crête des porteuses<br>– fréquence de modulation la plus élevée<br>– espacement des porteuses<br>– nombre de porteuses par répéteur<br>– largeur de bande occupée de la voie<br>– puissance relative par porteuse |
| Numérique (MDP, MDF SCPC, etc.) | – débit binaire<br>– nombre de phases<br>– nombre de niveaux d'amplitude<br>– nombre de porteuses par répéteur<br>– espacement des porteuses<br>– largeur de bande occupée de la voie<br>– puissance relative par porteuse. |

5.1.3 S'il faut observer tous les types d'engins spatiaux, il faudra que le système d'antenne puisse poursuivre des satellites sur «orbite basse et sur orbite excentrique», et qu'il puisse être pointé avec précision sur tout satellite géostationnaire se trouvant dans l'arc de visibilité.

## 5.2 *Besoin d'équipement et d'installations*

### 5.2.1 *Considérations générales*

Pour accomplir les fonctions énumérées ci-dessus, il faut étudier, sans perdre de vue la question du coût, un certain nombre de facteurs: couverture de fréquences, sensibilité du système, vitesse de pivotement de l'antenne, jeu dans le système d'entraînement de l'antenne (précision de pointage), facilité de remplacement du système d'alimentation de l'antenne, largeur de bande de réception, degré de complexité des instruments d'analyse du signal et degré d'automatisation des mesures. Un système automatisé et très perfectionné de contrôle des émissions en provenance des engins spatiaux, qui serait orientable dans toutes les directions et qui assurerait en permanence la couverture du spectre entre 1 et 18 GHz, par exemple, en même temps qu'il serait assez sensible pour donner des rapports porteuse/bruit d'au moins 26 dB pour tous les signaux étudiés serait un système idéal. Cependant, on constatera, par exemple, que pour une sensibilité améliorée de quelques dB, le coût suit une loi presque exponentielle. Chaque administration doit donc étudier ses propres rangs de priorité et ses propres besoins de renseignements concernant la gestion du spectre pour décider à quelles fonctions elle doit renoncer.

### 5.2.2 *Système d'antenne*

Aux Etats-Unis d'Amérique, l'ordre des priorités a dicté la mise au point d'une installation prototype qui donne aux opérations le maximum de souplesse et de facultés d'adaptation, mais en renonçant, pour des raisons d'économie, au degré de sensibilité le plus élevé. Etant donné la complexité et le coût rapidement croissants des antennes à réflecteur orientable de plus de 5 m de diamètre, c'est à ce diamètre que l'on s'est arrêté. Une rapidité maximale de pivotement de 15° par seconde a été spécifiée pour le système du type à socle «site sur azimut» afin que le mécanisme se prête à la poursuite de tout engin spatial sur orbite basse, sauf peut-être à quelques degrés du zénith. La précision de surface spécifiée pour le réflecteur suffit jusqu'à 18 GHz, sans dégradation appréciable du gain. A cette structure fondamentale d'antenne polyvalente – l'élément le plus coûteux du système – on peut ajouter, par «blocs de construction», les équipements que l'élargissement des connaissances et des besoins rend nécessaires; on pourra ainsi disposer des moyens de contrôle voulus sans avoir à recourir à des systèmes spéciaux entièrement nouveaux ou à mettre au rebut des systèmes devenus inadéquats.

L'adjonction d'assemblages d'alimentation interchangeables de largeurs de bande d'une octave ou d'une demi-octave assure la couverture continue des fréquences, même si l'illumination du récepteur est un peu moins efficace que lorsque les antennes sont conçues pour une seule bande de largeur restreinte. Cette couverture continue revêt de l'importance pour détecter les émissions hors bande. Si l'on emploie des dispositifs d'alimentation à éléments linéaires à double polarisation, on pourra choisir la polarisation horizontale, la polarisation verticale ou la polarisation circulaire en utilisant des systèmes de commutation et des réseaux hybrides appropriés. Dans l'avenir, si l'on a besoin d'une sensibilité optimale sur une fréquence particulière, on pourra aisément concevoir un assemblage d'alimentation spécial. De même, des amplificateurs à faible niveau de bruit, avec des transistors GaAs à effet de champ et des largeurs de bande égales à celles des assemblages d'alimentation peuvent être montés en permanence dans le réceptacle des assemblages, à côté des amplificateurs à largeurs de bande plus restreintes qui peuvent être connectés pour obtenir un niveau de bruit encore plus faible dans des bandes déterminées.

### 5.2.3 *Récepteurs*

On peut couvrir avec un seul récepteur la partie du spectre qui va de 1 à au moins 18 GHz à condition que ce soit un récepteur du type à surveillance et à possibilité d'accord quasi permanentes, avec une bande passante maximale RF et FI d'au moins 50 MHz. On peut maintenant construire de tels récepteurs en appliquant la technique des oscillateurs-synthétiseurs locaux et de la combinaison yttrium-fer-rubis dans l'étage radiofréquence. Un récepteur où le premier étage convertisseur-abaisseur se trouve dans un coffret séparé est très souhaitable: en effet, le convertisseur-abaisseur est situé aussi près que possible de l'antenne tandis que le reste du récepteur peut être employé en un emplacement plus commode. Un amplificateur stable log FI excitant un grand voltmètre ayant une gamme dynamique d'au moins 40 dB, en même temps que des affaiblisseurs étalonnés FI, est utile pour la mesure des largeurs de bande. Des circuits de jonction permettant la commande par ordinateur des fonctions du récepteur sont également souhaitables.

5.2.4 *Equipement d'analyse du spectre*

Pour contrôler les émissions des engins spatiaux, il faut disposer d'un dispositif quelconque d'analyse du spectre. Dans la plupart des cas, il est préférable d'obtenir l'image du spectre en connectant l'analyseur à une sortie FI du récepteur, puisqu'il est alors inutile de placer l'analyseur tout près de l'antenne, comme il faudrait le faire si le signal n'était pas d'abord passé par un convertisseur-abaisseur. Cette connexion évite les pertes relativement élevées qui se produiraient autrement aux hyperfréquences dans les lignes de transmission. Si l'on souhaite une image du spectre dépassant la largeur de bande FI du récepteur (pour visualiser, par exemple, tous les répéteurs actifs d'un satellite), il est souhaitable que l'oscillateur local du récepteur puisse automatiquement balayer une gamme donnée de fréquences. La sortie détectée du récepteur servira alors à piloter l'axe vertical de l'image sur l'écran du tube à rayons cathodiques, alors que l'axe horizontal sera piloté par la tension de balayage. On se sert de l'organe de commande de la largeur de bande FI du récepteur pour spécifier la largeur de bande à balayer, ce qui engendre une image à exploration extrêmement fine du spectre. Comme on le verra au § 5.3.4, l'analyseur de spectre est également utile pour visualiser la bande de base d'un signal reçu.

5.2.5 *Compteurs de fréquence*

Il convient que les compteurs de fréquence retenus pour le contrôle des émissions des engins spatiaux couvrent la gamme de fréquences de l'oscillateur local du récepteur et soient assez sensibles pour permettre le comptage de l'oscillateur local, même aux faibles niveaux rencontrés en raison des grandes longueurs de câble allant du convertisseur-abaisseur (à l'antenne) jusqu'au point de contrôle. Si, dans les câbles, un très grand affaiblissement rend impossible l'utilisation d'un compteur, faute d'une sensibilité suffisante, le compteur peut être logé avec le convertisseur-abaisseur et l'organe d'affichage peut être installé à distance, au point de contrôle. La tolérance MF des compteurs doit dépasser la largeur de bande maximale des signaux à mesurer et leur base de temps doit être assez stable pour permettre des mesures de fréquence avec une précision au moins dix fois plus fine que la tolérance de fréquence admise pour les signaux à mesurer.

5.2.6 *Equipements supplémentaires*

Pour contrôler les émissions d'un engin spatial autre qu'un satellite géostationnaire, il faut évidemment que l'antenne dispose d'un moyen de poursuite. Dans le cas de satellites quasi stationnaires, on peut utiliser un dispositif de poursuite par échelons relativement lents quand, du point de contrôle, la vitesse angulaire de déplacement de l'engin spatial paraît faible, mais il faut un programme de poursuite automatique pour les engins spatiaux sur orbite basse. Les systèmes de contrôle décrits dans le présent document ne sont pas pourvus d'une coûteuse balise de poursuite, avec boucle de réaction passant par le satellite, pour maintenir automatiquement le pointage correct de l'antenne de réception. Il faut un ordinateur relativement rapide pour fournir les données de poursuite en temps réel, surtout si l'engin spatial doit être poursuivi de l'horizon à l'horizon et demande des angles de site voisins de 90° quand il s'approche du zénith. On peut cependant utiliser un micro-ordinateur d'une capacité limitée si les observations ne portent que sur une partie d'un seul passage; un tableau à échelons d'angles de site et d'azimuts peut être établi à l'avance pour être injecté plus tard dans le système de commande de l'antenne, au cours du passage orbital à étudier. Les données d'éphéméride sont évidemment requises et doivent être obtenues par un moyen quelconque (par exemple, données publiées). Le micro-ordinateur pourra aussi servir à aider l'automatisation de la collecte des données de contrôle et des procédures d'étalonnage si l'équipement utilisé est pourvu des instruments nécessaires à une interface avec des circuits bus appropriée.

Pour engendrer les signaux d'étalonnage, il faut des générateurs, surtout des générateurs de type synthétiseur à commande par circuit bus. La gamme de fréquences de ces générateurs doit couvrir la gamme d'accord du récepteur primaire, ainsi que toutes les fréquences intermédiaires utilisées.

Les récepteurs vidéo, les analyseurs de signaux de télévision et les oscilloscopes sont tous utiles pour analyser les caractéristiques du signal démodulé. Les récepteurs à couverture générale, avec une grande variété de largeurs de bande FI, sont également utiles lorsqu'ils sont connectés à la sortie du démodulateur du récepteur primaire, pour démoduler ensuite les signaux multiplexés sur les sous-porteuses.

5.3 *Techniques de mesure*

5.3.1 *Mesures de fréquence*

Les méthodes de mesure de fréquence utilisées par l'Administration des Etats-Unis d'Amérique sont représentatives des techniques utilisables avec les récepteurs superhétérodynes à double changement de fréquence. Dans l'exemple décrit ci-après, les fréquences intermédiaires du récepteur sont 250 et 45 MHz; le système de mesure est représenté à la Fig. 3.

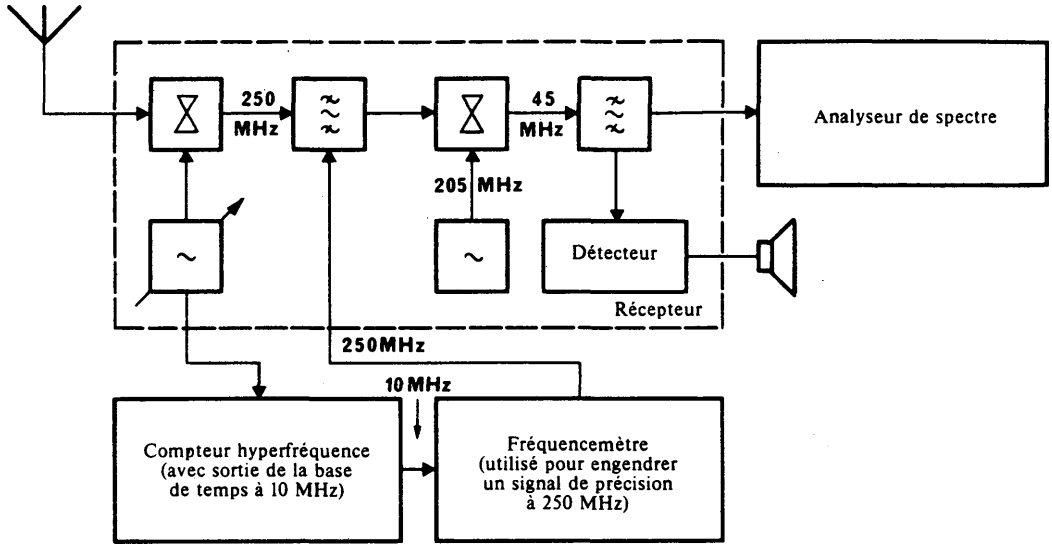



FIGURE 3 - *Configuration de l'équipement utilisé pour les mesures de fréquence par battement zéro de la composante du signal avec un signal de référence dans la FI*

On obtient une image du spectre en balayant la seconde FI à 45 MHz et cette image facilite le réglage au cours des opérations. La base de temps du compteur de fréquence sert de norme secondaire de mesure et un signal marqueur précis à ondes entretenues sur la première fréquence intermédiaire, d'une valeur nominale de 250 MHz, est synthétisé à partir de cette norme secondaire, puis injecté dans la première FI. Alors que l'observateur regarde l'image du spectre, le signal à mesurer est accordé en utilisant l'organe de réglage manuel du récepteur, jusqu'à ce que la composante du signal coïncide apparemment dans la FI avec le signal de référence à 250 MHz. En élargissant l'image de l'analyseur et en contrôlant auditivement la sortie audio du récepteur, on peut assurer le réglage fin du récepteur jusqu'au battement zéro de la composante du signal et du signal de référence. Le signal de l'oscillateur local du récepteur, qui se trouve toujours précisément à 250 MHz au-dessus de la fréquence de la composante du signal à mesurer, est échantillonné et compté. Le compteur est pré-programmé avec un décalage négatif de 250 MHz, pour permettre la lecture directe de la fréquence mesurée. Quand on emploie un récepteur à oscillateur-synthétiseur local, la précision finale obtenue avec cette méthode est bien entendu limitée par l'échelon d'accord de cet oscillateur.

Une autre méthode, indiquée à la Fig. 4, est utilisable quand la bande passante du récepteur ne contient qu'une émission symétrique MF ou MA. Selon cette méthode, le second oscillateur local à 205 MHz du récepteur et la seconde FI à 45 MHz sont échantillonnés et combinés dans un combinateur externe, puis filtrés pour restituer une représentation de niveau relativement élevé de la FI à 250 MHz. Le but de l'opération est d'obtenir pour le compteur des niveaux adéquats (supérieurs à $-30$ dBm) tout en permettant la commande de la largeur de bande par le filtrage de la bande passante FI du récepteur, qui se trouve dans la seconde FI. Le récepteur est alors réglé pour centrer le signal à mesurer dans la bande passante FI et tant le signal à haut niveau à une fréquence nominale de 250 MHz que l'échantillon du premier oscillateur local du récepteur sont comptés soit simultanément sur des compteurs séparés, soit successivement sur le même compteur en utilisant un dispositif coaxial de commutation. Dans les deux cas, la fréquence nominale de 250 MHz est alors soustraite de la fréquence de l'oscillateur local pour obtenir le résultat de la mesure. La dérive du récepteur entre deux lectures successives du ou des compteurs est généralement négligeable si l'intervalle de temps entre ces deux lectures reste raisonnablement court.

Pour employer avec succès cette méthode dans le cas des signaux MF à large bande, il faut un compteur avec une tolérance MF adéquate. La méthode ne convient pas aux signaux asymétriques ou aux signaux MA dans lesquels le taux de modulation est tel que les niveaux instantanés de la porteuse sont sujets à des excursions qui n'atteignent pas le seuil de sensibilité du compteur. Avec ladite méthode, la précision de la détermination de la fréquence centrale n'est limitée que par la stabilité de la base de temps du compteur, plus ou moins un comptage de l'élément numérique de moindre poids.

L'effet Doppler se produira évidemment sur les fréquences mesurées en provenance de satellites non géostationnaires, lesquels se rapprochent ou s'éloignent de la station de contrôle.

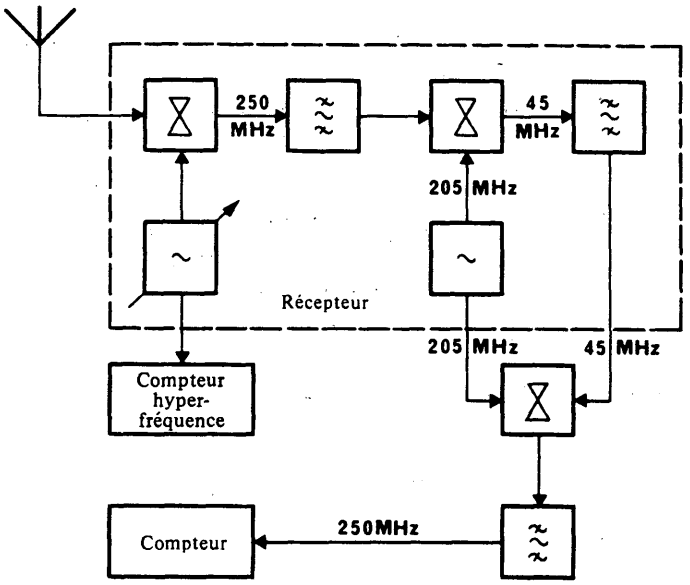



FIGURE 4 - *Configuration de l'équipement utilisé pour les mesures de fréquence portant sur des émissions symétriques*

5.3.2 *Mesures de la largeur de bande*

Aux Etats-Unis d'Amérique, la mesure de la largeur de bande des émissions à modulation de fréquence en provenance des engins spatiaux s'effectue conformément à la Recommandation 443, en utilisant la méthode $x$ dB à des niveaux inférieurs à 6 dB et de 26 dB au niveau de référence, à condition que les niveaux des signaux soient suffisants et que la bande passante du récepteur puisse contenir toutes les composantes significatives de modulation des signaux en question.

Le niveau de référence est établi à l'aide de la méthode décrite au paragraphe 7 du Rapport 275. Une méthode précise de détermination du niveau de référence approprié aux signaux qui emploient les techniques de modulation numérique reste un sujet particulier dont l'étude doit se poursuivre.

5.3.3 *Mesures de la puissance surfacique*

On peut calculer la puissance surfacique d'après la mesure de la puissance fournie par l'antenne au récepteur, conformément à la formule:

$$pfd = \frac{4\pi p}{g\lambda^2}$$

où:

$pfd$ : puissance surfacique ($W/m^2$),

$p$ : puissance fournie au récepteur par une antenne équilibrée (W),

$g$ : gain de l'antenne par rapport à une antenne isotrope,

$\lambda$ : longueur de l'onde (mètres) à la fréquence étudiée,

à condition de connaître avec précision le gain de l'antenne à la fréquence étudiée. L'étalonnage du gain d'antenne peut être assuré par un fabricant; il peut aussi l'être par un utilisateur individuel sur un banc d'essai d'antenne convenablement conçu, en faisant progressivement augmenter la fréquence, mais ce peut être là une procédure coûteuse.

On peut aussi étalonner le gain en utilisant comme émetteur des corps célestes qui produisent une puissance surfacique connue. Avec de grandes antennes ($\geqslant$ 10 m) et des systèmes de réception à faible niveau de bruit, on peut procéder aux étalonnages en utilisant des radiosources stellaires. Avec des antennes de plus faibles diamètres, telles que l'antenne décrite plus haut, le Soleil devient toutefois une source plus utile pour l'étalonnage des signaux. On peut obtenir des organisations de normalisation ou des observatoires nationaux des valeurs de la densité surfacique de la puissance solaire; ces valeurs sont validées, jusqu'à un degré spécifié de précision, pendant une période de temps spécifiée et pour certaines fréquences. Pour les autres fréquences, il faudra nécessairement déterminer par interpolation les valeurs de la densité surfacique produite par le Soleil. La précision de l'étalonnage sera donc limitée tant par celle des données relatives au flux solaire que par les incertitudes inhérentes à l'interpolation.

5.3.4 *Mesures et analyses de la bande de base*

On peut obtenir avec des signaux MF l'image du spectre de la bande de base de modulation en connectant un analyseur de spectre à la sortie du démodulateur du récepteur. En étalonnant l'axe vertical de l'image de l'analyseur au moyen de signaux modulant normalisés, on peut déterminer directement, à partir de l'analyseur, la contribution des voies individuelles de la bande de base à l'excursion de la porteuse. La méthode de Bessel (fonction zéro) sert à déterminer la fréquence et l'amplitude du signal d'étalonnage.

Les récepteurs de communications à couverture générale peuvent aussi être connectés à la sortie détectée du récepteur principal et servir à accorder et à démoduler les signaux multiplexés sur les sous-porteuses. En utilisant ces récepteurs et les techniques classiques de mesure des fréquences dans les bandes d'ondes décamétriques et métriques, on peut aussi mesurer les fréquences des composantes des signaux dans la bande de base.

5.4 *Solution des problèmes de brouillage et d'identification des émissions*

5.4.1 Pour des considérations spatiales, les capacités d'un système terrestre fixe de contrôle des émissions en provenance des engins spatiaux sont en principe limitées, en ce qui concerne les problèmes de brouillage, à l'analyse des signaux brouilleurs sur la liaison descendante. Toutefois, même si un brouillage peut être causé à une liaison montante par une source de Terre, l'observation de la manifestation du brouillage sur la liaison descendante pourra donner à l'observateur expérimenté assez d'indices pour l'aider à identifier le signal brouilleur.

5.4.2 Etant donné que les engins spatiaux ne sont pas tenus d'émettre un signal d'identification spécial, leur identité doit être établie en comparant les paramètres orbitaux observés avec les données d'éphéméride, en comparant les fréquences utilisées avec les assignations de fréquences publiées, en analysant les caractéristiques du signal et en analysant le contenu du message démodulé. Cette méthode permet généralement d'identifier les émissions et, pour le moment, il ne paraît guère nécessaire d'imposer aux engins spatiaux l'émission d'un signal d'identification.

## 6. Système élaboré en République fédérale d'Allemagne

6.1 *Possibilités*

Les tâches énumérées au § 1 ont conduit à inclure les possibilités de mesure suivantes dans le système:

- enregistrement des bandes de fréquences,
- mesure des fréquences,
- mesure de la puissance surfacique,
- mesure de la polarisation,
- détermination de la position des stations spatiales géostationnaires,
- classe d'émission et caractéristiques de modulation,
- largeur de bande et composition spectrale des émissions.

6.2 *Caractéristiques des équipements de mesure et précision de mesure*

6.2.1 *Enregistrement des bandes de fréquences*

Dans le service de contrôle des émissions radioélectriques de Terre, les systèmes d'enregistrement des bandes de fréquences donnent depuis longtemps des résultats satisfaisants. Ces systèmes sont également bien adaptés pour examiner les bandes de fréquences quant à leur occupation par les émissions en provenance des stations spatiales. Il est également possible, en même temps, d'enregistrer les émissions de satellites pour lesquels on ne dispose d'aucune autre information. Dans le cas de satellites sur orbite basse, les relations spécifiques de l'orbite, qui fournissent un enregistrement caractéristique, présentent des avantages particuliers. Cet enregistrement permet d'obtenir, avec une bonne approximation, des données fondamentales importantes, à savoir:

- la fréquence d'émission,
- la période,
- le moment de rentrée dans la zone de couverture de la station de contrôle.

Comme il faut exploiter le système avec des antennes de réception non directives, l'affaiblissement de sensibilité doit être compensé par la réduction de la largeur de bande du filtre d'analyse.

La sensibilité limitée par le bruit du système, qui peut être exploité entre 100 MHz et 2,5 GHz, est d'environ $-138$ dBm par rapport à une largeur de bande de 1 kHz.

6.2.2 *Mesure de la fréquence*

Les méthodes utilisées pour la mesure de la fréquence d'émission des stations spatiales géostationnaires ne diffèrent pas de celles qui sont utilisées pour la mesure de la fréquence d'émission des stations radioélectriques de Terre. Cependant, il en va différemment des satellites qui se déplacent sur des orbites proches de la Terre puisque leurs émissions sont sujettes à l'effet Doppler à l'extrémité de réception. Il a donc été prévu d'utiliser un appareil de mesure de la fréquence qui tient compte des fréquences décalées par l'effet Doppler. En ce qui concerne la méthode de mesure, qui est entièrement informatisée, on se reportera au § 2.2 et notamment au doc. [CCIR, 1970-74].

Compte tenu de l'état actuel de la technologie, des dispositions ont été prises pour que:

- l'erreur de mesure individuelle de la fréquence ne dépasse pas $10^{-9}$,
- les valeurs des fréquences individuelles mesurées soient fondées sur une trame de temps en parfait synchronisme avec l'UTC.

6.2.3 *Mesure de la puissance surfacique*

Le principe de la mesure de la puissance surfacique est fondé sur les considérations suivantes:

- les valeurs de la puissance surfacique spécifiées dans le Règlement des radiocommunications sont des valeurs moyennes. On peut, pour établir les moyennes, utiliser un bolomètre relié à une sortie FI appropriée du récepteur ou de l'analyseur;
- à la sortie FI, il faut veiller à ce que le signal de satellite ne soit pas affecté par un glissement de fréquence causé par l'effet Doppler, de manière à éviter que, lors de la mesure, les composantes spectrales ne tombent en dehors de la bande du filtre de mesure;
- la polarisation de l'antenne de mesure doit être adaptée à celle du signal à mesurer afin d'éviter une détérioration des résultats de mesure;
- aussi longtemps que la puissance surfacique dans la sous-bande examinée peut être considérée comme uniforme, il n'est pas nécessaire d'effectuer des mesures dans une largeur de bande de 4 kHz. Si la largeur de bande effective du filtre est connue, une conversion facile est possible.

En ce qui concerne la précision de mesure, on a estimé, comme objectif souhaitable, qu'une erreur totale de $\pm$ 2,5 dB, y compris toutes les contributions d'erreur et quelle que soit la bande de fréquences choisie, ne devait pas être dépassée.

6.2.4 *Mesure de la polarisation*

Les stations spatiales utilisent la polarisation circulaire dextrogyre, la polarisation circulaire lévogyre et la polarisation rectiligne. La détermination du degré d'équipement en moyens de mesure de la polarisation de la station de contrôle radioélectrique pour les services spatiaux a été fondée sur les faits ci-après:

- les stations spatiales sur orbites proches de la Terre modifient continuellement leur position par rapport à l'observateur. Pour cette raison et compte tenu du fait que le satellite tourne normalement sur lui-même, la polarisation à l'emplacement de réception est soumise à de constantes modifications;

– l'orientation du plan de polarisation d'un signal à polarisation rectiligne transmis par une station spatiale géostationnaire par rapport au plan horizontal du point d'observation dépend de l'emplacement géographique de ce dernier par rapport au satellite.

Compte tenu de cela et du fait que la station de contrôle radioélectrique pour les services spatiaux doit être capable d'observer à la fois les stations spatiales géostationnaires et les stations spatiales en orbite basse, on a mis en place un système de mesure de la polarisation qui permet la mesure continue et l'enregistrement des paramètres de polarisation du signal reçu.

Etant donné que les mesures de la polarisation liées aux méthodes de réutilisation des fréquences ne sont pas considérées comme relevant du service de contrôle radioélectrique, aucune condition stricte n'a été imposée concernant les précisions de mesure.

6.2.5 *Détermination de la position des stations spatiales géostationnaires*

Les stations spatiales à bord de satellites géostationnaires, qui utilisent une bande de fréquences quelconque attribuée au service fixe par satellite ou au service de radiodiffusion par satellite, doivent être maintenues à ± 0,1° de longitude de leur position nominale (Règlement des radiocommunications, Article 29, Section III). Les tâches d'une station de contrôle radioélectrique pour les services spatiaux doivent, en conséquence, comprendre également la mesure des positions nominales des satellites géostationnaires. La question de savoir à quel point les contraintes qui en résultent en matière de mesure sont économiquement justifiables est traitée ci-après.

Une tolérance de ± 0,1° de longitude de la position nominale définit un segment angulaire du plan de l'orbite équatorial. Si on considère le cas limite d'une station de contrôle exploitée à l'équateur, il faudrait vérifier le maintien en position en effectuant des mesures angulaires dans le plan de site de l'antenne. Lorsque la station de contrôle est décalée vers le sud ou vers le nord, une rotation s'effectue dans le plan azimutal de l'antenne de contrôle, ce qui, dans le cas d'une latitude de 50° (République fédérale d'Allemagne), signifie que la tolérance de maintien en position longitudinale d'une station spatiale géostationnaire se mesure essentiellement par une différence angulaire, dans le plan azimutal de l'antenne. Elle atteint la valeur de ± 0,13° pour une différence longitudinale de 0° entre la station de contrôle et la projection du satellite à la surface de la Terre et s'abaisse à ± 0,085° pour une différence longitudinale de 60°. On peut en déduire que l'erreur de mesure qui doit être le dixième de la différence angulaire, doit être d'environ ± 0,01°.

Cependant, les considérations exposées ci-dessus ne justifient nullement l'abandon des mesures, dans le plan de site, de la précision de maintien en position des satellites. Ceci n'est pas possible car l'antenne doit être également utilisée pour la poursuite et la mesure angulaire d'engins spatiaux sur orbite basse. Les autres informations que l'on peut déduire de l'instabilité du comportement orbital d'un satellite géostationnaire nécessitent une précision de mesure correspondant à celle du plan azimutal.

Il existe une relation entre l'ouverture à mi-puissance du faisceau d'une antenne et la précision radiogoniométrique maximale que l'on peut obtenir. Lorsqu'on utilise la méthode de mono-impulsion (voir le § 6.3.2), l'approximation suivante est valable:

$$R \simeq \pm n \cdot \theta$$

où:

$R$ : erreur de mesure angulaire

$n$ : facteur d'amélioration

$\theta$ : ouverture à mi-puissance du faisceau.

Pour les antennes optimisées à bande étroite, $n = 0{,}01$. Pour une antenne à large bande du type généralement utilisé par une station de contrôle radioélectrique pour les services spatiaux, un facteur 0,1 semble être réaliste. On ne peut réduire de façon illimitée la variable restante, $\theta$. Par exemple, pour une antenne parabolique ayant un diamètre de 12 m et un rendement d'environ 55%, on obtient pour l'ouverture à mi-puissance du faisceau et la précision de mesure angulaire, les valeurs suivantes:

TABLEAU I

| Fréquence (GHz) | 1,65 | 2,2 | 11,4 |
|---|---|---|---|
| $\theta$ (degrés) | 0,86 | 0,65 | 0,13 |
| Précision de mesure angulaire (degrés) | ± 0,09 | ± 0,08 | ± 0,02 |

Une comparaison des valeurs indiquées dans le Tableau I avec une précision de mesure de 0,01° (correspondant à une distance d'environ 7 km sur l'orbite géostationnaire) montre que la capacité de contrôle de la position nominale des satellites géostationnaires dans les conditions de mesure assurées par la station de contrôle radioélectrique de la République fédérale d'Allemagne pour les services spatiaux, est sérieusement limitée, au moins dans la gamme des fréquences inférieures.

6.2.6 *Classe d'émission et caractéristiques de modulation*

Le coût de l'équipement qui serait nécessaire dans une station de contrôle radioélectrique pour les services spatiaux si l'on devait identifier et mesurer complètement la classe d'émission et les caractéristiques de modulation d'une station spatiale peut être extrêmement élevé, la configuration d'un tel système étant souvent très complexe. Pour l'instant, on a donc mis en place un équipement de type classique seulement pour la démodulation des émissions à bande étroite (maximum 300 kHz), modulées en amplitude, en fréquence et en phase.

6.2.7 *Largeur de bande et composition spectrale des émissions*

Les différences entre les mesures de la largeur de bande des stations de Terre et celles des stations spatiales sont examinées en détail dans le § 2.3. On a veillé à éliminer tous les décalages dans le spectre dus à l'effet Doppler. Ceci est obtenu en faisant appel à un dispositif de commande de phase ou de fréquence intégré dans le récepteur de mesure (voir également le § 6.2.3). Ce dispositif permet d'obtenir un spectre stable en fréquence, à condition que le décalage de fréquence dû à l'effet Doppler soit $\leqslant$ 80 kHz et que la largeur du spectre soit $\leqslant$ 300 kHz (c'est-à-dire la largeur de bande maximale FI du récepteur).

6.3 *Conception technique de l'équipement de réception*

6.3.1 *Systèmes d'antenne*

Deux systèmes d'antenne permettent de couvrir totalement la gamme de fréquences de 130 MHz à 13 GHz. Ils sont montés sur des supports séparés, à 100 et 200 m du bâtiment de la station. Au-dessous de 1300 MHz, on utilise un ensemble d'excitateurs multiples composé de quatre antennes log-périodiques; au-dessus de 1300 MHz, on utilise une antenne parabolique de 12 m de type Cassegrain.

Une des caractéristiques spéciales de l'antenne parabolique est un système de changement des bandes de fréquences commandé par un moteur dont la première phase de construction est maintenant achevée et qui permet la commutation entre deux bandes de fréquences. Le principe de fonctionnement de ce système est illustré sur la Fig. 5. Selon ce principe, on utilise un miroir déflecteur rotatif placé directement derrière l'apex du réflecteur principal sur l'axe principal de l'antenne, de telle manière que la puissance de réception soit réfléchie exactement dans l'axe de site. Sur l'axe de site, un cornet excitateur est placé à droite et à gauche de l'apex du miroir dans chacune des cabines 1 et 2. Pour effectuer les changements de bandes de fréquences, il suffit simplement de faire tourner le miroir déflecteur de 90°, ce qui nécessite environ 15 s. On peut étendre le système de miroir pour ajouter des bandes de fréquences supplémentaires. Les variantes possibles sont représentées sur la Fig. 6. Quel que soit le système finalement choisi, on ne peut l'installer, pour des raisons de place, que dans la cabine 1.

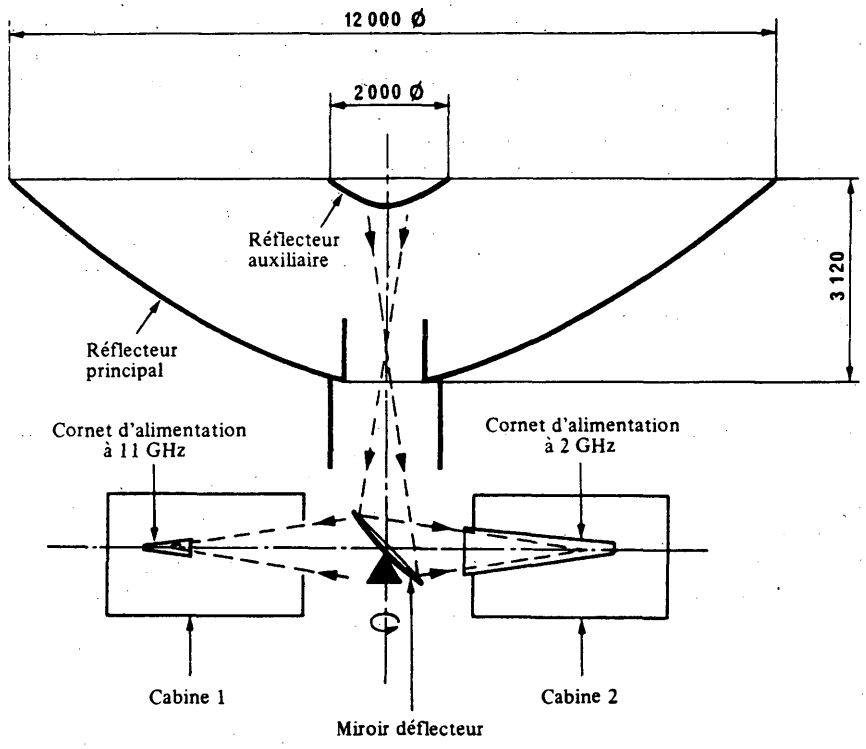



FIGURE 5 – *Configuration optico-géométrique de l'antenne Cassegrain de 12 m (dimensions en mm)*

Ø : diamètre

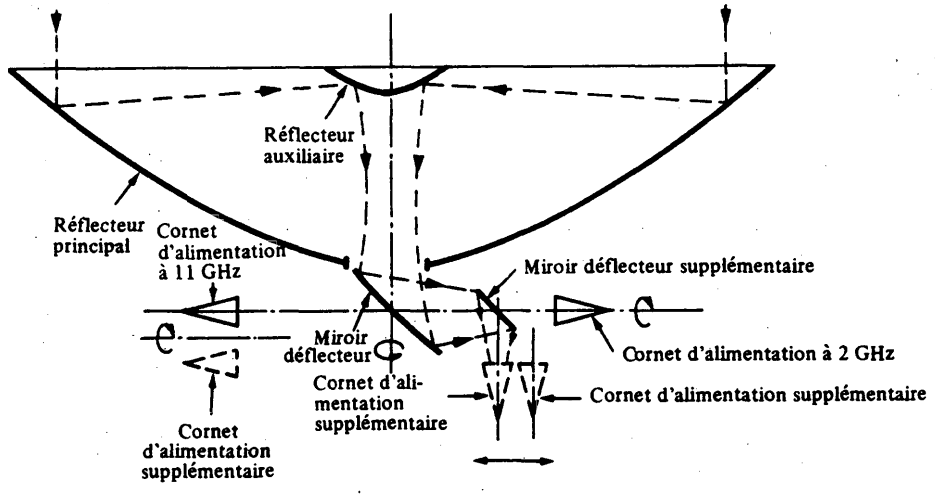



FIGURE 6 – *Extension future éventuelle à des bandes de fréquences supplémentaires et description du trajet réel du faisceau*

L'ouverture à mi-puissance du faisceau de l'antenne parabolique est relativement faible, cependant, on peut l'accroître par le facteur 3 en utilisant un dispositif dit de défocalisation pour faciliter l'acquisition de satellites dont la position exacte n'est pas connue. On utilise pour ce faire un sous-réflecteur divisé en deux sections concentriques dont la partie centrale peut être réglée par rapport à l'anneau extérieur fixe sur l'axe principal de l'antenne.

Comme l'antenne parabolique est également utilisée pour la réception des émissions de satellites sur orbite basse, des vitesses de poursuite relativement élevées sont nécessaires.

Les antennes sont à polarisations rectilignes orthogonales entre elles. Dans la gamme des fréquences inférieures, on obtient ces polarisations en utilisant des doublets croisés et, dans la gamme supérieure, à l'aide d'un diplexeur de polarisation disposé derrière le coupleur de mode (voir le § 6.3.2). Le signal reçu est ainsi divisé en deux composantes de puissance ($\Sigma$ *A*, $\Sigma$ *B*), condition préalable à la mesure des paramètres de polarisation (voir le § 6.3.4).

6.3.2 *Système de poursuite de l'antenne*

Dans les opérations de poursuite automatique des deux antennes, on utilise la méthode de mono-impulsion. La commande par programme et la commande manuelle sont, en outre, possibles. Contrairement à d'autres techniques, la méthode de mono-impulsion offre l'avantage que les informations sur la valeur et le signe du décalage de l'antenne par rapport à l'objectif sont simultanément et continuellement disponibles pour les deux plans de poursuite (azimut et site). Une des caractéristiques de la méthode de mono-impulsion est que, outre le diagramme somme (dans l'actuel système, un pour chacun des plans de polarisation *A* et *B*, correspondant à $\Sigma$ *A* et $\Sigma$ *B*), des diagrammes radiogoniométriques sont établis pour les plans de poursuite (azimut et site) qui présentent une valeur nulle sur l'axe principal de l'antenne. Sur la base des signaux d'erreur $\Delta_{azimut}$ ($\Delta$ *Az*) et $\Delta_{site}$ ($\Delta$ *El*), obtenus à partir des diagrammes radiogoniométriques, on peut alors tirer des conclusions quant à la valeur et au signe du décalage angulaire.

Des diagrammes radiogoniométriques peuvent être établis à l'aide de deux systèmes différents, le système «à sources multiples» et le système «multimode».

Dans la gamme des fréquences inférieures (< 1300 MHz), on utilise un réseau à sources multiples. Le diagramme radiogoniométrique est obtenu au moyen d'un comparateur mono-impulsion par addition et soustraction des tensions fournies par le réseau à quatre sources.

Dans la gamme des fréquences supérieures, le diagramme radiogoniométrique est établi à l'aide d'un système multimode. Ce dernier fonctionne selon le principe que, dans un guide d'ondes de section suffisamment grande, les modes d'onde d'ordre supérieur sont excités, en plus du mode fondamental, chaque fois que la direction d'incidence de l'onde électromagnétique ne coïncide pas avec l'axe du guide d'ondes. Il en résulte que deux signaux différence sont disponibles à la sortie du coupleur de mode.

Pour réduire le nombre de voies du récepteur, un signal différence est ajouté à l'autre, avec un déphasage de 90°, après le comparateur. Pour la gamme supérieure, cette opération s'effectue dans le coupleur de mode. En conséquence, une seule voie différence est nécessaire pour le traitement ultérieur du signal.

6.3.3 *Subdivision de la gamme de fréquences en sous-bandes*

Les antennes sont suivies par les préamplificateurs à faible bruit pour les bandes de fréquences indiquées dans la section A du Tableau II. Dans la gamme des fréquences inférieures, les préamplificateurs sont reliés directement aux récepteurs qui sont réglables de 130 à 1300 MHz, tandis que des convertisseurs à large bande sont insérés pour la gamme supérieure. En fait, la subdivision en sous-bandes signifie l'abandon de la large gamme de fréquences couverte, en principe, par les antennes. Cependant, cet inconvénient est compensé par une amélioration considérable du comportement d'intermodulation et des caractéristiques de bruit du système de réception dans ces sous-bandes.

Trois récepteurs ayant des caractéristiques de mesure égales sont utilisés. Deux d'entre eux sont conçus pour trois voies ($\Sigma$ *A*, $\Sigma$ *B*, $\Delta$); ils sont équipés d'une unité de poursuite. Ces deux récepteurs sont reliés à demeure aux antennes. Le troisième récepteur est du type à deux voies ($\Sigma$ *A*, $\Sigma$ *B*) et peut être exploité indifféremment dans la gamme des fréquences inférieures ou supérieures. En complément, des appareils de mesure (compteurs de fréquences et enregistreurs en courant continu) permettent d'exécuter les mesures décrites dans le § 6.2. La mise en mémoire dans l'ordinateur de la station des valeurs mesurées est prévue, mais elle n'est réalisée qu'en partie à l'heure actuelle.

6.3.4 *Réalisation technique des mesures de polarisation*

La polarisation du signal reçu est obtenue électroniquement dans chaque récepteur. L'ellipticité et l'orientation du grand axe sont indiquées sous la forme de valeurs angulaires. La méthode employée nécessite l'utilisation d'un système d'antenne avec deux plans de polarisation orthogonaux et le traitement séparé des composantes de puissance du signal reçu dans deux voies du récepteur ($\Sigma$ *A* et $\Sigma$ *B*) qui ne doivent pas présenter de différences de phase ou d'amplitude. Pour atteindre l'objectif mentionné ci-dessus, chaque modification de fréquence est suivie d'un processus d'étalonnage. La méthode utilise une unité d'évaluation à fonctionnement dynamique qui s'adapte continuellement aux modifications de la polarisation. L'obtention de la polarisation dans le récepteur permet, contrairement à celle qui serait obtenue dans le système d'alimentation de l'antenne, des mesures simultanées indépendantes de polarisation sur deux fréquences d'un satellite.

6.3.5 *Caractéristiques importantes du système*

Quelques caractéristiques de fonctionnement importantes de la station de contrôle radioélectrique pour les services spatiaux sont énumérées dans le Tableau II; la Fig. 7 montre la configuration de base de l'équipement de réception. Le schéma est suffisamment explicite, mais il y convient de mentionner les caractéristiques suivantes:

- Une antenne permet la réception simultanée sur deux fréquences d'une station spatiale. Au-dessous de 1300 MHz, le choix des fréquences est illimité. Il faut seulement que ces fréquences se situent dans les sous-bandes individuelles. Au-dessus de 1300 MHz, la réception simultanée est possible uniquement dans la bande de fréquences choisie. Ceci permet aussi la réception simultanée pour la poursuite automatique, conformément à la méthode de mono-impulsion sur une fréquence et les mesures de polarisation sur deux fréquences; tous les convertisseurs doivent être conçus pour trois ($\Sigma$ *A*, $\Sigma$ *B*, $\Delta$) ou deux voies ($\Sigma$ *A*, $\Sigma$ *B*).

- L'accord sur la fréquence de réception est effectué sur le 2$^{e}$ convertisseur à l'aide de synthétiseurs et la fréquence de réception désirée est introduite par l'intermédiaire de l'ordinateur de la station.

- Après conversion à la fréquence intermédiaire de 60 MHz, une autre conversion est effectuée, afin que les voies somme soient décalées de $\pm$ 1,8 MHz par rapport à la voie différence. On obtient ainsi un multiplexage des voies et le signal résultant est transmis au bâtiment de la station sur un câble commun. Cette méthode offre l'avantage d'un accroissement de la stabilité à long terme des trajets de réception.

- Les récepteurs de mesure ont une largeur de bande FI maximale de 300 kHz. Dans la gamme des fréquences supérieures (1300 MHz-13 GHz), cela n'est pas suffisant et on a mis en place un trajet à large bande sur lequel le spectre FI total disponible à la sortie du 1$^{er}$ convertisseur peut être transmis au bâtiment de la station.

- Dans la gamme des fréquences inférieures (< 1300 MHz), le trajet à large bande sert à contourner les quatre sous-bandes individuelles optimisées, permettant ainsi la réception sur d'autres fréquences. Cela exige le réglage individuel de l'unité combinée «filtre-amplificateur» insérée pour l'amélioration du comportement d'intermodulation. Les caractéristiques de bruit de ce trajet sont cependant plus mauvaises que celles des sous-bandes individuelles.

- Dans la bande des 2 GHz, le système d'alimentation d'antenne est prolongé par un réseau de compensation qui accroît la précision radiogoniométrique de l'antenne.

TABLEAU II – *Caractéristiques de fonctionnement les plus importantes de la station de contrôle radioélectrique pour les services spatiaux de la République fédérale d'Allemagne*

| | 130-1300 MHz | 1,3-13 GHz |
|---|---|---|
| A. *Antennes et bandes de fréquences* | | |
| Type d'antenne | Réseau de doublets log-périodiques | |
| Gain d'antenne | 13 dBi | 1,65 GHz: 44,3 dBi<br>2,2 GHz: 47 dBi<br>11,4 GHz: 60 dBi |
| Ouverture à mi-puissance du faisceau | $\leq 45°$ | 1,65 GHz: 0,86°<br>2,2 GHz: 0,65°<br>11,4 GHz: 0,13° |
| Bandes de fréquences | 136 -138 MHz<br>149,9-150,05 MHz<br>399,9-402 MHz<br>460 -470 MHz | 1,5-1,8 GHz<br>2,1-2,3 GHz<br>(combinées en une unité de bande)<br>10,95-11,8 GHz |
| Facteur de qualité $G/T$ | | 1,65 GHz: 17 dB($K^{-1}$)<br>2,2 GHz: 19,5 dB($K^{-1}$)<br>11,4 GHz: 35,5 dB($K^{-1}$) |
| Facteur de bruit | $\leq$ 5,8 dB (à l'entrée du comparateur pour toutes les bandes de fréquences indiquées) | |
| B. *Autres caractéristiques* | | |
| Vitesse de poursuite et accélération des antennes: | | |
| – azimut | 6°/s, 10°/s² | 16°/s, 6°/s² |
| – élévation | 6°/s, 10°/s² | 3,5°/s, 6°/s² |
| Compensation de fréquence pour l'effet Doppler (kHz) | ± 40 | ± 40 |
| Gamme dynamique (dB) | 90 | 90 |
| *Précision de mesure* | | |
| Puissance surfacique (dB) | ± 2,5 | ± 2,5 |
| Fréquence | $1 \times 10^{-9}$ | $1 \times 10^{-9}$ |
| Polarisation: | | |
| – ellipticité ($e$) (arc tg du rapport axial) | ± 8° | ± 4° |
| – orientation de l'axe principal de polarisation | $\pm \frac{8°}{\cos 2e}$ | $\pm \frac{4°}{\cos 2e}$ |
| Angles d'azimut et de site | | 0,1 × ouverture à mi-puissance du faisceau |

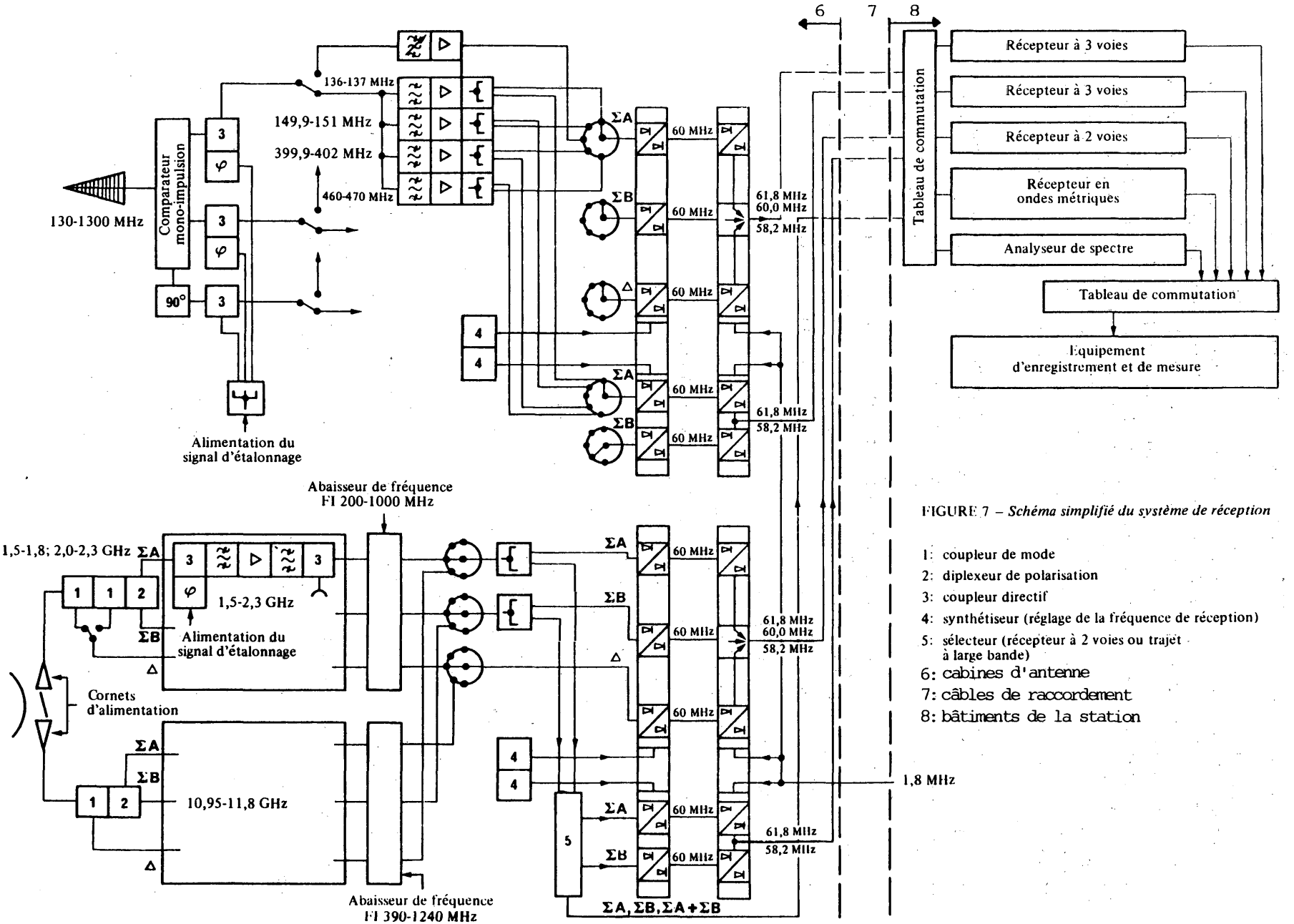



FIGURE 7 – *Schéma simplifié du système de réception*

1: coupleur de mode
2: diplexeur de polarisation
3: coupleur directif
4: synthétiseur (réglage de la fréquence de réception)
5: sélecteur (récepteur à 2 voies ou trajet à large bande)
6: cabines d'antenne
7: câbles de raccordement
8: bâtiments de la station

## 7. Petite station terrienne simple de contrôle des émissions

Les stations de contrôle décrites ci-dessus permettent d'assurer pleinement le contrôle des émissions des satellites de télécommunications et notamment d'évaluer la qualité des canaux. Toutefois, pour évaluer les principales caractéristiques des émissions des satellites enregistrés auprès de l'IFRB, l'efficacité réelle de l'utilisation des assignations de fréquences et les intensités de champ, conformément au Règlement des radiocommunications, on peut utiliser de petites stations terriennes de contrôle moins complexes ayant un facteur de qualité moins élevé et une gamme d'appareils de réception types de stations terriennes moins diversifiée, comme le montre l'étude expérimentale menée en URSS [Yastrebstsov, 1990]. L'avantage de ces stations est qu'elles sont transportables.

La mise en place de ces stations terriennes de contrôle technique ne nécessite pas de gros investissements, l'installation d'autres équipements spéciaux coûteux ou d'importantes dépenses d'exploitation. Elle se justifie lorsque l'orbite des satellites géostationnaires est fortement utilisée.

La précision de ces mesures devrait être déterminée par une analyse d'erreur du système qui prenne en compte, entre autres paramètres, la distorsion d'intermodulation de l'amplificateur à faible bruit, la stabilité de fréquence de l'oscillateur local et l'isolation borne à borne du circulateur/mélangeur.

### 7.1 Paramètres à évaluer

- occupation de l'orbite;
- données simples relatives à l'orbite;
- polarisation observée;
- fréquence mesurée;
- largeur de bande occupée;
- écart par rapport à la fréquence assignée;
- classe d'émission;
- champ ou puissance surfacique.

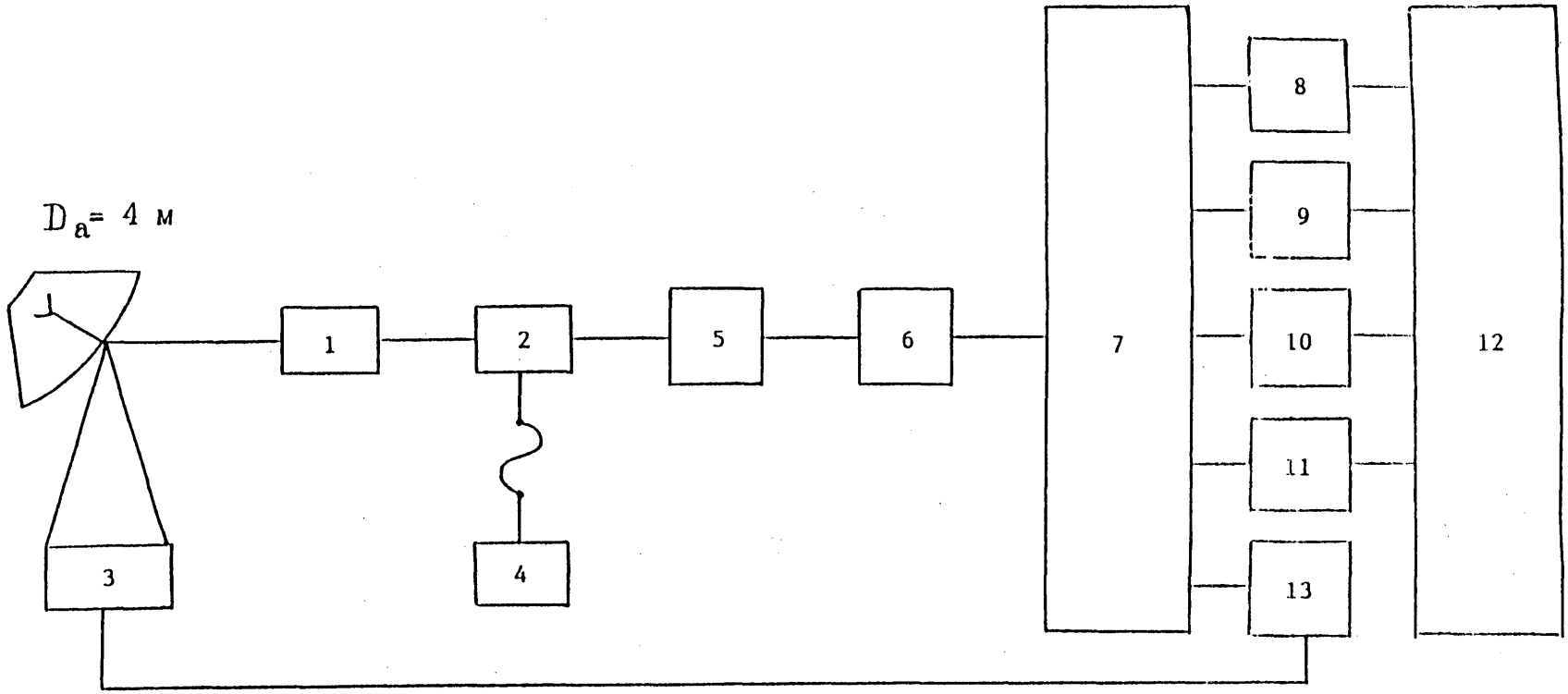
### 7.2 Appareillage de mesure

Le schéma d'une petite station terrienne de contrôle des émissions est reproduit à la Figure 8 qui donne également certains paramètres du système lorsqu'on utilise des instruments classiques fonctionnant dans la gamme des 4 GHz. La sensibilité de ce système permet d'évaluer les caractéristiques d'une émission provenant d'un satellite exploité dans la bande des 4 GHz, avec une densité spectrale à la sortie de l'antenne de satellite dans la direction du point de mesure par temps clair de -53 dBW/Hz.

#### 7.2.1 Système d'antenne

On peut utiliser comme système d'antenne des réflecteurs paraboliques ayant un diamètre compris entre 2,5 et 4 m et dotés d'un dispositif de rotation simplifié et d'un système de pointage.

Le système d'antenne peut comporter un ou deux miroirs. Pour maximiser le gain d'antenne, il est recommandé d'utiliser une gamme d'alimentations interchangeables fonctionnant dans des bandes de fréquences appropriées attribuées aux différents types de services par satellite et comprises entre 1,5 - 12 GHz.




1 - Unité de polarisation
2 - Coupleur directionnel
3 - Commande électrique de rotation
4 - Oscillateur
5 - Amplificateur à faible bruit
6 - Convertisseur-Abaisseur de fréquence
7 - Diviseur de puissance
8 - Analyseur de spectre
9 - Oscillographe
10 - Voltmètre sélectif
11 - Démodulateur
12 - Equipement d'enregistrement et de traitement des signaux
13 - Système de pointage

FIGURE 8

Schéma d'une petite station terrienne de contrôle des émissions

L'antenne peut être pointée en azimut sur ± 90° et en site de 0° à 90°, l'opération s'effectue d'abord manuellement et le réglage fin est assuré par télécommande. La poursuite du satellite peut s'effectuer automatiquement à partir du signal reçu si le rapport signal/bruit est suffisamment élevé. La Figure 9 indique la précision de lecture maximum disponible des coordonnées du satellite en fonction de la fréquence pour des antennes de 4 m de diamètre si l'on utilise des méthodes de mesure ordinaires.

Les unités interchangeables de polarisation permettent de recevoir des signaux à polarisation circulaire et à polarisation rectiligne.

7.2.2 Récepteurs

Le récepteur de la station terrienne de contrôle des émissions est composé d'un amplificateur à faible bruit et d'un convertisseur-abaisseur de fréquence connectés en série, semblables à ceux utilisés dans les stations terriennes. Cela permet de réduire sensiblement le coût du système de mesure.

Lorsque l'on change la bande de fréquences de travail, on remplace en même temps les récepteurs, les convertisseurs de fréquence, le système d'alimentation et les composants du guide d'ondes correspondants.

Les signaux reçus à la sortie du convertisseur-abaisseur de fréquence, pour une fréquence intermédiaire de 70 MHz par exemple, peuvent être analysés, traités et enregistrés sur un analyseur de spectre, un oscillographe etc.

Le facteur de qualité de l'appareil de mesure pour un diamètre d'antenne de l'ordre de 4 m peut atteindre 7 dB/°K (fréquence de 1,5 GHz) et 27 dB/°K (fréquence de 12 GHz). Ces stations terriennes de contrôle sont suffisamment sensibles pour analyser les caractéristiques des émissions provenant de la plupart des satellites existants et notifiés.

Les erreurs de mesure seront déterminées par les caractéristiques de conception de l'équipement utilisé.

7.2.3 Equipement de mesure

On peut utiliser divers analyseurs de spectre, oscillographes, caméras et ordinateurs pour observer, évaluer et enregistrer les signaux reçus.

Pour calculer les niveaux des signaux reçus et les valeurs des fréquences, on peut appliquer un signal de référence à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit par le biais du coupleur directionnel d'un générateur distinct.

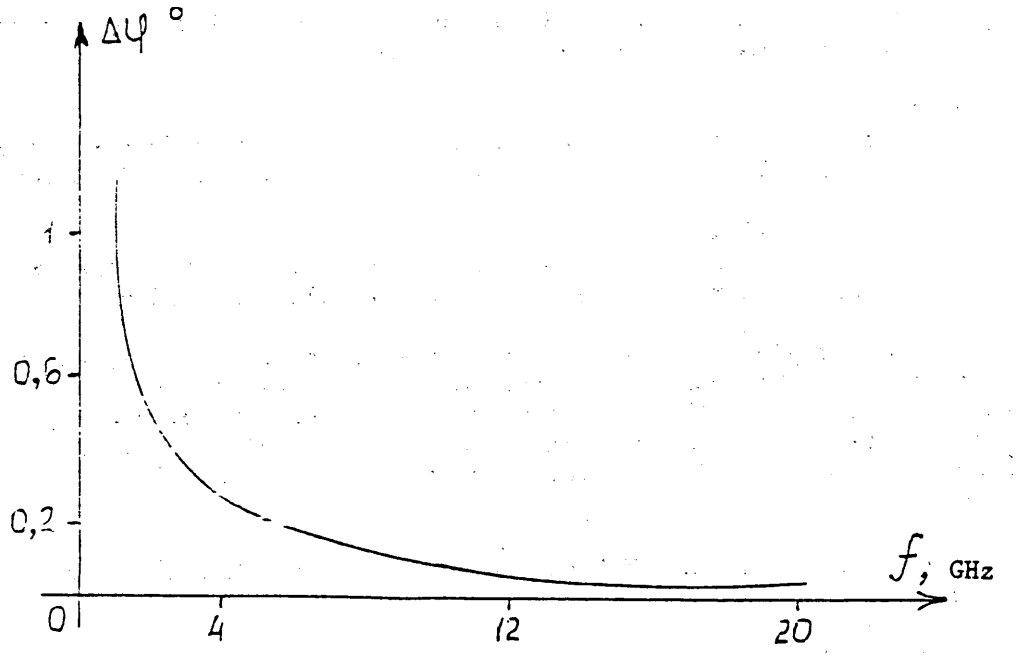



FIGURE 9

Précision maximum disponible de la lecture des coordonnées de satellite pour les antennes d'un diamètre de 4 m

8. Etude expérimentale effectuée au Japon

8.1 Objet

L'Administration japonaise s'intéresse à la question du contrôle des émissions spatiales. Avant de mettre sur pied un système de contrôle opérationnel, on procède à des expériences de base pour obtenir une image plus claire des fonctions et de l'exploitation du système de contrôle.

8.2 Portée de l'étude

Les objets sur lesquels porte actuellement le contrôle se classent en deux groupes: satellites géostationnaires et satellites à basse altitude. Etant donné leur importance dans les télécommunications spatiales, les satellites géostationnaires sont considérés comme les principaux objets du contrôle.

Les points que les expériences devraient éclaircir sont les suivants:

- quelle doit-être la procédure d'exploitation de l'équipement du système?

- de quelle façon convient-il d'acquérir, d'enregistrer, de traiter et d'afficher les données de mesure?

Selon l'objectif fondamental du contrôle, le système peut appartenir à l'un ou l'autre des deux types/échelons suivants:

- examen rapide
  pendant une courte période de temps, observer dans ses grandes lignes l'utilisation réelle de l'orbite et des fréquences;

- examen détaillé
  mesurer avec précision la position orbitale et le spectre radioélectrique utilisés par un satellite spécifié.

L'examen rapide sera le première étape. Elle sera suivie, en cas de possibilité de perturbations, par la seconde étape, c'est-à-dire l'examen détaillé. Cet examen détaillé s'effectuera probablement au moyen du système décrit dans la section 6. On trouvera ci-dessous l'exposé d'une étude visant au développement du concept d'examen rapide de l'orbite des satellites géostationnaires.

## 8.3 Expérimentation de l'examen rapide de l'orbite des satellites géostationnaires

### 8.3.1 Système expérimental

Au cours de l'étude expérimentale ici décrite, seuls ont été utilisés des signaux à 2 GHz, retenus du fait que l'ouverture relativement grande du faisceau en facilite l'acquisition.

La Figure 10 représente le système expérimental. L'ouverture du faisceau à 3 dB de l'antenne (diamètre 11 m, alimentation frontale) est de 0,8°, ce qui dicte le degré de résolution de la détermination de la position du satellite. Le Rapport G/T est de 25 dB/K.

La bande passante du récepteur est de 2,20 - 2,32 GHz. Elle est divisée en six sous-bandes d'une largeur uniforme de 20 MHz. Chacune des sous-bandes est mesurée par l'analyseur de spectre, en accordant successivement les fréquences du premier oscillateur local (synthétiseur de fréquence).

La détection d'un signal de satellite s'opère par la détection des crêtes dans le spectre observé. Si un signal de satellite dépasse un niveau de seuil spécifié, sa fréquence, sa longitude orbitale et son niveau de crête sont enregistrés sur disque pour figurer parmi les données recueillies. L'erreur sur la fréquence mesurée, dictée par le degré de résolution de la détection de crête dans l'analyseur de spectre, est de $\pm$ 400 kHz. Le seuil de détection dépasse de 15 dB le niveau de bruit (la largeur de bande de l'analyseur de spectre est de 100 kHz), ce qui signifie qu'un signal de satellite est détecté quand sa puissance surfacique maximale dépasse -171 dBW/m$^2$.

### 8.3.2 Procédure d'exploitation

L'emplacement du sytème d'observation (Kashima Station, Communications Research Laboratory, Ministry of Posts and Telecommunications) se trouve à 36°N/141°E, là où l'arc 70°E - 210°E du satellite géostationnaire est visible sous un angle de site de plus de 5°.

Le long de l'arc de visibilité, le faisceau de l'antenne balaye la longitude orbitale par tranches uniformes de 0,8° (égales à l'ouverture du faisceau), le pointage de l'antenne étant déterminé par la valeur calculée azimut/site. Le calcul azimut/site est fondé sur le rayon nominal de l'orbite des satellites géostationnaires. Les six sous-bandes sont mesurées et les résultats de mesure sont enregistrés pour chacune des longitudes orbitales. A la réception, la polarité reste inchangée au cours d'une exploration. La durée d'une exploration est d'environ 1 heure.

Comme il ressort de ce qui précède, aucun renseignement préalable - les données d'éphéméride des satellites, par exemple - n'est nécessaire à l'application de la procédure d'exploitaion.

8.3.3 Résultats expérimentaux

La Figure 10 donne deux exemples de données recueillies, présentées sous la forme d'une distribution longitude-fréquence. Dans les deux exemples, on reconnaît des satellites japonais. BS-2a et BS-2b sont des satellites de radiodiffusion japonais (un satellite primaire et un satellite de réserve) qui occupent la même position orbitale. Les signaux à 71° et à 194°, observés au cours de plusieurs explorations, sont également considérés comme des signaux de satellites géostationnaires. La Figure 10 montre que la distribution longitude-fréquence indique clairement l'utilisation de l'orbite des satellites géostationnaires dans une bande de fréquences donnée.

Il se peut toutefois qu'une partie des données recueillies provienne de signaux perturbateurs émis par des stations au sol, qui pénètrent dans les lobes latéraux de l'antenne, ou de signaux émis par des satellites à basse altitude qui auraient accidentellement coupé le faisceau de l'antenne. Les signaux à 81° et à 182° de la Figure 11 sont probablement de tels signaux, émis par ses satellites non géostationnaires. Ces signaux devraient être identifiés avec soin.

Parmi les satellites géostationnaires, certains décrivent des orbites à grande inclinaison de sorte qu'ils sont sujets à de très grands mouvements nord-sud et certains autres n'émettent que par intermittence des signaux radioélectriques occasionnels. Il est donc possible que quelques signaux de satellites échappent à l'exploration bien qu'il s'agisse de signaux utiles. L'acquisition fiable des signaux "géostationnaires" et la discrimination exacte à exercer contre les signaux "non géostationnaires" posent donc des problèmes à étudier plus avant.

8.4 Résumé

L'étude expérimentale du contrôle de l'orbite des satellites géostationnaires a conduit aux résultats suivants:

- il est probable que la procédure de l'examen rapide permette d'observer en gros l'utilisation réelle de la ressource orbite/spectre, sans qu'il soit besoin de données à priori, telles que les éphémérides des satellites;

- la distribution longitude-fréquence se prête à l'affichage des données expérimentales.

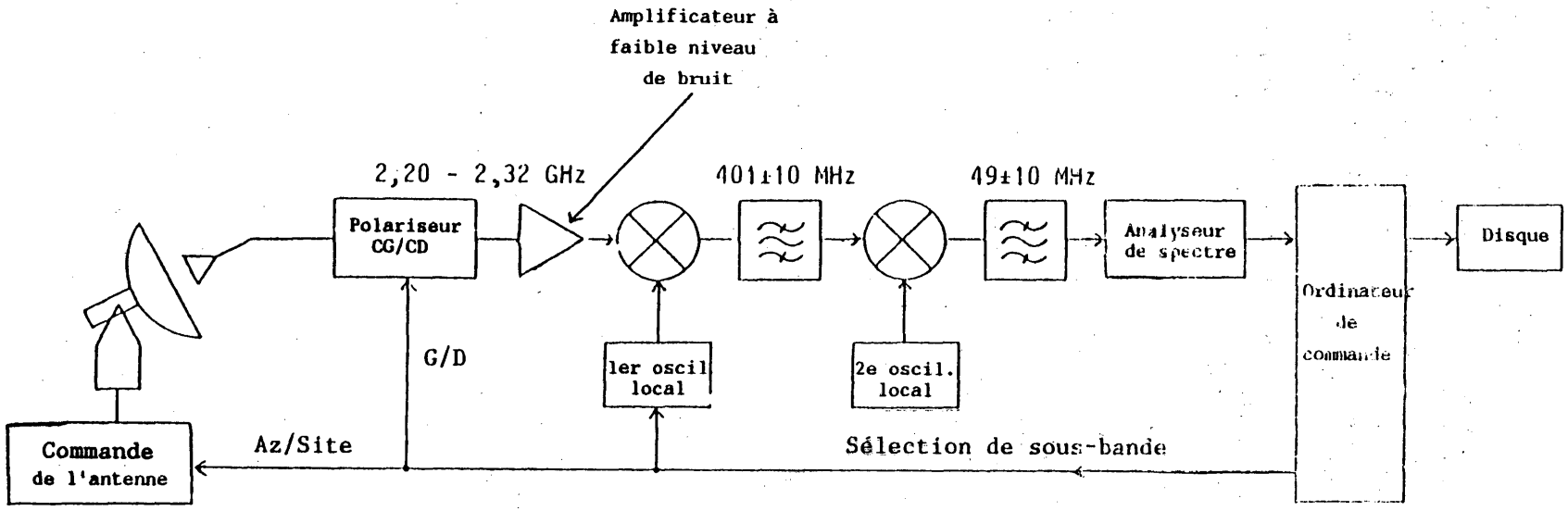
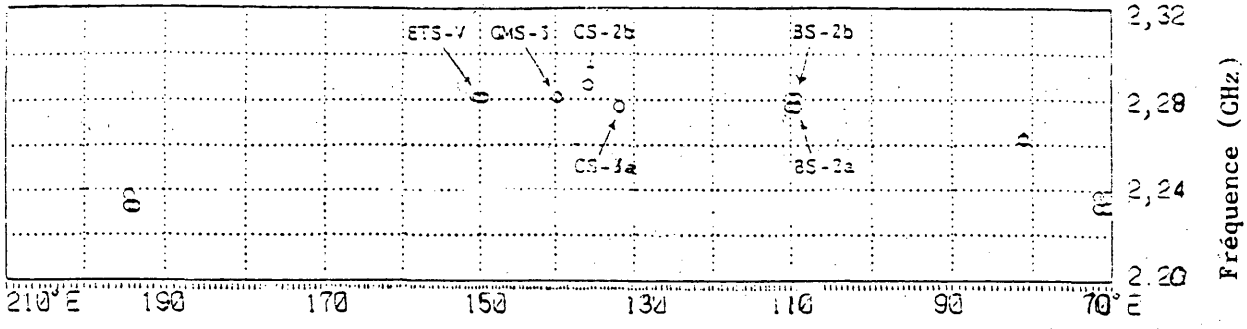
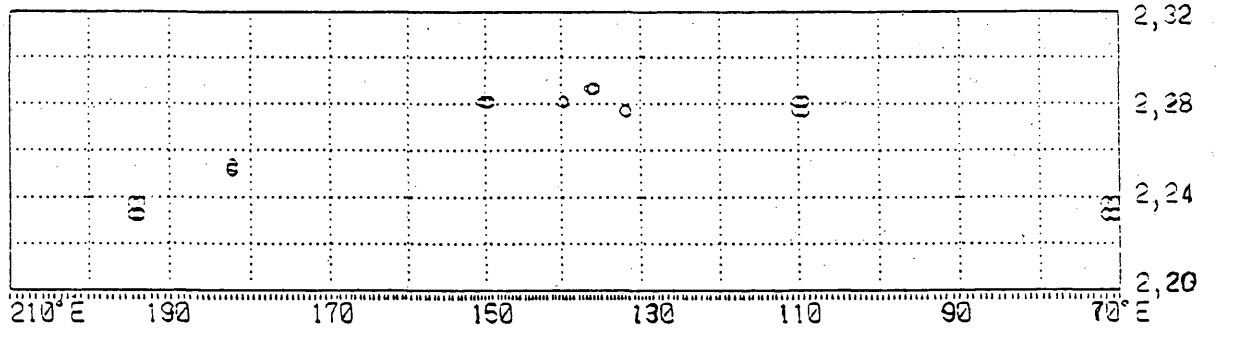



FIGURE 10

Système expérimental d'examen rapide à 2 GHz




22 juillet, 18-19 heures




23 juillet, 18-19 heures

**FIGURE 11**

Exemples de données recueillies (1988)

Les exemples de cas rencontrés au cours de l'examen montrent cependant que les problèmes suivants demandent un complément d'étude:

- comment éliminer les signaux "non géostationnaires"?
- comment reconnaître pour valides des signaux en provenance de satellites quasi géostationnaires ou des signaux émis par des satellites exploités par intermittence?

La méthode de l'examen rapide sera étudiée dans des bandes de fréquences plus élevées, sur la base de l'expérience ici décrite et d'une étude plus approfondie des problèmes à résoudre.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

**YASTREBSTSOV, I.A. [publié en 1990] - Monitoring of radio emissions from spacecraft at small fixed monitoring stations. Dixième Symposium international de Wroclaw sur la compatibilité électromagnétique.**

*Documents du CCIR*

[1962] Washington: **a.** VIII/3 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** VIII/15 (Japon).

[1966-69]: **a.** VIII/2 (République fédérale d'Allemagne); **b.** VIII/55 (Japon).

[1970-74]: 1/21 (Allemagne (République fédérale d')).

[1978-82]: 1/172 (Etats-Unis d'Amérique).

[1982-86]: **a.** 1/24 (Allemagne (République fédérale d')); **b.** 1/131 (Etats-Unis d'Amérique); **c.** 1/132 (Etats-Unis d'Amérique).

## BIBLIOGRAPHIE

BROTEN, N. W. et MEDD, W. J. [septembre 1960] Absolute flux measurements of Cassiopeia A, Taurus A, and Cygnus A, at 3200 Mc/s. *Astrophys. J.*, Vol. 132, **2**, 279.

CEI [1978] Commission électrotechnique internationale. Méthodes de mesure pour les équipements radioélectriques utilisés dans les stations terriennes de télécommunication par satellites. (Section 8.2.3 – Mesure du gain au moyen d'une radio-source). Publ. 510-2-1.

GUIDICE, D. A. et CASTELLI, J. P. [mars 1971] The use of extraterrestrial radio sources in the measurement of antenna parameters. *IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems*, Vol. AES-7, **2**, 226-234.

USA, Government Printing Office, *Smithsonian Contribution to Astrophysics.* Vol. 2, **10**. Différents articles parus dans le numéro d'avril 1960, des *Proc. IRE*, **48**, en particulier:

- HUTCHINSON, H. P. et ARENDT, P. R. Ionospheric scintillations of satellite signals.
- WEIFFENBACH, G. C. Measurement of the Doppler-shift of radio transmissions from satellites.

RAPPORT 372-6

# RADIOGONIOMÉTRIE DANS LES STATIONS DE CONTRÔLE

(Question 28/1)

(1966-1970-1974-1978-1982-1986-1990)

Pour répondre à la Question 28/1, la Commission d'études 1 cherche à donner:

- des renseignements concernant les stations fixes de contrôle;
- des renseignements concernant les stations mobiles de contrôle;
- un résumé des renseignements contenus dans divers documents traitant de la précision des relèvements radiogoniométriques et des positions de sources électromagnétiques déterminées en conséquence.

On trouvera un complément d'information, également en réponse à cette Question, au Chapitre 12 du «Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions».

## 1. Radiogoniomètres fixes (ondes hectométriques et décamétriques)

Les méthodes de radiogoniométrie et les procédés visant à améliorer la précision des relèvements dans les stations de contrôle fixes sont généralement conçus pour fournir un degré de précision satisfaisant dans le domaine de la propagation ionosphérique. Cette propagation affecte profondément les caractéristiques des ondes, ce qui influe considérablement sur les résultats obtenus avec les diverses méthodes de radiogoniométrie. La méthode qui consiste à utiliser une simple antenne en cadre, rotative ou croisée, pour les ondes ionosphériques, est totalement incapable de fournir la précision requise et il est par conséquent inutile de la considérer ici. Les ondes d'espace comprises dans les gammes d'ondes décamétriques étant d'une importance primordiale pour la radiogoniométrie dans le cadre du contrôle international des émissions, nous pouvons également exclure les méthodes qui font appel, soit à des bandes de fréquences très étroites, soit à des fréquences situées au-dessus de la limite des ondes décamétriques. Si l'on considère, d'autre part, que les stations peuvent souvent être appelées à localiser des sources de brouillage non identifiées ou des émetteurs clandestins, nous pouvons également écarter de cette étude les méthodes de radiogoniométrie dans lesquelles il est nécessaire de bénéficier du contrôle ou de la coopération de l'émetteur que l'on cherche à localiser.

### 1.1 *Inde*

1.1.1 L'Administration indienne utilise dans ses actions de contrôle un équipement radiogoniométrique comportant des antennes Adcock à huit éléments, un goniomètre rotatif et un indicateur automatique à lecture directe. En insérant un préamplificateur approprié après le goniomètre au centre des systèmes d'antennes et en utilisant une technique simple de télécommande, on peut placer les systèmes d'antennes à une distance de 300 m de l'indicateur principal de réception.

1.1.2 Ce type d'équipement radiogoniométrique peut être doté d'une télécommande à peu de frais. On a constaté que le fait d'associer un radiogoniomètre à l'équipement de contrôle facilite sensiblement le contrôle des émissions. L'opérateur chargé du contrôle d'une voie donnée peut effectuer rapidement le relèvement de toutes les stations qui l'intéressent. Le choix de l'emplacement par rapport au bâtiment principal de la station de contrôle n'est pas très critique, car les antennes peuvent être placées à une distance maximale de 300 m de ce bâtiment. On peut ainsi atténuer aisément l'effet des autres antennes situées dans le champ.

1.1.3 On a modifié l'équipement radiogoniométrique commercial de manière à pouvoir l'utiliser avec un récepteur de contrôle ayant une meilleure stabilité de fréquence (étalonnage kHz par kHz jusqu'à la fréquence maximale, à savoir 30 MHz), ce qui présente le nouvel avantage de l'accord rapide et précis sur la station dont on veut effectuer le relèvement radiogoniométrique.

1.1.4 Ce système de radiogoniométrie permet de faire des relèvements avec une précision allant de ± 1° pour les signaux stables dépassant 50 μV/m à ± 2° pour les signaux stables dépassant 3 μV/m. Etant donné que, dans la bande des ondes décamétriques, l'imprécision des relèvements due aux évanouissements, à l'instabilité des signaux ainsi qu'à d'autres facteurs peut être du même ordre, on estime que le degré de précision de base de l'équipement, tel qu'il est indiqué ci-dessus, devrait suffire aux fins de contrôle des émissions.

1.1.5 Le système radiogoniométrique contenant un goniomètre rotatif présente quelques inconvénients par rapport à celui qui utilise des amplificateurs symétriques phase/amplitude ou autres, car il est difficile de prendre des relèvements en présence de brouillage. Lorsqu'on modifie la sélectivité du récepteur, on doit procéder chaque fois à un étalonnage et il n'est pas toujours possible de choisir la sélectivité optimale pour éviter le brouillage. C'est pourquoi la plupart des systèmes n'offrent qu'une ou deux valeurs de sélectivité, par exemple 1,2 kHz ou 3 kHz. Pour obtenir des relèvements exacts, il faut que le réglage du récepteur et celui du contrôle du gain soient très précis. Toutefois, on emploie généralement des opérateurs très qualifiés dans les stations de contrôle de sorte que l'on peut, dans une certaine mesure, pallier ces inconvénients. Ce type d'équipement radiogoniométrique est d'un coût assez modeste.

1.1.6 L'expérience acquise par l'Administration indienne lui a enseigné que le personnel d'exploitation chargé de prendre des relèvements dans la bande des ondes décamétriques doit être qualifié. Il doit notamment connaître parfaitement le réglage des différentes commandes ainsi que la manière de prendre des relèvements, surtout en cas d'évanouissement des signaux et d'une fluctuation des relèvements. Les opérateurs non qualifiés ont tendance à rapprocher les relèvements d'une valeur donnée, ce qui risque de donner une indication fausse de la classe des relèvements.

## 1.2 *Etats-Unis d'Amérique*

### 1.2.1 *Système Adcock*

#### 1.2.1.1 *Description*

Certaines stations de contrôle des Etats-Unis d'Amérique sont équipées d'un radiogoniomètre Adcock pouvant fonctionner dans la gamme de fréquences 2 à 40 MHz et muni de deux doublets verticaux ayant une longueur d'environ 6 m et espacés d'environ 6 m. La ligne des centres des doublets est située à une hauteur de l'ordre de 6 m au-dessus du sol. La rotation du dispositif peut être commandée manuellement ou automatiquement, la vitesse de rotation maximale dans ce dernier cas étant comprise entre 20 et 30 tours par minute. L'indication du relèvement peut être donnée sous forme auditive ou visuelle; l'appareil comporte, d'autre part, des moyens permettant le calcul automatique de la moyenne des relèvements pris pendant un intervalle de temps correspondant à un minimum de vingt rotations, avec indication visuelle du relèvement moyen.

#### 1.2.1.2 *Précision des relèvements*

Pendant plusieurs mois de 1962, on a fait une série d'essais de relèvements à l'aide de cet appareil Adcock, sur plusieurs émetteurs de 60 W dont les emplacements n'étaient pas connus des observateurs. Les distances étaient prises au hasard, afin de simuler les conditions réelles; elles s'échelonnaient entre des centaines de kilomètres et un maximum supérieur à 1600 km. On a utilisé, dans ces essais, 13 radiogoniomètres Adcock placés en des points très éloignés les uns des autres; dans 82% des essais, on a obtenu une précision de 2°, ou meilleure, sur les relèvements obtenus. Pour plus de détails sur ce problème de la précision des relèvements, on pourra se reporter au Rapport 93.

### 1.2.2 *Système Wullenweber*

#### 1.2.2.1 *Description*

Le radiogoniomètre Wullenweber, couramment utilisé aux Etats-Unis par la Federal Communications Commission, comporte 60 éléments d'antenne déployés en un cercle d'environ 140 m de diamètre. Il n'est pas muni de l'écran réflecteur que comporte normalement un véritable goniomètre Wullenweber, aussi n'y a-t-il pas de lever de doute et les diagrammes sont-ils bidirectionnels. L'absence de système de lever de doute n'est pas normalemet un inconvénient, car d'autres appareils faisant partie du même réseau peuvent fournir des indications de nature à éliminer l'ambiguïté. Un goniomètre capacitif rotatif produit des diagrammes de zéros ou de lobes parmi lesquels on peut faire un choix et qui utilisent 25, 50 ou 100% de l'ouverture maximale dont on peut disposer. La rotation de l'appareil est, au choix, manuelle ou automatique et un système de visualisation permet d'intégrer des échantillons de relèvements multiples ainsi que d'enregistrer les relèvements afin d'en garder trace une fois que l'émission a cessé.

1.2.2.2 *Essais d'étalonnage sur place*

Au moment de son installation, on procède à des essais sur chaque goniomètre en prenant un certain nombre de relèvements sur des stations aisément identifiables dont on connaît les positions. On compare chaque relèvement obtenu avec celui que donne le calcul (le long de l'arc de grand cercle) et l'on analyse les erreurs constatées afin de distinguer celles qui proviennent de l'emplacement du goniomètre. Dans le but de réduire les sources d'erreur, on ne retient pour ces essais que les signaux intenses dont les relèvements observés sont stables.

Les Tableaux I et II ci-dessous donnent des résultats de tels essais d'étalonnage. L'emplacement N° 1 est très bon pour un radiogoniomètre (terrain plat, minimum de structures pouvant donner lieu à des brouillages, éloignement de toute activité industrielle); l'emplacement N° 2 est considéré comme moins optimal, car il est proche d'une zone urbaine comportant de nombreuses structures artificielles et des discontinuités de terrain. On peut facilement voir comment les caractéristiques du terrain ont pour effet d'augmenter l'écart type des mesures faites au radiogoniomètre.

TABLEAU I - *Emplacement N° 1*

| Bande de fréquences (MHz) | Nombre d'échantillons | Erreur moyenne (degrés) | Ecart type (degrés) |
|---|---|---|---|
| < 2 | 40 | + 0,4 | 1,15 |
| 2-10 | 39 | + 0,43 | 0,77 |
| 10-25 | 48 | + 0,64 | 0,68 |

TABLEAU II - *Emplacement N° 2*

| Bande de fréquences (MHz) | Nombre d'échantillons | Erreur moyenne (degrés) | Ecart type (degrés) |
|---|---|---|---|
| 0,5-1,5 | 27 | + 1,02 | 3,85 |
| 1,5-5,0 | 22 | + 0,43 | 1,55 |
| 5,0-10 | 23 | - 0,41 | 1,25 |
| 10-15 | 59 | - 0,15 | 1,11 |
| 15-20 | 21 | - 0,43 | 0,97 |
| 20-30 | 7 | + 0,04 | 0,49 |

On voit que les caractéristiques de l'emplacement N° 1 se traduisent par des valeurs nettement meilleures de l'écart type, surtout aux fréquences les plus basses. Les tableaux ci-dessus mettent aussi en évidence l'influence du rapport de la surface de capture de l'antenne à la longueur d'onde sur la réduction de l'écart type.

1.2.2.3 *Analyse des performances*

On tient depuis environ cinq ans des relevés des performances du réseau de radiogoniométrie, mesurées sur des cas réels dans lesquels on connaissait l'identité exacte de l'émetteur de même que ses coordonnées précises. On calculait les erreurs pour chaque station participant à la campagne de mesure et on s'en servait pour analyser la précision des relèvements indiqués par elle par rapport à ceux fournis par d'autres stations du réseau. Comme on pouvait s'y attendre, il y eut au début de grandes différences dans les performances, mais on put par la suite remédier à cette situation en appliquant une ou plusieurs des mesures suivantes: amélioration de la maintenance, éducation du personnel, correction de certains défauts tenant à l'emplacement. Les renseignements qui suivent ont pour objet de faire connaître les performances qu'il y a lieu d'attendre du matériel dont il s'agit ici.

La Fig. 1 renseigne sur la distribution des relèvements observés. Elle porte sur un millier d'échantillons; l'écart normalisé est porté en abscisse et le nombre de relèvements en ordonnée. On pouvait s'attendre à une distribution gaussienne, mais on voit que les incréments d'un demi-degré sont favorisées. On pense que cela provient de ce que l'échelle du radiogoniomètre est graduée de degré en degré et que les opérateurs ont tendance à ne faire que des interpolations grossières. Il apparaît que la majorité des relèvements se trouve concentrée à l'intérieur d'une gamme d'erreurs de 3°. La probabilité d'erreur sur les relèvements peut s'estimer d'après la Fig. 2, qui est une courbe cumulative partant de $-5°$ pour aboutir à $+5°$. Les points portés sur cette figure représentent la distribution gaussienne vraie pour les données échantillonnées. L'intervalle de confiance pour une limite d'erreur donnée peut aisément se lire sur cette courbe. On voit que moins de 1% des relèvements indiqués étaient entachés d'une erreur de plus de 5°. Environ 60% de tous les relèvements indiqués tombaient à moins de 1,5° du relèvement vrai.

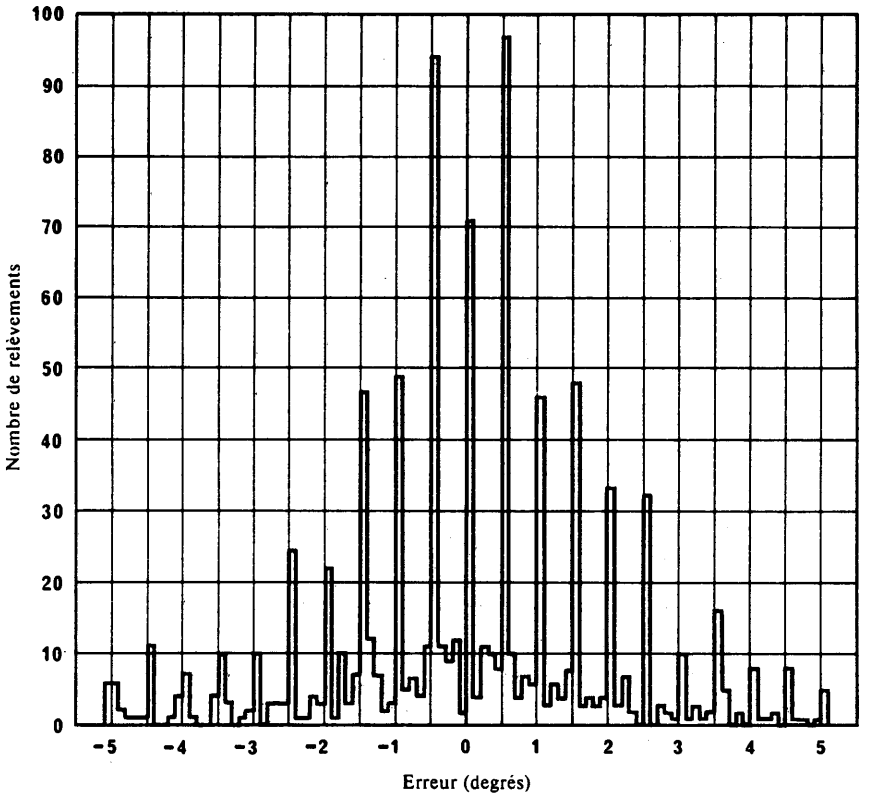



FIGURE 1 - *Distribution des erreurs de relèvement (932 échantillons)*

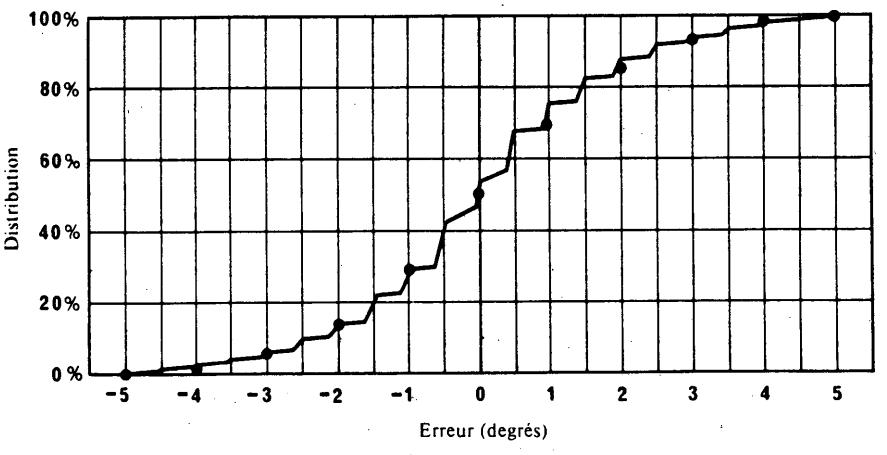



FIGURE 2 - *Distribution cumulative des erreurs de relèvement*

Soucieux d'améliorer la qualité du réseau pour ce qui est de la détermination des positions, on a analysé les erreurs de relèvement pour 277 échantillons en fonction des données auxiliaires signalées comme déterminantes de l'existence d'une corrélation entre la classe du relèvement et l'écart type attendu.

Les résultats de cette analyse (voir le Tableau III) montrent que l'erreur de relèvement est réduite pour les relèvements des classes les plus élevées. Cela suggère que la qualité globale du système sera améliorée si les relèvements sont classés avec précision et si l'on donne plus d'importance aux relèvements de classes élevées lors des calculs de position.

TABLEAU III - *Performances d'après la classification et erreurs sur les valeurs mesurées*

| Classification des relèvements (1) | Nombre d'échantillons | Erreur moyenne (degrés) | Ecart type (degrés) |
|---|---|---|---|
| A | 28 | 0,5 | 1,6 |
| B | 135 | 0,2 | 2,1 |
| C | 114 | 0,2 | 3,4 |

(1) Voir le Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions, chapitre 12, page 14, Tableau II qui donne une explication de la classification des relèvements.

L'un des facteurs dont dépend le classement d'un relèvement est la force des signaux reçus. Bien que l'on puisse obtenir des relèvements stables même sur des signaux faibles, il semble logique d'admettre que la précision avec laquelle on peut déterminer un zéro dépend quelque peu du rapport entre le signal et le bruit de fond. Le Tableau IV donne le résultat d'un classement des erreurs de relèvement en fonction de la force indiquée pour les signaux; il fait apparaître une corrélation positive entre la force du signal et la réduction des erreurs sur les relèvements.

TABLEAU IV - *Performances d'après la force des signaux et erreurs sur les valeurs mesurées*

| Force des signaux | Nombre d'échantillons | Erreur moyenne (degrés) | Ecart type (degrés) |
|---|---|---|---|
| S1 | 2 | 2,5 | 4,0 |
| S2 | 54 | 0,5 | 3,4 |
| S3 | 151 | 0,1 | 2,7 |
| S4 | 63 | 0,3 | 1,9 |
| S5 | 7 | - 0,3 | 1,1 |

Les résultats ci-dessus conduisent à penser que les mesures radiogoniométriques sont les meilleures lorsque les signaux sont forts et de classe A.

Les mesures radiogoniométriques doivent être faites quelle que soit la qualité des signaux; en conséquence, il est utile de déterminer les conditions de fonctionnement moyennes pour la radiogoniométrie ainsi que les performances du système compte tenu des limitations qu'imposent les paramètres des signaux effectivement rencontrés. On a ainsi trié les données qualitatives relatives à quelque 1700 échantillons et on les a analysées à la fois du point de vue de la qualité du signal et de sa force (voir le Tableau V). Le relèvement type est pris dans des conditions moins bonnes que les conditions idéales, ce qui affecte aussi la précision obtenue. Etant donné les conditions de fonctionnement pratiques, il est impératif que les opérateurs déterminent avec précision les paramètres du signal reçu si l'on veut pouvoir juger convenablement de la qualité du relèvement.

TABLEAU V - *Distribution des relèvements en fonction de leur classe et de la force des signaux*

| Force des signaux | | S1 | S2 | S3 | S4 | S5 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Classe A | Nombre d'échantillons | 1 | 1 | 40 | 103 | 27 |
| | Erreur moyenne | - 0,5° | - 1,8° | - 0,2° | + 0,1° | - 0,7° |
| | Ecart type | - | - | 2,1° | 2,1° | 2,6° |
| Classe B | Nombre d'échantillons | 1 | 65 | 527 | 309 | 15 |
| | Erreur moyenne | + 2,0° | + 0,3° | + 0,1° | + 0,1° | - 0,5° |
| | Ecart type | - | 3,2° | 2,7° | 2,3° | 2,3° |
| Classe C | Nombre d'échantillons | 40 | 216 | 301 | 51 | - |
| | Erreur moyenne | 0 | - 0,3° | + 0,3° | + 0,1° | 0 |
| | Ecart type | 3,1° | 4,3° | 3,1° | 3,7° | - |

L'analyse des performances présentées ci-dessus montre que les erreurs d'un système de radiogoniométrie dépendent directement des caractéristiques du signal examiné. L'un des facteurs essentiels de l'évaluation des renseignements fournis par une station d'un réseau de radiogoniométrie devrait donc être l'assurance qu'une description précise des caractéristiques du signal accompagne le relèvement indiqué. En accordant davantage de poids aux relèvements les mieux classés, on devrait parvenir à réduire de façon substantielle la surface des zones dans lesquelles doivent se trouver les positions à déterminer.

## 1.3 *Japon*

### 1.3.1 *Système Doppler*

Un radiogoniomètre télécommandé, utilisant la méthode Doppler, a été employé dans la pratique au Japon depuis la fin de 1979. Le réseau d'antenne de ce radiogoniomètre est situé dans une station de contrôle non surveillée et comporte 24 antennes disposées régulièrement sur la circonférence d'un cercle de 36 m de diamètre. Une antenne auxiliaire est située au centre du cercle où sont placés des circuits de commutation. La hauteur d'une antenne est de 9 m.

Ce radiogoniomètre s'est avéré efficace pour les émissions à modulation d'amplitude et à modulation angulaire dans la gamme des fréquences comprises entre 300 kHz et 30 MHz.

La perte de sensibilité aux fréquences basses qui est due au bruit de commutation peut être évitée grâce à un échantillonnage séquentiel des sorties des antennes, effectué 130 fois par seconde au moyen de deux signaux de commutation triangulaires déphasés de 180°.

Les valeurs instantanées mesurées dans la station de contrôle non surveillée sont transmises par l'intermédiaire d'un circuit de qualité téléphonique à la station de contrôle surveillée et mises en mémoire. Les résultats des mesures sont affichés sur un écran cathodique et imprimés après calcul de leur moyenne.

### 1.3.2 *Précision des relèvements*

Des émissions de stations radioélectriques connues, situées à des distances comprises entre 50 km et 3000 km environ du radiogoniomètre, ont été mesurées au hasard. Les résultats des essais sont présentés dans les Tableaux VI et VII. Les erreurs de mesure restent dans des limites acceptables pour la pratique.

1.4 *République fédérale d'Allemagne*

1.4.1 Système Doppler

La République fédérale d'Allemagne a mis au point et essayé un nouveau système de radiogoniomètre à ondes décamétriques qui fonctionne par application du principe de l'effet Doppler. Grâce à son réseau d'antennes à cadres croisés, qui constituent autant d'éléments rayonnants distincts, le radiogoniomètre permet de prendre des relèvements non seulement sur des ondes de sol et sur des ondes ionosphériques reçues sous un faible angle d'incidence, mais aussi, et sans aucune restriction, sur des ondes ionosphériques reçues sous de grands angles d'incidence, avec une précision de l'ordre de 1° (dans des conditions de propagation normales). L'appareil indique aussi l'angle de site de l'onde ionosphérique. Comme ces opérations goniométriques reposent sur l'effet Doppler, elles peuvent se faire automatiquement ou par télécommande.

Le radiogoniomètre est muni d'un microprocesseur de commande, qui permet un échange direct de données avec un ordinateur. Ses antennes étant magnétiques, on peut l'installer sur un terrain sans s'occuper pratiquement de la nature du sous-sol.

Il n'est pas besoin d'enfouir des treillis métalliques spéciaux dans le sol ni de prévoir des câbles spéciaux pour relier les différentes antennes au corps du radiogoniomètre.

1.4.2 Détection des signaux extrêmement courts à l'aide d'un radiogoniomètre à ondes décamétriques/métriques/décamétriques

Les télécommunications modernes font de plus en plus appel aux techniques de transmission pour que les émissions soient difficiles à intercepter et résistent aux contre-mesures électroniques. L'une de ces techniques est le saut de fréquence.

Il faut recourir à des méthodes spéciales de traitement du signal pour intercepter ces signaux avec un temps de pause compris entre quelques millisecondes et quelques centaines de millisecondes par fréquence.

Un nouveau système radiogoniométrique et de recherche intégré permet d'intercepter les signaux de la gamme comprise entre 2 et 512 MHz avec un temps de pause d'environ 1 ms. Le système fonctionne selon le principe d'Adcock/Watson-Watt avec traitement entièrement automatique du signal numérique. Il permet d'analyser n'importe quelle sous-gamme de fréquences avec une largeur de pas variable et des seuils ajustables. Pendant l'analyse, on détermine le relèvement de chaque émission significative. Il est également possible d'analyser les fréquences discrètes introduites dans un tableau approprié. Les relèvements sont présentés sous la forme d'un affichage du relèvement en fonction de la fréquence sur un tube à rayon cathodique couleur avec grille des coordonnées.

Il est évident que l'on peut aussi utiliser ce système radiogoniométrique de façon traditionnelle, c'est-à-dire sur une fréquence fixe, le relèvement étant indiqué sur l'écran par une ligne droite ou une ellipse.

Le système fonctionne au moyen d'un tableau de commande sensible au toucher, piloté par menus, et il est utilisable aussi pour les grandes distances, le cas échéant. L'intégration dans le système de radiolocalisation et de contrôle sur une grande échelle est également possible.

La précision du système est de $\pm$ 1° ($1\sigma$) pour les signaux d'une durée de 10 ms et de $\pm$ 2° ($1\sigma$) pour les signaux d'une durée de 1 ms.

TABLEAU VI - *Bandes de fréquences mesurées et erreurs sur les valeurs mesurées*
*(Tous les échantillons ont été choisis en moyenne sur une période de dix secondes)*

| Bande de fréquences (MHz) | Nombre d'échantillons | Erreur moyenne (degrés) | Ecart type (degrés) |
|---|---|---|---|
| 0,3-2 | 118 | + 0,47 | 2,81 |
| 2-5 | 50 | + 0,73 | 2,36 |
| 5-10 | 108 | + 1,54 | 2,74 |
| 10-15 | 131 | + 0,72 | 2,65 |
| 15-20 | 109 | + 0,05 | 2,50 |
| 20-25 | 72 | + 2,48 | 2,45 |
| 25-30 | 13 | + 4,28 | 2,63 |

TABLEAU VII - *Précision des relèvements d'après la classification et erreurs sur les valeurs mesurées*

| Classification du relèvement (1) | Nombre d'échantillons | Erreur moyenne (degrés) | Ecart type (degrés) |
|---|---|---|---|
| A | 269 | + 1,20 | 2,66 |
| B | 106 | + 0,71 | 3,21 |
| C | 21 | + 0,61 | 4,29 |

(1) Voir le Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions, chapitre 12, page 14, Tableau II qui donne une explication de la classification des relèvements.

## 1.5 *Royaume-Uni*

### 1.5.1 *Système d'antenne à réseau circulaire*

Ce système, mis au point au Royaume-Uni, est conçu pour être utilisé à différentes latitudes. Il est efficace pour tous les types de modulation. Il assure la radiogoniométrie dans la gamme de fréquences 1,5-30 MHz. Il permet aussi le fonctionnement d'un nombre quelconque de récepteurs de contrôle, tous les opérateurs ayant simultanément un accès indépendant à toute fréquence de la gamme 1,5-30 MHz, à l'un quelconque des 24 faisceaux directifs (avec une performance analogue à celle des antennes en losange) qui, à eux tous, couvrent 360° d'azimut. Les faisceaux assurent un gain d'environ 10 dB par rapport au gain isotrope vers l'avant. Le gain du signal dépasse le gain du bruit de 5,4 à 9 dB selon la fréquence.

### 1.5.2 *Conception du système*

Le système d'antenne comprend deux anneaux concentriques, chacun de 24 antennes unipolaires verticales alimentées par le haut. L'anneau extérieur, formé d'antennes unipolaires de 12 m, a un diamètre de 150 m et peut être utilisé pour la radiogoniométrie entre 1,5 et 15 MHz. L'anneau intérieur, formé d'antennes unipolaires de 6 m, a un diamètre de 50 m et peut être utilisé pour la radiogoniométrie entre 6 et 30 MHz. La conception est telle que le bruit extérieur du radiogoniomètre est généralement limité. Un goniomètre reçoit les signaux provenant de chaque antenne de l'anneau extérieur via un amplificateur et un séparateur, ce dernier commande aussi le système de modelage des faisceaux du dispositif de contrôle. Les faisceaux tournants (somme et différence) provenant du goniomètre sont formés à tout instant à partir

des signaux de sortie combinés de huit antennes unipolaires adjacentes. On dispose d'un autre goniomètre pour l'anneau intérieur et on assure ainsi une couverture totale de radiogoniométrie dans la gamme 1,5-30 MHz. Jusqu'à huit positions d'opérateur de radiogoniométrie peuvent être exploitées simultanément et indépendamment à partir de la paire de goniomètres. Dans le système manuel, les signaux somme et différence d'un goniomètre sont reçus et affichés. Le zéro du faisceau différence sert à déterminer le relèvement du signal, la somme servant à résoudre les ambiguïtés. Des dispositifs de vérification automatique sont incorporés.

Le système est efficace pour des angles de site d'arrivée allant d'environ 3° (selon l'emplacement et la fréquence) jusqu'à 60° ou plus et aussi pour les ondes de sol. La grande ouverture du système (0,6 longueur d'onde à 1,5 MHz jusqu'à 4,3 longueurs d'onde à 30 MHz) assure une haute précision avec des signaux d'onde de sol et d'onde ionosphérique.

L'informatisation récente du système, appelée «autoradiogoniométrie» permet d'obtenir une commande à distance entièrement automatique de la fonction de radiogoniométrie. Ce système agit seulement sur le faisceau somme fourni par le goniomètre, ce qui permet d'obtenir une meilleure performance avec de faibles rapports signal/bruit. Le système d'autoradiogoniométrie échantillonne des données sur un intervalle de 0,5 s et calcule le relèvement correspondant au degré de symétrie de crête le plus élevé, par interpolation au 0,1° le plus proche; c'est ce que l'on appelle un relèvement rapide. Un autre algorithme traite les résultats de 16 relèvements rapides pour établir un relèvement final et un facteur de confiance associé, à partir de la variance des relèvements rapides.

1.5.3 *Précision*

Comme on le sait, un réseau Adcock, avec ses quatre éléments d'antenne, présente des erreurs cycliques à chaque octant en azimut. Le système décrit dans le présent Rapport a une structure de 144 erreurs cycliques en azimut. L'amplitude de ces erreurs, selon la fréquence et le relèvement, est généralement inférieure à 0,5°. D'autres erreurs d'origine électrique et mécanique ne dépassent pas 0,2°, ce qui donne une précision type d'environ un demi-degré pour l'appareil. Des essais de performance avec onde de sol et onde ionosphérique ont donné les résultats suivants:

- sur cinq séries d'essais d'étalonnage avec onde de sol, effectuées à une distance de 32 km, on a obtenu un écart type moyen de 0,9°, avec une dispersion de ± 0,3°;
- en utilisant des cibles connues, avec ondes ionosphériques, les résultats obtenus pour huit séries d'essais ont donné un écart type moyen de 1,5° avec une dispersion de ± 0,5°.

1.5.4 Radiogoniomètres transportables

Un radiogoniomètre transportable couvrant une gamme de fréquences de 1,5 à 30 MHz a été mis au point au Royaume-Uni. Livré en paquets pouvant être portés par un homme, pesant 300 kg au total, le système complet peut être installé en 30 minutes à partir d'un véhicule. Fonctionnant selon le principe de l'interféromètre, il comporte 6 éléments d'antenne disposés en pentagone, avec un élément central de référence. La présence d'éléments à cadres croisés permet de recevoir les ondes ionosphériques sous de petits angles ou sous de grands angles.

Le processeur opère en mesurant la différence de phase entre les signaux reçus à l'antenne centrale de référence et les signaux reçus à chacun des éléments périphériques. Les résultats servent ensuite à calculer à la fois l'azimut et l'angle de site des signaux. Le processeur utilise un algorithme TRF (Transformée rapide de Fourier), de sorte que l'on peut afficher instantanément le spectre des fréquences du signal reçu, en même temps que les données de radiogoniométrie. Grâce à la sélectivité de fréquence de la TRF, le système calcule automatiquement la direction de l'énergie maximum dans la bande passante. Ce calcul permet de faire un relèvement quel que soit le type de modulation, en présence de signaux brouilleurs ou de bruit dans une station de la classe A, l'appareil présente une précision sur le site qui prend les valeurs typiques suivantes:

1,5 - 2 MHz: écart type de 2 degrés

2 - 10 MHz: écart type de 1 degré

10 - 30 MHz: écart type de 0,5 degré.

Du fait qu'il emploie des techniques modernes, le système, peut être commandé par ordinateur et à distance, l'opérateur n'étant pas sur le lieu des mesures. Le système peut aussi être monté en installation permanente.

1.6 *France – Système de radiogoniométrie par interférométrie*

Un radiogoniomètre interféromètre détermine la direction d'arrivée d'une émission radioélectrique à partir des écarts de phase mesurés entre les signaux recueillis sur un réseau de $N$ antennes verticales. Les antennes peuvent être réparties suivant des structures géométriques variables du type carré, triangulaire ou pentagonal en fonction de la gamme de fréquences et du type d'installation du système de radiogoniométrie. Le nombre $N$ d'antennes est adaptable à la précision exigée, en particulier, l'interférométrie permet de travailler avec des ouvertures d'antenne très supérieures à la longueur d'onde afin de minimiser l'influence des trajets multiples de propagation. L'acquisition des écarts de phase peut se faire directement à travers des récepteurs appariés en phase ou indirectement à travers des récepteurs usuels après élaboration d'un signal modulé en amplitude et dont la modulation porte l'information de phase. Les écarts de phase échantillonnés sont traités par un processeur de goniométrie mettant en œuvre des algorithmes de détermination de l'azimut, mais également de l'angle d'élévation de l'onde électromagnétique, ce qui ouvre, dans le domaine des ondes décamétriques, de nouvelles possibilités en matière de localisation lorsque l'interféromètre est associé à des moyens de mesure des caractéristiques ionosphériques.

1.7 **Australie - Radiogoniométrie à ondes décamétriques à l'aide de techniques interférométriques**

**Un système de radiogoniométrie à ondes décamétriques très précis a été récemment mis au point en Australie. Reposant sur un interféromètre simple à 7 antennes, ce système permet une localisation complète d'une station et peut fonctionner comme un réseau d'appareils de ligne de relèvement en des emplacements éloignés. Une série d'essais sur des cibles à grande distance ont démontré que le système peut fournir des estimations de relèvement moyennant des erreurs quadratiques moyennes de 0,8 degré et des estimations de distance avec une précision absolue médiane d'environ 7% de la distance. Le système peut fonctionner correctement avec un rapport S/N descendant jusqu'à -5 dB dans une largeur de bande de 1 kHz et il recourt au traitement du spectre pour assurer une discrimination contre les sources de brouillage dans le même canal. Jeffrey, Middleton et Winkler [1988] et McNamara [1988a, b] donnent des descriptions de ce système et de ses performances.**

## 2. Télécommande des radiogoniomètres

2.1 *Télécommande des radiogoniomètres à ondes décamétriques*

La télécommande des radiogoniomètres pose de nombreux problèmes aux concepteurs d'équipement. Les algorithmes de commande doivent être établis de manière à assurer l'exécution de toutes les tâches qui sont habituellement effectuées par l'opérateur: déclenchement de l'équipement, réglage du récepteur, enregistrement et analyse des relèvements. Il faut aussi pouvoir accepter de nouvelles tâches, en établir le calendrier et communiquer, sur demande appropriée, les données résultant des tâches accomplies.

On dispose d'un certain nombre d'options pour assurer les communications nécessaires aussi bien à la station radiogoniométrique qu'entre les diverses stations de commande éventuelles. Ces options comprennent, entre autres, des lignes métalliques, des liaisons de Terre par faisceaux hertziens, des guides d'ondes à fibres optiques et des liaisons à ondes décamétriques classiques. Chacune d'elles présente des avantages et des inconvénients lorsqu'on prend en considération tous les facteurs: largeur de bande utilisable, absence de brouillage et aspects économiques. C'est probablement une association de ces méthodes qui se révélera souhaitable pour répondre pleinement à tous les besoins de l'ensemble d'un système.

Il ne faut pas s'attendre à ce que la télécommande d'un radiogoniomètre soit aussi efficace que le fonctionnement avec un opérateur sur place. Les difficultés peuvent apparaître avec des transmissions de courte durée ou lorsque deux ou plusieurs signaux sont transmis dans la même bande. C'est pourquoi l'opérateur chargé de la télécommande doit disposer d'informations audiofréquence en temps réel et en même temps que de la possibilité de commande afin de garantir l'exactitude du signal recherché et de la direction indiquée.

On trouvera des renseignements supplémentaires au Chapitre 12 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions.

2.2 *Télécommande des radiogoniomètres fonctionnant sur ondes métriques et décimétriques*

2.2.1 *Description du système*

Un système de radiogoniométrie télécommandé utilisant des antennes Adcock a été développé et mis en service opérationnel au Japon. Ce système se compose de deux stations de radiogoniométrie télécommandées et d'une station de contrôle «habitée».

Les émissions en MA et en MF dans la gamme de fréquences 25 MHz-1 GHz peuvent être mesurées au moyen de ce système.

Les données mesurées comme les relèvements, la force du signal et la qualité des relèvements sont transmises, en même temps que le signal audio reçu, depuis les deux stations de radiogoniométrie jusqu'à la station de contrôle par un circuit radioélectrique en ondes métriques.

Ces données sont présentées sur l'écran à cristaux liquides de l'équipement de contrôle sous forme d'un nombre à trois chiffres. Etant donné que les lignes de relèvement et leurs intersections sont également indiquées sur la carte présentée sur un écran cathodique, un opérateur peut aisément trouver la position estimée d'émission. Lorsque l'émission est effectuée à partir d'une unité mobile, l'opérateur peut estimer la direction du déplacement de cette unité en examinant les intersections sur l'écran cathodique.

2.2.2 *Précision des relèvements*

Un essai sur le terrain a été effectué pendant environ six mois à partir de mars 1984. Pour cet essai, on a utilisé une station mobile comme cible et la station a procédé à des émissions dans la bande de 150 MHz à partir de différents emplacements de la zone métropolitaine de Tokyo et de sa banlieue.

Les résultats de ces essais montrent que les erreurs de mesure de ce système demeurent dans une fourchette admissible pour une utilisation opérationnelle.

La zone à contrôler dans laquelle on obtient la précision de mesure requise peut être déterminée en prenant en compte les relations géométriques (y compris la distance) entre les stations de radiogoniométrie, la zone à contrôler et les stations cibles.

Avec ce système, les positions réelles se sont révélées être à environ 3 km des positions estimées et ce, avec une probabilité de 70%. Les hauteurs d'antenne de stations de radiogoniométrie étaient les suivantes:

Station A: 20 m (120 m au-dessus du niveau de la mer)
Station B: 30 m ( 30 m au-dessus du niveau de la mer)

Pour les émissions cibles situées dans la zone urbaine de Tokyo, les relèvements mesurés se sont révélés être dans une fourchette de ± 9° par rapport au relèvement vrai et ce, avec une probabilité de 68%. Etant donné que la hauteur de l'antenne de la station B était inférieure à celle de la station A, on peut supposer que les mesures effectuées par la station B étaient plus influencées par les obstacles sur le trajet de propagation (voir le Tableau VIII).

TABLEAU VIII – *Erreur des relèvements mesurés (degrés)*

| Milieu | *n* | Station A | | Station B | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | μ | σ | μ | σ |
| Zone urbaine | 55 | −0,6 | 7,4 | −0,1 | 9,4 |
| Banlieue | 33 | −0,2 | 4,5 | 1,5 | 10,7 |

*n*: nombre d'échantillons

μ: valeur moyenne des erreurs (degrés)

σ: écart type (degrés)

## 2.3 Télécommande de radiogoniomètres mobiles fonctionnant dans les bandes métrique et décimétrique

### 2.3.1 Aperçu du système

Un système de radiogoniométrie télécommandé utilisant l'effet Doppler a été mis au point et employé de façon pratique au Japon. Ce système se compose de deux stations mobiles de radiogoniométrie équipées respectivement d'un radiogoniomètre Doppler et d'un équipement de contrôle. Les émissions MA, MF et à ondes entretenues peuvent être mesurées au moyen de ce système.

Deux stations mobiles de radiogoniométrie sont connectées entre elles par des liaisons de données radioélectriques fonctionnant dans la bande métrique et exploitées en coopération mutuelle. Une des deux stations peut se voir attribuer le rôle de station maîtresse et l'autre le rôle de station asservie et réciproquement. La station maîtresse transmet une instruction radiogoniométrique prescrivant aux deux radiogonimètres d'exécuter les mesures radiogoniométriques sur la même cible, au même moment. Les données de relèvement obtenues dans chaque station sont évaluées conformément au niveau de précision qui dépend de l'oscillation du relèvement, puis les deux stations se communiquent ces données en même temps que les données d'évaluation et le champ. Le processeur de données à bord de chaque station traite le relèvement et évalue les données dans les faisceaux de relèvement. Le faisceau de relèvement se compose de deux lignes dont l'angle d'ouverture est déterminé par les données d'évaluation (une ligne unique dans le cas où l'évaluation est très bonne). La position de l'émetteur est estimée à partir de la section droite des deux faisceaux de relèvement.

### 2.3.2 Caractéristiques particulières du système

#### 1) Tube support télescopique

Le support télescopique est installé au centre du véhicule. Une des trois antennes Doppler est montée au sommet du tube support. La hauteur de l'antenne radiogoniométrique est déterminée par un régleur agissant dans les deux sens. Etant donné que la commande est du type pneumatique, le dispositif de commande fonctionne avec un compresseur à air et un régleur de hauteur du tube support.

Le tube support peut occuper une des trois positions fixées par le commutateur de commande.

BASSE Le tube support occupe sa position la plus basse (complètement rentré).

MOYENNE Le tube support est réglé à mi-hauteur pour la radiogoniométrie tandis que le véhicule se déplace (hauteur au-dessus du sol: approximativement 3 m).

HAUTE Le tube support est réglé à la hauteur maximale pour la radiogoniométrie lors de l'arrêt du véhicule (hauteur au-dessus du sol: approximativement 6 m).

2) Détecteur à compas (magnétique)

Sur la partie avant du toit, un détecteur à compas (magnétique) est installé pour permettre l'acquisition des informations relatives à l'azimut de référence pour les mesures radiogoniométriques.

3) Visualisation sur écran cathodique en couleur

Le processeur de données est muni d'un écran cathodique à visualisation en couleur pour indiquer la carte, le faisceau de relèvement et d'autres informations. Il existe trois types de visualisation sélectionnés par le commutateur "MODE DE VISUALISATION" du tableau du terminal de commande "ZONE 1", "ZONE 2" et "OPTION".

a) Si le commutateur est fixé sur "ZONE 1", le tube cathodique visualise les faisceaux de relèvement des stations maîtresse et asservie, recouvrant l'intervalle de 130 km dans le sens est-ouest et de 100 km dans le sens nord-sud, centré sur la zone métropolitaine.

   En même temps, des données telles que la date, l'heure, la fréquence, les données mesurées avec leur évaluation ainsi que la position du véhicule sont également visualisées sur la colonne de gauche de l'écran cathodique.

b) Si le commutateur est fixé sur "ZONE 2", le tube cathodique visualise les faisceaux de relèvement recouvrant les intervalles de 9,6 km dans le sens est-ouest et de 7,5 km dans le sens nord-sud, centré sur la position du véhicule. Toutes les données de la colonne de gauche mentionnées dans le cas de la "ZONE 1" sont également indiquées.

c) Si le commutateur est fixé sur "OPTION", le tube cathodique visualise les faisceaux de relèvement de la zone 2. Sur la colonne de gauche de l'écran cathodique, différents éléments d'information de "commande d'écran tactile" sont également visualisés.

   A partir de l'écran tactile, différentes interfaces homme-machine, telles que la sélection des fonctions de commande, le déplacement de carte et l'établissement manuel de données etc., peuvent être exécutées.

4) Fonction de correction

Différentes fonctions de correction sont mises à disposition. Par exemple, en ce qui concerne les erreurs provoquées par l'effet de carrosserie du véhicule dans les positions haute et moyenne de la hauteur d'antenne, les données de correction pour 32 relèvements, allant jusqu'à 64 fréquences, sont respectivement mémorisées, et les erreurs peuvent être directement corrigées. En outre, ces données de correction peuvent être affichées et retouchées en utilisant le clavier.

## 3. Radiogoniomètres mobiles et portatifs (ondes hectométriques, décamétriques, métriques et décimétriques)

### 3.1 *Considérations générales*

Etant donné qu'ils doivent être portatifs, les radiogoniomètres mobiles généralement utilisés dans les véhicules automobiles ne peuvent être que des appareils de faible volume, faciles à manipuler. Pour les bandes d'ondes décamétriques, le dispositif le plus commode est constitué par un cadre rotatif. Comme ces appareils mobiles sont en service, le plus souvent dans une zone de localisation déterminée à l'avance et, en général, à portée de l'onde de sol de l'émetteur inconnu, on obtient des résultats tout à fait satisfaisants avec un simple cadre rotatif. D'une façon générale, il est impossible pratiquement d'envisager l'utilisation de cadres espacés ou d'éléments verticaux espacés, car ces dispositifs exigent la mise en œuvre d'un bras horizontal.

Il est possible d'améliorer la précision des relèvements pris avec un appareil mobile à cadre, dans le cas des ondes de sol, en évaluant la moyenne de plusieurs relèvements, comme on le fait avec des radiogoniomètres à grande portée. Il ne faut pas perdre de vue les avantages que peut procurer l'utilisation d'une courbe d'étalonnage s'étendant sur les 360° d'azimut, lorsque le radiogoniomètre est installé dans un véhicule automobile. Il conviendrait de prendre des relèvements de contrôle sur des émetteurs connus, afin de vérifier le bon fonctionnement de ces appareils.

Les radiogoniomètres portatifs sont habituellement utilisés dans des emplacements provisoires qui ne se trouvent pas dans des zones encombrées. Le meilleur endroit pour placer ces équipements portatifs est au sommet de bâtiments élevés qui surplombent les alentours (notamment au-dessus de 30 MHz), ou dans une zone dégagée sans obstacle; on constate dans ce cas que la précision et la gamme de réception sont plus élevées qu'avec les équipements mobiles.

La précision des relèvements effectués par un radiogoniomètre mobile dans la gamme des ondes métriques/décimétriques est affectée par les objets réfléchissants qui se trouvent à proximité du véhicule de radiogoniométrie. Dans un véhicule en mouvement, on peut évaluer la précision d'un relèvement en faisant une représentation graphique simultanée, sur un écran de contrôle vidéo, d'un grand nombre de valeurs de relèvement et de niveau du signal reçu mesurées successivement. Lorsque le véhicule de radiogoniométrie se déplace dans un champ magnétique perturbé par des objets réfléchissants avoisinants, on peut observer que les valeurs successives du niveau du signal reçu et du relèvement varient considérablement. Si des niveaux du signal reçu relativement constants apparaissent en même temps que des relèvements presque stables, on peut admettre que les relèvements effectués sont corrects. Un système de radiogoniométrie et de réception mobile commandé par microprocesseur, fonctionnant selon ce principe, a été mis au point et est utilisé en République fédérale d'Allemagne depuis 1980 [CCIR, 1982-86a].

### 3.2 *Radiogoniomètre Doppler*

La République fédérale d'Allemagne a mis au point et essayé des radiogoniomètres mobiles utilisant le principe Doppler qui fonctionnent dans la gamme des ondes décamétriques entre 1 et 30 MHz et dans la gamme des ondes métriques et décimétriques entre 20 et 500 MHz et entre 500 et 1000 MHz. Les relèvements qu'ils ont permis de prendre dans les conditions réelles sont bons. Leur conception est à peu près la même que celle des radiogoniomètres Doppler fixes. Un radiogoniomètre Doppler à ondes décamétriques est équipé d'un réseau d'antennes à cadres croisés, fonctionnant en modulation de phase selon une nouvelle méthode. Le radiogoniomètre Doppler à ondes métriques et décimétriques fonctionne avec deux réseaux d'antennes, l'un pour la bande de 20 à 500 MHz et l'autre pour la bande de 500 à 1000 MHz. Ces réseaux d'antennes sont logés sous des radômes parallélépipédiques de petites dimensions. C'est surtout dans les ondes métriques et décimétriques que les erreurs de relèvement causées par la carrosserie du véhicule restent étonnamment petites. Avec ce système d'antenne, la précision moyenne des relèvements est de l'ordre de 2 à 3° dans un emplacement d'étalonnage sans obstacle. On n'obtient pas évidemment une précision aussi élevée dans les zones encombrées ou bruyantes en raison des réflexions.

3.3 *Radiogoniomètre Adcock*

Un nouveau radiogoniomètre avec antennes à 4 couples d'éléments Adcock, pour la gamme de fréquences 25-1000 MHz, est en exploitation au Japon. Cet appareil, qui ne comporte pas d'antenne de lever de doute, utilise un goniomètre électronique composé de modulateurs symétriques commutés par un signal rectangulaire à 135 Hz qui remplace le goniomètre mécanique de type rotatif et ce, afin de couvrir la très large gamme de fréquences requise. L'ensemble est complété par un micro-ordinateur qui permet d'effectuer automatiquement des mesures précises et rapides. La précision moyenne des relèvements obtenus avec le système est de l'ordre de ± 3°. Un autre avantage de ce système est qu'il est utilisable avec presque tous les récepteurs couvrant la bande de fréquences requise.

3.4 *Equipements portatifs*

Outre les radiogoniomètres installés dans des véhicules, des équipements portatifs fonctionnant sur piles sont nécessaires pour localiser les sources de signal à l'intérieur des bâtiments ou dans d'autres emplacements dont l'accès est difficile. Il existe un équipement de radiogoniométrie portatif, avec une antenne de radiogoniométrie manuelle [CCIR, 1982-86b]. L'antenne est composée d'une poignée ayant la forme d'un pistolet et équipée de composants électroniques d'antenne intégrés à faible bruit et d'un indicateur. Cette poignée peut être équipée de trois modules d'antenne destinés aux sous-gammes 20-200 MHz, 200-500 MHz et 500-1000 MHz fonctionnant comme des antennes cadres chargées et présentant un diagramme de rayonnement en forme de cardioïde pratiquement indépendant de la fréquence. Les maxima et les minima sont indiqués sur un appareil de mesure de champ ou au moyen d'une tonalité acoustique dont la fréquence varie avec le niveau du signal.

3.5 De plus, un nouveau radiogoniomètre portatif/mobile similaire au système Adcock a été mis au point au Japon. Il couvre la gamme de fréquence 25 MHz - 1 000 MHz au moyen de trois antennes qui couvrent respectivement les plages suivantes: 25 MHz - 150 MHz, 150 MHz - 500 MHz et 500 MHz - 1 000 MHz.

Chaque antenne se compose de deux éléments plans orthogonaux en ailes de papillon, à diagramme de rayonnement en forme de cardioïde, qui fonctionnent en mode à ondes progressives d'une hauteur de 3/4" au-dessus du sol, avec une résistance aux surtensions. Cette configuration donne un diagramme en forme de cardioïde, c'est-à-dire avec chevauchement d'un diagramme en 8 et d'un diagramme non directionnel de détermination de la direction, permettant le fonctionnement en mode tube à ondes progressives.

Les sorties des éléments sont commutées chacune à son tour sur la suivante et l'enveloppe du signal résultant est traitée pour donner le relèvement.

La partie réception et la partie traitement radiogoniométrique sont logées dans le coffret portatif. Le relèvement mesuré est indiqué par 8 diodes électroluminescentes espacées de 45° et disposées en cercle. Le radiogoniomètre est en conséquence utilisé tant pour mesurer la direction que pour le radioralliement. Sa robustesse, son faible volume et son profil bas permettent de l'utiliser en mode portatif comme en mode mobile, en marchant comme en conduisant. Il est en outre d'un camouflage aisé, surtout quand l'antenne est noyée dans le toit du véhicule.

## 4. Méthodes de radiogoniométrie en ondes métriques et décimétriques

La radiogoniométrie dans les bandes des ondes métriques et décimétriques présente de l'intérêt pour les mêmes applications que dans les bandes de fréquences plus basses, à savoir, la localisation des transports en détresse, la résolution des cas de brouillage préjudiciable, l'identification des émissions non autorisées, etc. Les conditions de propagation dans ces bandes limitent généralement la réception à des distances voisines de la visibilité directe; il faut donc que le radiogoniomètre pénètre dans la zone locale de l'émetteur afin d'effectuer ses relèvements. L'équipement est donc obligé, en raison des circonstances, d'être mobile ou portatif. Les facteurs suivants permettent souvent de déterminer lequel des appareils, mobile ou portatif, conviendra le mieux pour une tâche donnée: facilité de transport, rapidité d'installation, caractéristiques et conditions d'exploitation de l'appareil, nature du signal.

Il existe deux méthodes de radiogoniométrie fondamentalement différentes, chacune présentant ses propres avantages: radiogoniométrie par relèvements à distance et par radioralliement.

### 4.1 *Relèvements à distance par procédé graphique*

Cette méthode est généralement employée lorsqu'on dispose de radiogoniomètres très précis avec lesquels on peut faire des relèvements à partir d'une ligne de base appropriée. Les lignes de position obtenues sont tracées sur une carte géographique pour déterminer la position de l'émetteur. L'avantage de cette méthode est qu'elle peut être utilisée lorsque, pour des raisons d'exploitation, il est inopportun de s'approcher jusqu'au voisinage immédiat de l'émetteur. Les inconvénients que présente ce genre de relèvement à partir de positions fixes sont les suivants: les emplacements doivent être soigneusement choisis pour éliminer toute erreur pouvant être introduite par des bâtiments environnants, les appareils doivent toujours donner des résultats très précis, et il faut utiliser une multiplicité de radiogoniomètres si l'on veut obtenir des relèvements presque simultanés. Cette dernière condition est obligatoire lorsque l'émetteur que l'on cherche à localiser se déplace. Il est nécessaire de vérifier l'étalonnage du radiogoniomètre sur place, ainsi que son orientation par rapport au nord vrai.

La méthode du «temps d'arrivée» est une variante de la radiogoniométrie à distance qui consiste à déterminer l'instant d'arrivée d'un signal à l'aide d'au moins trois stations éloignées de l'émetteur. Pour que cette méthode puisse être efficace, il faut que le signal reçu dans toutes les stations soit un signal direct ou une onde de sol, et non une onde ionosphérique ou réfléchie. Si la position des stations de réception est connue avec précision, on peut tracer sur une carte géographique le lieu de toutes les positions possibles de l'émetteur correspondant aux différences (mesurées) des temps d'arrivée. On peut aussi calculer l'intersection de ces courbes pour déterminer la position de l'émetteur. Une des caractéristiques de cette méthode est la possibilité d'obtenir rapidement des données de position au moyen d'émissions de durée relativement courte. La précision obtenue est généralement excellente, comparée à celle des autres procédés graphiques par relèvements à distance. Parmi ses inconvénients on peut citer: la nécessité de mettre en œuvre plusieurs stations fonctionnant en coopération, la précision nécessaire de l'appareil de mesure du temps de propagation, et la complexité des calculs requis pour établir la corrélation entre les différentes composantes du signal reçu et pour déterminer l'intersection des lieux. L'équipement nécessaire est, en outre, très coûteux.

Il existe maintenant des radiogoniomètres à ondes métriques et décimétriques qui fonctionnent par effet Doppler entre 20 et 1000 MHz. Ce principe de fonctionnement permet d'équiper le radiogoniomètre d'antennes de grande ouverture et, par conséquent, de l'employer sans restriction importante dans des zones, telles que des agglomérations urbaines, où se produisent de fortes réflexions.

Un radiogoniomètre de ce type peut fonctionner automatiquement, avec une grande précision compte tenu de l'endroit où il est placé et des réflexions éventuelles: comme toutes ses fonctions peuvent être télécommandées, on peut le relier directement à un ordinateur. Grâce encore au principe Doppler, il n'est pas nécessaire, pour relier le radiogoniomètre à son réseau d'antennes, d'employer des câbles spéciaux qui soient accordés en amplitude et en phase.

4.2 *Méthode mobile de radioralliement*

Dans cette deuxième méthode, on utilise un dispositif mobile (placé généralement dans une automobile ou dans un aéronef) peu complexe et un peu moins précis, qu'on peut facilement transporter jusqu'au voisinage de l'émetteur en se fondant sur des approximations successives de la ligne de relèvement vraie. A mesure qu'on s'approche de l'émetteur, l'erreur absolue diminue jusqu'à une valeur acceptable, même si sa valeur relative en degrés demeure constante. Parmi les avantages que présente cette méthode, on peut mentionner les suivants: équipement moins coûteux et moins complexe, possibilité d'obtenir généralement des résultats satisfaisants dans un délai raisonnable, simplification des problèmes posés par les erreurs dues à l'emplacement (les appareils étant mobiles et les erreurs étant «pondérées» sur une longue ligne de base) enfin, possibilité d'obtenir des indications radiogoniométriques par la modulation infra-acoustique produite localement par le système de radioralliement, ce qui évite de perturber l'information en cours de transmission. On a constaté que les systèmes de radioralliement les plus répandus peuvent fonctionner soit en mode de «radioralliement», c'est-à-dire sans la possibilité de percevoir clairement les composantes normales de la modulation, soit en mode «acoustique» lorsque le circuit de radioralliement est coupé. Cette limitation est inhérente à la conception de l'équipement, qui superpose une modulation locale audible, proportionnelle à l'angle de la direction d'arrivée du signal. Il suffit d'un seul dispositif de radiogoniométrie à radioralliement pour repérer la source d'une émission; cependant l'emploi simultané d'autres dispositifs peut accélérer le repérage de l'émetteur. Les inconvénients de cette méthode sont les suivants: il n'est plus possible d'opérer à distance, c'est-à-dire que les opérations ne peuvent pas passer inaperçues; d'autre part, on a besoin de plusieurs émissions, réparties sur une période de temps relativement longue, pour pouvoir déterminer la position de l'émetteur.

## 5. Possibilité d'améliorer la précision en utilisant un ordinateur

Il est possible d'utiliser un programme d'ordinateur pour améliorer la précision d'un point obtenu au radiogoniomètre en n'importe quel emplacement à la surface de la Terre. Des programmes mis au point à cet effet permettent de calculer un point en quelques secondes au moyen d'un ordinateur numérique moderne, avec possibilité de mémorisation permanente, qui traite les relèvements fournis par un grand nombre de stations radiogoniométriques fixes différentes.

Les problèmes mathématiques qui se posent dans un tel programme sont bien connus; il s'agit de résoudre, plusieurs fois de suite, des triangles sphériques. Leur solution automatique est quelque peu compliquée par l'ambiguïté, car l'intersection de deux grands cercles (non confondus) sur le globe fournit deux points. On lève cette ambiguïté au moyen du programme d'ordinateur et en faisant des hypothèses fondées sur les renseignements dont on dispose. Sous réserve que les données sur la propagation n'impliquent pas le contraire, on admet également que les lignes de relèvement sont des arcs de grand cercle.

Il existe bien des façons et bien des techniques pour évaluer le «point le plus probable» ou la «zone la plus probable» d'une source d'émission, compte tenu de facteurs tels que:

- les conditions de propagation,
- une Terre non sphéroïdale,
- la prise de moyennes statistiques,
- les performances particulières d'un radiogoniomètre, y compris la possibilité d'erreurs inhérentes à cet appareil,
- l'expérience de l'opérateur, etc.

Il est possible d'utiliser un ordinateur afin de compenser automatiquement certains des facteurs ci-dessus.

L'emploi exclusif d'un ordinateur pour les fins dont il s'agit supprime un élément d'appréciation humain, aussi peut-il dans certains cas être la cause de certaines limitations. Selon leurs compétences et leur expérience, les opérateurs qui tracent à la main des diagrammes de relèvements ont généralement connaissance, d'après l'observation des cartes, des concentrations de population ou d'autres particularités géographiques pertinentes et peuvent éventuellement avoir une connaissance personnelle de certains emplacements d'émetteurs.

A condition de disposer d'un temps d'observation suffisant, on peut programmer un petit ordinateur pour faire des échantillonnages réguliers des relèvements d'un signal donné afin d'évaluer avec précision la distribution statistique des conditions de propagation de l'onde ionosphérique. La réduction des données recueillies pendant des périodes significatives permet de prévoir plus précisément la direction d'arrivée qu'avec des observations instantanées. Elle permet aussi d'effectuer la classification des relèvements d'après l'ampleur de l'écart type des données. L'ordinateur peut être programmé de façon à évaluer les résultats des relèvements en fonction de tout degré de résolution souhaité dont le système est capable. On peut ainsi mieux prévoir la résolution et la précision et celles-ci ne dépendent pas de l'expérience de l'opérateur. Une évaluation plus précise et une meilleure classification des données de relèvements émanant des diverses stations participantes permettent en retour de diminuer de manière significative la dimension de la zone la plus probable d'emplacement de l'émetteur. On trouvera des renseignements supplémentaires au Chapitre 12 du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions.

Il peut être souhaitable d'utiliser le programme d'ordinateur pour compléter ou pour préciser certains relèvements tracés à la main, de manière à fournir aux opérateurs chargés de prendre la décision des données supplémentaires au sujet de l'emplacement le plus probable, fondées sur une accumulation de faits connus.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

JEFFREY, Z.R., MIDDLETON, P.T. et WINKLER, C. [1988]. Accurate measurements of the total angle of arrival of HF skywaves . AGARD Symposium Proceedings, Ionospheric structure and variability on a global scale and interaction with atmosphere, magnetosphere , Munich, 1988.

McNAMARA, L.F. [1988a]. 'Ionospheric limitations to the accurancy of SSL estimates of HF transmitter positions". AGARD Symposium Proceedings, Ionospheric structure and variability on a global scale and interaction with atmosphere, magnetosphere , Munich, 1988.

McNAMARA, L.F. (1988b). 'Ionospheric modelling in support of single station location of long-range transmitters. Accepté pour publication par J atmos terr Physics, 1988.

*Documents du CCIR*

[1982-86]: **a.** 1/155 (Allemagne (République fédérale d')); **b.** 1/153 (Rohde et Schwarz).

## BIBLIOGRAPHIE

STARBUCK, J. T. [1976] A high frequency direction-finding equipment for 1.5-30 MHz. IEE Conf. Publ. No. 139.

RAPPORT 979-1

# TECHNIQUES DE CONTRÔLE DES ÉMISSIONS POUR LA DÉTECTION ET LA LOCALISATION DE SOURCES DE BROUILLAGE SUSCEPTIBLES DE PERTURBER LE SYSTÈME DE RADIOBALISES DE LOCALISATION DES SINISTRES DU SERVICE MOBILE PAR SATELLITE (TERRE VERS ESPACE) DANS LA BANDE 406-406,1 MHz

(Question 63/1)

(1986-1990)

## 1. Considérations générales

Le programme de recherche et de sauvetage COSPAS-SARSAT est le fruit d'une coopération internationale qui regroupe, d'une part, les partenaires SARSAT (Etats-Unis d'Amérique, Canada, France) et, d'autre part, l'URSS, dont le système COSPAS est compatible avec le système SARSAT.

Il comporte deux aspects:

- faciliter les opérations de recherche et de sauvetage en fournissant la localisation par satellite des radiobalises de localisation des sinistres (RLS) fonctionnant à 121,5 et 243 MHz,
- mettre en œuvre un nouveau système de détection, d'identification et de localisation des sinistres à l'aide de radiobalises fonctionnant à 406 MHz.

Les satellites COSPAS-1, 2 et 3 ainsi que SARSAT-1 et 2 (NOAA-8 et 9) ont permis, lors de la phase d'évaluation technique, de mettre en évidence dans certaines régions du globe la présence de nombreuses sources de brouillage dans la bande 406-406,1 MHz (voir la Figure 1).

La présence de telles sources, même pour des puissances émises inférieures à 5 W, entraîne une dégradation notable des performances du système. Les deux méthodes exposées dans le présent rapport ont donc été développées pour détecter et localiser les sources de brouillage afin d'éviter les brouillages à l'intérieur de la bande.

On peut également utiliser une autre méthode qui consiste à obtenir la mesure de l'effet Doppler et de sa vitesse de variation à partir d'un signal de brouillage observé par un satellite.

## 2. Principe du système à 406 MHz

Les RLS par satellite à 406 MHz transmettent, en impulsion, tous les 50 s, un message numérique d'une durée de 0,5 s. Les messages sont émis indépendamment les uns des autres aléatoirement dans le temps.

La fréquence de chaque message reçu est mesurée par le processeur-récepteur des satellites et les informations sont stockées en mémoire pour fournir une couverture complète du globe.

On peut calculer la position d'une RLS par satellite en utilisant les couples temps-fréquence qui traduisent les variations de l'effet Doppler au cours d'un passage d'un satellite au-dessus de celle-ci.

Le processeur-récepteur des satellites a une largeur de bande d'entrée de 25 kHz, centrée sur 406,025 MHz.

## 3. Traitement des signaux non autorisés à 406 MHz

### 3.1 *Satellite COSPAS-1*

Auparavant, lorsqu'une source de brouillage était détectée par le satellite COSPAS-1, l'information, retransmise par le processeur embarqué, présentait une mesure de fréquence et une date de l'information généralement correctes. Les autres données étaient constituées par une suite aléatoire de bits. Ces "pseudo-messages" n'apparaissaient pas de façon uniforme au cours d'une orbite, mais de façon caractéristique lorsque le satellite passait au-dessus de certaines régions du globe (voir la Figure 1).

#### 3.1.1 Méthode de localisation

L'étude des "pseudo-messages" reçus de COSPAS-1, du point de vue des couples temps-fréquence, a montré la présence de signaux cohérents et de courbes Doppler nettes. Mettant à profit cette caractéristique, le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) a mis au point une chaîne de traitement informatique permettant de localiser certains émetteurs non autorisés. Des algorithmes similaires ont été développés par d'autres partenaires SARSAT. Le principe employé était le même que celui utilisé pour la localisation des RLS par satellite: ajustement au sens des moindres carrés d'une courbe Doppler théorique sur les mesures. Contrairement au traitement des émissions de RLS par satellite, le regroupement des messages provenant d'une même source n'a pas pu s'effectuer de la même façon que pour l'identification des RLS par satellite mais a dû faire appel à des techniques de reconnaissance de formes. Bien que le satellite COSPAS-1 ne soit plus exploité, de futurs engins spatiaux SARSAT dotés d'une fonction de télécommande pourraient faire des mesures analogues à celles effectuées auparavant uniquement par COSPAS-1.

#### 3.1.2 Validation et utilisation de la méthode

La méthode décrite ci-dessus est utilisée depuis 1983. Elle a permis la localisation d'environ 30 sources de brouillage. Dans tous les cas possibles, des contacts bilatéraux ont permis de vérifier la fiabilité des localisations obtenues et le résultat en a été l'élimination de 17 sources de brouillage dans le sud de l'Europe et en Afrique ainsi que 2 sources situées en Amérique du Nord.

#### 3.1.3 Limites de la méthode

Les travaux réalisés en 1983-1984 ont montré que les localisations obtenues étaient parfaitement fiables et qu'une bonne corrélation a toujours été vérifiée entre les résultats de la méthode de localisation par satellites et les implantations réelles.

**Cependant, cette méthode n'a permis de localiser que les sources de brouillage émettant un signal stable en fréquence.**

3.2 *Répéteur SARSAT (NOAA-9, 10 et 11 puis NOAA-12 et 13)*

Les satellites NOAA-9, 10 et 11 disposent d'un répéteur assurant la retransmission des émissions en provenance de la Terre reçues dans la bande 406-406,1 MHz.

La mesure des couples temps-fréquence des émissions doit alors être effectuée dans une station terrienne selon des principes similaires à ceux des équipements embarqués. La zone de couverture pour le traitement des signaux non autorisés est alors limitée aux zones de visibilité de la source de brouillage mutuel station terrienne/satellite (voir la Figure 2). Actuellement la France, le Canada et les Etats-Unis d'Amérique disposent d'un ensemble de traitement pour les émissions relayées.

Depuis 1986, les Etats-Unis d'Amérique exploitent une station qui détecte les sources de brouillage en Amérique du Nord et depuis mai 1987, ils communiquent à l'IFRB des rapports mensuels sur les stations brouilleuses détectées, en application de la Résolution N° 205 de la CAMR MOB-83. Ces rapports contiennent des listes (en général 30 à 40) d'emplacements des stations brouilleuses détectées à l'occasion de 50 passages de satellites ou plus. Depuis l'établissement de ces rapports mensuels, au total 14 stations brouilleuses ont cessé d'émettre dans l'hémisphère occidental (avril 1989). A l'avenir, d'autres stations des Etats-Unis d'Amérique seront équipées pour recevoir et traiter les données de brouillage fournies par les répéteurs SARSAT, ce qui permettra d'étendre la zone de couverture de contrôle des brouillages.

Depuis janvier 1987, la France exploite elle aussi une station située à Toulouse qui détecte des sources de brouillage en Europe, en Afrique du Nord et au Moyen-Orient. Elle envoie également à l'IFRB des rapports mensuels en application de la Résolution N° 205 de la CAMR MOB-83. Suite aux mesures prises par l'IFRB et à des contacts bilatéraux, 12 stations brouilleuses ont cessé d'émettre. Ces activités se poursuivront, car la France estime que le contrôlecontinu des émissions dans la bande 406 - 406,1 MHz fait partie intégrante de l'exploitation du système COSPAS-SARSAT.

3.3 **Méthode autocorrélative pour obtenir la mesure de l'effet Doppler et de sa vitesse de variation**

Le glissement de fréquence Doppler et sa vitesse de variation en fonction de l'accélération peuvent être obtenus au moyen d'un traitement autocorrélatif d'un signal radioélectrique brouilleur observé par un satellite en orbite terrestre. Ces mesures peuvent être obtenues même dans le cas de rapports signal/bruit assez faibles et elles peuvent être utilisées pour localiser la source [Shiomi et Takahashi, 1985].

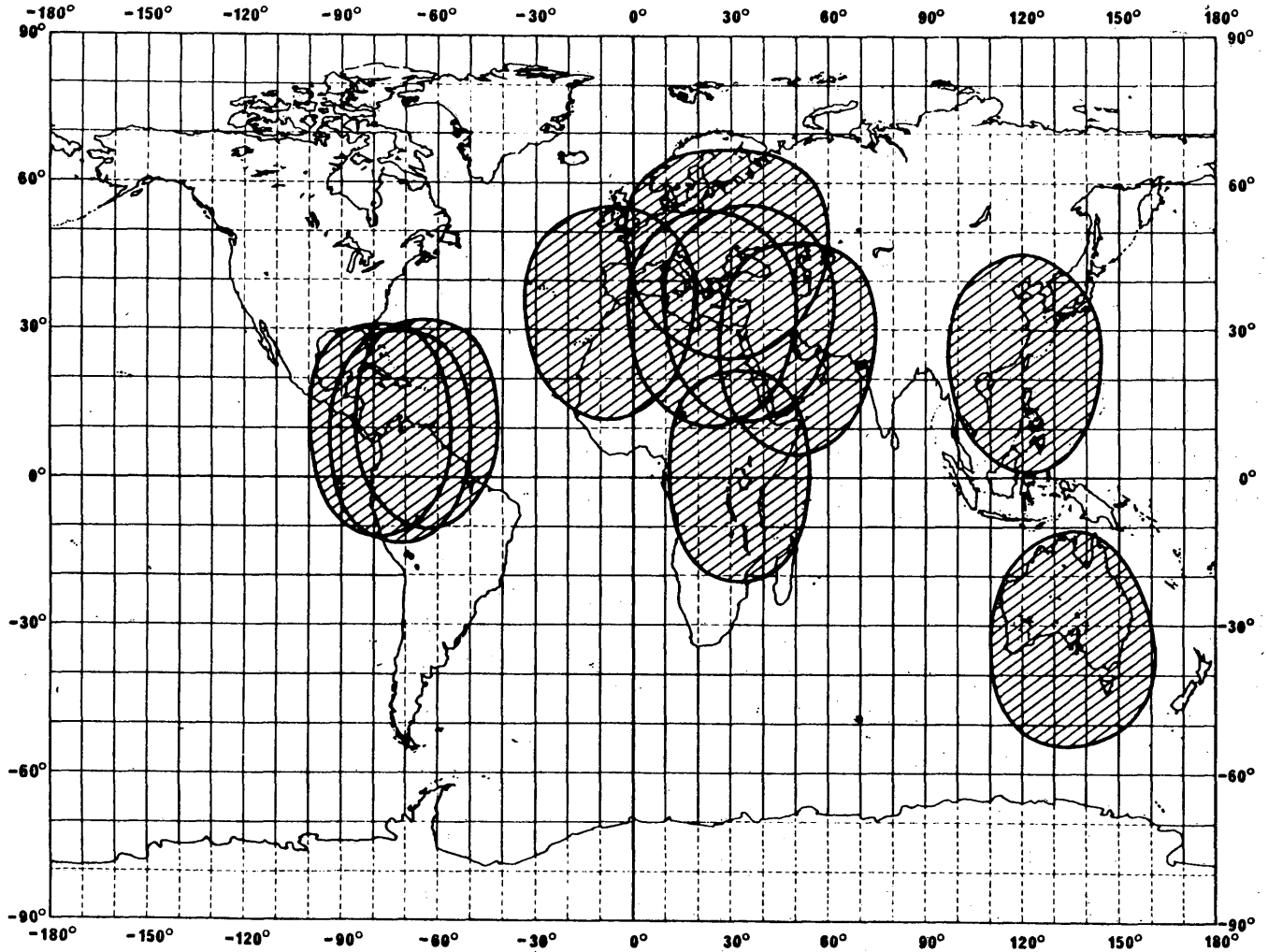



FIGURE 1

Zone de brouillage primaire du système COSPAS-SARSAT
mesurée par COSPAS I depuis 1987 (voir § 3.1.1 du Rapport)
Fréquence 406,010-406,040 MHz

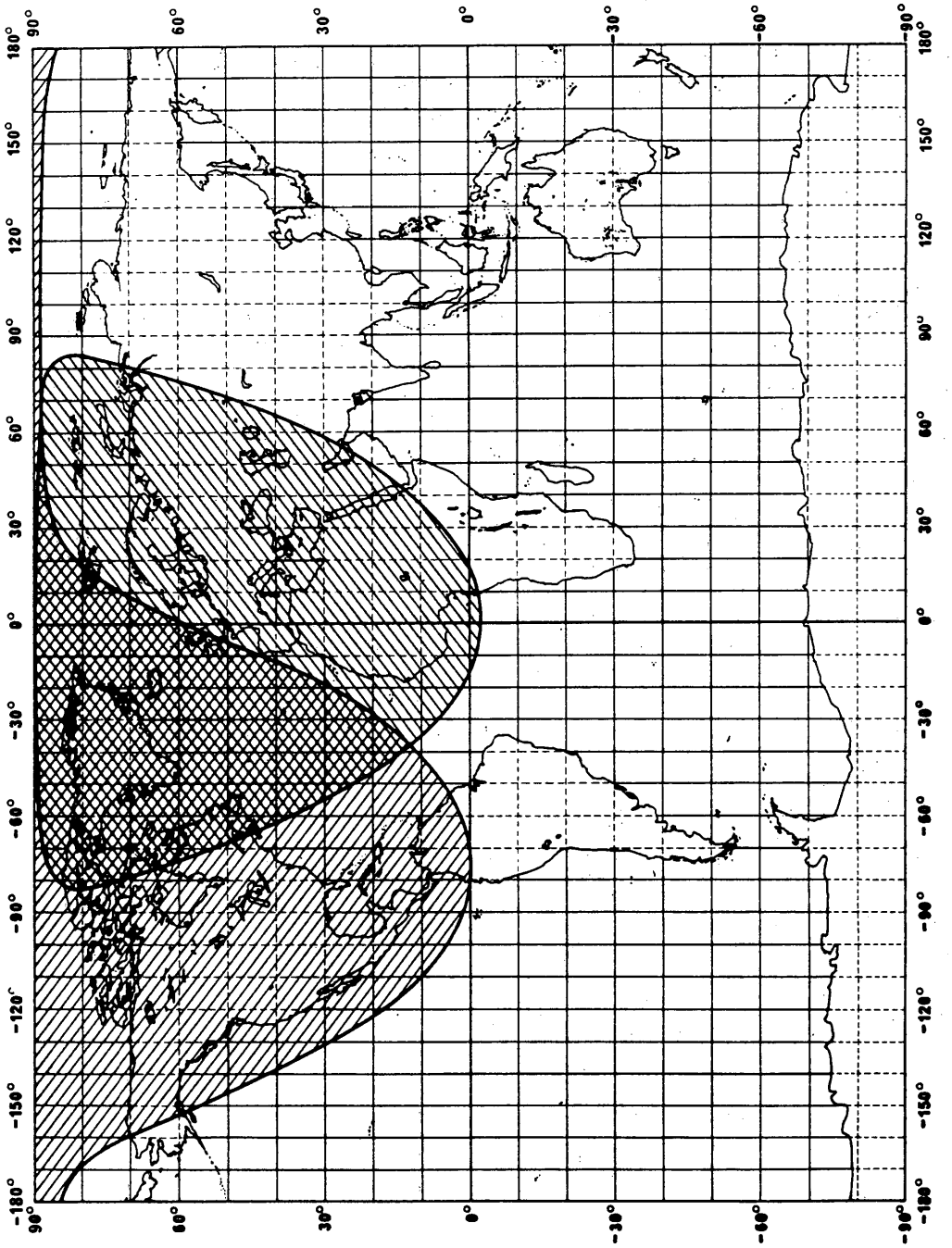



FIGURE 2

Zone de couverture des stations de contrôle de brouillage du système COSPAS-SARSAT depuis 1988

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

SHIOMI, T. et TAKAHASHI, K. [1985] Auto-correlative derivation of Doppler and Doppler-rate observables from satellite-observed interference radio signals, *J. Radio Res. Labs.* (Japon), Vol. 32, 136.

RAPPORT 835-2

# SAISIE AUTOMATIQUE DE DONNÉES SUR L'OCCUPATION DU SPECTRE DES FRÉQUENCES RADIOÉLECTRIQUES ET LEUR UTILISATION POUR LA GESTION DU SPECTRE

(Question 29/1)

(1982-1986-1990)

## 1. Introduction

Le contrôle automatique de l'occupation du spectre des fréquences radioélectriques a fait précédemment l'objet de rapports des Administrations des Etats-Unis d'Amérique [CCIR, 1966-69], du Canada [CCIR, 1974-78] et de l'Australie [CCIR, 1982-86].

Le premier problème que pose la conception d'un système automatique permettant la collecte de données sur l'occupation du spectre, en vue de leur utilisation pour la gestion du spectre, consiste à déterminer quels paramètres doivent être mesurés ainsi que la fréquence des mesures à effectuer pour obtenir des données ayant une signification statistique.

Les données sur l'occupation du spectre peuvent fournir des renseignements sur le niveau réel d'utilisation des canaux. Par exemple, dans les bandes attribuées au service mobile terrestre, on peut ainsi savoir s'il y a moyen d'autoriser l'introduction de stations mobiles supplémentaires dans un réseau existant ou d'ajouter de nouveaux réseaux jusqu'à ce que soit atteinte la charge maximale des canaux compatible avec une qualité de service acceptable. En outre, ces données peuvent fournir des renseignements sur le taux moyen d'utilisation des bandes du service mobile, grâce auxquels on peut estimer la réserve de capacité du spectre. Une telle estimation peut être utilisée pour la planification d'attributions additionnelles et pour évaluer les effets des technologies nouvelles sur l'utilisation du spectre.

Un système d'analyse de l'occupation du spectre comporte trois parties essentielles:

- l'équipement de contrôle, chargé de recueillir les données statistiques brutes sur les niveaux des signaux pour les divers canaux radioélectriques;
- le logiciel nécessaire pour traiter les données recueillies par l'équipement de contrôle afin d'en extraire des données sur l'occupation ayant une signification statistique;
- le logiciel nécessaire pour utiliser ces données sur l'occupation pour la gestion du spectre et pour fournir des renseignements sur les tendances du niveau d'utilisation du spectre dans les bandes du service mobile.

Le présent Rapport traite essentiellement de deux sujets:

- saisie de données sur l'occupation du spectre et considérations statistiques;
- utilisation de ces données aux fins de l'assignation des fréquences.

L'Annexe I donne certains résultats obtenus dans la pratique et décrit un moyen de contrôle des systèmes à partage de plusieurs canaux.

## 2. Saisie de données sur l'occupation du spectre et considérations statistiques

Dans le présent Rapport, nous appellerons «message radioélectrique» un échange complet d'information entre une station de base et le ou les véhicules qui lui sont rattachés. Il consiste donc en une série d'émissions de la station de base et d'une station mobile, séparées par des interruptions dans la transmission.

Etant donné qu'un canal est normalement indisponible pour tout autre usager pendant toute la durée d'un tel message, l'occupation qui caractérise le niveau d'utilisation d'un canal est son occupation par des messages. On définit celle-ci par le pourcentage du temps, pris sur une période de contrôle donnée, pendant lequel le canal est occupé par de tels messages.

L'occupation par des messages, $O_m$, d'un canal donné est la somme des occupations par les émissions de la station de base $O_b$ et de la station mobile $O_{mob}$ et des interruptions de transmission $O_g$. On utilise une valeur de seuil $T_B$ pour faire la distinction entre les interruptions dans la transmission et les interruptions entre messages. Toute interruption d'une durée inférieure à $T_B$ secondes est considérée comme étant une interruption dans la transmission et elle fait donc partie du message.

$$O_m = O_b + O_{mob} + O_g \tag{1}$$

On ne prendra de bonnes décisions en matière de gestion du spectre que si l'on sait jusqu'à quel point on peut se fier à toute évaluation de l'occupation du spectre. L'élaboration de méthodes de mesure doit prendre en compte le temps nécessaire à l'obtention d'une quantité suffisante de données pour que l'on puisse évaluer l'occupation avec une précision et un niveau de confiance donnés. Etant donné le caractère probabiliste de la structure temporelle et de l'amplitude des signaux transmis dans un canal, la nature statistique des paramètres mesurés doit être prise en compte dans l'évaluation de l'occupation.

Lors de l'examen des facteurs statistiques, il est utile de définir l'occupation des canaux comme un processus aléatoire à deux états. Le premier état s'appelle «occupé» et se produit quand, au cours d'une observation, la puissance d'une émission donnée reçue par un récepteur de contrôle dépasse un seuil donné. Le second état se produit quand la puissance reçue est en dessous de ce seuil. La Fig. 1 illustre cette définition pour un canal donné; pour plus de clarté, seule une partie du contrôle effectué pendant la durée totale $T_t$ est représentée.

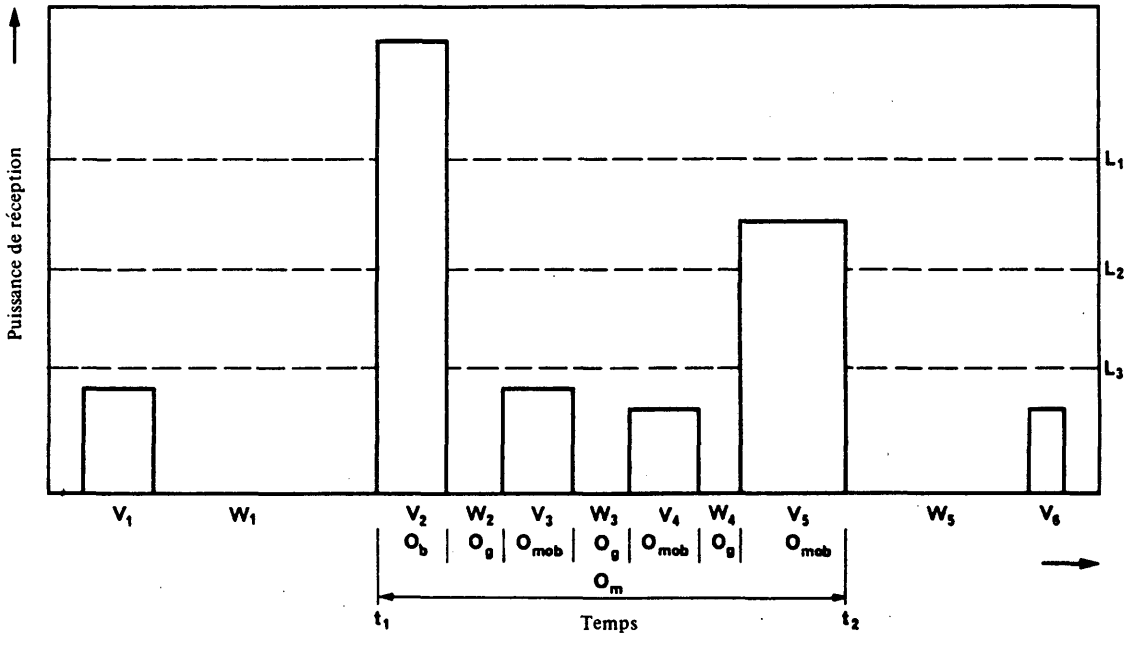



FIGURE 1 – *Puissance de réception pour un canal donné*

$V$: temps de transmission au-dessus d'un seuil $L$ donné
$W$: durée des interruptions dans la transmission
$T_t$: durée totale pendant laquelle ont lieu les mesures
$L_1$ : seuil de puissance «canal occupé»
$L_2$ et $L_3$ : puissances reçues arbitraires, inférieures au seuil $L_1$

Le pourcentage d'occupation du canal serait donc, dans ce cas, égal au quotient du temps de transmission $V_2$ par le temps total d'observation $T_t$. Toute émission provenant d'une station de base ou d'une station mobile et dépassant le seuil $L_1$ serait prise en compte dans le calcul de l'occupation du canal.

Si on utilise l'équation (1), le pourcentage réel d'occupation par des messages ($O_m$) d'une station de base et des mobiles qui lui sont rattachés est ici égal à la somme du temps d'émission $V_2$ de la station de base ($O_b$), des temps d'émission $V_3$, $V_4$, $V_5$ de trois stations mobiles ($O_{mob}$) et de trois interruptions dans la transmission $W_2$, $W_3$ et $W_4$ ($O_g$), divisée par l'intervalle de temps $t_2 - t_1$ étudié pendant une période totale de mesure $T_t$. Les valeurs de $W_1$ et $W_5$ peuvent être des interruptions entre des messages ou des parties d'interruptions. De même, $V_1$ et $V_6$ peuvent être des parties du bruit radioélectrique ambiant ou des parties d'autres messages.

Il est intéressant d'étudier les effets de l'échantillonnage indépendant, c'est-à-dire de mesures instantanées indépendantes les unes des autres, et les effets de l'échantillonnage dépendant, c'est-à-dire un échantillonnage de messages complets avec des intervalles de temps d'échantillonnage fixes, sur la période de mesure requise pour obtenir la précision relative et le niveau de confiance souhaité.

Si on utilise deux théorèmes aux limites et un échantillonnage indépendant, l'équation (2) permet de calculer le nombre d'essais $M$ permettant d'atteindre un niveau de confiance requis $C$ pour une occupation donnée $p$:

$$M = \frac{\log [1 - C]}{\log [1 - p]} \tag{2}$$

Le Tableau I donne le nombre d'échantillons indépendants requis à divers niveaux d'occupation pour obtenir un niveau de confiance de 99%.

TABLEAU I – *Nombre de mesures nécessaires pour parvenir à un niveau de confiance de 99% à divers niveaux d'occupation*

| Occupation ($p \times 100$)% | Nombre de mesures requises, $M$ |
|---|---|
| 50 | 7 |
| 20 | 21 |
| 10 | 44 |
| 1 | 459 |
| 0,1 | 4 603 |
| 0,01 | 46 050 |

Le Tableau I indique par exemple que pour 4603 mesures indépendantes dans un canal donné, pour lesquelles aucun signal n'est détecté, la probabilité pour que l'occupation du canal soit inférieure à 0,1% est de 99%.

Ces considérations présentent de l'intérêt mais ne sont pas applicables aux contrôles réels, étant donné que les messages ont des durées finies et que le taux d'échantillonnage peut être variable. Dans ce cas, on peut élaborer une méthode statistique d'échantillonnage dépendant faisant appel à une chaîne de Markov du premier ordre. Le temps d'échantillonnage requis pour obtenir un niveau de confiance donné est alors fonction des caractéristiques statistiques de la durée de la transmission et de la fréquence d'échantillonnage.

Pour examiner les effets de l'échantillonnage indépendant et de l'échantillonnage dépendant sur le nombre de mesures requises pour obtenir une précision relative et un niveau de confiance donnés, prenons le cas d'un canal acheminant chaque heure 40 transmissions d'une durée moyenne de 6 s; le taux d'occupation de ce canal est de 6,67%. Pour évaluer $p$ avec une précision relative de $\pm$ 10% et un niveau de confiance de 95%, le nombre d'observations requises dans l'hypothèse d'un échantillonnage indépendant serait de 5850. En cas d'échantillonnage dépendant, avec une mesure toutes les 4 s et des durées de transmission supposées distribuées de façon exponentielle et d'une valeur moyenne de 6 s, le nombre de mesures nécessaires pour obtenir la même précision relative et le même niveau de confiance est de 18 166.

Le Tableau II compare le nombre de mesures requises pour parvenir à une précision relative de $\pm$ 10% et à un niveau de confiance de 95% dans les conditions décrites plus haut et avec différents pourcentages d'occupation pour des échantillons indépendants et dépendants.

TABLEAU II – *Nombre d'échantillons dépendants et indépendants requis pour obtenir une précision relative de ± 10% et un niveau de confiance de 95% avec différents pourcentages d'occupation*

| Occupation (%) | Nombre d'échantillons indépendants requis | Nombre d'échantillons dépendants requis | Nombre d'heures d'échantillonnage requises |
|---|---|---|---|
| 6,67 | 5850 | 18 166 | 20,18 |
| 10 | 3900 | 12 120 | 13,47 |
| 15 | 2600 | 8 080 | 8,98 |
| 20 | 1950 | 6 060 | 6,73 |
| 30 | 1300 | 4 040 | 4,49 |
| 40 | 975 | 3 030 | 3,37 |
| 50 | 780 | 2 424 | 2,69 |
| 60 | 650 | 2 020 | 2,24 |
| 70 | 557 | 1 731 | 1,92 |
| 80 | 488 | 1 515 | 1,68 |
| 90 | 433 | 1 346 | 1,49 |
| 100 | 390 | 1 212 | 1,35 |

Le nombre d'heures d'échantillonnage requises suppose une période d'échantillonnage de 4 s. Pour des canaux ayant un taux d'occupation de 20%, il faudrait un temps de mesure de 6,73 h pour parvenir à une précision relative de ± 10% et à un niveau de confiance de 95%. Si le récepteur mesure un canal toutes les 0,002 s, 2000 canaux peuvent être contrôlés.

Lors de l'élaboration d'un programme de mesures, il importe de tenir compte des conséquences statistiques de l'exigence d'une précision et de niveaux de confiance élevés, étant donné que les temps de mesure requis pour obtenir ces valeurs deviennent rapidement prohibitifs.

L'autre facteur essentiel pour la mesure est ce que l'on veut mesurer. En général, les émissions des stations de base sont reçues par les équipements de mesure comme des signaux faciles à détecter, tandis que les signaux émis par les stations mobiles ont des niveaux variables et plus faibles, souvent couverts par le bruit radioélectrique ambiant.

Deux méthodes de détermination de valeurs d'occupation à partir des données de contrôle ont été étudiées. Dans la première (seuil d'occupation), on fixe un seuil afin d'éliminer la contribution du bruit radioélectrique et on multiplie le degré d'occupation au-dessus du seuil $O_t$ par un facteur $K_t$ qui tient compte des interruptions de la transmission ainsi que des signaux originaires des stations mobiles qui n'ont pas été détectés:

$$O_m = K_t\, O_t \tag{3}$$

L'inconvénient de cette méthode est que le volume des signaux originaires des stations mobiles non détectés varie d'un système radioélectrique à l'autre, selon leur éloignement de la station de contrôle.

Dans la seconde méthode (station de base), on détermine l'occupation d'après les signaux de la station de base seulement; l'incertitude évoquée ci-dessus est éliminée puisque les contributions de tous les signaux des stations mobiles sont systématiquement écartées sur tous les canaux. On a alors:

$$O_m = K_b\, O_b \tag{4}$$

où $K_b$ est le facteur multiplicatif utilisé dans la méthode d'occupation des stations de base.

Pour des canaux radioélectriques non partagés, les valeurs expérimentales d'occupation moyennes pendant les heures de pointe montrent que la valeur moyenne du facteur $K_b$ est égale à 2,74 et que, sur un canal donné, la variation moyenne entre utilisateurs est de 18%. Cette valeur est jugée suffisamment fiable aux fins des assignations de fréquence.

On a également constaté que la méthode du seuil est beaucoup moins précise, étant donné que la valeur du facteur $K_t$ est comprise entre une moyenne minimale de 1,52 quand la plupart des signaux provenant d'une station mobile sont au-dessus du seuil et une moyenne maximale de 2,74 quand tous ces signaux sont au-dessous du seuil. Les facteurs $K_t$ et $K_b$ ont été évalués par régression linéaire avec une valeur seuil $T_h$ égale à 6 s.

La Fig. 1 illustre le problème de l'utilisation de $K_t$: si, dans cette figure, le seuil était fixé à $L_2$, seules les émissions $V_2$ et $V_5$ seraient détectées, tandis qu'avec un seuil fixé à $L_1$, seule $V_2$ serait détectée. Le lieu d'implantation choisi pour la station de contrôle peut, en conséquence, influer fortement sur le nombre de signaux provenant de stations mobiles qui peuvent être détectés.

Cet exemple montre l'avantage de la deuxième méthode, dans laquelle seuls les signaux de la station de base sont pris en considération. Avec cette méthode, on a en outre la possibilité de choisir les endroits d'où on fait le contrôle à l'intérieur d'une zone suburbaine, où le contrôle est plus fiable du fait de l'absence de signaux indésirables intenses susceptibles de provoquer le blocage du récepteur ou une intermodulation.

### 3. Précision des estimations de l'occupation par des messages (utilisation du facteur $K_t$ ou $K_b$) [De Couvreur et autres, 1981]

Dans l'expérience canadienne initiale, Burke et Coyne [1980] ont utilisé une valeur seuil, $T_b$, pour faire la distinction entre les interruptions dans la transmission et les interruptions entre messages. Toute interruption d'une durée inférieure à $T_b$ secondes était considérée comme étant une interruption dans la transmission et faisant partie du message. L'occupation par le message pouvait ensuite être évaluée.

L'expérience effectuée aux Etats-Unis d'Amérique a démontré qu'en moyenne, compte tenu d'essais subjectifs en audiofréquences sur 21 canaux à un seul usager, une valeur de $T_b = 7$ s convient pour faire la distinction entre les interruptions dans la transmission et les interruptions entre messages [Dayharsh et autres, 1974].

En attendant les résultats qui seront fournis par d'autres études actuellement en cours, une valeur moyenne de $T_b$ comprise entre 5 et 7 s sera considérée comme étant la plus appropriée dans le cas de canaux partagés.

Les résultats des expériences canadiennes menées pour déterminer $K_b$ se fondent sur un échantillon de 52 canaux simplex non partagés. On compare les facteurs $K_b$ utilisés pour calculer l'occupation journalière moyenne par des messages et l'occupation moyenne par des messages aux heures de pointe. On a constaté que la valeur du facteur $K_b$ pour l'occupation par des messages aux heures de pointe est plus petite et plus précise: les variations d'un canal à l'autre pour le même type d'usager sont en effet moindres et les taux d'erreur maximaux sont plus faibles quel que soit le type d'usager. On a donc conclu que le facteur $K_b$ pour l'occupation moyenne par des messages pendant les heures de pointe est préférable au facteur $K_b$ pour l'occupation journalière moyenne par des messages si on veut évaluer l'occupation d'un canal par des messages pendant le processus d'assignation de fréquences partagées, en vue d'une meilleure utilisation du spectre.

L'étude des données relatives aux 52 canaux indique que le facteur $K_b$ varie en fonction des différents types d'usagers. La méthode de classification de ces derniers en différentes catégories devra être perfectionnée afin de permettre des évaluations aussi précises que possible avec un modèle statistique fondé sur $K_b$. Une autre étude de l'occupation moyenne par des messages aux heures de pointe a montré que la variation moyenne de la valeur moyenne probabiliste de $K_b$ était comprise entre $-16\%$ et $+18\%$. Cette variation a pu être provoquée en partie par une couverture imparfaite du service mobile car, pour cette expérience, on ne disposait d'aucune donnée de contrôle en audiofréquences pouvant servir de point de comparaison.

En ce qui concerne $K_b$, il faut également tenir compte du fait qu'en pratique, la valeur réelle de $T_b$ sera comprise entre 5 et 7 s, en raison de variations dues aux usagers: plus le canal est occupé, plus les interruptions entre les messages sont brèves et inversement. Dans ce cas, comme l'indique la Fig. 2, on a un taux d'erreur moyen combiné de $\pm$ 19%. Dans les cas où l'on sait que la couverture du service mobile est très complète, l'erreur moyenne sur le facteur $K_t$ est comprise entre $+8\%$ et $-7\%$; s'il est tenu compte de la variation de $T_b$ due aux usagers, on obtient un taux d'erreur moyen combiné de $\pm$ 9%. Ceci est toutefois rarement le cas dans l'expérience canadienne.

Même si les variations intrinsèques du facteur $K_b$ sont supérieures à celles du facteur $K_t$, la méthode de détermination de l'occupation d'après les signaux de la station de base est plus efficace du point de vue de l'erreur potentielle due à l'incertitude de la couverture du service mobile.

Dans la situation canadienne, le critère souhaité de charge des canaux pour une utilisation efficace du spectre correspond à une occupation moyenne par des messages de 75% aux heures de pointe dans le cas de canaux partagés par plusieurs usagers.

Cependant, jusqu'à ce que l'on puisse améliorer la précision du facteur $K_b$, il est souhaitable d'appliquer un critère de charge de 60% afin d'éviter la surcharge des canaux. La précision relative des renseignements de contrôle canadiens à ce niveau d'occupation introduit une légère erreur dans le taux d'occupation, liée à l'erreur causée par l'incertitude sur le facteur $K_b$.

### 4. Utilisation des données sur l'occupation aux fins de l'assignation des fréquences

Trois méthodes permettant d'utiliser les renseignements du contrôle aux fins de l'assignation des fréquences ont été étudiées:

Dans la méthode d'utilisation directe des renseignements de contrôle (voir l'expérience décrite en Annexe I), on prend l'occupation par des messages en un emplacement de contrôle comme approximation de celle que l'on observerait à l'emplacement d'une station en projet. Il y a à cela deux inconvénients. En premier lieu, la qualité de l'approximation dépend de la distance entre l'emplacement où a eu lieu le contrôle et la station en projet; or, cette distance peut atteindre 25 km. En second lieu, il faut faire des calculs compliqués pour évaluer le surcroît d'occupation par les messages que percevrait un récepteur en service du fait d'une nouvelle assignation partagée.

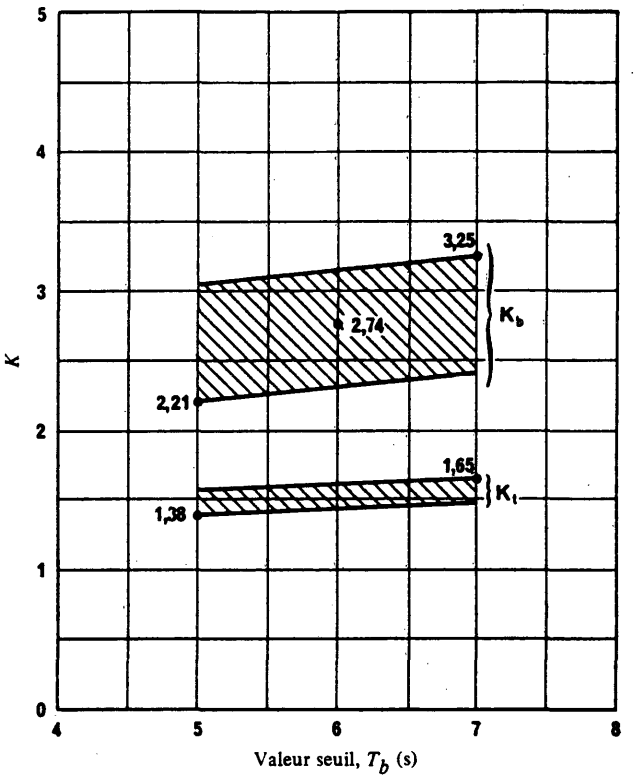



FIGURE 2 – *Variation des facteurs d'occupation moyenne pendant les heures de pointe, $K_b$ et $K_t$, en fonction de la valeur seuil de temps $T_b$ pour tous les usagers*

Dans la méthode indirecte, on utilise les renseignements de contrôle pour calculer l'occupation par les messages de chaque station située dans le voisinage et partageant le canal dont il s'agit. Cette méthode est plus compliquée que la précédente, car elle nécessite la connaissance de la contribution de chaque station à l'occupation du canal en un emplacement donné. Cette complication est compensée par une plus grande précision, notamment lorsqu'il s'agit d'évaluer l'influence qu'une nouvelle station aura sur son environnement par l'adjonction de ses messages sur l'accroissement de l'occupation.

La troisième méthode consiste à évaluer l'occupation par les messages en la rapportant au nombre de mobiles pour chaque catégorie d'usagers, cela en utilisant un modèle statistique. Les calculs sont semblables à ceux de la méthode indirecte, mais ont tendance à être plus nombreux. La validité du modèle statistique dépend de la disponibilité d'un nombre de données de contrôle suffisamment étoffé pour que l'on puisse avoir une idée de l'utilisation du spectre par les divers usagers. Avec cette méthode, les contrôles seraient moins détaillés et moins fréquents, mais il faudrait en faire encore d'autres pour tenir le modèle à jour, car les schémas d'utilisation du spectre évoluent avec l'introduction de nouvelles techniques, comme la signalisation numérique.

## 5. Conclusions

Les Administrations australienne et canadienne utilisent actuellement des systèmes de contrôle automatisés pour collecter régulièrement des renseignements sur l'occupation. Lors de la conception de ces systèmes, la prise en compte du caractère statistique du contrôle a été essentielle pour l'obtention d'une précision relative acceptable, à un niveau de confiance donné et dans un temps de mesure raisonnable.

Il ressort des travaux de l'Administration canadienne que la méthode fondée sur l'occupation des stations de base est plus fiable que la méthode des seuils d'occupation pour déterminer l'occupation.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BURKE, M. J. et COYNE, T. N. R. [juillet 1980] Monitoring land-mobile radio usage. IEE International Conference on Radio Spectrum Conservation Techniques, Londres, Royaume-Uni.

DAYHARSH, T. I. et autres [1974] Incorporation of monitoring data in the frequency assignment process of the FCC Spectrum Management Task Force. Final Report, Contract FCC-0039, SRI project 2620.

DE COUVREUR, G., DROUIN, M., McCAUGHERN, R. W. et AHMED, S. N. [mars 1981] Acquisition and utilization of channel occupancy data in the shared frequency assignment process. Electromagnetic Compatibility Symposium, Zurich, Suisse.

*Documents du CCIR*

[1966-69]: VIII/61 (Etats-Unis d'Amérique).

[1974-78]: 1/151 (Canada).

[1982-86]: 1/37 (Australie).

## ANNEXE I

## RÉSULTATS DE L'EXPÉRIENCE RÉALISÉE AU CANADA

### 1. Utilisation des données sur l'occupation aux fins de l'assignation des fréquences

La méthode directe a été utilisée au cours d'une campagne de mesures faite à Montréal en 1979, dans laquelle a été mis à l'épreuve tout le système informatique d'octroi des licences pour le service mobile terrestre. L'Administration canadienne utilise cette méthode depuis lors.

### 2. Niveau d'utilisation du spectre

Le Tableau III ci-dessous donne les résultats exprimés en «occupation journalière moyenne par les messages», qui est l'occupation par les messages mesurée durant la période comprise entre 08 h 00 et 17 h 00 (moyenne de 5 jours consécutifs).

TABLEAU III – *Utilisation du spectre dans les canaux non soumis à restriction et pouvant être partagés*

| Bande (MHz) | Pourcentage des canaux, dont l'occupation est inférieure à | | Occupation moyenne (%) |
|---|---|---|---|
| | 30% | 40% | |
| 27- 50 | 84 | 90,2 | 20,3 |
| 138-174 | 78 | 84 | 19,3 |
| 410-470 | 88,4 | 92 | 15,2 |

Il existe donc, ainsi qu'on le voit, une importante réserve de capacité pour les assignations partagées et l'on peut en tirer parti du fait que l'on connaît l'occupation des canaux individuels grâce aux données fournies par le sous-système d'occupation du spectre.

La réserve de capacité est facile à évaluer pour les canaux en partage qui sont utilisés pour des besoins autres que les services de sécurité. Dans ce cas, un niveau de service acceptable est maintenu tant que l'occupation pendant les heures de pointe ne dépasse pas 70% sur un canal partagé. Dans l'hypothèse d'une distribution de Poisson, cela signifie que, pour un canal partagé par 5 usagers, le temps d'attente est égal à trois fois la durée du message. Cela correspond à une occupation journalière moyenne de 40%, comme le montre une analyse détaillée des schémas d'occupation pendant de brefs intervalles.

En conséquence, on pourrait, en procédant à de nouvelles assignations de fréquences partagées, augmenter la charge de tous les canaux actuellement exploités avec une occupation journalière moyenne inférieure à 40% jusqu'à ce qu'ils atteignent ce niveau.

## 3. Mesure des caractéristiques du trafic dans les systèmes de radiocommunications mobiles à partage de plusieurs canaux

Dans un système de gestion de radiocommunications mobiles classique, les fréquences individuelles sont assignées aux usagers. Dans un réseau partagé étudié dans le Rapport 741, des fréquences sont groupées pour former un ensemble et sont assignées dynamiquement, sur demande, à des usagers individuels. Des systèmes à partage de plusieurs canaux permettent d'espérer un accroissement de l'efficacité du spectre supérieur à ceux qui correspondent aux systèmes classiques, une meilleure qualité d'écoulement du trafic et de bonnes conditions de confidentialité. Afin de contribuer aux travaux de planification du spectre, un système de contrôle a été mis au point pour obtenir des données sur l'occupation des fréquences individuelles des réseaux partagés et, en même temps, pour fournir une mesure confirmée de l'utilisation d'ensemble du système. L'indicateur choisi est la fraction du temps établie sur une base horaire au cours de laquelle le réseau partagé est occupé et n'est pas disponible pour l'usager, ce qui revient au pourcentage de temps pendant lequel toutes les fréquences individuelles sont occupées.

Le système utilisé est un système de contrôle du spectre des fréquences utilisées dans les radiocommunications mobiles qui est également employé pour mesurer les données sur l'occupation des bandes de fréquences du service mobile terrestre dans le cas des fréquences individuelles [Vaccani, 1985]. On a perfectionné le système en utilisant un algorithme de logiciel spécial pour mesurer les caractéristiques de trafic des réseaux partagés [Vaccani, 1987]. Ce système se compose d'un véhicule, d'un sous-système d'antennes associé et d'un récepteur commandé par ordinateur spécialement conçu.

Les caractéristiques principales du système sont:

- la mesure de l'amplitude du signal de chaque fréquence individuelle, au cours d'intervalles d'une ou deux millisecondes. Ceci comprend la durée d'un cycle complet de l'ordinateur et du récepteur. Les données d'état des canaux actifs (au-dessus du seuil) et des canaux non actifs sont mémorisées par l'ordinateur;

- la capacité de mémorisation du système qui peut recevoir des données correspondant à plus d'une semaine;

- le traitement des données dans la mémoire de l'ordinateur sur une base horaire avant leur emmagasinage sur disque. Ceci minimise les servitudes nécessaires pour leur enregistrement sur disque et facilite la production de rapports;

- pour les réseaux partagés la possibilité de sélectionner jusqu'à 1 000 fréquences sur un nombre de réseaux partagés s'étendant jusqu'à 10.

Pour chaque réseau partagé, les mesures et les paramètres qui suivent sont fournis sur une base horaire et dépendant du niveau du seuil assuré par l'usager. Le niveau du seuil est utilisé pour déterminer si une fréquence individuelle est active ou non active.

- Le pourcentage de durée d'occupation est le pourcentage de temps pendant lequel toutes les fréquences qui composent un système à partage sont actives;

- la période d'occupation la plus longue est le plus long laps de temps exprimé en secondes au cours duquel toutes les fréquences sont actives;

- la répartition des périodes d'occupation indique la répartition des périodes d'occupation en 10 échelons qui varient de 2 ms à plus de 80 s.

Pour chaque fréquence individuelle, on fournit les mesures suivantes:

- le pourcentage de durée d'occupation qui est le pourcentage de temps pendant lequel une fréquence individuelle est active;

- le nombre de transitions qui est le nombre total de passages de l'état actif à l'état non actif pour chaque fréquence.

Ce système de contrôle a été utilisé avec efficacité au Canada et a fourni une information utile pour charger les systèmes à partage de plusieurs canaux.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

VACCANI, P. [mars 1985] A second generation mobile spectrum monitoring system. 6ème Symposium et Exposition technique sur la compatibilité électromagnétique, Zurich, Suisse.

VACCANI, P. [mars 1897] A method of obtaining occupancy data for trunking systems in the radio frequency spectrum. 7ème Symposium international de Zurich et Exposition technique sur la compatibilité électromagnétique, Zurich, Suisse.

RAPPORT 279-4

# CONTRÔLE VISUEL DU SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE

(Question 30/1)

(1963-1970-1978-1986-1990)

1. Les progrès techniques ont permis d'accroître les possibilités des analyseurs de spectre à large bande dans le domaine fréquentiel; ces appareils, qui ont de grandes dynamiques pour la représentation de l'amplitude du signal, ont peu à peu accru l'importance du contrôle visuel. L'analyse spectrale offre un moyen de reconnaître et de classer rapidement divers types d'émissions complexes. Le contrôle visuel peut accroître l'efficacité du contrôle des émissions en définissant les domaines d'activité qui doivent faire l'objet d'examens plus complets. En utilisant les techniques de représentation visuelle, pour mettre en évidence la coïncidence dans le temps des brouillages et des émissions qui en sont cause, on peut fournir un service plus rapide aux utilisateurs du spectre.

1.1 L'analyse du spectre radioélectrique dans le domaine fréquentiel peut se faire à l'aide de deux grandes catégories d'équipements:

1.1.1 Les analyseurs à large bande qui peuvent visualiser certaines portions de l'ensemble du spectre radioélectrique. Cependant, il est à noter que la gamme de fréquences utilisable dépendra de la gamme de fréquences des antennes de réception.

1.1.2 Des modules de représentation panoramique, branchés sur la sortie de l'étage F1 du récepteur, qui représentent une portion limitée du spectre autour de la fréquence d'accord du récepteur.

2. Les analyseurs de spectre ont été automatisés et sont aujourd'hui des instruments très utiles pour le contrôle visuel.

L'application de la technique des microprocesseurs et des techniques de traitement des signaux numériques dans les analyseurs de spectre a amélioré aussi bien les performances que la facilité d'utilisation de ces appareils.

Il convient toutefois de noter que les analyseurs analogiques présentent dans certains cas des avantages par rapport à l'équipement numérique.

2.1 Les caractéristiques de fonctionnement d'un analyseur de spectre commandé par microprocesseur pourraient normalement comprendre les spécifications suivantes: limite supérieure de la gamme de fréquences couverte égale à 2,5 GHz et ce, pour un seul balayage (si un mélangeur d'harmoniques est inclus dans le matériel, cette limite peut passer à 60 GHz et même à 300 GHz si un mélangeur externe est utilisé); gamme de mesures allant de $-138$ à $+30$ dBm avec une gamme dynamique de 90 dB, visualisée en représentation logarithmique; étalonnage automatique destiné à réduire l'incertitude des mesures à $\pm$ 2 dB près; affichage de la fréquence correspondant à la position du curseur avec une précision de 11 Hz; ———————— visualisation de la valeur absolue ou de la valeur relative des composantes identifiées par le curseur et tenant compte du réglage de l'affaiblisseur; sélection automatique de la durée et de la largeur de bande du balayage afin de produire une visualisation optimale de la bande de fréquences choisie; mise en mémoire numérique de l'information relative à l'image en vue d'obtenir une stabilité à long terme et d'éliminer l'effet de papillotement.

2.2 L'incorporation d'un microprocesseur dans l'analyseur de spectre permet d'utiliser toute une série de nouvelles procédures améliorant la facilité et l'efficacité des opérations de mesure effectuées avec cet équipement.

2.2.1 *Mesures des valeurs moyennes du spectre*

La mesure des largeurs de bande au moyen d'instruments classiques, avec des éléments variables dans le temps, obligeait auparavant les opérateurs à évaluer mentalement «la moyenne» de la largeur de bande occupée ou à reconstituer l'image sur un oscilloscope à mémoire. L'analyseur de spectre automatique comprend normalement un algorithme qui peut évaluer la moyenne d'un certain nombre de balayages et afficher une largeur de bande composite aux fins de l'analyse.

2.2.2 *Capacité d'affichage multiple*

L'utilisation des techniques numériques pour la présentation de l'image permet un certain nombre de manipulations utiles de l'information affichée. Un signal peut être capté et mis en mémoire en vue d'être comparé ultérieurement avec un signal normalisé. Un «gabarit» spectral indiquant les limites maximales permises des rayonnements non essentiels et en fonction du décalage de fréquence par rapport à la fréquence assignée peut être mis en mémoire et rappelé à volonté pour être comparé au signal à l'étude. L'utilisation des fonctions arithmétiques permet de normaliser rapidement un signal à l'étude et d'indiquer où les limites ont été dépassées.

2.2.3 *Interface à distance*

L'utilisation de logiciel «intelligent» dans l'analyseur de spectre facilite son incorporation dans un réseau constitué d'autres équipements de contrôle automatique du spectre. En exploitant les possibilités mentionnées ci-dessus, un contrôleur peut rapidement balayer le spectre, tester chacun des signaux trouvés pour détecter la présence éventuelle de rayonnements non essentiels et enregistrer la position et le niveau relatif de chaque composante non essentielle soupçonnée. Cette analyse détaillée qui s'effectue en l'espace de quelques secondes, fournit la possibilité d'accroître dans de grandes proportions la précision et l'efficacité des techniciens chargés du contrôle du spectre.

3. En République fédérale d'Allemagne, un équipement combinant les fonctions d'un adaptateur panoramique et d'un analyseur de spectre est disponible. Pour cela, on utilise un récepteur à usages multiples à ondes métriques/décimétriques fonctionnant de 20 à 1000 MHz combiné à un adaptateur panoramique avec écran cathodique de 10 × 8 cm et étalonnage logarithmique de 8 × 10 dB, le degré de précision étant de ± 1 dB. En plus de l'analyse FI avec des largeurs de balayage de 20 kHz, 200 kHz et 2 MHz, une représentation du spectre sur un segment de 500 MHz est également possible. A cette fin, l'oscillateur local (OL) du récepteur à ondes métriques/décimétriques est séparé du système de synthétiseur et exploré par le générateur en dents de scie de l'adaptateur panoramique.

La position de réglage du récepteur est représentée comme un marqueur clignotant. Toute partie de la gamme peut être agrandie à une taille quelconque et elle est présentée sur une seconde trace. Etant donné les différents moyens de représentation sur l'écran panoramique, les activités du signal à mesurer peuvent être décelées, analysées et identifiées plus rapidement par l'intermédiaire du récepteur. La gamme dynamique, exempte de signaux parasites, de l'adaptateur panoramique dépasse 70 dB. Le résultat de cette combinaison se traduit par un analyseur de spectre adapté à des applications dans les zones à forte densité de signaux à niveaux élevés. L'enregistrement d'occupation du spectre est possible avec un enregistreur de contrôle des émissions radioélectriques (enregistreur YT).

## 4. Conclusions

Les progrès techniques ont abouti à la mise au point d'une grande variété d'équipements pour les opérations de contrôle visuel. Les dispositifs utilisés actuellement vont de la représentation de grandeurs relatives et non étalonnées, jusqu'à des dispositifs à lecture directe, avec étalonnage absolu et mémoire d'image. Les avantages du contrôle visuel du spectre ont déjà été prouvés par l'amélioration du service fourni aux utilisateurs et l'efficacité accrue des efforts déployés dans ce domaine. Les amplitudes étalonnées couvrent une dynamique étendue, ce qui permet d'enregistrer des observations importantes contenant un grand nombre de données spectographiques fiables.

# RAPPORT 668-3

## SYSTEME D'ANALYSE AUTOMATIQUE DU SPECTRE DES FRÉQUENCES RADIOÉLECTRIQUES

(Question 29/1)

(1978-1982-1986-1990)

La Question 29/1 demande que l'on recueille des renseignements sur divers aspects du contrôle automatique du spectre des fréquences radioélectriques, notamment sur les méthodes de mesure et sur le matériel nécessaire pour ces mesures ainsi que pour le contrôle des émissions.

### 1. Précision du matériel utilisé pour le contrôle automatique

#### 1.1 *Détermination de la largeur de bande*

Lorsqu'on examine la précision que l'on peut attendre d'un dispositif de contrôle automatique quand il s'agit de déterminer la largeur de bande d'une émission, il faut, dans le cas d'une émission à bande étroite (de l'ordre de 2 kHz au maximum), s'attacher à rapporter la détermination de la largeur de bande aux caractéristiques de l'appareil utilisé. Par exemple, on s'est aperçu qu'avec certains appareils qui explorent une bande de fréquences et dans lesquels la présentation de la largeur de bande s'opère au moyen de circuits sélectifs, le facteur de forme des circuits en question est de nature à compliquer la détermination de la largeur de bande si le niveau est différent de certains niveaux de comparaison connus avec précision. La variation du niveau reçu, due aux conditions de propagation, ainsi qu'à d'autres facteurs, impose certaines restrictions à la précision de la largeur de bande indiquée lorsqu'il s'agit de signaux à bande étroite. Il convient donc d'examiner la nécessité d'une analyse de la répartition relative du niveau du signal ainsi que du pouvoir séparateur de l'appareil pour diverses valeurs du niveau d'entrée. Lorsque la largeur de bande de l'émission est de plusieurs kilohertz, les erreurs dues aux restrictions précises deviennent moins importantes. Il peut cependant y avoir avantage, afin de pouvoir chercher une corrélation entre les données fournies par des instruments différents, à tenir compte de leur pouvoir séparateur ainsi que de la fréquence de récurrence et de la durée des composantes individuelles des signaux observés.

#### 1.2 *Détermination du champ*

Pour la détermination précise du champ par les dispositifs automatiques, la polarisation de l'antenne et son effet directif sont des facteurs importants. Dans la gamme de 3 à 30 MHz, les ondes sont reçues après un trajet dans l'ionosphère et comprennent des composantes à polarisation horizontale et verticale non négligeables; il convient donc de faire une détermination de la composante à mesurer. L'angle vertical d'arrivée est généralement inférieur à 45°, aussi introduit-on généralement une erreur plus faible en mesurant la composante à polarisation verticale, plutôt que celle à polarisation horizontale. Quand on a besoin d'une précision meilleure, on peut appliquer une correction appropriée sur le calcul de l'angle vertical d'arrivée du front de l'onde.

Il est aisé de mesurer la composante à polarisation verticale en prenant une antenne de réception verticale dont la longueur électrique soit nettement inférieure au quart de la longueur d'onde pour la bande de fréquences dont on s'occupe. Afin de réduire les erreurs dues aux défauts d'homogénéité du sol dans le voisinage de l'antenne, on a intérêt à utiliser un contrepoids enterré, prolongé par des fils s'étendant à au moins 30 m dans toutes les directions. Le niveau du signal à l'entrée de l'enregistreur peut se mesurer par comparaison avec celui d'un générateur RF étalon. On détermine la hauteur équivalente de l'antenne par comparaison avec les résultats fournis par un mesureur de champ précis muni d'une antenne de même polarisation.

Lorsqu'on a à évaluer les données de champ ainsi obtenues, on doit tenir dûment compte des erreurs introduites par les divers instruments. On doit, de même, tenir compte des fluctuations de niveau de l'émission puisque, pendant l'exploration, le récepteur n'est accordé sur un signal donné que pendant une faible durée.

## 2. Mesure du champ relatif

On ajoute un atténuateur variable à l'élément récepteur de l'équipement utilisé et, tout en enregistrant le signal de sortie, on augmente automatiquement l'affaiblissement par échelons successifs après un nombre de périodes de balayage déterminé. Le champ relatif de chaque signal est déterminé par l'affaiblissement inséré immédiatement avant que ne disparaisse la ligne enregistrée.

La valeur absolue du champ est déterminée par la méthode suivante. Parmi les signaux enregistrés, on mesure la valeur absolue du champ du signal utile à l'aide d'un deuxième mesureur de champ, ce qui permet, sur la base de cette valeur, de calculer la valeur absolue du champ de tout autre signal à partir du champ relatif à l'alinéa précédent.

## 3. Possibilité de déterminer le rapport signal/bruit

La détermination du rapport signal/bruit comporte essentiellement une comparaison entre les valeurs relevées en l'absence et en présence de signal, la méthode de mesure étant la même que pour la détermination du champ. Ici encore, il faut tenir compte des variations de niveau dues à la propagation. Le problème est encore compliqué, pour les fréquences les plus basses de la gamme des ondes décamétriques, surtout pendant les périodes chaudes de l'année, par le niveau généralement élevé des bruits atmosphériques, qui sont sujets à de grandes variations, les unes instantanées et les autres à long terme. On devra également considérer l'effet de la bande passante du récepteur et de sa caractéristique de réponse afin de pouvoir établir une correspondance satisfaisante avec les résultats obtenus par divers instruments.

## 4. Analyse et estimation des résultats

La meilleure façon d'analyser et d'interpréter les enregistrements fournis par les appareils de contrôle automatique dépend, au premier chef, du genre de renseignements que l'on désire. Parfois, il peut être intéressant d'avoir des informations sur la direction d'arrivée des divers signaux dans la bande de fréquences considérée: cela fournirait des données relatives à l'occupation du spectre selon les divers azimuts dont proviennent les émissions. On peut, par exemple, associer un radiogoniomètre de grande portée à l'enregistreur automatique, de telle manière que l'azimut augmente d'un petit angle (par exemple, un ou deux degrés) au début de chaque exploration de l'enregistreur. L'examen des données montrerait immédiatement les zéros et les maxima. On pourrait de plus extraire de tels enregistrements des données qui indiqueraient l'occupation du spectre dans un azimut donné à intervalles réguliers. Dans les bandes encombrées, l'emploi d'une antenne à effet directif contribuerait à réduire le chevauchement des traces des divers signaux.

L'identification des types d'émission par l'analyse des enregistrements se heurte à des difficultés quand il s'agit d'émissions à bande étroite, par suite des limites du pouvoir séparateur des instruments. En revanche, grâce à un étalonnage précis par échelonnement des fréquences, l'examen des enregistrements permet souvent de déterminer la nature des émissions de largeur de bande assez importante comme: radiotéléimprimeurs multiplex, émissions multiplex à composantes multiples, émissions simplex ou multiplex à grand déplacement de fréquence et certaines émissions transitoires.

## 5. Analyse automatique

La possibilité d'analyser les enregistrements par des moyens automatiques soulève des problèmes économiques plutôt que technologiques. Etant donné la variété des informations que fournissent généralement les enregistreurs automatiques, un appareil permettant de faire une analyse automatique complète peut être très compliqué.

## 6. Types d'équipement

### 6.1 *Equipement pour le contrôle acoustique automatique de l'occupation de fréquences particulières*

Il s'agit d'un appareil pour le contrôle automatique du fonctionnement et de l'occupation de temps sur une fréquence déterminée. On l'utilise: pour le contrôle d'occupation de fréquence particulière (fixation du nombre des stations travaillant sur la même fréquence et taux d'occupation), pour l'enregistrement automatique des émissions considérées pendant la durée du signal de travail, pour l'identification ultérieure éventuelle des émissions, pour le signal dans la salle de contrôle d'une émission attendue, pour l'enregistrement sur la même bande magnétique des signaux horaires de fin d'une émission, en utilisant l'horloge parlante du central téléphonique.

L'appareil se met en action et cesse de fonctionner au moyen d'un signal de travail sur la fréquence observée.

On peut connecter à l'appareil un récepteur quelconque et un magnétophone normal à une piste, ou d'autres appareils d'enregistrement des émissions. L'appareil peut fonctionner soit pour le contrôle permanent, soit pour la période de temps prévue d'avance pour «la veille» sur la fréquence considérée.

Comme signal d'excitation, on emploie le signal de travail du récepteur, sortant de la borne de la fréquence intermédiaire, de la borne de la fréquence basse ou de la borne de la tension continue de la commande automatique de gain. Après amplification, limitation d'amplitude et détection du signal, on dispose un relais polarisé avec possibilité de réglage de la sensibilité.

Pour empêcher la mise en action non désirée de cet appareil par les signaux perturbateurs atmosphériques, on a incorporé dans l'étage du détecteur des éléments à constante de temps variable pour la mise en circuit avec retard.

Le critère adopté, pour que l'appareil ne soit pas mis intempestivement en action, est la durée du signal de commande.

Après la fin de l'émission, le relais polarisé est libéré avec un certain retard, nécessaire pour éviter une interruption intempestive de l'enregistrement, due à une pause entre les lettres ou les mots dans le cas d'une émission A1.

Par un étage, avec une constante de temps de 20 à 30 s après la fin de l'émission, on assure le fonctionnement de l'appareil pendant que l'on cherche le numéro téléphonique correspondant à l'horloge parlante pour en enregistrer les signaux horaires sur la même bande magnétique. La ligne téléphonique n'est occupée que pendant l'enregistrement du temps.

Pour le cas où ce numéro est occupé, il est prévu un étage sélectif particulier qui utilise les caractéristiques du signal d'occupation, qui fait commander la répétition de tout le processus de commutation.

L'appareil assure l'enregistrement du temps de travail très précis, avec une tolérance de ± 10 s.

### 6.2 *Equipement pour le contrôle automatique d'émissions radioélectriques connues dans les stations de contrôle*

Le doc. [CCIR, 1970-74] décrit un équipement pour le contrôle automatique d'émissions radioélectriques connues dans les stations de contrôle. Cet équipement mesure automatiquement et systématiquement la fréquence, le champ et la largeur de bande occupée d'une présélection d'émissions connues. Il est commandé par un programme enregistré. Quelques renseignements sont donnés sur les principales caractéristiques de fonctionnement de l'équipement, ainsi que des schémas de principe. Mikhailov et autres [1973] décrit un appareillage semblable pour la mesure automatique, dans les stations de contrôle, des largeurs de bande occupées par les émissions d'émetteurs connus et prédéterminés, fonctionnant dans la gamme des fréquences de 150 kHz à 30 MHz.

### 6.3 *Equipement pour l'enregistrement automatique de l'occupation du spectre*

Le doc. [CCIR, 1978-82] décrit un équipement qui permet d'enregistrer automatiquement l'occupation du spectre dans la gamme de fréquences comprises entre 10 kHz et 30 MHz ou entre 10 kHz et 1300 (en option, 2500) MHz. Cet équipement se compose d'un récepteur à commande numérique avec synthétiseur incorporé, d'un sélecteur de fréquence commandé par microprocesseur et d'un nombre maximal de six enregistreurs (d'occupation du spectre) chronométriques (YT) en fonctionnement simultané. La sélection offre la possibilité d'analyser six bandes de fréquences indépendantes et d'enregistrer les résultats sur papier. En option, on peut ajouter un enregistreur potentiométrique XY.

L'organe de commande (sélecteur) calcule indépendamment le pas optimal d'échelonnement des fréquences et la largeur de bande de résolution en fonction de la définition de l'enregistreur: il a une capacité d'un millier d'échelons entre les fréquences de départ et d'arrêt choisies. Le récepteur, obéissant à l'organe de commande, explore successivement jusqu'à six gammes de fréquences, et le plus rapidement possible. Correspondant aux lignes de la bande de papier, toutes les lectures de fréquence sur les voies actives sont inscrites dans une mémoire transistorisée. Selon la compression de temps désirée, plusieurs lignes peuvent être combinées de sorte qu'aucun signal ne soit perdu ou que la vitesse de défilement du papier s'adapte à la durée de l'observation. Les enregistrements produits par cinq explorations dans chaque bande analysée peuvent, par exemple, tenir dans une seule ligne, c'est-à-dire que des observations durant 24 heures peuvent s'enregistrer sur une seule page A4.

*Principales caractéristiques de l'équipement:*

| | |
|---|---|
| Gamme de fréquences: | 1er récepteur:<br>de 10 kHz à 30 MHz, avec récepteur à commande numérique;<br>2e récepteur:<br>de 10 kHz à 1300 (2500) MHz, avec récepteur à exploration. |
| Largeurs de bande d'analyse (filtres du sélecteur): | ± 12,5 Hz (quatre voies parallèles);<br>± 25 Hz (deux voies parallèles);<br>± 50 Hz, ± 150 Hz.<br>*Note.* – D'autres filtres d'analyses sont disponibles dans le récepteur à exploration associé. |
| Portée dynamique: | ⩾ 60 dB avec gain constant du récepteur. |
| Résolution de fréquence: | deux signaux adjacents espacés de 200 Hz, avec une différence d'amplitude ⩾ 40 dB, sont clairement distincts l'un et l'autre dans l'enregistrement si l'on utilise le filtre d'analyse de largeur de bande ± 12,5 Hz. |
| Vitesse d'exploration: | 1er récepteur:<br>5 à 30 s par exploration avec un filtre d'analyse d'une largeur de bande ⩾ ± 12,5 Hz selon la portée de balayage choisie;<br>2e récepteur:<br>environ 1 s par exploration pour un filtre ⩾ ± 12,5 kHz jusqu'à environ 30 s par exploration pour un filtre d'analyse d'une largeur de bande ⩾ ± 12,5 Hz. |
| Nombre de sous-bandes enregistrées: | six;<br>à chaque sous-bande est assigné un enregistreur, et les six enregistreurs fonctionnent quasiment en parallèle, autant que le permet la vitesse d'exploration du récepteur pour réduire la consommation de papier, les enregistrements d'un nombre de lignes pouvant atteindre huit peuvent être affichés dans une seule ligne au moyen d'une porte OU. |
| Commande du récepteur: | par le bus normalisé de la CEI. |
| Lignes de fréquence: | électroniquement superposées; au maximum 10 lignes par sous-bande. |
| Marqueurs de temps: | horloge numérique incorporée avec affichage en heures et minutes; sur l'enregistrement, ligne continue à chaque heure. |
| Protection contre les interruptions de courant: | programme inscrit dans une mémoire permanente. |

## 7. Equipement mis au point au Japon

L'équipement de contrôle multifonctionnel qui a été mis au point et installé dans les principales stations de contrôle au Japon permet de mesurer simultanément la fréquence, la largeur de bande occupée et le champ.

En exploitation, cet équipement s'est avéré efficace et fiable.

7.1 *Brève description de l'équipement*

Le nouvel équipement qui consiste en un récepteur, un synthétiseur de fréquence numérique et un micro-ordinateur permet de faire une réception panoramique dans la gamme de 25 à 1525 MHz. Le récepteur comporte un quadruple changement de fréquence qui permet d'améliorer les caractéristiques d'intermodulation et de réponse parasite. Le micro-ordinateur commande le système de mesure et notamment le récepteur.

Un synthétiseur de fréquence numérique, qui joue le rôle de premier oscillateur local permet d'effectuer un balayage de fréquence avec sauts minimaux de 1 Hz.

7.2 *Mesures de fréquences*

Un compteur sert à mesurer la fréquence du signal à la fréquence intermédiaire ($F_{I4}$, valeur nominale 3 MHz) déduite du quatrième oscillateur local. Les variations de fréquence des oscillateurs locaux $F_{L2}$ et $F_{L3}$ sont annulées au moyen d'une réaction par renvoi au premier oscillateur local. La fréquence à l'entrée du compteur est donnée par:

$$F_{I4} = F_x - (F_{L1} \pm \Delta F_{L1}) + (F_{L4} \pm \Delta F_{L4})$$

Etant donné que la fréquence $F_{L4}$ provient d'un oscillateur à quartz stable ($1 \times 10^{-8}$ ou mieux), la grande précision de la fréquence dépend de celle de la fréquence de l'oscillateur étalon ($F_{L1}$) du synthétiseur ($5 \times 10^{-7}$, ou mieux). La fréquence à l'entrée du récepteur est obtenue par conversion de $F_{I4}$ dans le micro-ordinateur.

7.3 *Mesures de champ*

On obtient des mesures de champ en mesurant la tension à l'entrée du récepteur, avec correction automatique effectuée par le micro-ordinateur pour tenir compte du facteur d'antenne et de la perte dans la ligne d'alimentation.

Le champ se mesure comme suit: le signal reçu au 4e étage FI passe à travers un compresseur logarithmique (dynamique supérieure à 70 dB) et il est quantifié par un convertisseur analogique/numérique (8 bits, échelon de 0,5 dB) après démodulation. Il faut tenir dûment compte des réglages des affaiblisseurs RF et FI qui sont insérés par le micro-ordinateur.

7.4 *Mesures de largeur de bande*

On applique la méthode à $x$ dB pour mesurer la largeur de bande occupée. Le spectre de l'émission reçue est observé sur un tube à rayons cathodiques. L'image projetée est très précise et très stable, car la largeur de bande de résolution, le balayage de fréquence, l'intervalle d'exploration ainsi que la durée de balayage du tube sont commandés par le micro-ordinateur.

7.5 *Principales caractéristiques*

Les principales caractéristiques de l'équipement sont indiquées dans le Tableau I.

TABLEAU I - *Principales caractéristiques du nouvel équipement de contrôle des émissions*

| Paramètres | Caractéristiques |
|---|---|
| Gamme de fréquences | 25 - 1525 MHz |
| Type de récepteur | Super hétérodyne quadruple |
| Méthode de commande | Micro-ordinateur |
| Sensibilité | Inférieure à 0,2 µV |
| Précision de fréquence | Moins de $1 \times 10^{-6}$ |
| Précision de champ | Moins de ± 1,5 dB |
| Caractéristiques du récepteur: | |
| Atténuation RF | 0 - 50 dB, par bonds de 10 dB |
| Atténuation FI | 0 - 40 dB, par bonds de 10 dB, et vernier de 10 dB |
| Dynamique | 70 dB |
| Résolution (largeur de bande) | 600 kHz, 300 kHz, 100 kHz, 30 kHz, 10 kHz, 3 kHz, 1 kHz, 300 Hz et 100 Hz |
| Caractéristiques de l'exploration numérique: | |
| Mode d'exploration | Automatique, unique, arrêt |
| Largeur d'exploration | 30 MHz, 10 MHz, 1 MHz, 300 kHz, 30 kHz, 10 kHz, 3 kHz, 1 kHz, 300 Hz sélectionnée par un commutateur à 9 positions |
| Intervalle d'exploration | 100, 500 |
| Réglage initial de fréquence | Bonds de 10 MHz, sélectionné par roue à molette |
| Représentation panoramique | Tube cathodique de 12,7 cm (5 in) |

7.6 Système d'analyse automatique du spectre des fréquences radioélectriques

Un système économique de contrôle amélioré, avec un logiciel d'analyse automatique facilitant la gestion efficace du spectre, a été développé au Japon au début de 1989.

Le système assure automatiquement la collecte de données relatives au spectre dans des gammes de balayage allant de 100 kHz à 2 000 MHz. Pour ce faire, il emploie un analyseur de spectre, commandé par un ordinateur individuel, conformément à un programme préétabli d'analyse à long terme. Les données mises en mémoire sont analysées par l'ordinateur individuel qui donne les résultats de sortie suivants:

- variation du temps d'occupation du spectre;
- variation d'amplitude du signal;
- spectre d'amplitude;
- variation du taux d'occupation des voies dans le domaine des fréquences;
- variation du taux d'occupation d'une voie;
- spectre du taux d'occupation des voies.

Ces données, qui sont affichées sur un TRC ou imprimées sur papier, constituent un outil efficace de gestion du spectre.

## 8. Equipement mis au point en République fédérale d'Allemagne (10 kHz à 960 MHz)

### 8.1 *Système N° 1*

Un système de réception et de mesure, à commande électrique est utilisé depuis 1974 par le service de contrôle des émissions en République fédérale d'Allemagne. Ce système permet de mesurer, dans la gamme de 10 kHz à 960 MHz, le niveau du signal reçu, la largeur de bande, l'erreur de fréquence, l'excursion de fréquence MF, le facteur de modulation, l'angle de phase et le degré d'occupation des voies en fonction du temps. Les valeurs mesurées (à l'exception de l'angle de phase), qui sont affichées numériquement, peuvent également être présentées dans le mode analogique au moyen d'un enregistreur XY ou YT. Ces données peuvent aussi être présentées sur une imprimante de sortie. Le système peut être utilisé comme analyseur de spectre numérique de haute précision pour étudier le spectre des émetteurs et analyser les signaux à large spectre.

Le système a été mis au point pour permettre, en application fixe ou mobile, de mesurer des émissions de façon plus simple et plus rapide à une grande distance de l'émetteur. Ce système peut assurer un grand nombre de fonctions de mesure et de commandes automatiques et semi-automatiques et il a été doté d'un ensemble de circuits de calcul simples. L'équipement a la capacité et la flexibilité requises pour servir à de nouvelles tâches de mesure et à une automatisation électronique totale (voir le Tableau II).

Un schéma de principe du système est donné dans le Rapport 668-1 (Genève, 1982).

L'atténuateur qui fait suite à l'antenne assure une atténuation pouvant aller jusqu'à 90 dB de manière à éviter une surcharge résultant de signaux d'entrée trop forts.

TABLEAU II – *Principales caractéristiques du système de réception et de mesure*

| | |
|---|---|
| Gamme de fréquences | 10 kHz - 960 MHz |
| Valeur de bruit | 9 dB (−165 dB (mW/Hz)) |
| Précision du champ | ±2 dB |
| Incertitude de fréquence | $5 \times 10^{-9}$/24 heures |
| Atténuation à l'entrée | 0 à 90 dB par échelon de 10 dB |
| Largeur de bande FI | 0,5 kHz - 1 MHz |
| Grandeur mesurée: | Gammes de mesure: |
| Niveau d'entrée | Gamme dynamique: 75 ... 85 dB |
| Erreur de fréquence | 0,01 ... 9,99 kHz / 0,1 ... 99,9 kHz |
| Excursion de fréquence | 0,01 ... 19,99 kHz / 0,1 ... 199,9 kHz |
| Facteur de modulation | 0 - 99,9% |
| Angle de phase | ±180° |
| Degré d'occupation des voies | 0 ... 99,9% |
| Temps de mesure | 6, 12, 30, 60 min |
| Analyse: | |
| Nombre d'échelons | 1 ... 1000 |
| Grandeur d'échelon | 1 Hz ... 10 MHz |
| Taux de répétition des échelons de fréquence | 0 ... 10000/s |
| Consommation d'énergie | 425 VA |

La fréquence reçue fait l'objet d'une sélection préalable assurée par 14 filtres passe-bande successifs, qui couvrent la gamme de 10 kHz à 960 MHz. Le filtre approprié est choisi automatiquement à mesure que le synthétiseur de fréquence se modifie. Le facteur de bruit est de 9 dB (−165 dB(mW/Hz)). La fréquence de conversion est produite dans l'oscillateur principal (synthétiseur) qui fournit un signal FI à 60 MHz.

Dans la partie FI de l'unité centrale de mesure, le signal passe tout d'abord dans des filtres FI à différentes largeurs de bande, choisies par l'utilisateur. Par exemple, les voies de transmission isolées sont, de préférence, contrôlées par l'emploi de filtres de voie hautement sélectifs (largeur de bande de 12,5, 20, 25 ou 50 kHz), alors que les filtres gaussiens, caractérisés par une bonne réponse transitoire (0,5, 1, 3, 10, 30, 100, 300, 1000 kHz) conviennent mieux pour l'analyse des fréquences.

Une série de circuits de mesure FI analogiques permet la détermination des paramètres suivants:

– Le *niveau d'entrée* dans la gamme d'affichage numérique 0,00 ... 99,9 dB, par rapport à un niveau de référence de +30 ... −60 dBm, pouvant être préalablement choisi au moyen de l'affaiblisseur. Compte tenu du niveau de bruit des étages précédents du récepteur, la gamme dynamique de 100 dB propre à l'amplificateur logarithmique est limitée de 75 à 85 dB, selon la largeur de bande choisie.

– L'*erreur de fréquence* d'un signal à modulation d'amplitude (avec porteuse) ou à modulation de fréquence, par rapport à une fréquence nominale pouvant être choisie préalablement dans les deux gammes 0,01 ... 9,99 kHz et 0,1 ... 99,9 kHz. La lecture numérique comprend également le signe. Le temps de mesure est préalablement réglé sur 0,1, 1 ou 10 s.

- L'*excursion de fréquence* d'un signal à modulation de fréquence, qui est la moyenne des valeurs positives et négatives absolues de l'excursion maximale pendant une période de mesure, dans les gammes de mesure 0,01 ... 19,99 kHz (modulation de fréquence à bande étroite ) et 0,1 ... 199,9 kHz (modulation de fréquence à large bande).

- Le *pourcentage de modulation (profondeur)* dans la gamme de l'affichage numérique 00,0 ... 99,9 %.

- L'*angle de phase* dans la gamme de mesures ± 180° (affichage et enregistrement analogiques) permet, entre autres, l'étalonnage de l'oscillateur de référence incorporé en fonction d'un émetteur de fréquence étalon (par exemple, un émetteur de télévision à décalage de précision allant jusqu'à $< 2 \times 10^{-9}$).

En utilisant la sortie «imprimante» du système, on peut, au moyen d'une imprimante externe, imprimer les données numériques mesurées énumérées ci-dessus. Un amplificateur à fréquence acoustique, avec haut-parleur incorporé est également disponible.

L'oscillateur principal à commande numérique (synthétiseur) effectue le réglage du récepteur par échelon, jusqu'à une précision de 1 Hz. La fréquence reçue est affichée avec 9 chiffres donnant cette précision. Si la sélection des fréquences est manuelle, on peut régler la fréquence reçue sur la valeur souhaitée au moyen des commutateurs de code, ou faire varier cette fréquence au moyen du dispositif d'accord quasi continu. Pour l'analyse de fréquences et le changement continu de voie, le réglage d'accord est effectué automatiquement par l'oscillateur principal.

Les changements de fréquence du synthétiseur se produisent très rapidement. Les changements de fréquence du système dans son ensemble dépendent toutefois du temps de descente des filtres FI, nécessaires pendant le passage d'une voie occupée à une voie non occupée. Dans le cas le plus défavorable, cette durée est de 4 ms pour le filtre à bande étroite hautement sélectif d'une largeur de bande de 12,5 kHz.

A la température ambiante et après une heure d'échauffement, la précision de fréquence d'un oscillateur à quartz est de $5 \times 10^{-9}$ par jour. Si une plus grande précision est nécessaire, l'oscillateur à quartz incorporé peut être synchronisé grâce à un étalon atomique.

L'unité de programmation et de calcul numérique coordonne de l'intérieur les fonctions du système à l'aide d'un ensemble de circuits de calcul simples. Par exemple, lorsque cet équipement est utilisé comme analyseur, il peut émettre des commandes pour 1/2/4/10 fois 1/10/100 échelons de 1 Hz ... 10 MHz chacun. Le taux de répétition des échelons de fréquence est de 0/1/2/5/10 fois par seconde.

Pour l'alimentation d'un enregistreur XY externe, on fournit une tension X (valeur maximale 10 Volts) proportionnelle à la fréquence.

Pour l'analyse des fréquences, plus de 1000 échelons seront peut-être nécessaires si l'on veut obtenir un grand pouvoir séparateur sur de larges gammes de fréquences. Ainsi, l'unité numérique de programmation et de calcul a été dotée d'équipements de commutation qui permettent l'exploration séquentielle de plusieurs bandes de fréquences adjacentes d'égale largeur. L'exploration peut être appliquée alternativement aux fréquences supérieures ou inférieures.

Outre les commutateurs de code de fréquence, un bouton de commande permet un réglage «quasi continu» de la fréquence reçue. Pour une rotation de cette commande, l'équipement effectue 18 changements de fréquence par échelon réglable de 1 Hz à 10 MHz.

De plus, l'unité de programmation et de calcul numérique compare l'excursion de fréquence mesurée (modulation de fréquence) et les erreurs de fréquence d'une émission lorsqu'elles se trouvent au-delà des valeurs de tolérance admises et déterminées à l'avance. Le nombre de signaux situés au-delà des valeurs de tolérance peut être compté et évalué.

Pour déterminer le degré d'utilisation d'une voie, on calcule son degré d'occupation, qui est le rapport du temps d'occupation au temps de mesure total, ce dernier pouvant être de 6, 12, 30 ou 60 minutes. Le degré d'occupation de la voie est affiché numériquement sous forme de pourcentage de valeurs à trois chiffres avec une précision de 0,1%.

La gamme de fréquences à analyser est affichée sur panneau d'enregistrement et de l'écran de contrôle, une mémoire numérique et des circuits comparateurs permettent la représentation des courbes de distribution minimales et maximales du niveau.

Il est possible de représenter un maximum de 100 voies adjacentes occupées sous forme de lignes verticales avec un pouvoir séparateur pouvant aller jusqu'à 1000 points (correspondant à 1000 échantillons). On peut également représenter le taux d'occupation, l'erreur de fréquence et l'écart de fréquence au-delà de références déterminées à l'avance pour un maximum de 10 voies.

Des équipements périphériques (oscilloscopes, enregistreurs XY, enregistreurs YT, imprimantes numériques, enregistreurs à bande magnétique et enregisteurs de données par exemple) peuvent être connectés à ce système de réception et de mesure, en vue du traitement et de l'enregistrement des résultats des mesures.

8.2 *Système N° 2 avec amélioration de la possibilité de mesure du champ*

Le doc. [CCIR, 1982-86a] décrit un système de contrôle comprenant deux récepteurs de mesure automatique, le premier pour la gamme de fréquences 9 kHz-30 MHz (utilisé depuis 1980) et le deuxième pour la gamme de fréquences 20-1300 MHz (utilisé depuis 1983). Pour tirer pleinement parti de toutes les possibilités des récepteurs, on peut aussi y connecter des antennes avec facteurs étalonnés, un enregistreur XY et YT et jusqu'à dix enregistreurs d'occupation du spectre, 5 étant commandés par chaque récepteur (pour le contrôle automatique de l'occupation du spectre), un adaptateur panoramique (analyseur de spectre FI) et enfin un contrôleur de bus avec capacité graphique de haute résolution et une imprimante sur papier (graphiques et listes numériques).

Le système mesure le niveau du signal reçu, le champ, l'occupation des canaux en fonction du temps, la fréquence et le décalage de fréquence, l'excursion de fréquence FM, la profondeur de modulation MA et l'occupation de la bande en fonction du temps. De plus, il satisfait entièrement aux prescriptions de la Publication 16 du CISPR relatives à la mesure du brouillage radioélectrique.

8.2.1 *Caractéristiques du système*

*Principales caractéristiques des deux récepteurs:*

| | *1er récepteur* | *2e récepteur* |
|---|---|---|
| Gamme de fréquences: | 9 kHz à 30 MHz | 20 à 1300 MHz |
| Gamme des mesures de niveau: | −30 à 137 dBμV | −20 à 137 dBμV |
| Erreurs: niveau d'entrée: | < 1 dB | |
| champ (y compris les antennes): | < 2 dB | |
| fréquence: | $< 1 \times 10^{-9}$/24 h | |
| Capacité de surcharge (point d'interception du 3e ordre): | +25 dBm | +20 dBm |
| Sélectivité dynamique (valeur de 20 kHz par rapport à la porteuse): | typiquement 110 dB ($B_{FI}$ = 0,2 kHz) | typiquement 85 dB ($B_{FI}$ = 7,5 kHz) |
| Largeur de bande FI (6 dB): | 0,2, 0,6, 2,6, 9,5 kHz | 8,3, 13, 120, 1000 kHz |
| Gamme de fréquences d'exploration: | les fréquences de début et de fin d'exploration peuvent être choisies arbitrairement dans la gamme de fréquences de chacun des deux récepteurs; la largeur des pas (multiples entiers de 100 Hz et de 1 kHz pour le 1er et le 2e récepteur, respectivement) est normalement fixée par échelons inférieurs ou égaux à la largeur de bande de résolution; le nombre de pas par exploration ne doit pas être supérieur à 1024 en cas de fonctionnement avec un enregistreur (convertisseur numérique/analogique à 10 bits). | |
| Nombre d'explorations par unité de temps: | déterminé par le nombre de pas, l'intervalle entre deux pas étant approximativement de 30 ms. *Exemple:* pour 250 intervalles, on obtient 8 explorations par minute. | |
| Largeur de bande de résolution: | voir la largeur de bande FI. | |
| Autres mesures: | excursion de fréquence, profondeur MA, décalage. | |
| Fonctions du démodulateur (pour contrôle acoustique): | ondes entretenues, MA, MF, BLU (BLS, BLI). | |
| Alimentation: | courant alternatif ou continu (+24 V). | |

*Autres caractéristiques:*

- entrée à 50 Ω;
- atténuateur RF de 0 à 140 dB par échelons de 10 dB avec un affaiblisseur de 1 dB pour l'essai de linéarité;
- générateur de poursuite pour les mesures d'étalonnage et d'affaiblissement d'insertion;
- récepteur de 9 kHz à 30 MHz: 16 gammes de présélection par commutateur;
- récepteur de 20 à 1300 MHz: 10 présélecteurs syntonisés;
- circuit de pondération pour la moyenne, la crête et la quasi-crête selon CISPR;
- détecteurs linéaires pour l'établissement de valeurs moyennes vraies.

8.2.2 *Mesures du niveau du signal et du champ*

Une grande précision de mesure est obtenue grâce à des générateurs de poursuite internes avec une erreur typique de niveau de moins de 0,2 dB. On fait également appel à des atténuateurs RF de grande précision et à une autoprocédure d'étalonnage automatique. La vérification de l'exactitude de niveau est facilement effectuée au moyen d'un appareil de mesure de la puissance à la sortie du générateur de poursuite des récepteurs. En plus du réglage manuel des atténuateurs RF et FI, un réglage automatique peut être effectué par un micro-ordinateur qui commande, par échelons, les atténuateurs RF et FI et ce, pour donner la priorité soit à la faible distorsion soit au faible bruit. Le temps de mesure (c'est-à-dire le temps d'établissement de la moyenne numérique du niveau ou le temps de maintien de la valeur de crête) peut être choisi entre 5 ms et 100 s. Avec un temps de mesure de 5 ms, un contrôleur de bus suffisamment rapide, des échelons de fréquences réduits et des atténuateurs fixes, un rythme typique de 20 mesures par seconde peut être obtenu.

La mesure des émissions intermittentes est facilitée dans la gamme des ondes métriques et décimétriques grâce à une possibilité de déclenchement interne et externe.

Le champ est indiqué et enregistré directement en dB(μV/m) au moyen des antennes actives disponibles dans la gamme de fréquences 9 kHz-30 MHz, qui ont des facteurs d'antenne constants. Dans la gamme de fréquences 20-1300 MHz, on tient compte des facteurs d'antenne dépendants de la fréquence pour les antennes disponibles. Les facteurs d'antenne de tous autres types d'antennes étalonnées (par exemple, omnidirectionnelles) peuvent être introduits dans le récepteur dans la gamme 20-1300 MHz. Le niveau du champ minimal mesurable est donné à la Fig. 1.

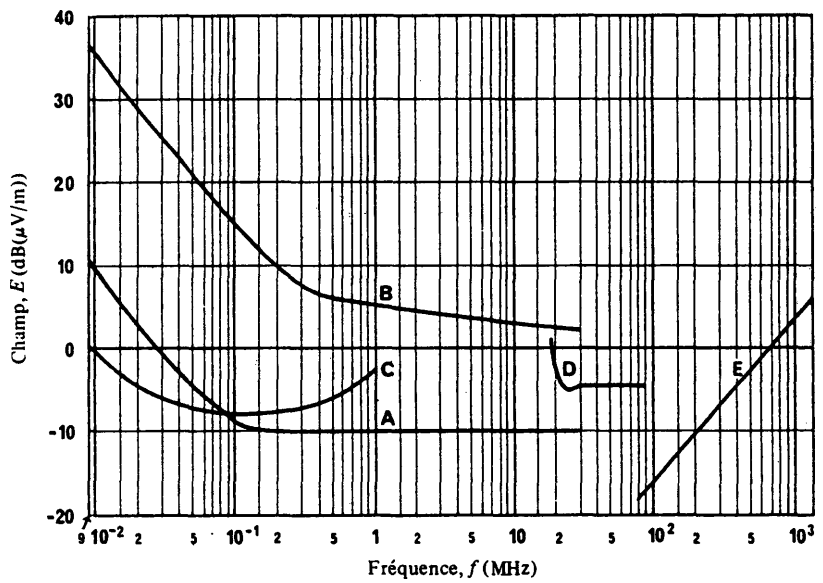



FIGURE 1 – *Niveau du champ minimal mesurable (pour S/N = 1) pour différents types d'antenne*

| | | |
|---|---|---|
| A: | antenne verticale active 1 m (9 kHz-30 MHz) | récepteur 9 kHz-30 MHz |
| B: | antenne à boucle active 0,6 m de diamètre (9 kHz-30 MHz) | $B_{FI}$ = 0,2 kHz |
| C: | antenne à boucle active 2,4 m de côté (9 kHz-1 MHz) | |
| D: | doublet à large bande du CISPR (20-80 MHz) | récepteur 20-1300 MHz |
| E: | antenne log périodique (80-1300 MHz) | $B_{FI}$ = 7,5 kHz |

8.2.3 *Réglage de la fréquence, mesure de la fréquence d'entrée et exploration automatique de fréquence avec enregistrement des résultats sur enregistreurs et imprimantes*

Toutes les fréquences des synthétiseurs et des oscillateurs internes sont dérivées d'un oscillateur principal. On peut programmer des explorations de fréquences automatiques avec des fréquences distinctes de début et de fin d'exploration, des largeurs d'échelon et des niveaux-seuils différents. Les niveaux des signaux qui sont supérieurs aux niveaux-seuils sont enregistrés avec la fréquence associée sur une imprimante connectée au bus. On peut aussi imprimer la profondeur de modulation en MA, l'excursion de fréquence en MF et le décalage si on le désire.

L'un des deux récepteurs utilise deux convertisseurs numériques/analogiques pour la commande des enregistreurs XY et YT et jusqu'à cinq enregistreurs d'occupation du spectre du type indiqué dans la section 6.3; cela permet d'obtenir des enregistrements étalonnés de l'amplitude par rapport à la fréquence et des enregistrements de l'occupation des canaux et de la bande de fréquences en fonction du temps.

Pour la mesure de fréquence des signaux en MA, MF et MP, le signal FI filtré et limité est reconverti en un signal à la fréquence d'entrée à l'aide des mêmes oscillateurs que ceux utilisés pour la conversion-abaissement de fréquence. Ainsi, le récepteur est utilisé comme un filtre syntonisable et l'incertitude de mesure est déterminée par le compteur de fréquence connecté à la sortie du générateur de poursuite, même pour des rapports signal/bruit faibles ou moyens. Cette méthode est aussi décrite dans le Rapport 272. Outre cette fonction, le récepteur à ondes métriques/décimétriques comprend un compteur de fréquence FI incorporé permettant de mesurer la fréquence d'entrée et le décalage par rapport à la fréquence du récepteur, avec des résolutions de 0,1, 1, 10 et 100 Hz. Pour obtenir une précision de mesure suffisante, il faut que le rapport signal/bruit soit égal ou supérieur à 14 dB.

8.2.4 *Possibilité de contrôle amélioré grâce à un contrôleur de bus*

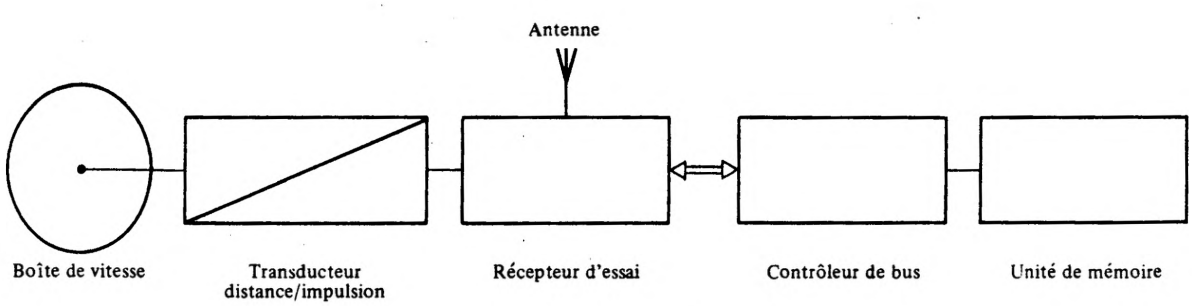
Tous les réglages du récepteur peuvent être effectués par un contrôleur de bus (CEI 625/IEEE 488) auquel parviennent tous les résultats. On s'attache particulièrement à faciliter la programmation et à obtenir une réduction de l'échange de données. Ainsi, les récepteurs et le contrôleur constituent un système doté d'une intelligence répartie. Les résultats sont présentés sur des graphiques de haute résolution avec copies sur papier.

8.2.5 *Mesure du champ dans un véhicule en déplacement, aux fréquences supérieures à 20 MHz*

On a besoin d'une méthode pour apprécier les conditions de réception dans les bandes utilisées par des équipements radioélectriques mobiles; cette méthode doit donner des résultats statistiques valables sur la distribution du champ à l'antenne de réception de l'équipement mobile. Dans les zones urbanisées en particulier, la ligne de visibilité vers l'émetteur rencontre des obstacles; de ce fait, le champ mesuré en un point quelconque est la résultante des contributions d'un grand nombre d'ondes indirectes de puissance relativement faible, qui atteignent l'antenne par réfraction, diffusion et réflexion. En conséquence, la distribution du champ varie considérablement selon les emplacements.

Des données statistiques relatives au champ sont utilisées dans le monde entier pour la planification des réseaux radioélectriques mobiles exploités dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques. Le deuxième récepteur (20 à 1300 MHz) du système N° 2 est capable de mesurer rapidement le champ, jusqu'à concurrence de 1000 mesures par seconde.

Pour éviter que les mesures de champ le long de l'itinéraire ne soient influencées par la vitesse du véhicule, on utilise un transducteur distance-impulsion. Ce dispositif produit des impulsions dont chacune déclenche un processus de conversion analogique/numérique dans le récepteur d'essai.




Il existe deux façons d'exploiter les signaux de sortie du convertisseur analogique/numérique:

- on peut transmettre les données binaires de tous les échantillons à un contrôleur de bus CEI rapide, pour mise en mémoire des données et traitement ultérieur;
- on peut effectuer une classification interne de $n$ échantillons ($n$: multiples entiers de 100: $n$ = 100 à 65 000) et transmettre la distribution du champ au contrôleur de bus ou à une imprimante. Quinze valeurs de champ correspondant au pourcentage de dépassement de la distribution sont transmises après chaque tranche de $n$ échantillons. Avec ces valeurs, on peut tracer immédiatement une courbe de distribution sur un graphique de Rayleigh.

## 9. SYSTEME ET EQUIPEMENTS MIS AU POINT EN FRANCE (20 - 1350 MHz)

Un système de contrôle automatique des réseaux radio-électriques est utilisé depuis 1985 par le service de contrôle des fréquences.

Ce système basé sur une infrastructure fixe comprenant six Centres de contrôle (informatisés) et des stations déportées automatiques (capteurs de mesures) assure les fonctions suivantes :

- contrôle systématique des caractéristiques techniques des émetteurs connus afin de détecter certaines anomalies,

- mesure du taux d'activité des émetteurs connus (par tranche horaire) afin de mieux gérer l'affectation et le partage des fréquences,

- recherche d'émetteurs inconnus ou illicites,

- pour les réseaux dotés d'un système d'identification normalisé (appels sélectifs), contrôle de la conformité de la structure du réseau aux spécifications initiales.

Défini initialement pour assurer principalement le contrôle des réseaux de communication privés, le système sera prochainement étendu (courant 1990) au contrôle des réseaux publics avec notamment une fonction de localisation des mobiles du réseau, Radiocom 2000, afin d'évaluer la densité de trafic par zone géographique.

### 9.1 Description du Centre de contrôle

Chaque Centre de contrôle reçoit, du Centre administratif gérant les permissionnaires, l'ensemble des données décrivant les réseaux connus. Ces données sont traduites par le système en données techniques alimentant les stations déportées.

Chaque Centre de contrôle est exploité par deux opérateurs chargés :

- de définir et d'initialiser les programmes automatiques de mesures et de contrôles de chaque station déportée,

- d'identifier des émetteurs par utilisation manuelle télécommandée des stations déportées et par mise en oeuvre de la fonction localisation,

- de traiter les alertes temps réel générées par la station déportée sur détection automatique d'anomalies sur les réseaux contrôlés,

- de traiter les informations générées par les stations déportées en fin d'exécution d'un programme de contrôle.

Pour réaliser ces fonctions, chaque Centre de contrôle dispose :

- d'une base de données mémorisant les données initiales et les résultats des mesures et contrôles réalisés,

- d'un système graphique visualisant :

  • la carte géographique,
  • les réseaux connus,
  • les résultats de localisation,

- d'un système de supervision et de contrôle de l'ensemble des tâches.

## 9.2 Description de la station déportée

Les stations déportées sont entièrement automatisées et télécommandées depuis le Centre de contrôle.

Cette caractéristique permet d'implanter les stations dans des sites sélectionnés pour leur couverture radio-électrique.

Chaque station déportée est constituée de capteurs assurant les mesures élémentaires sur les émetteurs reçus.

Ces mesures élémentaires sont :

- mesure de goniométrie,
- mesure de la fréquence,

- mesure du niveau et du champ radio-électrique,
- mesure de l'excursion de fréquence maximale,
- décodage des appels sélectifs standards.

Un calculateur et ses logiciels temps réel associés permettent la mise en oeuvre des fonctions de contrôle automatiques.

Ces fonctions sont :

- balayage d'une bande de fréquence ou d'une liste discrète de fréquence,
- initialisation des mesures élémentaires sur détection d'énergie dans un canal,
- comparaison des mesures réalisées au fichier local décrivant les émetteurs connus,
- génération d'une alerte temps réel à destination du Centre de contrôle sur détection d'anomalies lors d'un contrôle,
- génération d'un fichier résultat regroupant l'ensemble des mesures réalisées. Ce fichier résultat sera transmis au Centre de contrôle en fin d'exécution de la fonction,
- gestion automatique d'un enregistreur permettant une identification différée d'un émetteur,
- gestion d'une demande de goniométrie venant du Centre de contrôle lors d'une opération de localisation.

9.3 Identification des émetteurs contrôlés

Les fonctions de contrôle mises en oeuvre dans le système sont basées sur une identification des émetteurs reçus.

Cette identification principalement basée sur la position de l'émetteur nécessite une grande précision dans la mesure de goniométrie réalisée et un temps d'acquisition de l'azimut mesuré compatible des temps moyens de communications des réseaux contrôlés.

Après des campagnes de mesures comparatives réalisées en milieu urbain, l'Administration a retenu un goniomètre de type interféromètre à large base. Ce type de radiogoniomètre est peu sensible aux situations de réflexions et trajets multiples rencontrées en milieu urbain.

Lorsque l'azimut ne permet pas l'identification d'un émetteur sans ambiguïté, la mesure du champ est exploitée en complément de la mesure d'azimut.

Certaines fonctions exploitent une identification plus fine des émetteurs basée sur le décodage d'appels sélectifs.

9.4 Résultats générés par la station déportée

La station déportée génère des alertes temps réel sur détection d'anomalies et des résultats de synthèse, élaborés sur l'ensemble des mesures réalisées.

Les alertes temps réel sont générées :

- sur dépassement d'un décalage de fréquence,
- sur dépassement de l'excursion maximale de la modulation,
- sur dépassement d'un taux d'occupation spécifié,
- sur détection d'un émetteur inconnu,
- sur détection d'un émetteur illicite.

Les résultats de synthèse comprennent pour chaque émetteur :

- le taux d'activité global et/ou par tranche horaire,
- le taux d'anomalie mesuré.

9.5 Architecture matérielle de la station déportée

Chaque station déportée est équipée d'une seule voie de réception couvrant la gamme de fréquence 20 - 1350 MHz.

Cette voie est utilisée séquentiellement :

- pour le balayage d'une bande de fréquence et la détection d'énergie sur un canal,

- pour la fonction goniométrie,

- pour la fonction de mesure et décodage.

Selon la séquence de traitement, la voie de réception est automatiquement connectée soit sur un ensemble d'aériens omnidirectionnels, soit sur l'aérien de goniométrie.

Le radiogoniomètre interféromètre est de type monocanal.

Un ensemble de commutateurs et de lignes à retard permet d'acquérir les phases différentielles en sortie des couples de dipôles de l'aérien de goniométrie large base.

Cette technique évite les problèmes d'appairage des voies de réception multiples.

La fonction mesure et décodage qui comprend la mesure de la fréquence, la mesure du niveau et du champ radio-électrique, la mesure de l'excursion maximale de fréquence et le décodage des appels sélectifs standards est testée périodiquement par injection, à l'entrée de la chaîne de réception, d'un signal de référence issu d'un générateur de test. Ce générateur est équipé d'un pilote 10 MHz haute stabilité qui est distribué aux équipements de la station.

La mesure de champ est obtenue par application d'un coefficient K à la mesure de niveau. Ce coefficient K inclut le facteur d'antenne et les pertes des liaisons entre le système antennaire et le récepteur de mesure. Le tableau des valeurs "K" est spécifique à chaque station.

La conception des stations déportées prend en compte l'environnement radioélectrique rencontré en milieu urbain. Un tiroir pouvant être déporté au pied des aériens regroupe le commutateur d'aériens, un filtre "suiveur" accordé automatiquement sur la fréquence d'accord de la voie de réception (accord à diode), un amplificateur commutable, un atténuateur commutable et, en fonction du site, un jeu de filtres réjecteurs de signaux forts. Ce tiroir permet d'adapter les caractéristiques de la station déportée aux conditions locales de réception. Le recepteur de mesure dispose lui-même d'un filtre "suiveur" identique à celui situé en amont du système.

10. **Etudes sur le contrôle automatique**

En 1975, le Canada a entrepris la mise au point d'un système de gestion du spectre par ordinateur. Ce projet a montré la nécessité de disposer de données sur le degré d'occupation des canaux pour permettre des partages lors des assignations des fréquences. Une installation mobile, composée d'un récepteur d'exploration complexe commandé par ordinateur et d'un enregistreur de données, a été utilisée pour déterminer les procédures de contrôle pratiques, le nombre des emplacements de contrôle dans une région donnée ayant été réduit à un minimum. Les dispositifs de contrôle explorent 246 canaux deux fois par seconde et enregistrent l'heure, la fréquence et l'amplitude des signaux détectés à chaque exploration. On a développé un programme de réduction des données de contrôle qui permet d'obtenir une mesure du degré d'occupation pour chacune des stations de base ou fixes (signal détecté sur chaque canal pendant la période de contrôle). On n'a pas encore terminé la mise au point des programmes et des méthodes permettant d'établir une relation entre les degrés d'occupation mesurés et les données relatives aux licences d'utilisation [CCIR, 1974-78].

L'Administration australienne a mis au point un système commandé par ordinateur, simple et relativement peu onéreux, qui permet de recueillir et de traiter automatiquement des données indiquant l'occupation des canaux dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques attribuées aux services mobiles terrestres. Ce système se compose d'un récepteur à exploration de faible coût de qualité nationale, d'un ordinateur de table de prix moyen, complété par une mémoire de masse sur disques souples, un traceur et une imprimante ainsi que par des éléments électroniques d'interface adaptés aux besoins de l'utilisateur pour permettre à l'ordinateur de commander le récepteur à exploration [Bray, 1983]. Ce système peut explorer jusqu'à 30 canaux sur une période de 7 jours; chaque exploration demande 5 s et le temps d'échantillonnage par canal est de 1 ms [CCIR, 1982-86b].

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BRAY, L. [1983] VHF/UHF spectrum occupancy system – interface description. Rapport RFM 21/83, Department of Communications (DOC), Belconnen ACT 2616, Australie.

MIKHAILOV, V. A., PAVLIOUK, A. P. et TOUZKOV, E. G. [1973] Appareillage de mesure des largeurs de bande des émetteurs. *Elektrosviaz*, 7.

*Documents du CCIR*

[1970-74]: 1/16 (Japon).

[1974-78]: 1/157 (Canada).

[1978-82]: 1/195 (Allemagne (République fédérale d')).

[1982-86]: **a.** 1/35 (Rohde et Schwarz); **b.** 1/37 (Australie).

## BIBLIOGRAPHIE

CRENCA, J., COTHRAN, W. et PRITCHARD, B. [1972] Spectrum characteristics analysis and measurement equipment study. Report No. FAA-RD-72-131, Atlantic Research Corp., NTIS Accession No. AD 774652. National Technical Information Service, Springfield, VA 22161, Etats-Unis d'Amérique.

DAYHARSH, T. G. [mars 1969] *A study of land mobile spectrum utilization, Part A* – Acquisition, processing and analysis of spectrum occupancy data. Rapport intérimaire, préparé pour la FCC par le Stanford Research Institute. (Voir la Note.)

DAYHARSH, T. G. [mars 1969] *A study of land mobile spectrum utilization, Part B* – An analysis of the spectrum management problem. Rapport intérimaire, préparé pour la FCC par le Stanford Research Institute. (Voir la Note.)

HAGN, G. H., FRALICK, S. C., SHAVER, H. N. et BARKER, G. E. [1971] A spectrum measurement/monitoring capability for the Federal Government. Contract OEP-SE-70-102, Stanford Research Institute, NTIS Accession No. PB-203062. National Technical Information Service, Springfield, VA 22161, Etats-Unis d'Amérique.

HAGN, G. H., JANSKY, D. M. et DAYHARSH, T. I. [1977] Definition of a measurement capability for spectrum managers. *IEEE Trans. Electromag. Compt.*, Vol. EMC-19, Partie II, 216.

JTAC (Joint Technical Advisory Committee) [1968] *Spectrum Engineering – The Key to Progress.* IEEE and EIA, Supplement 2, S2-64 - S2-67.

MOSS, R. W., MASON, R. M. et WRIGHT, B. D. [1973] Study to assess future role and requirements for a fixed-base monitoring system. FCC Contract RC-10208, Georgia Institute of Technology.

*Note.* – Les publications ci-dessus sont vendues par: US Department of Commerce, National Bureau of Standards, Clearing House for Federal Scientific and Technical Information, Springfield, Virginia, 22151, Etats-Unis d'Amérique. Prix unitaire: 3 dollars, port payé. Pour chaque commande, indiquer les cotes ci-après:

Partie A – PB 182-792
Partie B – PB 182-918

Ceux qui désirent connaître les résultats et les conclusions de l'étude qui a été faite dans certaines villes des Etats-Unis d'Amérique sur l'utilisation du spectre par le service mobile terrestre pourront, à la même adresse, se procurer les *Rapports finals*.

Cependant, les *Rapports intérimaires* cités plus haut contiennent des renseignements sur l'équipement d'accumulation de données relatives à l'occupation du spectre ainsi que sur la méthode d'analyse de ces données.

**PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK**

**PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT**

SECTION 1D - UTILISATION DU SPECTRE ET APPLICATIONS

RAPPORT 830-1

# EMPLOI DE SUPPRESSEURS DE BROUILLAGE (SB) EN VUE D'ACCROÎTRE L'UTILISATION DU SPECTRE

(Questions 18/1 et 44/1)

(1982-1986)

## 1. Introduction

L'une des tâches les plus importantes de la technique moderne des radiocommunications consiste à réaliser des équipements permettant de faire fonctionner le plus grand nombre possible de systèmes radioélectriques.

Pour ce faire, une méthode consiste à réaliser des suppresseurs de brouillage (SB) permettant le fonctionnement simultané de systèmes utilisant des types de modulation différents. Dans un certain nombre de cas où l'on ne peut pas appliquer les méthodes traditionnelles qui assurent le fonctionnement normal des systèmes de radiocommunication par la séparation géographique ou en fréquence, l'emploi de suppresseurs de brouillage se révèle comme l'unique moyen de permettre l'exploitation simultanée de deux liaisons radioélectriques interdépendantes. Il existe une autre utilisation importante des suppresseurs de brouillage, à savoir leur application aux systèmes dans lesquels des informations supplémentaires sont transmises, par multiplexage de la voie principale, dans la même bande de fréquences que l'information principale. Les suppresseurs de brouillage permettent alors de séparer la voie principale et la voie supplémentaire avec un niveau de diaphonie négligeable et, par conséquent, d'augmenter la capacité de transmission de la voie de télécommunication.

Le type le plus courant de suppresseur de brouillage est un dispositif qui crée une réplique du brouillage et la soustrait du signal reçu, constitué des composants utiles et brouilleurs. Ces suppresseurs peuvent être utilisés pour lutter contre une vaste gamme de signaux de brouillage, y compris des signaux modulés de la même manière que le signal utile.

Cependant, dans de nombreux cas, par exemple lors du brouillage des systèmes multicanaux à faisceaux hertziens et à satellites provoqué par les équipements de radiolocalisation et de radionavigation, ces méthodes s'avèrent inefficaces lorsque le signal d'impulsion devient suffisamment puissant pour bloquer le récepteur. Les méthodes plus efficaces dans de tels cas sont celles qui éliminent le bruit impulsif et rétablissent les parties affectées du signal utile par extrapolation ou interpolation. En outre, étant donné qu'en pratique les impulsions brouilleuses sont souvent extrêmement courtes par rapport au temps de corrélation du message utile, que leur fréquence de répétition est très faible et que leur niveau est suffisant pour permettre une détection fiable, dans de nombreux cas la conception de suppresseurs de brouillage peut être considérablement simplifiée.

Deux catégories de suppresseurs de brouillage sont décrites dans ce Rapport:

- les suppresseurs de brouillage à une seule voie, qui traitent le signal formé de l'addition du signal utile et des brouillages parvenant à l'entrée du récepteur;
- les suppresseurs de brouillage à plusieurs voies, dans lesquels, à l'entrée de chacune des voies, un ou plusieurs brouillages provenant d'autres voies de réception s'ajoutent au signal utile.

Les suppresseurs de brouillage dû à des impulsions sont divisés ci-dessous en deux catégories:

- les dispositifs qui utilisent la transformation du spectre et la limitation du signal,
- les dispositifs qui rétablissent les parties affectées du signal utile par extrapolation ou interpolation.

## 2. Suppresseurs de brouillage (SB) à une seule voie destinée à séparer les signaux à modulation d'amplitude (MA) et les signaux à modulation de fréquence (MF)

### 2.1 *Résultat des études théoriques*

Dans certains ouvrages [Bykhovsky, 1979a; Bykhovsky et Dorofeev, 1978; Sundresh et autres, 1977], fondés sur la théorie de la réception optimale des types de modulation analogiques, on trouve une description des équipements optimaux prévus pour séparer les signaux MA et les signaux MF. Ces appareils extraient le message $a_i(t)$ du signal composite $W(t)$ présent à l'entrée du récepteur:

$$W(t) = A\left[\sum_{i=1}^{N} \mu_i S_i(t, a_i, \bar{\lambda}_i)\right] + \eta(t) = S(t, \bar{a}, \bar{\lambda}) + \eta(t) \tag{1}$$

expression dans laquelle:

$S_i(t, a_i, \bar{\lambda}_i)$ : le $i$ème signal reçu, modulé par le message $a_i(t)$;

$\bar{\lambda}_i$ : ses paramètres;

$\mu_i A$ : l'amplitude du $i$ème signal;

$\eta(t)$ : le bruit blanc gaussien à densité spectrale unilatérale $N_0$.

Pour la modulation d'amplitude: $S_i(t, a_i, \bar{\lambda}_i) = [1 + a_i(t)] \sin(\omega_i t + \varphi_i)$

Pour la modulation de phase: $S_i(t, a_i, \bar{\lambda}_i) = \sin[\omega_i t + a_i(t) + \varphi_i]$

Pour la modulation de fréquence: $S_i(t, a_i, \bar{\lambda}_i) = \sin\left[\omega_i t + \int_{-\infty}^{t} a_i(t)\, dt + \varphi_i\right]$

Ici, $\omega_i$ et $\varphi_i$ sont respectivement la fréquence porteuse et la phase du $i$ème signal. Si $N = 2$ dans la formule (1), une étude fondée sur la théorie de la réception optimale conduit à la relation suivante qui décrit le fonctionnement de l'équipement optimal:

$$a_i^*(t) = \mu_i H(\rho)\left\{[W(t) - S_i(t, a_i, \bar{\lambda}_i)]\frac{\partial S_i(t, a_i, \bar{\lambda}_i)}{\partial a_i}\right\} \tag{2}$$

dans laquelle $a_i^*(t)$ est l'évaluation optimale du processus $a_i$ et $H(\rho)$ la représentation opérationnelle de la caractéristique de transfert du filtre linéaire, définie par la fonction de corrélation des processus $a_i(t)$. La Fig. 1 est un schéma de principe d'un SB asservi conçu selon le modèle de la relation (2) pour $N = 2$. A son entrée, cet appareil a deux branches de réception, dans chacune desquelles est évalué l'un des messages $a_i$. On applique ces évaluations aux modulateurs qui les convertissent en signaux:

$$\mu_i S_i(t, a_i^*, \bar{\lambda}_i) \quad \text{et} \quad \mu_i \frac{\partial S_i(t, a_i^*, \bar{\lambda}_i)}{\partial a_i}$$

Les premiers sont additionnés de manière à constituer une réplique $W^*(t)$ du signal reçu tandis que les seconds sont transmis à des multiplicateurs de chaque branche. Le signal $W^*(t)$ est injecté à l'entrée de l'appareil par un circuit de réaction; il y est soustrait du signal reçu. Pour certains types de signaux $S_i(t, a_i, \bar{\lambda}_i)$ (modulation d'amplitude, de fréquence et autres), le schéma de la Fig. 1 peut être grandement simplifié.

L'ouvrage [Bykhovsky, 1979a] décrit le montage optimal réalisé selon le schéma de la Fig. 1 pour le cas de deux signaux à modulation d'amplitude. Ce dispositif est représenté sur la Fig. 2. Des filtres à bande étroite extraient du signal reçu les porteuses qui, d'une part, sont transmises aux détecteurs synchrones (DS) des voies correspondantes après passage par un limiteur de bande (LB), d'autre part, sont modulées en amplitude par les estimations des messages utiles. Les signaux de sortie des DS sont filtrés par des filtres de fonction de transfert $H(\rho)$. Les circuits de soustraction de la Fig. 2 ont pour objet de supprimer la diaphonie entre les voies.

Les articles [Bykhovsky et Dorofeev, 1978] et [Sundresh et autres, 1977] décrivent le SB optimal pour le cas de deux signaux à modulation de fréquence. Son schéma, réalisé à partir de celui de la Fig. 1, est représenté sur la Fig. 3. Il comporte deux circuits de soustraction, un à la sortie de chaque voie et deux détecteurs de phase synchrones (DPS) consistant en un détecteur de phase, un filtre passe-bas et un oscillateur à commande par tension (OCT). Les affaiblisseurs sont réglés de telle manière que les amplitudes des signaux MF soient, à leur sortie, égales à celles des signaux compensés.

L'examen du fonctionnement du récepteur optimal pour signaux à modulation d'amplitude équipé d'un SB [Bykhovsky, 1979a] représenté sur la Fig. 2 montre que cet appareil:

- sépare efficacement deux signaux MA occupant la même bande de fréquence;
- assure une plus grande protection contre les brouillages qu'un récepteur synchrone courant, et cela d'autant plus que le niveau de puissance du signal brouilleur modulé en amplitude est plus grand, ce qui s'explique par la suppression du brouillage plus élevée;
- en présence de signaux brouilleurs à l'entrée, donne à la sortie un rapport signal/brouillage nettement plus élevé (25 à 28 dB) qu'un récepteur synchrone courant pour une différence des porteuses égale à la fréquence de modulation supérieure et pour un rapport de puissance signal utile/signal brouilleur à l'entrée de 0 dB.

L'étude théorique de Bykhovsky [1979b] sur l'immunité potentielle contre les brouillages de deux signaux modulés en fréquence avec un suppresseur de brouillage (Fig. 3) montre ce qui suit:

- les signaux MF peuvent être entièrement séparés sans diaphonie entre eux lorsqu'ils ont des porteuses de même amplitude et même fréquence et qu'ils sont en quadrature de phase, ce qui double la capacité des systèmes à modulation de fréquence sans élargissement de la largeur de bande occupée;
- si le déphasage entre les signaux MF séparés est aléatoire et peut prendre n'importe quelle valeur, il faut, pour les séparer efficacement avec un faible niveau de diaphonie, augmenter la séparation entre leurs fréquences porteuses;
- il convient d'utiliser encore des récepteurs optimaux avec suppresseur de brouillage lorsque la séparation des fréquences est importante, car, par opposition aux autres récepteurs connus, le niveau de brouillage à la sortie du démodulateur ne dépend pas de celui du signal brouilleur à l'entrée.

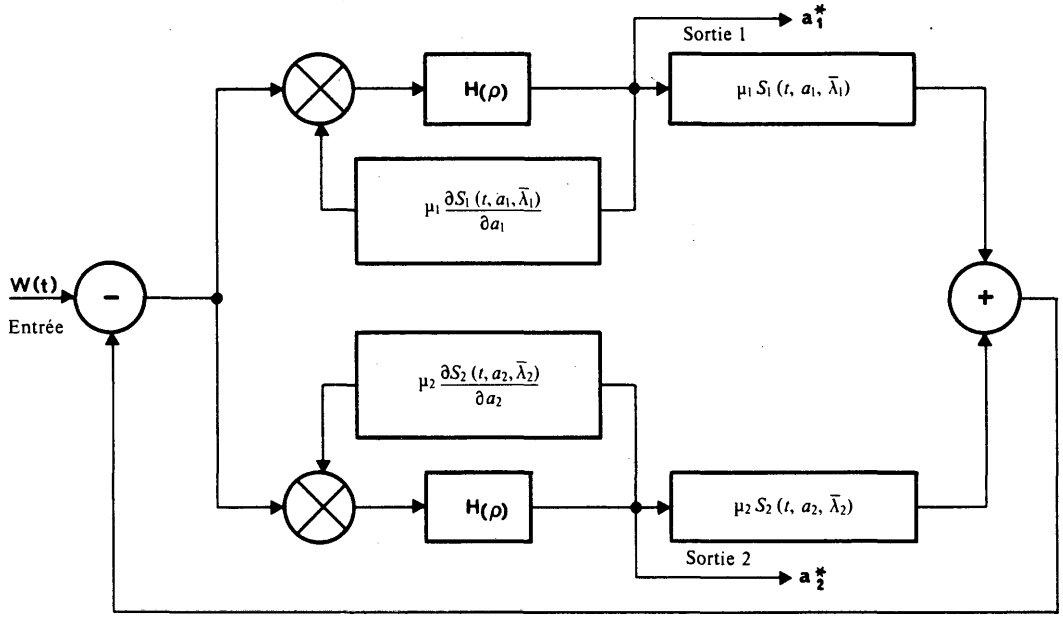



FIGURE 1 - *Récepteur optimal pour la séparation de signaux à modulation analogique*

$H(\rho)$: filtre linéaire

$\mu_i S_i (t, \bar{a}_i, \bar{\lambda}_i)$, $\mu_i \frac{\partial S_i (t, \bar{a}_i, \bar{\lambda}_i)}{\partial a_i}$ : blocs de formation des signaux correspondants

## 2.2 *Résultats des essais*

Un document [Sundresh et autres, 1977] donne la description des résultats d'une étude expérimentale du montage représenté à la Fig. 3:

- la fréquence des porteuses était 450 kHz;
- la modulation était produite par des signaux de fréquence 100 et 200 Hz;
- l'excursion de crête était de 7 kHz;
- la largeur de bande du détecteur synchrone de phase était de 200 kHz;
- la largeur de bande du filtre passe-bas était de 20 kHz.

On évaluait la séparation effective comme le rapport ($\chi$) des deux signaux de modulation à la sortie des démodulateurs.

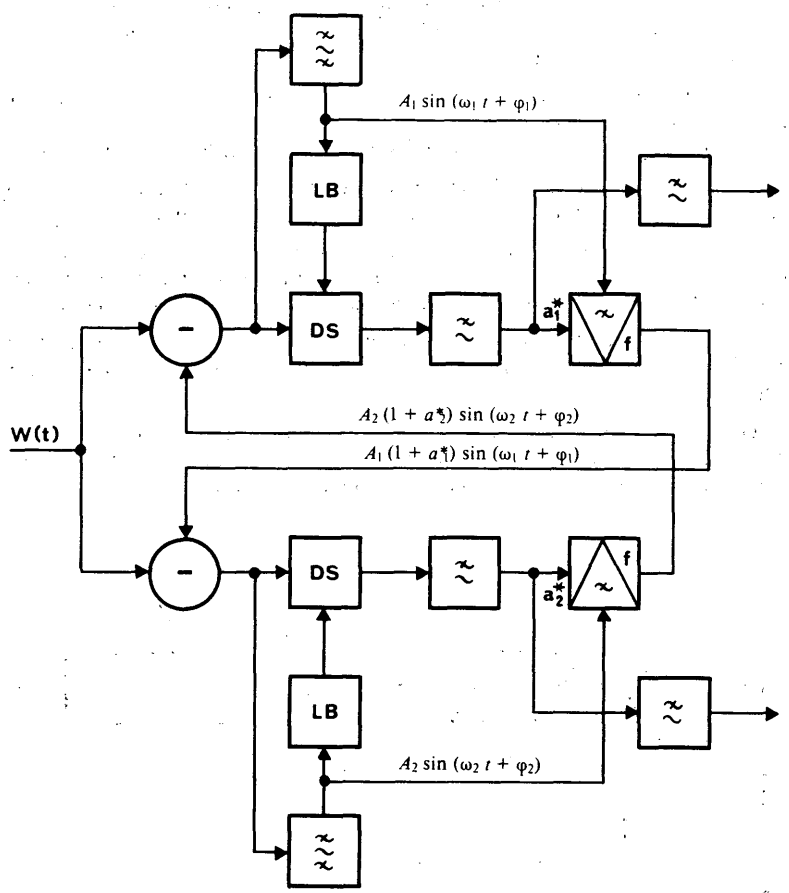



FIGURE 2 - *Récepteur optimal pour la séparation de deux signaux à modulation d'amplitude*

LB: limiteur de bande
DS: démodulateur synchrone

Les essais ont montré que le dispositif sépare convenablement deux signaux MF si le rapport

$$\eta = \frac{\min_{i=1,2} \mu_i A}{\max_{i=1,2} \mu_i A} \in [0{,}1\,;\, 0{,}9]$$

L'amélioration, pour ce qui est du rapport ($\chi$) du suppresseur de brouillage asservi par rapport à celui d'un détecteur de fréquence normal utilisé pour extraire un signal MF puissant était de l'ordre de 21 dB. On a fait des essais de séparation de deux signaux MF modulés par des signaux vocaux, les signaux de sortie du SB asservi étant appliqués à un haut-parleur. Ces essais ont montré que la séparation des signaux est possible pour $\eta = 0{,}5$.

L'article de Bykhovsky [1980] présente un montage permettant de séparer deux signaux MF qui utilisent des porteuses synchrones en quadrature de phase. Il comporte un dispositif (Fig. 3) complété par des circuits de sychronisation mutuelle des oscillateurs (OCT) dont la sortie est réinjectée dans les détecteurs de phase synchrones $DPS_1$ et $DPS_2$.

Nous n'avons examiné dans ce qui précède que des séparateurs optimaux de signaux MA et MF à une seule voie. Il existe de nombreuses publications dans lesquelles sont proposés divers équipements non optimaux pour la séparation de signaux MA et MF transmis dans une même bande de fréquences. Des études théoriques et pratiques de ces appareils ont montré que l'utilisation d'un suppresseur de brouillage permet de réduire les brouillages de 20 à 50 dB. L'emploi de ces appareils améliore grandement la compatibilité électromagnétique de systèmes radioélectriques différents fonctionnant dans une même bande de fréquences.

## 3. Suppresseurs de brouillage (SB) multivoies

Dans le présent document, nous examinerons les suppresseurs de brouillage multivoies à utiliser avec les systèmes de radiocommunication dans lesquels à l'entrée de chaque voie, un ou plusieurs signaux brouilleurs s'ajoutent au signal utile.

Le Rapport 828 traite des avantages qui résultent de l'utilisation de la suppression dans les systèmes MRF.

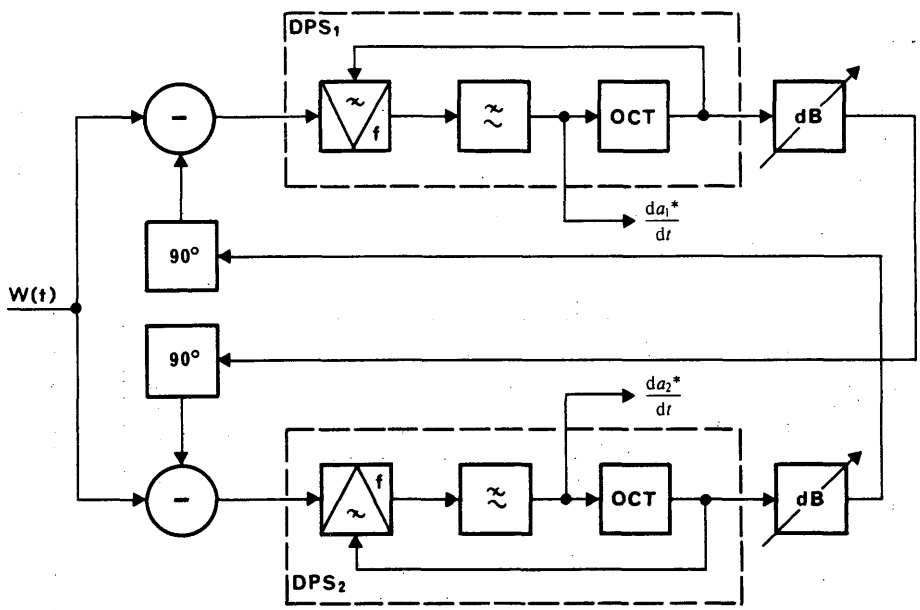



FIGURE 3 - *Récepteur optimal pour la séparation de deux signaux à modulation de fréquence*

OCT: oscillateur à commande par tension
DPS : démodulateur de phase synchrone

### 3.1 *Signal utile et signaux brouilleurs à une entrée et signal brouilleur à l'autre entrée*

Les suppresseurs de brouillage de ce type sont utilisés dans les systèmes de télécommunication par satellite afin de protéger les stations terriennes contre les brouillages dus aux liaisons par faisceaux hertziens fonctionnant dans la bande des 4 GHz [White et autres, 1975]. L'emploi de ces appareils élargit notablement les possibilités en matière de choix des emplacements des stations terriennes; dans bien des cas, on parvient à implanter ces stations sur des terrains situés au voisinage d'une ville, ce qui réduit de façon substantielle les frais de construction des liaisons entre la station terrienne et le centre de communication de la ville. Un suppresseur de de brouillage pour station terrienne comporte une antenne auxiliaire orientée vers la source de brouillage et reliée à un récepteur supplémentaire. Le gain de cette antenne dans la direction du signal utile doit être négligeable, de manière qu'à son entrée le rapport signal brouilleur/signal utile soit très élevé (plus de 50 dB). Cela résulte du fait que la valeur de ce rapport limite la possibilité de suppression du signal brouilleur sur le trajet principal [Widrow et autres, 1975]. On peut techniquement réaliser des suppresseurs de brouillage pour fréquence radioélectrique (RF) ou pour fréquence intermédiaire (FI), ou bien pour une combinaison des deux: en partie RF, en partie FI. La réalisation des suppresseurs de brouillage RF est évidemment plus simple, car on distingue alors plus facilement les caractéristiques de fréquence et de phase du trajet de réception principal de celles du trajet de réception auxiliaire dans une large bande, chose qui est nécessaire pour la suppression efficace des brouillages. De plus, le suppresseur de brouillage RF s'insère plus aisément dans les circuits de réception des stations terriennes déjà en exploitation.

La Fig. 4 représente le schéma d'un suppresseur de brouilage RF [White et autres, 1975]. Un amplificateur à faible bruit (amplificateur paramétrique AP) est inséré à la sortie de chacune des deux antennes. Sur le trajet principal, on trouve ensuite un coupleur directif qui joue le rôle de soustracteur; à la deuxième sortie de ce coupleur est appliqué le signal de compensation provenant du bloc de commande automatique de pondération (CAP). Le CAP comporte un diviseur à quatre phases (D) qui transforme son signal d'entrée en quatre signaux de sortie, déphasés par rapport au signal d'entrée de 0°, 180°, +90° et −90°. Chacune des 4 branches du diviseur (D) comporte un affaiblisseur constitué de diodes p-i-n. Les signaux de sortie des quatre

branches s'ajoutent et constituent le signal de sortie du bloc CAP. Les tensions de commande des affaiblisseurs proviennent des circuits de commande CC. Le signal à la sortie 1 (ou 2) d'un CC est proportionnel à la tension de sortie du détecteur synchrone (DS) si cette tension est positive (ou négative); il est nul dans le cas contraire. Les signaux qui parviennent au détecteur synchrone directement ou avec un déphasage de 90° sont préamplifiés par un amplificateur RF ou FI, puis un oscillateur étalon commun leur fait subir un changement de fréquence. Dans le trajet auxiliaire, on trouve un limiteur (L) dont le rôle est de réduire la dynamique de la variation de tension et d'empêcher l'amorçage du suppresseur de brouillage.

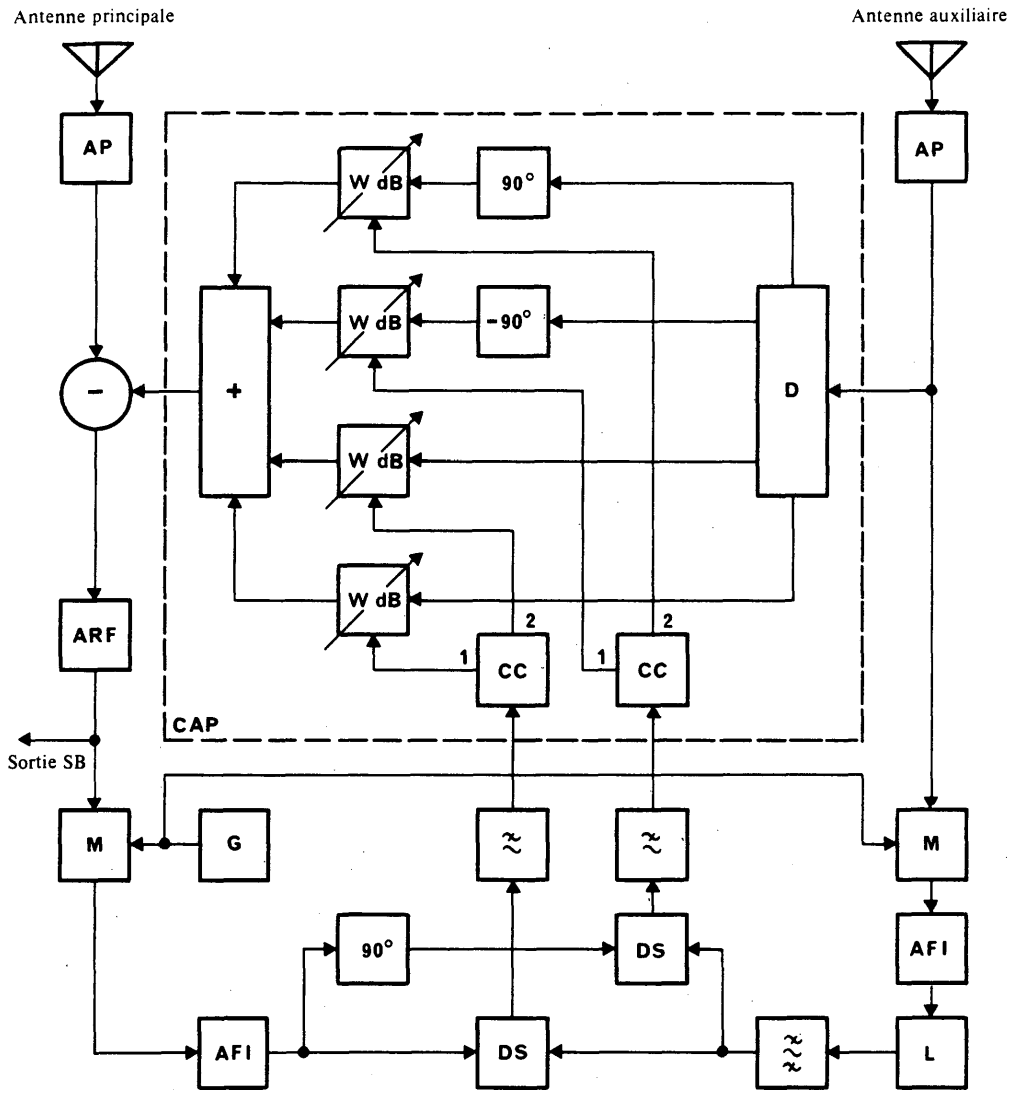



FIGURE 4 – *Suppresseur de brouillage radiofréquence à deux voies avec entrée de référence*

CAP: commande automatique de pondération
AP: amplificateur à faible bruit (paramétrique)
L: limiteur
D: diviseur hybride
DS: démodulateur synchrone
M: mélangeur
ARF: amplificateur RF
AFI: amplificateur FI
CC: circuit de commande
SB: suppresseur de brouillage
G: générateur
W dB: affaiblisseur variable

Lorsque les signaux utile et brouilleur ont la même fréquence porteuse, le suppresseur de brouillage décrit ci-dessus affaiblit de 40 à 50 dB les brouillages. Si la fréquence du signal brouilleur est décalée de ± 10 à ± 15 MHz, il n'est plus affaibli que de 25 dB. Cette réduction provient de ce que les caractéristiques amplitude/fréquence et phase/fréquence des amplificateurs utilisés ne sont pas les mêmes et que les lignes d'alimentation du trajet principal et du trajet auxiliaire n'ont pas la même longueur.

On peut obtenir un affaiblissement du brouillage de 40 dB dans sa largeur de bande occupée à la condition que les caractéristiques des deux trajets de réception soient extrêmement voisines: les caractéristiques d'amplitude/fréquence ne doivent pas différer de plus de 0,1 dB et les caractéristiques de phase/fréquence de plus de 0,6°. L'efficacité de l'affaiblissement d'un brouillage à large bande tient également à la façon dont le gain de l'antenne principale dans la direction de ce brouillage dépend de la fréquence.

3.2 *Signal utile et signaux brouilleurs à chaque entrée*

L'utilisation des suppresseurs de brouillage du deuxième type est indiquée par exemple dans les stations intermédiaires de faisceaux hertziens. Dans une telle station, il est difficile de faire en sorte que les niveaux des lobes arrières des antennes soient suffisamment réduits, aussi parvient-on très difficilement à réaliser le découplage entre deux directions de réception opposées si les fréquences d'émission sont les mêmes. Or, il en est ainsi dans un certain nombre de cas, par exemple quand on utilise des antennes périscopiques sur des faisceaux hertziens avec un plan à 4 fréquences. L'emploi d'un suppresseur de brouillage en pareilles circonstances permet de n'utiliser sur un tel faisceau hertzien qu'un plan à 2 fréquences tout en doublant le nombre des canaux sur lesquels, dans chaque direction, est transmise l'information utile.

Les possibilités de séparer deux signaux à modulation de fréquence au moyen d'un suppresseur de brouillage optimal ou sous-optimal sont étudiées dans la réf. [Bykhovsky, 1979c], où l'on montre que cette séparation se fait pratiquement sans accroissement du brouillage si l'affaiblissement entre les canaux est seulement de 10 à 15 dB. La démodulation des signaux étant distincte dans chaque canal, il faut habituellement que l'affaiblissement entre les canaux soit d'au moins 50 à 60 dB.

3.3 *Signaux à polarisation croisée*

Dans ce cas, les émissions sont à polarisation orthogonale et chaque signal est modulé indépendamment par le message utile; on doit séparer ces signaux à la réception.

On peut doubler la capacité des faisceaux hertziens et des systèmes de télécommunication par satellite sans élargir la largeur de bande occupée en utilisant des polarisations orthogonales sur les deux canaux. L'étude des conditions de propagation des ondes de fréquence comprise entre 4 et 12 GHz a montré que les précipitations se produisant le long du trajet provoquent une dépolarisation, de laquelle résulte une forte diaphonie entre les deux canaux. Le niveau de cette diaphonie est fluctuant, aussi, pour l'éliminer, faut-il faire appel à un troisième type de suppresseur de brouillage, le suppresseur adaptatif.

Toutes sortes de suppresseurs de brouillage de ce type ont été proposées pour les systèmes de télécommunication par satellite [Baird et Rassweiler, 1977]. Dans chaque canal d'un tel système est transmise sa propre fréquence pilote harmonique, dont la présence est nécessaire pour l'adaptation du SB aux variations de l'affaiblissement entre les canaux.

La Fig. 5 représente schématiquement un suppresseur de brouillage à matrice [Baird et Rassweiler, 1977]. A la sortie de l'antenne est inséré un sélecteur de polarisation (SP) qui sépare les ondes de polarisation orthogonales. Aux sorties de ce sélecteur, des signaux brouilleurs sont superposés au signal utile. Après passage par un amplificateur à faible bruit (AP), les signaux des deux voies parviennent à l'entrée du dispositif à matrice, constitué d'organes de commande automatique de pondération (CAP) et de circuits de soustraction. Les CAP comportent des affaiblisseurs asservis et des déphaseurs, et leurs signaux de commande sont engendrés dans un bloc de commande spécial (BC) connecté à la sortie du suppresseur de brouillage. Le bloc de commande BC est représenté sur la Fig. 6. A ses entrées, on trouve des filtres à bande étroite $\Phi_i$ qui séparent les ondes pilotes. En raison de la diaphonie entre les canaux, le résidu de pilote d'un canal agira sur la sortie du suppresseur de brouillage relative à l'autre canal. Le bloc BC commande les affaiblisseurs et les déphaseurs de telle manière qu'à la sortie du suppresseur, la puissance de l'onde pilote dans l'autre canal soit réduite au minimum. A cet effet, les sorties des filtres à bande étroite $\Phi_i$ sont appliquées, soit directement, soit après un déphasage de 90° produit par le déphaseur, aux démodulateurs synchrones (DS) qui engendrent les tensions de commande $R_i$ et $Q_i$. Dans la réf. [Kreutel et autres, 1977], on trouvera la description d'autres réalisations des suppresseurs de brouillage et des blocs de commande. Le suppresseur de brouillage à matrice présente un inconvénient, à savoir que la bande dans laquelle le brouillage subit un affaiblissement substantiel est relativement étroite. Cela provient des difficultés d'obtenir, dans une large bande, des caractéristiques d'amplitude et de phase identiques pour les amplificateurs à faible bruit. Divers auteurs ont de plus montré que, lorsque les temps de propagation de groupe des amplificateurs se rapprochent de ± 0,5 ns, on ne peut obtenir un affaiblissement du brouillage de 20 dB que dans une bande de 30 MHz et de 6 dB que dans une bande de 160 MHz.

Considérant que la largeur d'un canal radioélectrique d'un système de télécommunications spatiales est de 500 MHz, on a mis au point des suppresseurs de brouillage à large bande dans lesquels toutes les fonctions nécessaires sont assurées par des éléments de guides d'ondes, et dont le rôle est de permettre qu'au moyen d'un seul de ces suppresseurs de brouillage la diaphonie entre les canaux soit affaiblie dans une large bande.

L'étude expérimentale d'un suppresseur de brouillage fonctionnant dans la bande des 12 GHz [Baird et Rassweiler, 1977] a montré que l'affaiblissement entre les canaux, dont la valeur initiale est de 20 dB, est porté par le suppresseur de brouillage à 36 dB dans une bande de 700 MHz. Dans le système en question, les ondes pilotes étaient situées aux extrémités de la bande utilisée ($f_1$ = 11,7 GHz et $f_2$ = 12,5 GHz). Pour des canaux séparés d'au plus 250 MHz, le suppresseur de brouillage augmentait l'affaiblissement de 30 dB.

La question de la réalisation de réseaux d'antennes adaptatifs a été traitée dans un certain nombre d'articles [Kreutel et autres, 1977; Gabriel, 1976]. Il en existe de deux types.

Dans le premier, pour les $K$ éléments dont se compose le réseau, on constitue $K$ diagrammes de rayonnement fixes et orthogonaux au moyen de schémas matriciels de formation de diagrammes (par exemple: circuits de Butler, de Davis, etc.). Ces diagrammes sont tels que, dans la direction du maximum de l'un quelconque d'entre eux, tous les autres ont un zéro. Le schéma du suppresseur de brouillage est représenté sur la Fig. 7. Une des sorties de la matrice de formation des diagrammes, à savoir la sortie principale qui correspond au diagramme de directivité ayant un maximum dans la direction d'arrivée du signal utile, joue le rôle de référence pour la commande adaptative dans les CAP au moyen de coefficients de pondération complexes, formant ainsi une réplique du brouillage présent dans la voie principale de réception. La réplique dont il s'agit est appliquée au circuit de soustraction, cela afin de compenser le brouillage. Le circuit de compensation comporte un amplificateur à gain élevé grâce auquel le niveau des brouillages à la sortie du SB est rendu minimal.

Les résultats d'un essai fait avec un suppresseur de brouillage de ce genre ont montré que le rapport signal/brouillage à la sortie du suppresseur peut être amélioré de 40 dB.

Dans un autre type de réseau d'antennes adaptatif, on n'utilise pas de renseignements déjà connus sur la direction d'arrivée du signal utile. Le réseau d'antennes est accordé sur un signal pilote spécial introduit dans l'émission. Ce signal est séparé à la sortie du réseau et il en règle le diagramme de rayonnement au maximum dans la direction d'arrivée du signal utile. Des suppresseurs de brouillage de ce genre sont décrits dans les réf. [Hansen, 1977; Compton, 1978]. Les résultats expérimentaux consignés dans ces articles montrent que l'on peut affaiblir les brouillages de 30 à 50 dB.

Les suppresseurs de brouillage décrits dans ce qui précède sont parfaitement capables de résoudre les problèmes de compatibilité électromagnétique lorsque, pour telle ou telle raison, les moyens traditionnels de lutte contre les brouillages mutuels, par séparation géographique ou en fréquence, sont inefficaces ou inapplicables.

L'utilisation des suppresseurs de brouillage constitue une solution possible pour la protection des stations terriennes contre les émissions des faisceaux hertziens. Leur utilisation sur les faisceaux hertziens permet d'assouplir sensiblement les conditions afférentes au choix des emplacements des antennes de réception. En particulier, dans le cas des faisceaux hertziens munis d'antennes périscopiques, pour lesquels on applique en général un plan à 4 fréquences, l'emploi des suppresseurs de brouillage permet de passer à un plan à 2 fréquences et par conséquent de doubler le nombre des canaux sur lesquels on peut transmettre l'information utile.

Moyennant l'emploi de suppresseurs de brouillage, on peut transmettre en outre l'information sur deux canaux occupant une même bande de fréquences en recourant aux polarisations croisées, et cela grâce au fait que l'emploi de ces suppresseurs réduit fortement les brouillages mutuels entre les canaux. Il en résulte que l'on peut doubler la capacité d'un système de télécommunication sans avoir à élargir la bande de fréquences qu'il occupe.

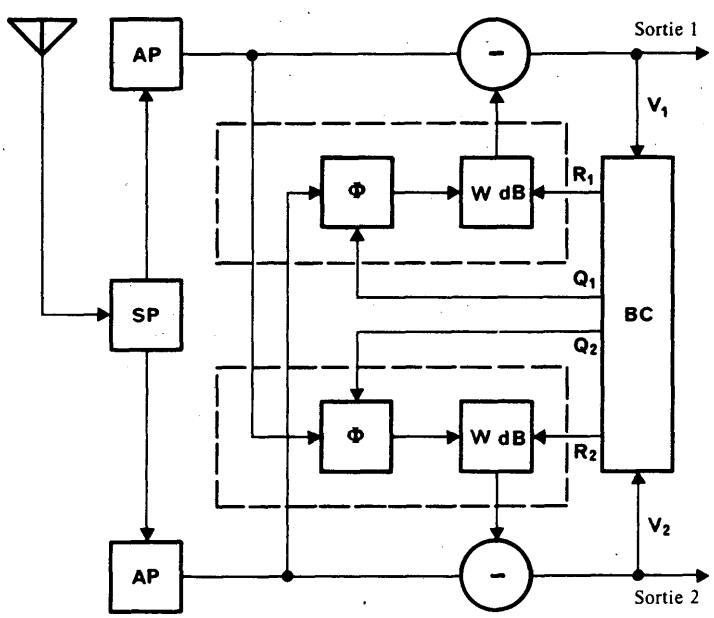



FIGURE 5 - *Suppresseur de brouillage à polarisation*

BC: bloc de commande
AP: amplificateur à faible bruit (paramétrique)
SP : sélecteur de polarisation

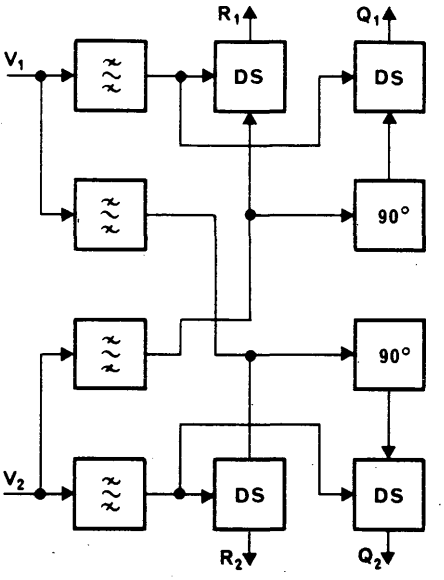



FIGURE 6 - *Bloc de commande*

DS: Démodulateur synchrone

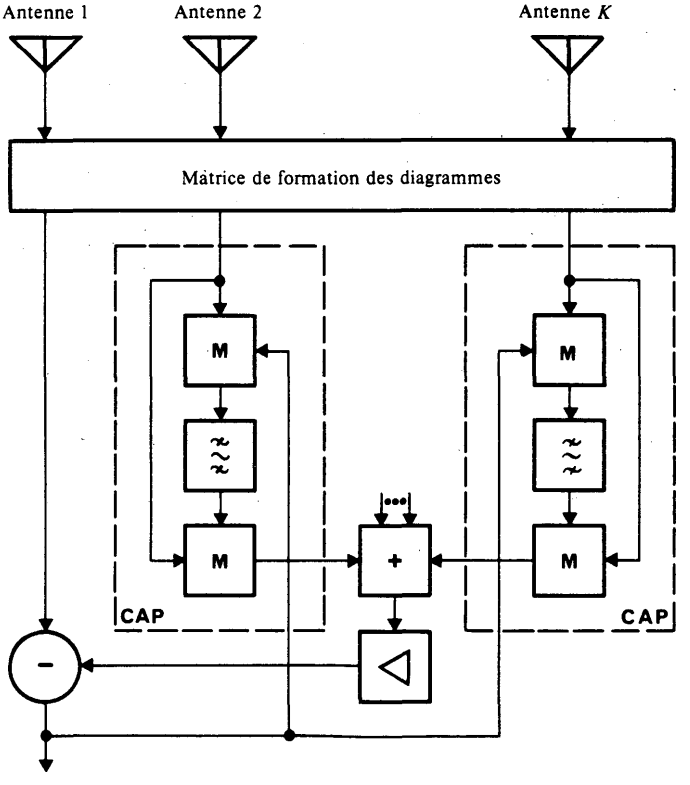



FIGURE 7 - *Suppresseur de brouillage avec réseau d'antennes adaptatif*

CAP: commande automatique de pondération
M: mélangeur

## 4. Evaluation de l'efficacité d'utilisation du spectre des suppresseurs de brouillage

Les suppresseurs de brouillage peuvent être utilisés dans des services de radiocommunications de Terre, par exemple, dans des faisceaux hertziens fonctionnant en ondes centimétriques, pour diminuer la séparation géographique ou angulaire entre des stations de faisceaux hertziens interdépendantes et aussi pour diminuer la séparation angulaire admissible entre des satellites géostationnaires fonctionnant dans des systèmes du service fixe par satellite.

L'influence du degré de réduction du brouillage obtenu à l'aide de suppresseurs ($\Delta$ dB) sur la séparation géographique peut être évaluée en première approximation par un coefficient de réduction de la séparation géographique nécessaire $K_r = R_\Delta / R_0$, $R_0$ étant la séparation géographique nécessaire entre les stations en l'absence de suppresseurs et $R_\Delta$ étant la distance entre les mêmes stations avec utilisation d'un suppresseur de brouillage jusqu'à un degré de réduction $\Delta$. Pour déterminer $K_r$, on utilise l'expression qui lie $R_0$, $R_\Delta$ et $\Delta$:

$$L(R_0) = L(R_\Delta) + \Delta$$

où:

$L(R_0)$ : pertes de propagation du signal sur le trajet de longueur $R_0$

$L(R_\Delta)$ : pertes de propagation sur le trajet de longueur $R_\Delta$.

La Fig. 8 présente des courbes, construites sur la base des résultats [Kalinine, 1979], de $L(R)$, perte de propagation du signal sur la surface sphérique lisse de la Terre sur un trajet de longueur $R$, pour différentes gammes de fréquences. Les traits pleins correspondent aux pertes médianes et les tiretés aux pertes observées pendant 99,9% du temps [Bykhosvky et Timofeev, 1983].

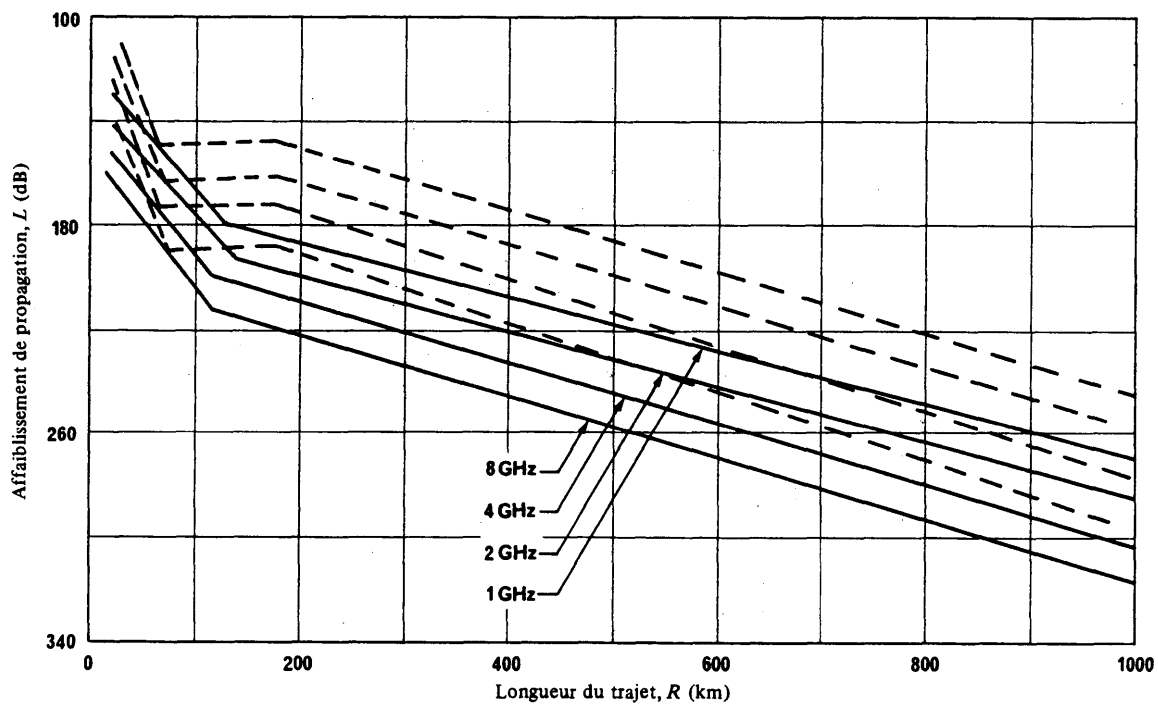



FIGURE 8 – *Affaiblissement de propagation en fonction de la longueur du trajet pour différentes gammes de fréquences*

La forte pente des courbes de la Fig. 8 dans la région des petites valeurs de $R$ est due au mécanisme de propagation par diffraction des ondes, alors que la pente faible pour de grandes valeurs de $R$ est due au mécanisme de diffusion troposphérique.

La montée des courbes en tiretés pour $80 \leqslant R \leqslant 200$ est due au fait que, dans cette région, la dispersion des pertes de propagation est maximale, c'est-à-dire que les deux mécanismes de propagation, par diffraction et diffusion troposphérique, agissent simultanément.

Sur la base des courbes en traits pleins de la Fig. 8 pour la fréquence de 1 GHz, on a construit sur la Fig. 9 des courbes du coefficient $K_t$ en fonction de $\Delta$ pour diverses valeurs de $R_0$. Ces courbes peuvent être utilisées pour évaluer l'efficacité de l'utilisation de suppresseurs dans un réseau de faisceaux hertziens fonctionnant dans des gammes de fréquences de 1 à 8 GHz. Comme le montre la Fig. 9, la relation entre $K_t$ et $\Delta$ n'est pas linéaire, en conséquence, l'efficacité de l'utilisation du suppresseur avec tel ou tel degré de réduction $\Delta$ sera différente suivant les conditions initiales.

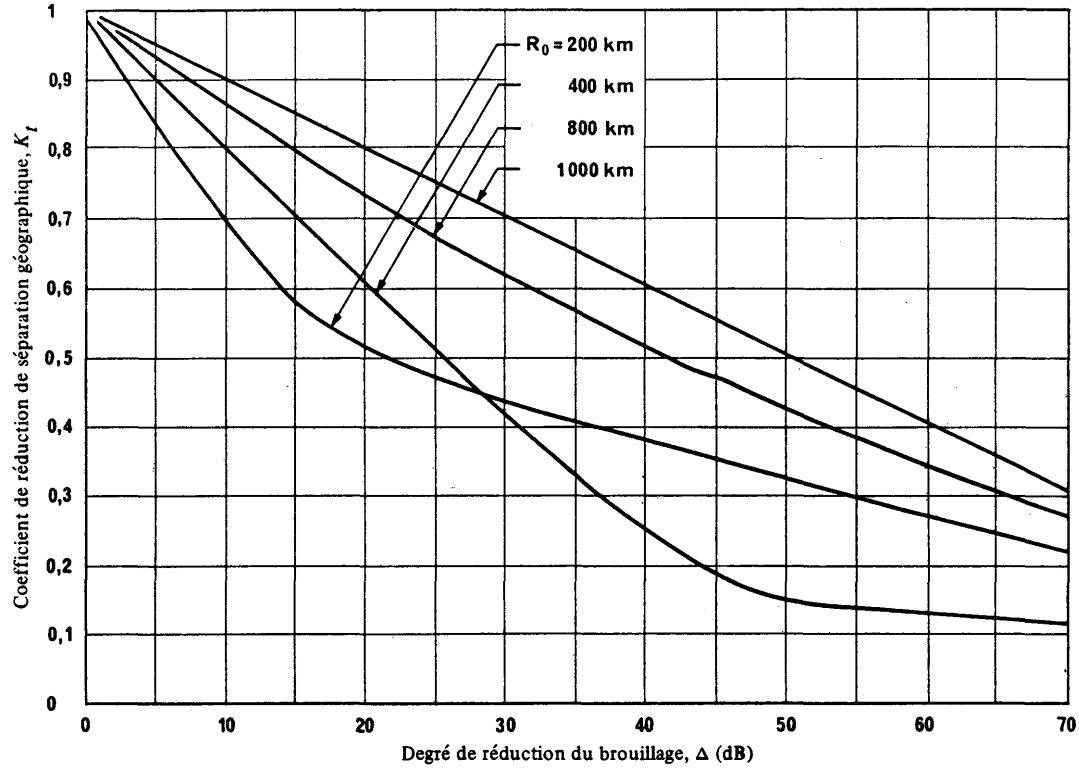



FIGURE 9 – *Coefficient $K_t$ en fonction de $\Delta$ pour $f$ = 1 GHz*

D'après les courbes de la Fig. 9, en particulier, on voit que pour de petites valeurs de $R_0$ il est inutile d'augmenter sensiblement le degré de réduction $\Delta$ des brouillages radioélectriques par les suppresseurs, car la séparation géographique nécessaire n'en est pas réduite sensiblement. Cela s'explique par le fait que, pour de petites valeurs de $R_0$, le trajet de propagation des brouillages se situe dans la région du mécanisme de propagation par diffraction, dans laquelle les pertes de propagation diminuent très vite avec la longueur de ce trajet.

On évalue l'influence du degré de réduction du brouillage $\Delta$ sur la séparation angulaire nécessaire en calculant le coefficient $K_\theta = \theta_\Delta/\theta_0$, où $\theta_0$ et $\theta_\Delta$ sont la séparation angulaire nécessaire pour assurer la compatibilité électromagnétique de systèmes interdépendants avec et sans suppresseurs de brouillage.

Le coefficient de gain d'antenne peut généralement se caractériser par l'expression $G(\theta) = \beta - 25 \log \theta$. Les grandeurs $\theta_0$, $\theta_\Delta$ et $\Delta$ sont alors liées par la relation évidente $G(\theta_0) = G(\theta_\Delta) - \Delta$, d'où $K_\theta = 10^{-\Delta/25}$.

Il découle de l'expression obtenue que l'utilisation d'un suppresseur permet de diviser la séparation angulaire par 2 pour $\Delta \approx 8$ dB et par 10 pour $\Delta = 25$ dB.

L'expression donnée pour $K_\theta$ peut aussi être utilisée pour évaluer approximativement le gain de capacité de l'orbite des satellites géostationnaires que peut apporter l'emploi de suppresseurs de brouillage. Dans ce cas, on prend un modèle représentant des satellites du même type régulièrement répartis sur l'orbite et une séparation angulaire entre eux de $\theta_0$ sans suppresseurs et $\theta_\Delta$ avec suppresseurs. Naturellement, avec l'augmentation du nombre de satellites ayant une influence perturbatrice, la réalisation pratique des suppresseurs de brouillage se complique. C'est pourquoi la grandeur $K_\theta$ caractérise uniquement la valeur limite théorique de l'amélioration que l'on peut obtenir en utilisant des suppresseurs de brouillage. Il reste que même un degré relativement peu élevé de réduction des brouillages, par exemple $\Delta = 8$ dB, conduit à une augmentation sensible (doublement) de la capacité de l'orbite.

Cette analyse montre que les suppresseurs de brouillage peuvent être un moyen très efficace pour assurer la compatibilité électromagnétique des faisceaux hertziens et des systèmes à satellites.

## 5. Suppresseurs de brouillage impulsif faisant appel à la transformation du spectre radioélectrique et à la limitation du signal

Le dispositif le plus simple de ce type [Gorbachev, 1958] est illustré sur la Fig. 10. Le premier transformateur linéaire du spectre $LT_1$ a un facteur de transmission qui augmente avec la fréquence et constitue essentiellement un circuit de différentiation pour les composantes spectrales du signal utile. Il affaiblit le niveau du signal utile atteignant l'entrée du limiteur L. Simultanément, ses paramètres sont sélectionnés de telle sorte que les bruits impulsifs de courte durée le traversent sans affaiblissement notable. Le limiteur a la réponse suivante:

$$f(X) = \begin{cases} X & \text{pour } |X| \leqslant U_0 \\ U_0 & \text{pour } |X| > U_0 \end{cases}$$

Le niveau de limitation $U_0$ est sélectionné de telle manière que le signal utile affaibli n'est pas limité. Le second transformateur linéaire du spectre $LT_2$, dont les paramètres sélectionnés sont à l'opposé du premier, constitue essentiellement un circuit d'intégration. Lorsqu'un brouillage se produit, ce circuit entraîne une limitation par le limiteur L et une intégration par le second transformateur linéaire $LT_2$.

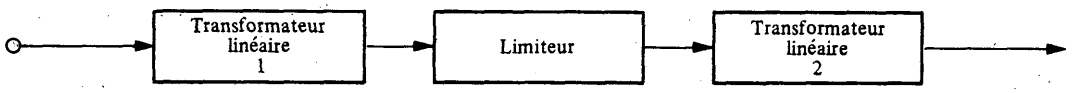



FIGURE 10 – *Suppresseur de brouillage impulsif*

Atakhanov et autres [1971] décrivent un autre dispositif conçu pour supprimer les bruits impulsifs d'une durée relativement plus courte que le temps de corrélation du signal utile. Un schéma de ce dispositif est donné sur la Fig. 11.

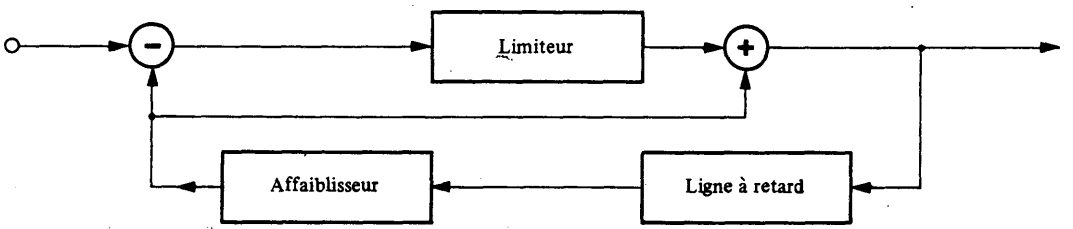



FIGURE 11 – *Suppresseur de brouillage impulsif de courte durée*

Le dispositif contient un circuit à contre-réaction possédant une ligne à retard DL introduisant un temps de retard $\tau$ égal à la durée de l'impulsion du signal brouilleur. Le limiteur L possède la même réponse que le dispositif précédent. Grâce au circuit à contre-réaction, le signal de sortie, retardé de $\tau$ et pondéré par l'affaiblisseur A, est extrait du signal d'entrée dans le premier circuit d'addition. Etant donné l'importante corrélation entre les valeurs instantanées du signal utile aux moments $t$ et $t + \tau$ en l'absence de bruit impulsif, le signal différence atteint le limiteur L à un niveau nettement plus faible que celui du signal utile lorsque celui-ci atteint l'étage d'entrée du dispositif. Si le seuil de limitation choisi est plus élevé que le niveau de ce signal différence, le signal peut alors se diriger sans limitation vers le terminal de sortie. D'autre part, sous l'influence d'un bruit impulsif de courte durée, il atteint le limiteur sans être affaibli et il est limité. Cela permet de rétablir le signal utile avec un degré relativement élevé de précision.

Le dispositif décrit sur la Fig. 11 peut être transformé comme indiqué à la Fig. 12. Dans ce cas, un amplificateur à gain suffisamment élevé et un filtre à bande étroite sont connectés à la sortie du limiteur L. Lorsque le bruit impulsif atteint l'entrée du limiteur, il tombe dans la région de saturation et déconnecte le circuit à contre-réaction. Il en résulte que la bande passante du dispositif change brusquement pour s'adapter à celle du filtre à bande étroite, dont la tension de sortie ne varie pas de façon significative en raison de l'absence de réponse pendant la durée du brouillage.

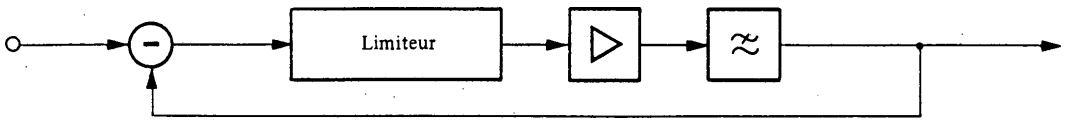



FIGURE 12 – *Suppresseur de brouillage impulsif de courte durée*

Les avantages, par rapport au premier dispositif, des dispositifs indiqués aux Fig. 11 et 12 sont qu'ils ne nécessitent pas une corrélation précise des réponses en fréquence et en phase des deux transformateurs de spectre dans une large bande de fréquences.

Ces dispositifs sont les plus simples qui soient connus à présent et ils peuvent être utilisés pour éliminer des bruits impulsifs de courte durée dans les systèmes de télécommunication comportant un petit nombre de canaux. Comme l'a souligné Bykhovsky [1985], ils sont nettement supérieurs à la méthode à «suppression» bien connue et utilisée largement dans les systèmes à canal unique, en raison de leur efficacité dans la suppression des bruits impulsifs de courte durée et ils sont en outre d'une construction plus aisée, étant donné qu'ils ne nécessitent pas un détecteur spécial de bruit impulsif ou un commutateur de suppression de haute qualité.

## 6. Suppresseurs de brouillage impulsif avec extrapolation ou interpolation des parties affectées du signal

Les suppresseurs de brouillage avec extrapolation ou interpolation des parties affectées du signal sont encore plus efficaces que les dispositifs décrits dans le paragraphe précédent.

La Fig. 13 montre le schéma d'un dispositif [Kataev et Polykovsky, 1955] dans lequel un dispositif d'extrapolation E est inséré dans une ligne de retard DL comportant plusieurs sorties. Le signal extrapolé $a_e(t)$ est formé de la somme des signaux $a(t - i\tau_d)$ et, en agissant aux sorties de la ligne de retard aux moments précédents dans le temps, pondéré au moyen des affaiblisseurs A; il s'écrit:

$$a_e(t) = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \, a(t - i\tau_d)$$

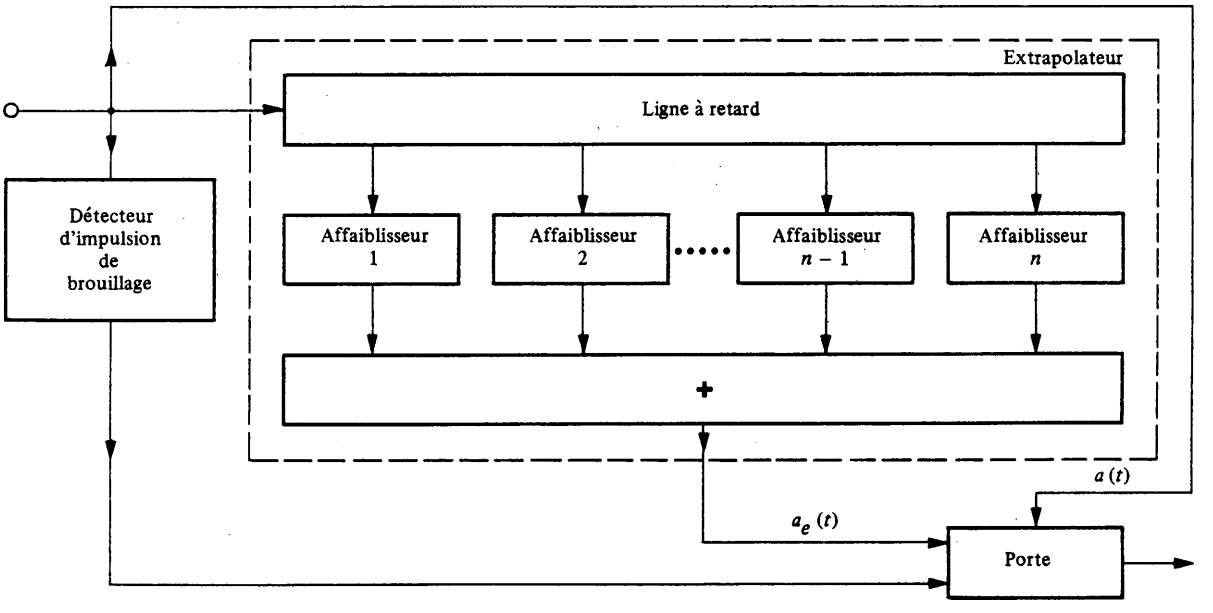



FIGURE 13 – *Suppresseur de brouillage impulsif avec extrapolation du signal*

Le retard $\tau_d$ entre les sorties de la ligne de retard doit juste excéder la durée du bruit parasite $\tau$. Les signaux d'entrée $a(t)$ et extrapolés $a_e(t)$ atteignent la porte G, qui envoie le signal extrapolé de substitution à l'étage de sortie pendant l'effet de bruit impulsif. La porte est commandée par un détecteur de bruit impulsif IS. En sélectionnant des facteurs de transmission appropriés $\alpha_i$ pour les affaiblisseurs $A_i$, on peut obtenir un degré élevé de corrélation entre les signaux d'entrée $a(t)$ et extrapolés $a_e(t)$. Le dispositif d'interpolation du signal d'entrée (Fig. 14) utilise également une ligne de retard DL avec sorties, mais il se distingue des dispositifs d'extrapolation par le fait que le signal de substitution est formé dans l'interpolateur I comme la somme pondérée non seulement des valeurs précédentes du signal $a(t)$, mais aussi de ses valeurs suivantes, à savoir:

$$a_I(t) = \sum_{\substack{i=-n/2 \\ i \neq 0}}^{n/2} \alpha_i \, a(t - i\tau_d)$$

Les dispositifs d'interpolation rétablissent les parties affectées du signal utile de façon plus précise que les extrapolateurs. Cependant, il faut souligner qu'un degré élevé de précision dans le rétablissement du signal utile ne peut être obtenu qu'à des fréquences suffisamment faibles de répétition du signal brouilleur.

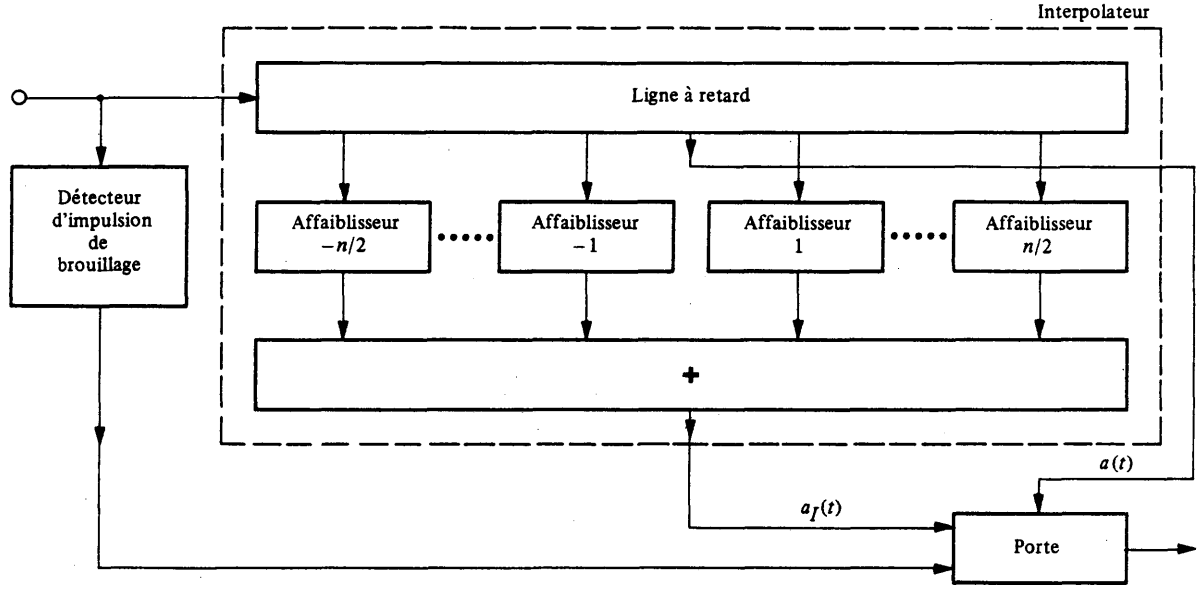



FIGURE 14 – *Suppresseur de brouillage impulsif avec interpolation du signal*

La Fig. 15 montre le schéma d'un dispositif [Gorbachev et Vinogradov, 1961] faisant appel à une méthode différente pour l'extrapolation du signal. L'entrée de ce dispositif est constituée d'un nombre $n$ de circuits de différentiation DC en série. La sortie du dernier de ces circuits est connectée au moyen d'une porte G commandée par un détecteur de bruit impulsif IS à l'entrée de l'extrapolateur E composé d'un nombre $n$ de circuits d'intégration IC en série possédant des réponses en fréquence opposées à celles des circuits de différentiation DC. On peut démontrer que cette disposition procède à l'extrapolation du signal utile à la $n^{\text{ième}}$ somme partielle d'une série de Taylor.

L'inconvénient de ce dispositif est la complexité due à l'adaptation des caractéristiques de transmission des circuits de différentiation et d'intégration dans une large gamme de fréquences.

L'efficacité des méthodes décrites ci-dessus a également été étudiée par Bykhovsky [1984].

Madan et autres [1978] proposent un suppresseur optimal de bruit impulsif pour la réception des signaux en modulation de phase, dont le schéma est montré sur la Fig. 16. Un compteur de probabilité de bruit impulsif, PC, qui commande le gain dans le circuit de réaction, est inséré dans le circuit habituel de commande automatique de fréquence constitué par un intégrateur E, un amplificateur, un générateur commutable SG et un détecteur de phase PD. L'intégrateur E qui, dans ce cas, est en fait un extrapolateur, maintient la tension à sa sortie s'il ne reçoit pas de signal à l'entrée. Le facteur de transmission dans le circuit à contre-réaction est commandé par le compteur de probabilité qui supprime tout bruit impulsif détecté et l'extrapolateur E qui assure que la tension de substitution est fournie à la sortie.

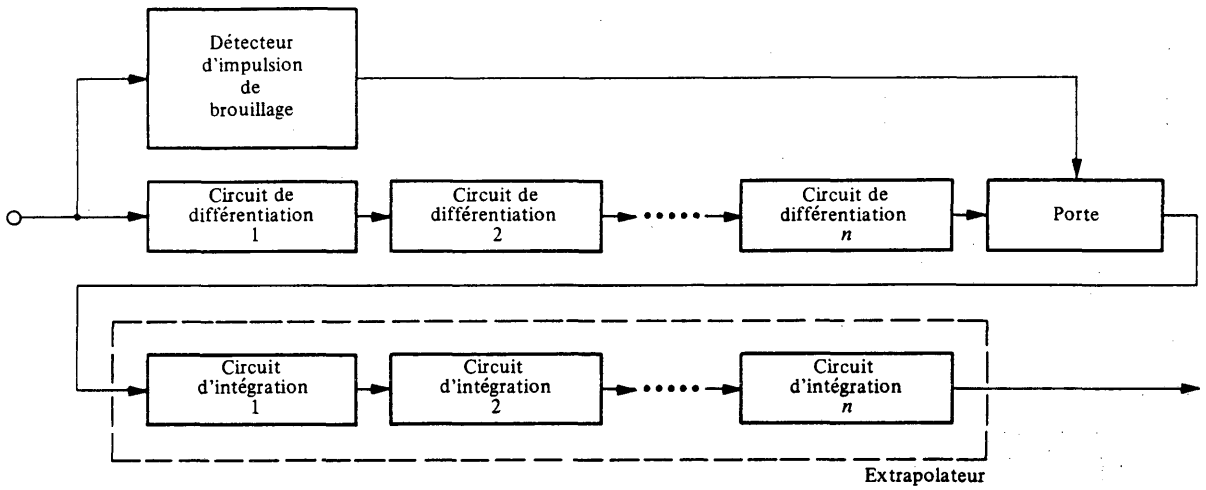



FIGURE 15 – *Suppresseur de brouillage impulsif avec extrapolation du signal*

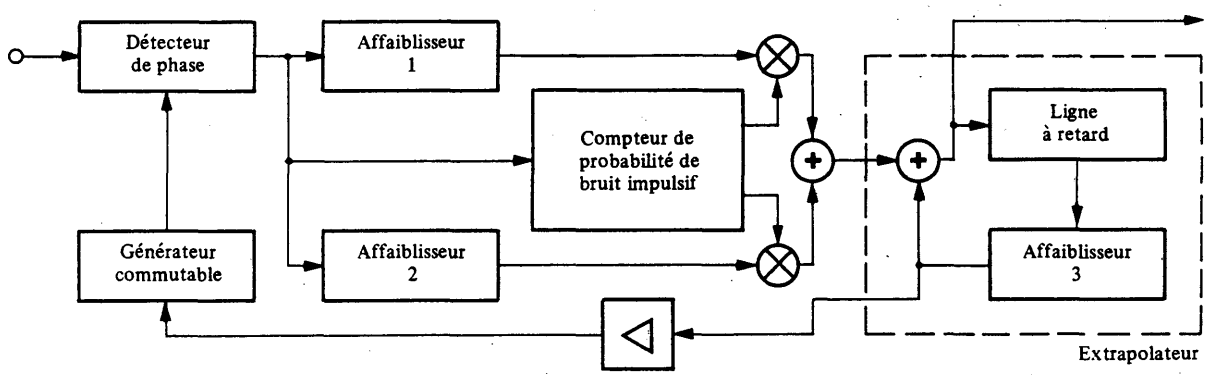



FIGURE 16 – *Suppresseur de brouillage impulsif pour la réception des signaux en modulation de phase*

Divers types de suppresseurs de bruit impulsif peuvent être conçus en fonction des caractéristiques spécifiques des systèmes de télécommunications concernés. En particulier, Bernoskuni et autres [1984] proposent une méthode efficace d'élimination du bruit impulsif dans les systèmes de télécommunication utilisant la réception en diversité de fréquence, en particulier pour les systèmes troposphériques. La méthode, qui est simple à appliquer, rétablit le signal affecté pour presque toutes les longueurs d'impulsions brouilleuses et dans de nombreux cas, elle élimine presque complètement l'effet de brouillage sur l'immunité au bruit à la réception du signal.

Un schéma simplifié d'un dispositif de ce type est donné sur la Fig. 17. Le même message multicanaux est transmis dans $n$ canaux radioélectriques (qui, par convention, sont présentés dans la Fig. 17 comme $n$ émetteurs T et $n$ récepteurs R) connectés à deux canaux d'émission et de réception fonctionnant avec deux antennes à diversité d'emplacement. Un retard $\tau_d$ excédant la durée maximale possible du bruit impulsif est introduit dans un canal d'émission par la ligne à retard $DL_1$ et, du côté de la réception, un retard identique $\tau_d$ est inséré dans le second canal par la ligne à retard $DL_2$. Cela signifie qu'en l'absence de bruit impulsif, le message émis peut être rétabli en combinant de façon cohérente tous les $n$ canaux de réception. Lorsqu'un bruit impulsif est détecté et pendant la durée de ce bruit, le détecteur de brouillage IS isole au moyen des portes $G_1$ et $G_2$, soit immédiatement, soit avec un retard $\tau_d$ produit par la ligne à retard $DL_3$, le canal de réception dans lequel le message est affecté par le brouillage. Le message émis est alors rétabli en combinant de façon cohérente les signaux uniquement dans le canal de réception, où il n'y a pas, pendant ce temps, de bruit impulsif. L'efficacité de cette méthode, qui est fondamentalement semblable aux méthodes par extrapolation et interpolation de rétablissement du signal affecté décrites ci-dessus, est mentionnée dans le Rapport 828.

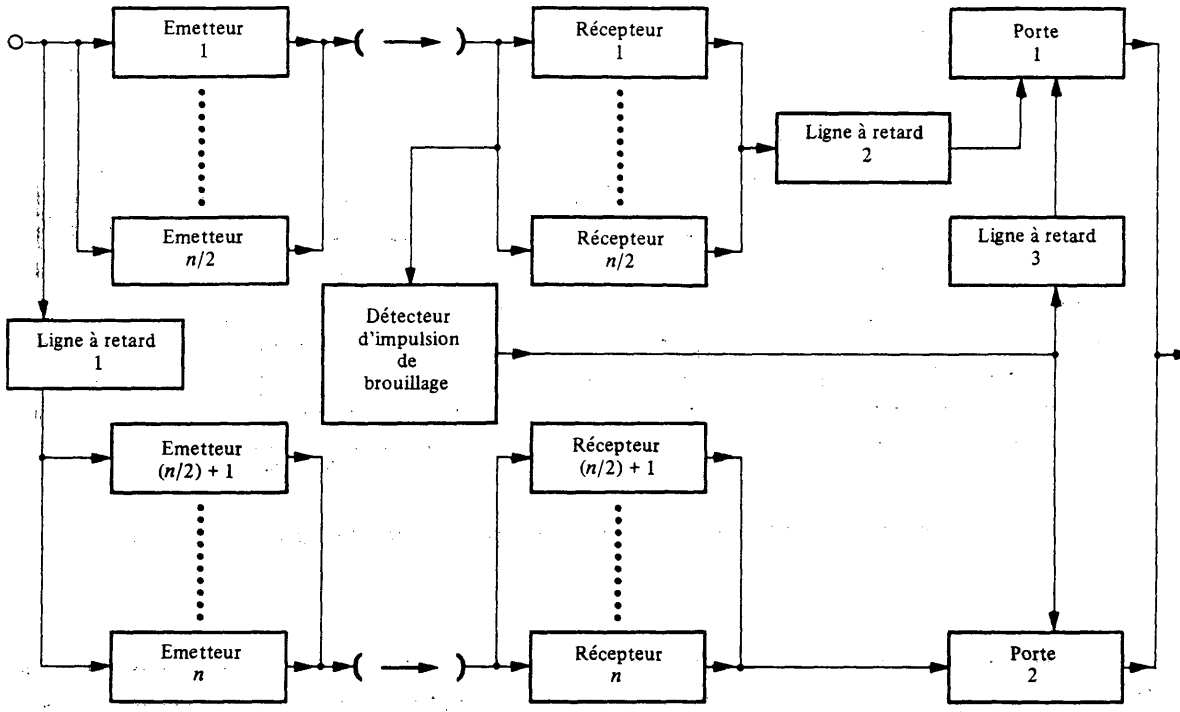



FIGURE 17 – *Suppresseur de brouillage impulsif pour les systèmes en diversité de fréquence*

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


ATAKHANOV, P. M., LEBEDEV, D. C. et YAROSLAVSKY, L. P. [1971] Podavlenie impulsnykh pomekh v televizionnom priemnom ustroistve (Suppression du bruit impulsif dans un récepteur de télévision). *Tekhnika kino i Televideniya*, 7, 17-25.

BAIRD, C. A. et RASSWEILER, G. G. [5-7 décembre 1977] Measured results of polarization crosstalk cancellation using LMS control. IEEE National Telecommunications Conference (NTC '77), Chicago, IL, Etats-Unis d'Amérique, Conf. Rec., Vol. 1, 04: 3.1-3.6.

BERNOSKUNI, Yu. V., BYKHOVSKY, M. A., PLEKHANOV, V. V. et TIMOFEEV, V. V. [1984] Effektivny metod podavleniya impulsnykh pomekh v troposfernykh sistemakh svyazi (Méthode efficace de suppression du bruit impulsif dans les systèmes de radiocommunication troposphériques). *Elektrosviaz*, **9**, 11-14.

BYKHOVSKY, M. A. [1979a] Optimalnoe razdelenie dvukh AM signalov, zanimayushchikh obshchuyu polosù chastot (Séparation optimale de deux signaux à modulation d'amplitude occupant la même bande de fréquences). *NIIR Proc.*, **4**.

BYKHOVSKY, M. A. [1979b] Potentsialnaya pomekhoustoychivost razdelenia dvukh signalof s ChM (Protection potentielle contre les brouillages lors de la séparation de deux signaux à modulation de fréquence). *Elektrosviaz*, **10**.

BYKHOVSKY, M. A. [1979c] Potentsialnaïa pomekhooustoïchivost dvoukhkanalvono priema signalov s ouglovoï modouliatseï (Protection potentielle contre les brouillages lors de la réception de deux signaux à modulation angulaire). *NIIR Proc.*, **1**.

BYKHOVSKY, M. A. [1980] Issledovanie novogo metoda razdelenia dvukh ChM signalov peredavaemikh v obshchey polose chastot (Etude d'une nouvelle méthode de séparation de deux signaux à modulation de fréquence transmis dans la même bande de fréquences). *NIIR Proc.*, **1**.

BYKHOVSKY, M. A. [1984] Effektivnost podavleniya impulsnykh radiopomekh putem ekstrapolytasii libo interpolyatsii porazhennykh uchastok soobscheniya (Suppression efficace du bruit radioélectrique impulsif par extrapolation ou interpolation des parties affectées du message). 635-641, 7th Symposium on Electromagnetic Compatibility, Wrocław, Pologne.

BYKHOVSKY, M. A. [1985] Effektivnost podavleniya impulsnykh pomekh ustroistvami s preobrazovaniem spektra i ogranicheniem signala v radioreleinykh systemakh svyazi (Suppression efficace du bruit impulsif au moyen de dispositifs à transformation du spectre et à limitation du signal dans les systèmes de radiocommunication par faisceaux hertziens). *Elektrosviaz*, **3**, 44-48.

BYKHOVSKY, M. A. et DOROFEEV, V. M. [1978] Sintez optimalnogo ustroystva dlya razdelenia dvukh signalov s uglovoy modulatsiey, peredavaemikh v obshchey polose chastot (Description d'un dispositif optimal pour la séparation de deux signaux à modulation angulaire transmis dans la même bande de fréquences). Actes du 2e Vsésoyouznoié Sovechtchanié: «Problemy EMS RES razlitchnovo naznatchéniya» (Problèmes de compatibilité électromagnétique de signaux radioélectriques à buts différents), Moscou, URSS.

BYKHOVSKY, M. A. et TIMOFEEV, V. V. [1983] Amélioration de la compatibilité électromagnétique pour l'utilisation de suppresseurs de brouillage. Section I, Techniques de suppression, 229-232. 5e Symposium sur la compatibilité électromagnétique, Zurich, Suisse.

COMPTON, R. T. [1978] An adaptive array in a spread-spectrum communication system. *Proc. IEEE*, Vol. 66, **3**.

GABRIEL, W. F. [1976] Adaptive arrays – an introduction. *Proc. IEEE*, Vol. 64, **2**, 239-272.

GORBACHEV, A. A. [1958] Podavlenie impulsnykh pomekh posredstvom nelineinovo preobrazovaniya formy ikh chastotnovo spektra (Suppression du bruit impulsif par transformation non linéaire de la forme du spectre de fréquence du bruit). *Radiotekhnika*, Vol. 13, **1**, 56-61.

GORBACHEV, A. A. et VINOGRADOV, M. I. [1961] O primenenii metoda ekstrapolyatsii signala pri podavlenii impulsnykh pomekh (Utilisation de la méthode d'extrapolation du signal pour la suppression du bruit impulsif). *Radiotekhnika*, Vol. 16, **8**, 48-53.

HANSEN, P. M. [5-7 décembre 1977] Application of adaptive array technology to MF communication systems. IEEE National Telecommunications Conference (NTC '77), Chicago, IL, Etats-Unis d'Amérique, Conf. Rec., Vol. 1, 04:2.1-2.5.

KALININE, A. I. [1979] Rasprostranenie radiovoln na trassakh nazemnykh i kosmitcheskikh radiolinii (Propagation des ondes sur des trajets de liaisons de Terre et spatiales). Sviaz, Moscou, URSS.

KATAEV, S. I. et POLYKOVSKY, A. M. [1955] Ustroistvo dlya ustraneniya impulsnykh pomekh (Dispositif pour l'élimination du bruit impulsif). Avtorskoe svidetlstvo USSR, No. 102268.

KREUTEL, R. W. Jr., DIFONZO, D. F., ENGLISH, W. J. et GRUNER, R. W. [1977] Antenna technology for frequency re-use satellite communications. *Proc. IEEE*, Vol. 65, **3**.

MADAN, B. B., PRASAD, S. et MAHALANABIS, A. K. [1978] On optimum receivers for analog communication in impulsive noise. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-26, **10**, 1446-1454.

SUNDRESH, T. S., CASSARA, F. A. et SCHACHTER, H. [1977] Maximum a posteriori estimator for suppression of interchannel interference in FM receivers. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-25, **12**, 1480-1485.

WHITE, B., BRANDWOOD, D. et RAYMAND, G. [1975] The application of interference cancellation to an earth station. International Conference on Satellite Communication Systems Technology.

WIDROW, B., GLOVER, J. R. Jr., McCOOL, J. M., KAUNITZ, J., WILLIAMS, C. S., HEARN, R. H., ZEIDLER, J. R., DONG, E. Jr. et GOODLIN, R. C. [décembre 1975] Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications. *Proc. IEEE*, Vol. 63, **12**, 1692-1716.

## BIBLIOGRAPHIE

BYKHOVSKY, M. A. [1982] Pomekhoustoïtchivost kompensatorov radiopomekh dlia sistem sviazi c TchM (Immunité aux brouillages procurée par des suppresseurs de brouillage pour des systèmes de communication MF). *Elektrosviaz*, **11**. 42-48.

PONTANO, B. A. [2 décembre 1980] Methods of interference cancellation for improved orbit and spectrum utilization. Conf. Record, Vol. 2, 33.4.1-33.4.5. IEEE National Telecommunications Conference (NTC '80), Houston, Etats-Unis d'Amérique.

RAPPORT 831-1

# AMÉLIORATION DE LA PROTECTION DES LIAISONS DE RADIOCOMMUNICATION CONTRE LE BROUILLAGE A L'AIDE D'ÉCRANS SPÉCIAUX

(Question 18/1)

(1982-1990)

## 1. Introduction

En même temps qu'elle rayonne le signal utile dans le lobe principal, une antenne rayonne aussi une partie de l'énergie dans toutes les autres directions. Ce rayonnement dans les lobes latéraux est une source de brouillage pour d'autres récepteurs radioélectriques.

Le présent Rapport examine les questions relatives à la réduction du brouillage mutuel entre les antennes de diverses liaisons fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquences par la suppression du signal brouilleur à l'aide d'écrans électromagnétiques installés à une certaine distance de l'antenne à protéger (écrans séparés) ou montés directement sur l'antenne.

**Ce Rapport expose également le problème de l'amélioration de la protection des antennes des liaisons de radiocommunication contre le brouillage dans l'espace donnant sur la partie arrière des antennes en utilisant des dispositifs montés directement sur ces dernières.**

## 2. Ecrans pour la protection d'antennes à faible directivité contre le brouillage

La méthode utilisée pour la conception d'écrans de haute efficacité et de faibles dimensions est fondée sur la définition de la forme du contour de l'écran pour laquelle on obtient un champ nul au point de calcul dans les approximations de Kirchoff [Melnikov, 1976].

Lorsque l'on utilise des écrans, il faut s'assurer que l'énergie diffusée par l'écran ne cause pas de brouillage ailleurs.

Le champ de la source S au point P est calculé par sommation des champs des parties des anneaux concentriques non occultées par l'écran (Fig. 1). Par ailleurs, pour un rayon de l'anneau $r$ et un angle d'ouverture $\varphi'$, nous avons les équations paramétriques qui garantissent que le champ est égal à 0 au point de calcul.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 9.

$$r = \sqrt{\frac{\lambda_0 r_0 R_0 \operatorname{arc\,tg} \dfrac{\rho' \sin\psi + \rho\cos\psi}{\rho'\cos\psi - \rho\sin\psi}}{\pi (r_0 + R_0)}}$$

$$\varphi' = 2\pi \frac{(\rho^2 + \rho'^2)^{3/2}}{\rho^2 + 2\rho'^2 - \rho\rho''} \cdot \frac{1}{\rho_{max}} \qquad (1)$$

Les paramètres $r$, $R_0$, $r_0$, $\varphi'$ qui entrent dans l'équation paramétrique (1), sont indiqués sur la Fig. 1. $\lambda_0$ = longueur d'onde incidente.

En introduisant la fonction $\rho = f(\psi)$ dans l'équation (1), nous obtenons la forme correspondante du contour de l'écran.

On a effectué des calculs et des expériences pour deux types de fonctions $\rho = f(\psi)$: $\rho = \sin a\psi$ et $\rho = 1 - e^{-a\psi}$. La Fig. 2 montre les configurations des écrans lorsque $a$ est égal à 1,0, 1,4 et 2,0. La zone hachurée correspond à la forme de l'écran et le cercle à la première zone de Fresnel.

La configuration la plus simple de l'écran est celle où $\rho = \sin a\psi$ avec $a = 1$. L'écran a les dimensions les plus petites lorsque $a = 2$.

La Fig. 3 montre les diagrammes de rayonnement d'un écran exposé au rayonnement d'une onde plane dans la zone de suppression pour $\rho = 1 - e^{-2\psi}$. Les diagrammes sont calculés pour les plans XOZ et YOZ et sont désignés respectivement par $F(V_1)$ et $F(V_2)$, où:

$$V_1 = \frac{x}{\sqrt{\lambda_0 r_0}}, \qquad V_2 = \frac{y}{\sqrt{\lambda_0 r_0}} \qquad (2)$$

$\lambda_0$ : longueur d'onde moyenne de la largeur de bande de service,

$r_0$ : distance entre l'écran et le point de calcul pour un champ nul.

Les valeurs de $F(V_1)$ et $F(V_2)$ sont exprimées en dB par rapport au niveau du champ non perturbé. Les données expérimentales sont indiquées par des cercles sur la Fig. 3.

On a tracé les courbes $F(V_1)$ et $F(V_2)$ sur la Fig. 4 pour permettre l'évaluation des propriétés de la bande d'ondes. Les parties hachurées indiquent la zone dans laquelle la suppression est réalisée dans la gamme ± 10% au dessus de $\lambda_0$.

Pour élargir la zone de suppression et augmenter la largeur de bande de l'écran, il est nécessaire d'utiliser deux axes de symétrie [Frolov, 1974]. A titre d'exemple, on peut prendre un écran dont la forme du contour est décrite par l'équation $r(\varphi) = \sqrt{a^2 + \dfrac{4\varphi}{\pi} r_0 \lambda_0}$ Fig. (5), où $\varphi$ est la coordonnée angulaire en radians et où $a$ est une constante dont la valeur est choisie dans les limites (1,5-2,0) $\lambda_0$.

Les diagrammes de rayonnement calculés sont présentés sur la Fig. 6.

Il convient d'utiliser ces écrans pour la protection des antennes à faible gain (20-25 dB) ou pour les dispositifs d'alimentation de grandes antennes, comme celles utilisées dans les liaisons transhorizon ou spatiales.

Il est proposé d'utiliser l'écran «en anneau» (Fig. 7) [Melnikov, 1975a; Lokshin et autres, 1975] pour la protection des antennes à gain plus élevé (de l'ordre de 30 dB). La forme annulaire permet de réduire encore davantage les dimensions de l'écran.

Conformément au principe de fonctionnement de l'écran «en anneau» on obtient une compensation des champs de diffraction partant du contour extérieur de l'anneau par un champ passant par l'ouverture.

Les rayons de l'anneau sont définis par les formules:

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{1}{3}}\,\rho, \qquad \rho_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}\,\rho, \qquad \rho = \sqrt{\lambda_0 r_0} \qquad (3)$$

où

$\lambda_0$ : longueur d'onde théorique,

$r_0$ : distance entre l'écran et le point calculé pour un champ nul (c'est-à-dire jusqu'à l'antenne à protéger).

La Fig. 8 présente les diagrammes de rayonnement de l'anneau dans la zone de suppression pour la bande (0,9-1,1) $\lambda_0$. Le graphique est symétrique par rapport à l'axe $F(V)$, c'est pourquoi la figure n'en montre que la partie droite. Comme dans le cas précédent, $V = \frac{x}{\sqrt{\lambda_0 r_0}} = \frac{y}{\sqrt{\lambda_0 r_0}}$. L'écran crée une zone de suppression axialement symétrique autour du point de calcul. Plus la distance par rapport au calcul augmente, plus les propriétés de suppression de l'écran sont affaiblies.

Les dimensions de l'anneau ($\rho_1$, $\rho_2$), sa distance par rapport au point de suppression calculé ($r_0$) où est située l'antenne à protéger, ainsi que le rayon de la zone de suppression ($r$) à la limite de laquelle est assuré un niveau de suppression donné, présentent les corrélations suivantes:

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{1}{3}}\sqrt{\lambda_0 r_0} = 0{,}576\frac{r}{V}, \qquad \frac{r}{V} = \sqrt{\lambda_0 r_0}$$
$$\rho_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}\sqrt{\lambda_0 r_0} = 0{,}815\frac{r}{V}, \qquad r_0 = \frac{1}{\lambda_0}\left(\frac{r}{V}\right)^2 \tag{4}$$

Dans ce cas, $r$ est pratiquement le rayon de l'antenne à protéger. La valeur de $r$ et le niveau du champ de suppression nécessaire au bord de l'antenne sont connus à l'avance. On détermine la valeur de $V$ d'après le diagramme de suppression pour le niveau de suppression donné, puis on calcule $\rho_1$, $\rho_2$ et $r_0$ à l'aide des formules (4).

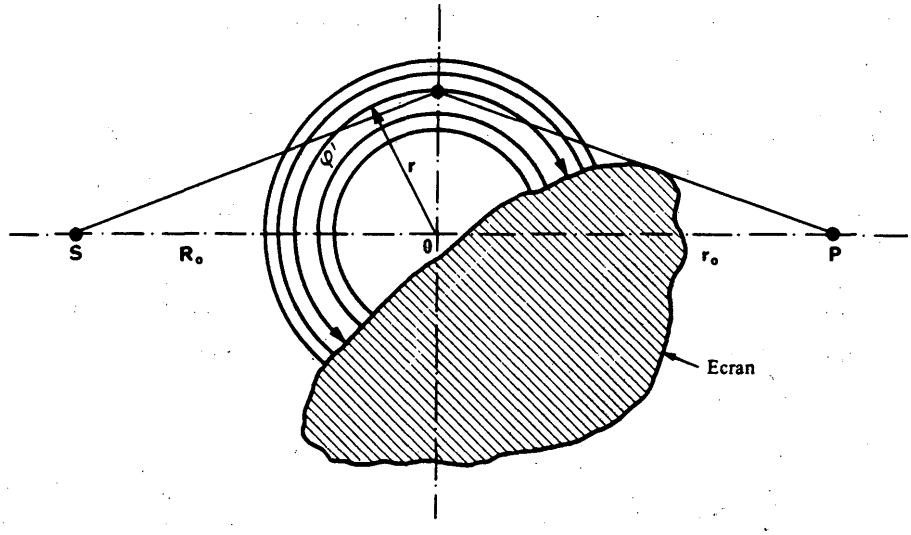



FIGURE 1

## 3. Ecrans pour la protection d'antennes à gain élevé contre le brouillage

Les écrans examinés ci-dessus ont un diagramme de suppression relativement étroit. C'est pourquoi ces écrans doivent être plus grands que l'antenne et être situés loin de cette dernière.

On peut, pour élargir la zone de suppression de l'écran et réduire ($r_0$), utiliser un écran «en double anneau» [Melnikov, 1978] (Fig. 9), dont les dimensions sont données par les formules:

$$\rho_1 = 0{,}388\ \rho,\quad \rho_2 = 0{,}851\ \rho,\quad \rho_3 = 1{,}111\ \rho,\quad \rho_4 = 1{,}198\ \rho,\quad \rho = \sqrt{\lambda_0 r_0} \qquad (5)$$

Les diagrammes de rayonnement du «double anneau» dans la zone de suppression pour la bande $(0{,}93\text{-}1{,}07)\lambda_0$ sont présentés sur la Fig. 10. La ligne en tirets sur cette figure indique le diagramme de l'écran en «simple anneau». La largeur de la zone de suppression du «double anneau» (environ trois fois plus grande que celle du simple anneau) permet d'utiliser avec succès cet écran pour la protection d'antennes à gain élevé (40 dB et plus).

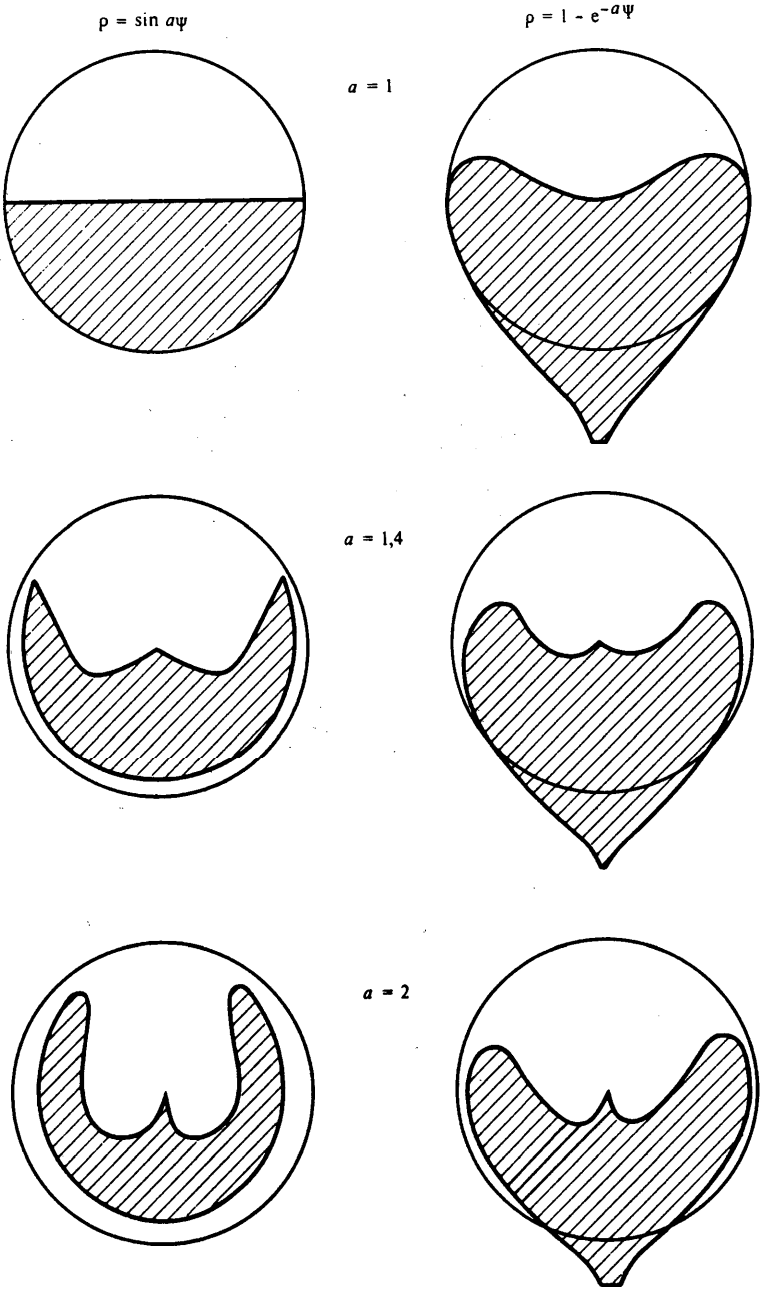
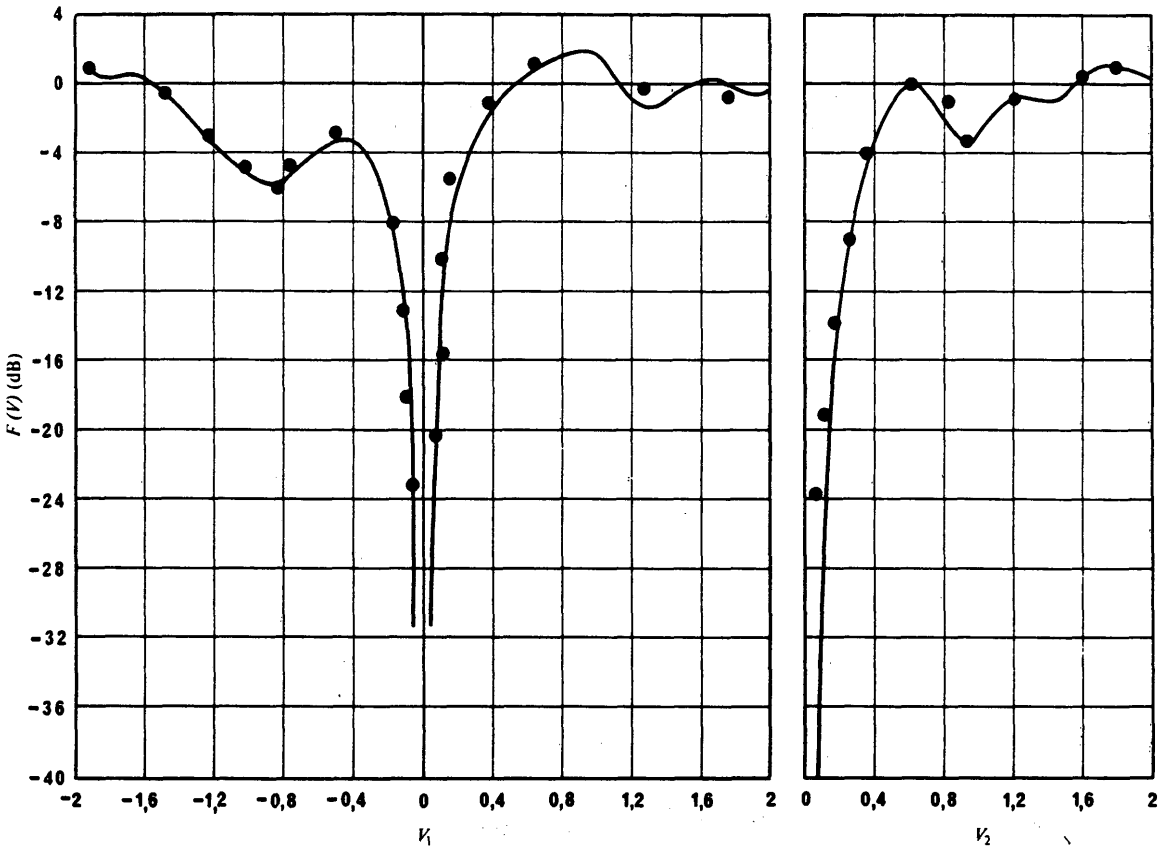



FIGURE 2 - *Configurations d'écran*




$\rho = 1 - e^{-2\Psi}$; $a = 2$

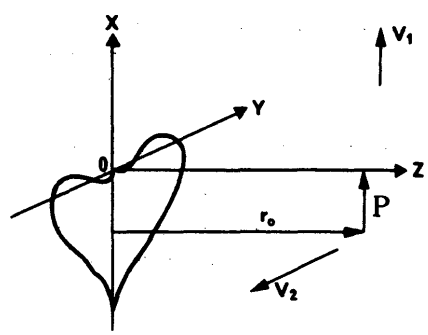



FIGURE 3 - *Diagramme de rayonnement dans la zone atténuée par un écran pour* $\rho = 1 - e^{-2\Psi}$

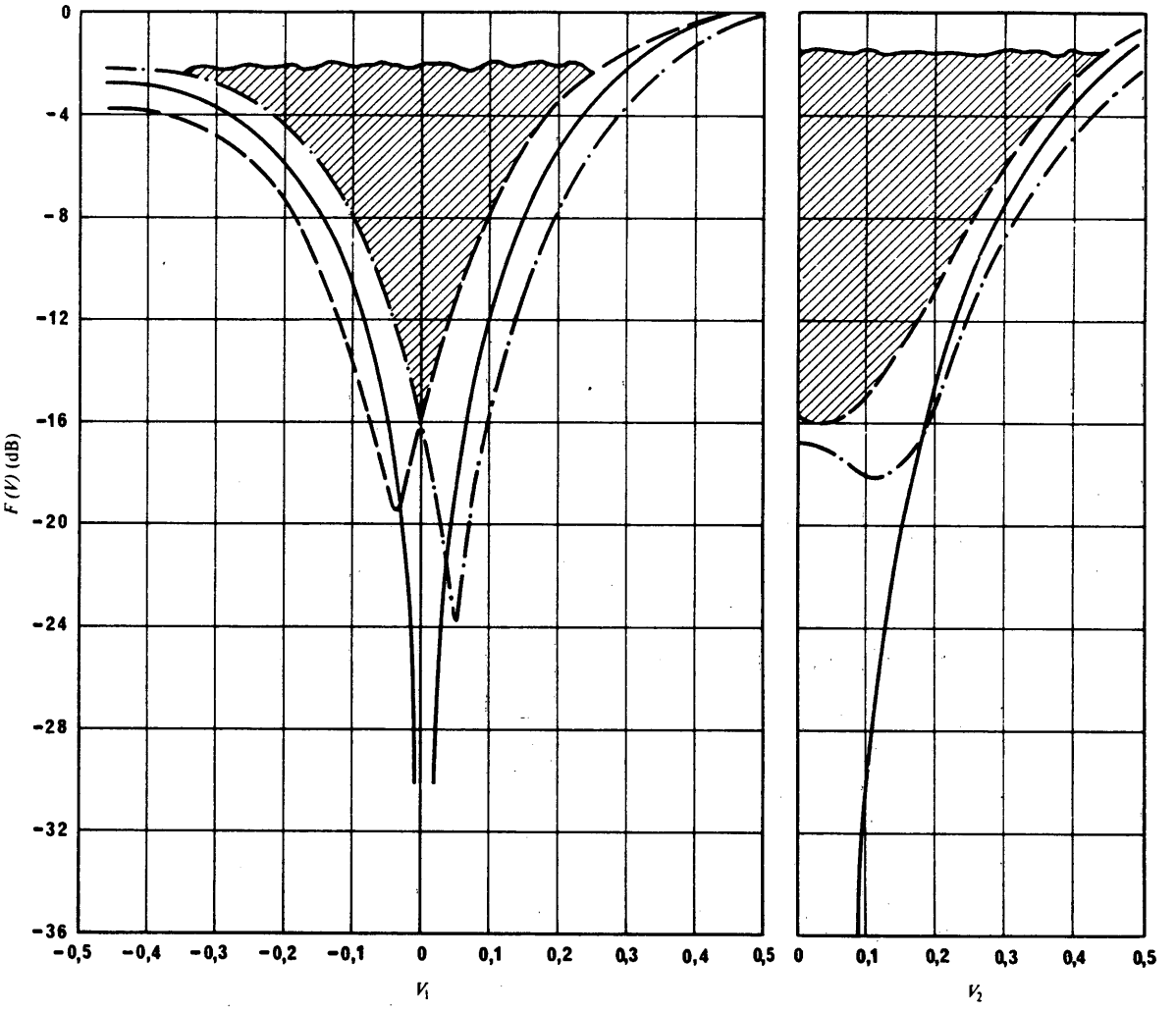



FIGURE 4 - *Diagramme de rayonnement dans la bande* $\lambda_0$ *(1* $\pm$ *0,1)*

——— calculée pour $\lambda = \lambda_0$

—·— calculée pour $\lambda = 0{,}9\ \lambda_0$

— — calculée pour $\lambda = 1{,}1\ \lambda_0$

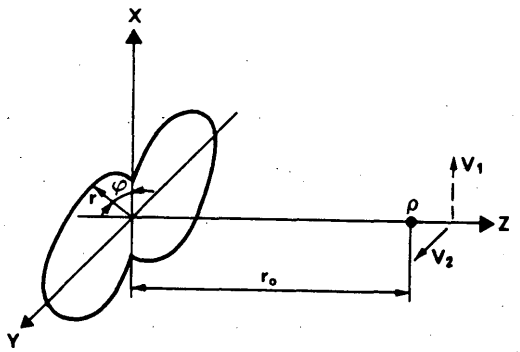



FIGURE 5 - *Configuration d'un écran à 2 axes de symétrie*

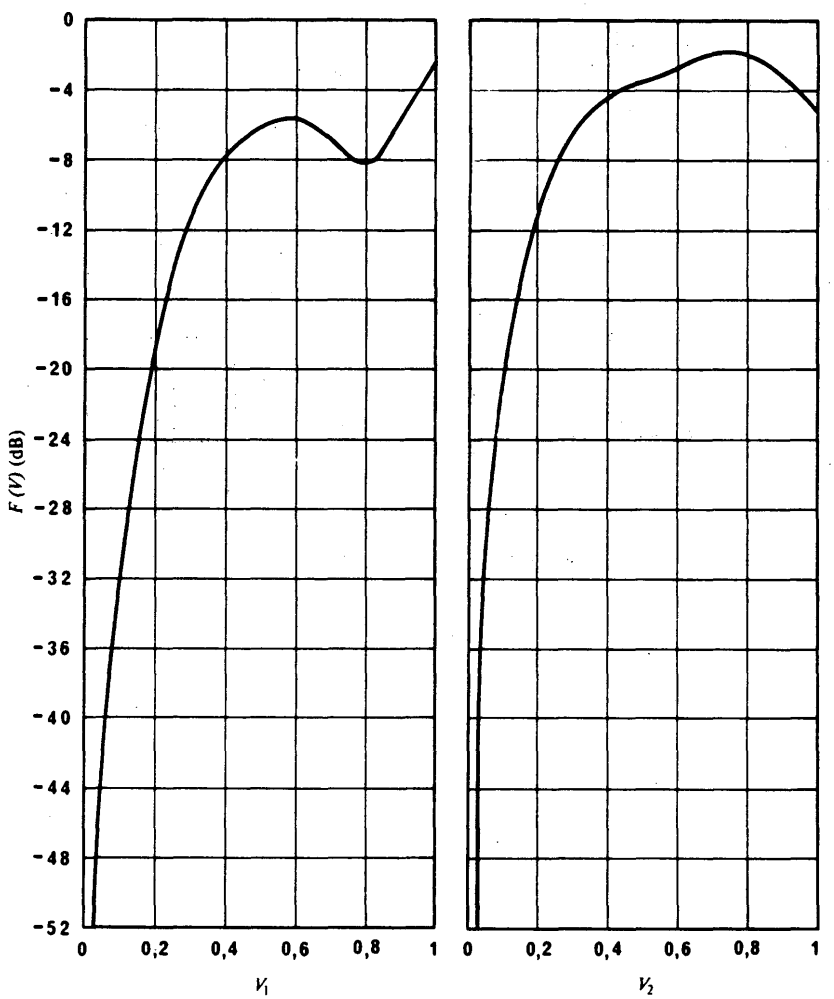



FIGURE 6 - *Diagramme de rayonnement pour un écran à 2 axes de symétrie*

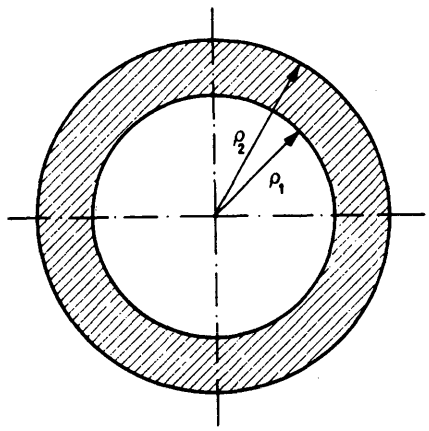



FIGURE 7 - *Ecran en «anneau»*

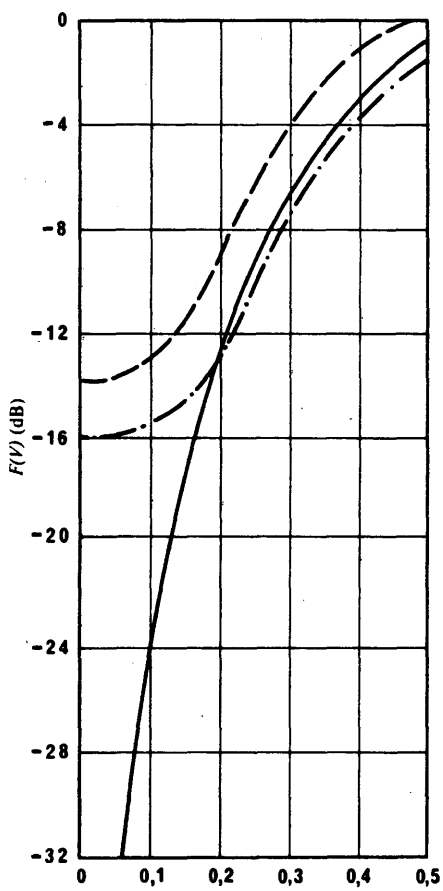



FIGURE 8 - *Diagramme de rayonnement d'un écran en «anneau» dans la zone atténuée pour la bande $\lambda_0$ (1 ± 0,1)*

——— : calculée pour $\lambda = \lambda_0$

—·— : calculée pour $\lambda = 0{,}9\ \lambda_0$

— — : calculée pour $\lambda = 1{,}1\ \lambda_0$

Si le «double anneau» est suspendu directement au mât d'antenne, le mât lui-même et les éléments de fixation réduisent l'efficacité de l'écran dans la zone où la suppression est la plus grande. L'écran en «double carré» [Melnikov et autres, 1980] (Fig. 11) dans lequel les supports d'antenne sont occultés par le rideau d'antenne, ne présente pas cet inconvénient. L'efficacité de la protection n'est pas sensiblement réduite si l'on substitue un écran carré à un écran annulaire. L'écran «en double carré» présente un diagramme de suppression voisin du diagramme axialement symétrique.

Les dimensions de l'écran sont données par les formules:

$$x_1 = y_1 = 0{,}3\ \rho, \quad x_2 = y_2 = 0{,}81\ \rho, \quad x_3 = y_3 = 0{,}99\ \rho, \quad x_4 = y_4 = 1{,}145\ \rho \tag{6}$$

La position de montage de l'écran est déterminée à l'aide des formules (4).

On peut utiliser les écrans «en double anneau» ou «en double carré» pour protéger les antennes contre le brouillage provenant d'une direction quelconque, y compris le demi-espace frontal, hors des angles de $\theta \simeq 0{,}7\ \theta_0$, où $2\ 0_0$ est la largeur de bande nulle de l'antenne à protéger.

Dans certains cas, il est utile d'avoir un écran dont la zone de suppression est considérablement élargie, même dans un seul plan. Cette situation se présente lorsqu'il s'agit de protéger les antennes dans des directions où la principale contribution au champ est représentée par quelques sources ponctuelles situées dans un même plan. Dans ce cas, il est bon d'utiliser, en qualité d'écran, une ou plusieurs bandes en matière radio-opaque de grande longueur comparée à $\lambda_0$ [Melnikov, 1975b; Melnikov et autres, 1981].

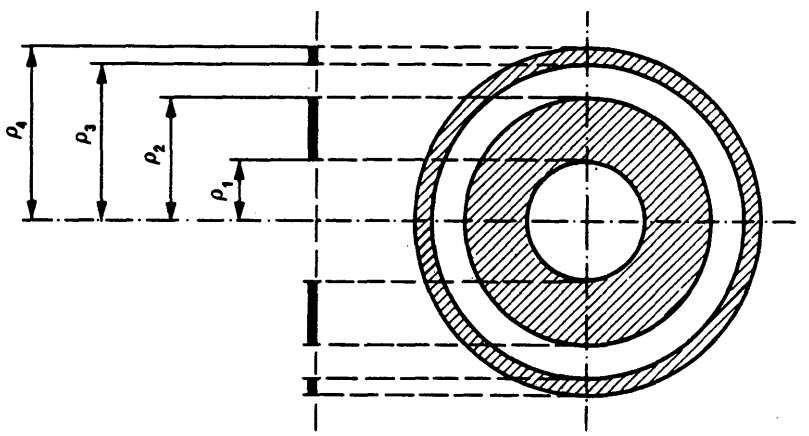



FIGURE 9 - *Ecran «double anneau»*

## 4. Ecrans montés sur l'antenne

Les écrans, montés sur l'antenne, permettent de réduire le rayonnement dans les lobes latéraux, dans des secteurs particuliers. L'un des plus simples est l'écran à disque, monté à l'arrière du réflecteur [Gross et autres, 1969] à une certaine distance du bord de l'ouverture (Fig. 12a). Pour les dimensions indiquées sur la figure, l'écran augmente de 8 à 10 dB la protection de l'antenne contre le brouillage dans le secteur de 180° ± 35°.

Une suppression plus grande (15 à 18 dB), mais dans un secteur beaucoup plus étroit au voisinage de la direction de 180°, est produite par l'écran à fente (Fig. 12b) [Melnikov et Yampolsky, 1980]. Installé à une distance de $2\ \lambda_0$ du bord de l'ouverture, l'écran à fente a des dimensions moindres que l'écran à disque.

On peut utiliser l'écran à fente avec succès pour supprimer le champ du lobe de débordement d'antennes de liaisons transhorizon, conçues avec un réflecteur décalé ayant une forme d'ouverture carrée ou rectangulaire (Fig. 12c). La largeur de l'intervalle (de la fente) entre le réflecteur d'antenne et la bande de l'écran $\Delta$ est égale à $0{,}19\sqrt{\lambda_0 r_0}$, la largeur de la bande $\delta = 0{,}57\sqrt{\lambda_0 r_0}$, où $r_0$ est la distance entre le centre de la phase de l'élément rayonnant et le bord inférieur de l'antenne. Le diagramme de rayonnement de l'antenne avec écran et sans écran est présenté sur la Fig. 13.

Pour réduire le rayonnement de l'antenne parabolique en cornet dans le plan horizontal avec une polarisation horizontale du champ dans le secteur de 90° ± 15°, on utilise un écran qui déphase le rayonnement du bord latéral de l'antenne. La configuration de l'écran (Fig. 14) [Yampolsky et Petrova, 1976] est telle que la vitesse maximale de déphasage est atteinte là où la distribution du champ sur le pourtour est maximale. L'écran est monté de façon à servir de prolongement aux parois arrière de l'antenne à ouverture. Le diagramme de rayonnement de l'antenne avec écran et sans écran est présenté sur la Fig. 15.

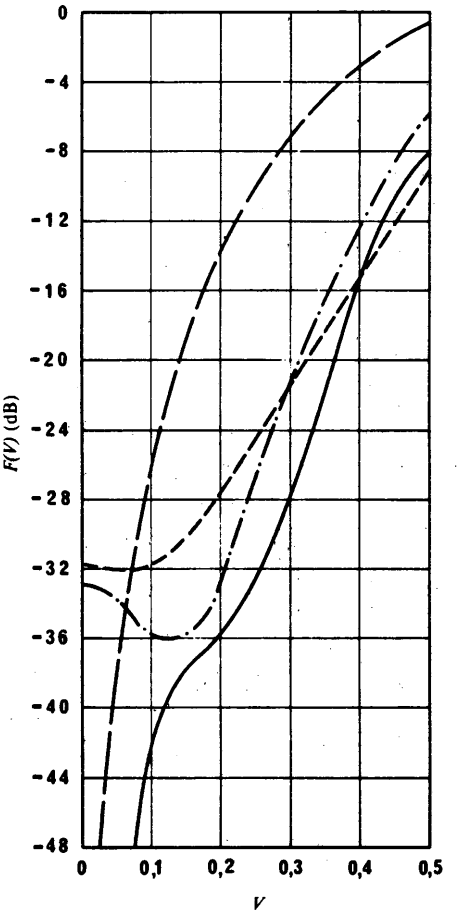



FIGURE 10 - *Diagramme de rayonnement pour un écran «double anneau» dans la zone atténuée dans la bande $\lambda_0$ (1 ± 0,07)*

— — : calculée pour un écran en «anneau» avec $\lambda = \lambda_0$
——— : calculée pour un écran «double anneau» avec $\lambda = \lambda_0$
– – – – : calculée pour un écran «double anneau» avec $\lambda = 1{,}07\ \lambda_0$
—·— : calculée pour un écran «double anneau» avec $\lambda = 0{,}93\ \lambda_0$

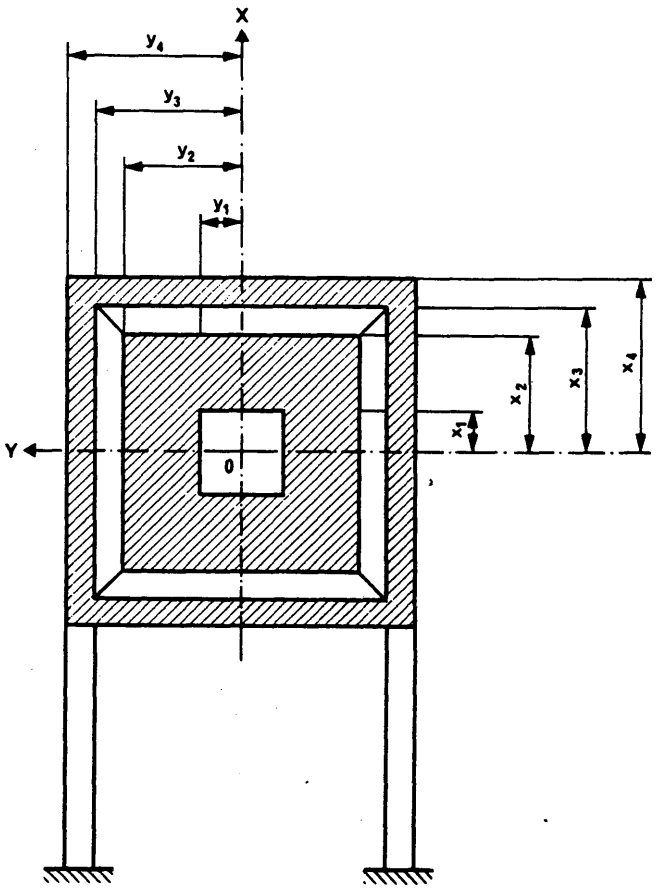
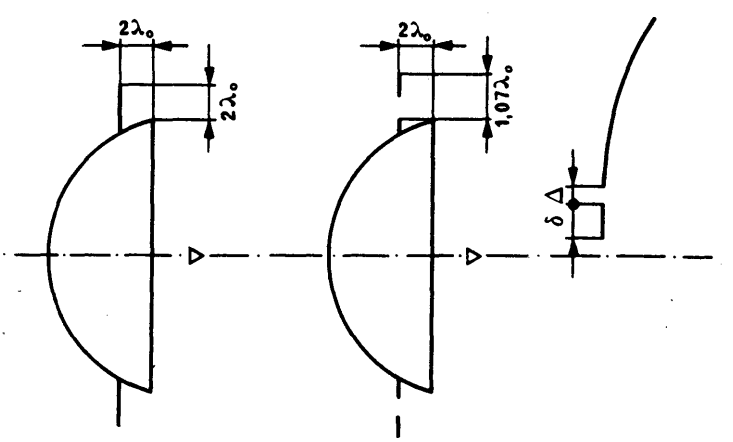



FIGURE 11 - *Ecran «double carré»*




*a*) Ecran à disque sur une antenne axialement symétrique

*b*) Ecran à fente sur une antenne axialement symétrique

*c*) Ecran à fente sur une antenne non axialement symétrique

FIGURE 12 - *Ecrans installés sur antennes*

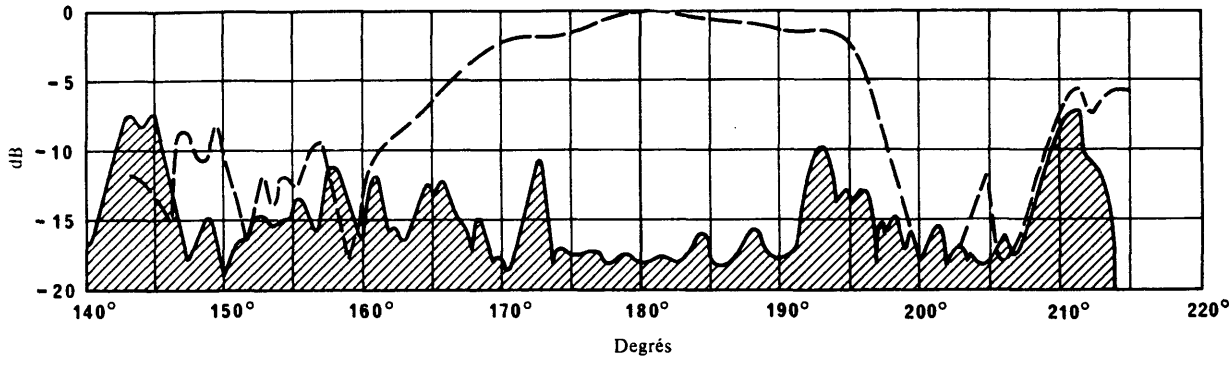



FIGURE 13 - *Diagramme de rayonnement pour des antennes à réflecteur décalé avec ou sans écran à fentes*

——— avec écran

— — — sans écran

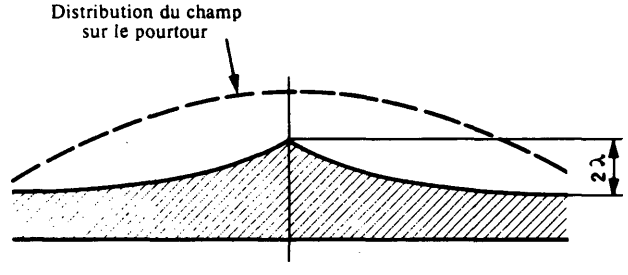



FIGURE 14 - *Configuration et écran pour une antenne parabolique en cornet*

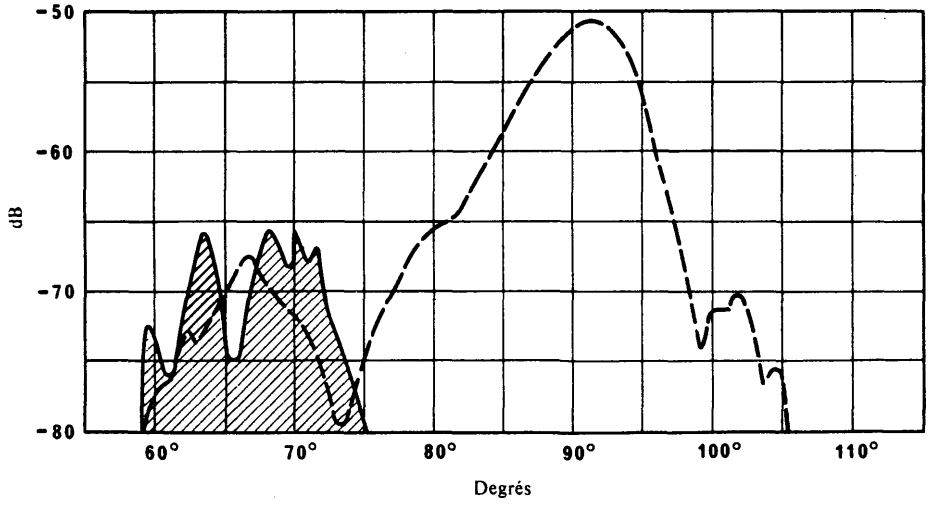



FIGURE 15 - *Diagramme de rayonnement pour une antenne parabolique en cornet*

——— avec écran

— — — sans écran

5. Ecran en forme d'étoile polygonale

Le niveau de rayonnement des antennes émis dans les liaisons par faisceaux hertziens fonctionnant dans la bande des 4 GHz et utilisant deux fréquences d'exploitation dans un secteur de 180° ± 50° ne doit pas dépasser -60 à -70 dB. La protection naturelle contre les brouillages d'antennes axialement symétriques dans la partie cachée de l'espace près de l'axe de l'ombre est relativement faible. Ceci est dû à l'alimentation en phase fournie par la source d'illumination du bord du réflecteur principal. Le niveau de rayonnement dans l'emplacement situé immédiatement en arrière a une valeur de -5 à -15 dB par rapport au rayonnement isotrope.

Dans cet ordre d'idée, un certain nombre de dispositifs ont été mis au point et ont été décrits dans la documentation; ils rendent possible l'amélioration de la protection des antennes à ouverture circulaire, c'est-à-dire la réduction de leur niveau de rayonnement dans le demi-espace arrière. Les plus simples sont constitués par divers types d'écrans plats (continus, à fente, etc.) montés à l'arrière de l'antenne, ou des masques cylindriques aux bords taillés en biseau ou spiralés.

Dans le texte ci-dessous figure une description des résultats obtenus par l'étude d'un écran plus efficace dont le bord est façonné de manière à former une étoile polygonale régulière. Il conviendra de fixer l'écran directement au réflecteur de l'antenne (Figure 16). Le fonctionnement de l'écran est fondé sur le déphasage important et périodiquement reproduit des courants circulant sur le bord. Le champ qui est diffracté au bord de l'écran est principalement dispersé dans le demi-espace frontal. Etant donné que le niveau de rayonnement de l'antenne déterminé par d'autres facteurs est suffisamment élevé dans le demi-espace frontal, la protection contre le brouillage dans sa totalité est pratiquement inchangée.

Si l'écran est façonné en forme de polygone régulier ou tronqué, il n'est pas possible d'obtenir un affaiblissement substantiel du champ dans un large secteur en raison de la faible différence de phase des champs le long du bord de chaque dent en saillie; de bien meilleurs résultats peuvent être obtenus si l'écran est conçu sous la forme d'une étoile polygonale, du fait de cette disposition, la phase du champ varie rapidement le long du bord de chaque dent en saillie.

On trouvera sur les Figures 18 à 24 les caractéristiques de ce diagramme d'antenne. Il est symétrique par rapport à l'axe CC', c'est-à-dire $G(\theta) = G(-\theta)$ (Figure 18). La Figure 19 représente les diagrammes d'antenne calculés pour une antenne ayant un écran en forme d'étoile dans un plan passant par la pointe des dents (plan A'OA de la Figure 17) pour N = 12 (N étant le nombre de côtés de l'écran en forme d'étoile et N/2 le nombre de dents), $h = 2{,}19\lambda$, $R_1 = 10{,}97\lambda$ pour une dent à bord droit (courbe 1) et pour une dent à bord spiralé (courbe 2). Le diagramme dans le plan E est représenté à la Figure 19a et le diagramme dans le plan H à la Figure 19b . Tous les diagrammes sont rapportés au niveau de rayonnement d'une antenne ayant un bord circulaire en phase. Il est manifeste que l'écran en forme d'étoile conduit à un affaiblissement important du rayonnement de l'antenne dans le demi-espace dans l'ombre, les meilleurs résultats étant obtenus avec de faibles valeurs de $\theta$ dans le cas de dents à bord spiralé (répartition progressive de phase linéaire). L'angle $\theta$ caractérise la position du point d'observation dans le plan d'affaiblissement. Cependant lorsque $\theta \approx 160°$ dans le plan H, il se produit une très forte dégradation de la protection obtenue si on la compare à celle obtenue dans le cas de dents à bord rectiligne. Dans le plan passant par les creux (plan B'OB), les résultats sont comparables. La Figure 20 représente les diagrammes calculés dans le cas d'un rayonnement latéral d'une antenne de type ADE avec un écran en forme d'étoile qui a un bord spiralé denté et dont la géométrie est la suivante:

$N = 32$, $h = 2{,}19\lambda$, $R_1 = 10{,}97\lambda$; le diagramme dans le plan E est représenté par une ligne continue, le diagramme dans le plan H par une ligne pointillée; le plan calculé passe par les projections du réflecteur. Comme l'indiquent les données expérimentales (Figure 21) l'efficacité de l'écran d'abord croît lorsque le nombre de côtés croît puis par la suite décroît. La ligne pointillée de la Figure 21 représente la courbe moyenne correspondant aux points expérimentaux. Ce fait est apparemment causé par l'action conjointe des champs de diffraction aux pointes et aux creux autour de l'écran, de la charge dans la structure de polarisation du champ dans l'écran etc.). La Figure 21 représente la variation de l'affaiblissement du champ à $\theta = 180°$ dans le plan E en fonction du nombre de dents dans le cas où $h = 2{,}5\lambda$. Les niveaux mesurés expérimentalement sont représentés par des points dans le cas où l'écran est disposé avec les dents dans le plan d'affaiblissement et par des astérisques dans le cas où l'écran est disposé avec les creux dans le plan d'affaiblissement.

Sur le tableau ci-après figurent les résultats des études effectuées sur l'efficacité du fonctionnement d'un écran en forme d'étoile où $\theta = 180°$ avec $N = 32$ en fonction de la hauteur des dents pour différentes positions de l'écran dans le plan d'affaiblissement.

| Position de l'écran par rapport au plan d'affaiblissement | Orientation du vecteur champ dans le plan d'affaiblissement | Niveau d'affaiblissement en fonction de la hauteur des dents (dB) | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | $2\lambda$ | $2{,}5\lambda$ | $3\lambda$ | $3{,}5\lambda$ | $4\lambda$ |
| Dents | Plan E | 22,5 | 18,5 | 28,5 | 18,5 | 23 |
| | Plan H | 18,5 | 16 | 24 | 18 | 23 |
| Creux | Plan E | 20,5 | 19,5 | 27 | 18 | 24,5 |
| | Plan H | 17 | 16 | 22 | 16,5 | 20,5 |

Ce tableau fait ressortir que lorsque $h/\lambda$ est un nombre entier, l'affaiblissement est plus important. Les meilleurs résultats pour les dimensions de l'antenne donnée, sont obtenus avec $h = 3\lambda$.

Les Figures 22 à 23 représentent les diagrammes expérimentaux d'antenne dans le cas de l'antenne ADE ayant un coefficient de gain $G = 35{,}5$ dB et munie d'un écran en forme d'étoile polygonale à 16 dents, chacune d'une hauteur de 3 $\lambda$, pour deux positions de l'écran dans le plan d'affaiblissement passant respectivement par les pointes et par les creux. Le diagramme d'antenne sans écran (angle $\theta = 180°$) est indiqué en pointillé. On reconnaîtra que l'écran procure un degré d'affaiblissement élevé (15 à 28 dB) et un large secteur d'affaiblissement: ($180° \pm 50°$).

Des études expérimentales ont également montré qu'un écran en forme d'étoile polygonale affaiblit d'une manière tout à fait efficace les composantes de polarisation croisée du champ. Les composantes de polarisation croisée des champs d'antennes sans écran (ligne pointillée) et avec écran (ligne continue) sont indiquées à la Figure 24.

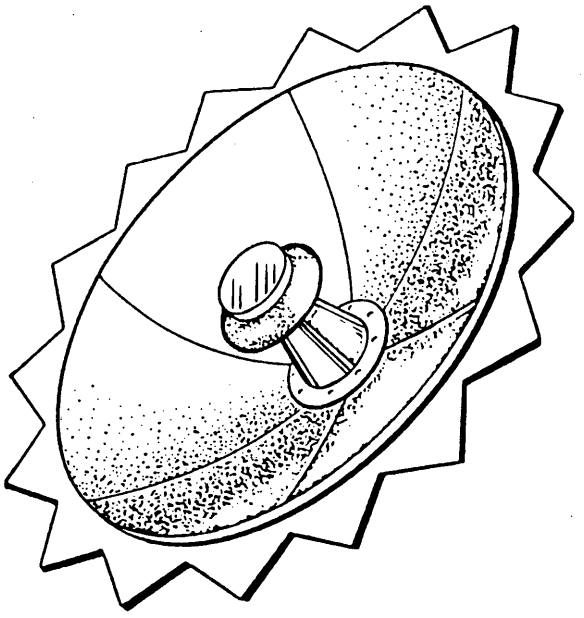


FIGURE 16 - Ecran monté sur antenne

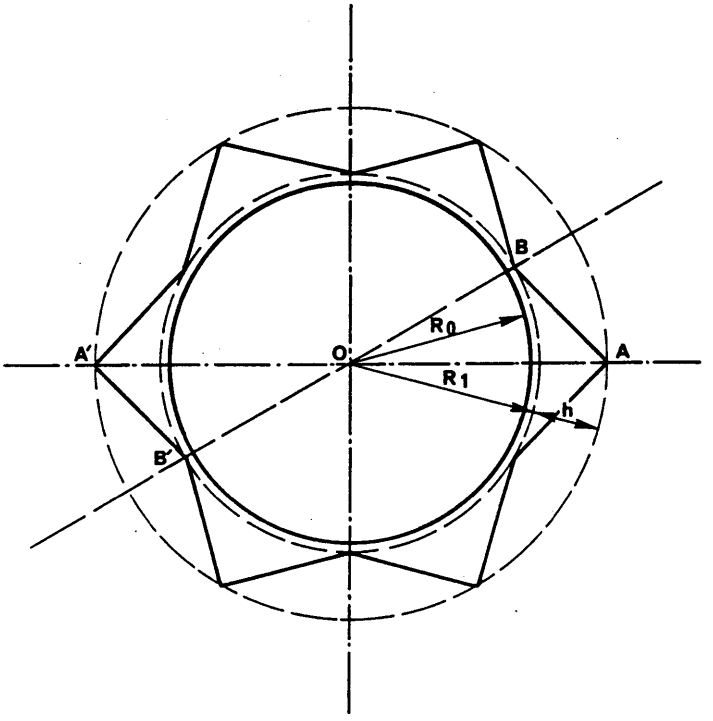



FIGURE 17 - Ecran en forme d'étoile polygonale

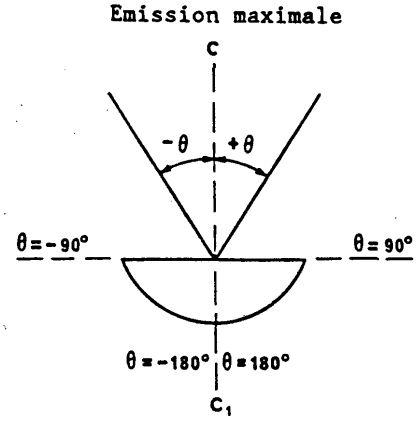
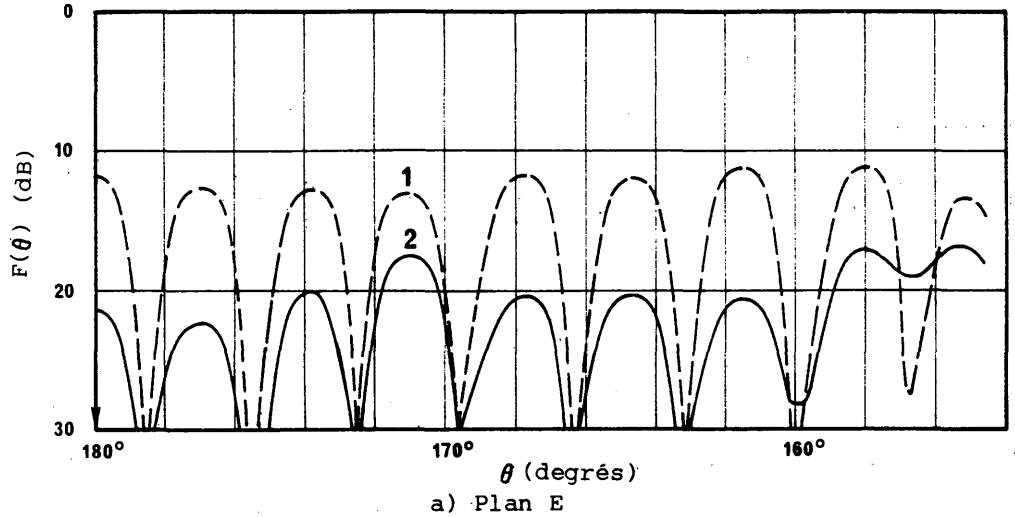
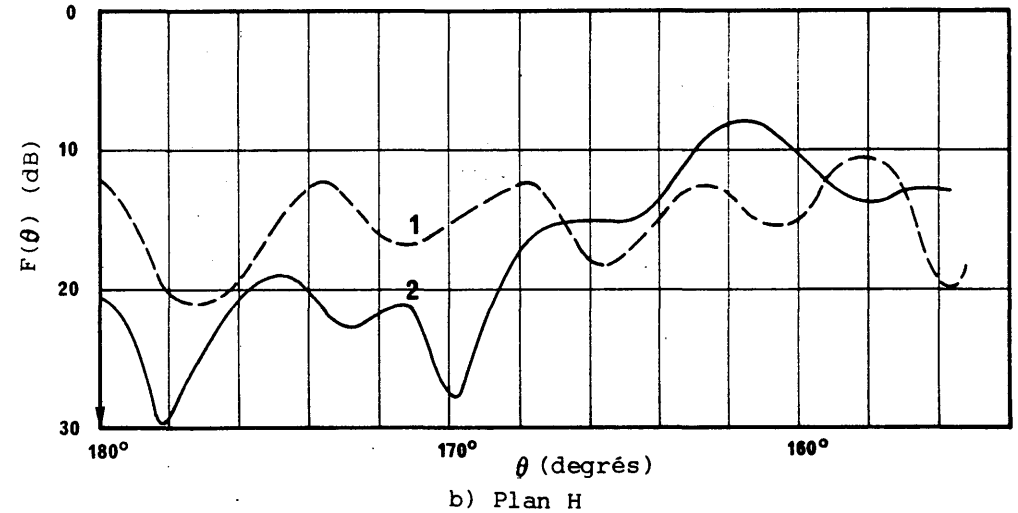



FIGURE 18 - Définition d'un angle $\theta$




a) Plan E




b) Plan H

FIGURE 19

Diagrammes d'antenne calculés dans un plan passant par la pointe des dents. N = 12; $N/_2$ = nombre de dents; h = 2,19λ; R = 10,97λ. Courbe 1 pour une dent à bord droit; courbe 2 pour une dent à bord spiralé

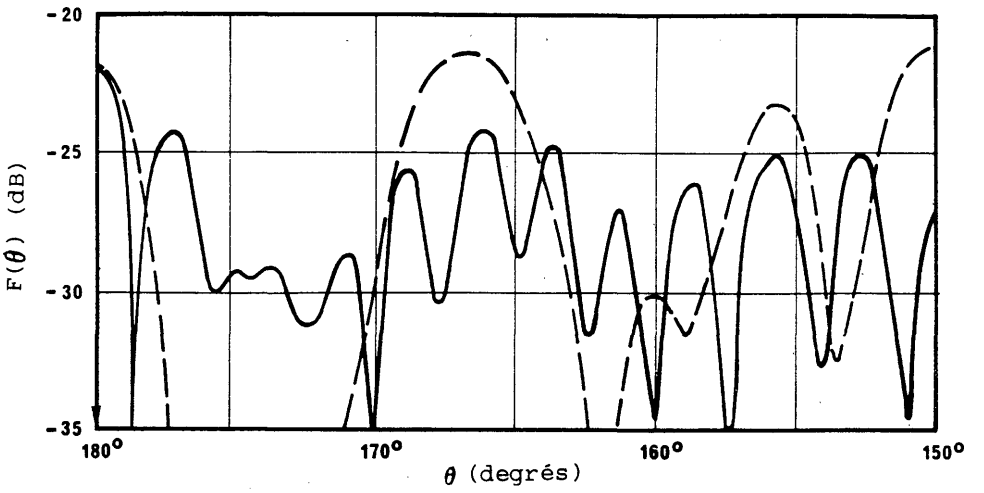



FIGURE 20

Diagrammes calculés pour le rayonnement latéral d'une antenne avec un écran en forme d'étoile ayant un bord spiralé denté
N = 12; h = 2,19λ; $R_1$ = 0,97λ

——— plan E – – – – plan H

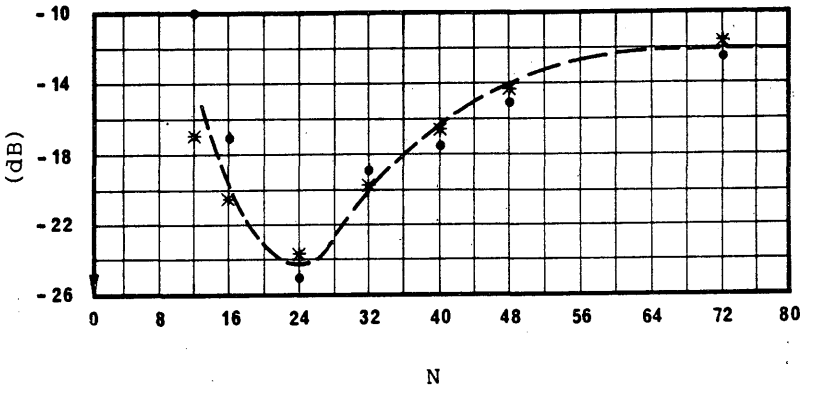
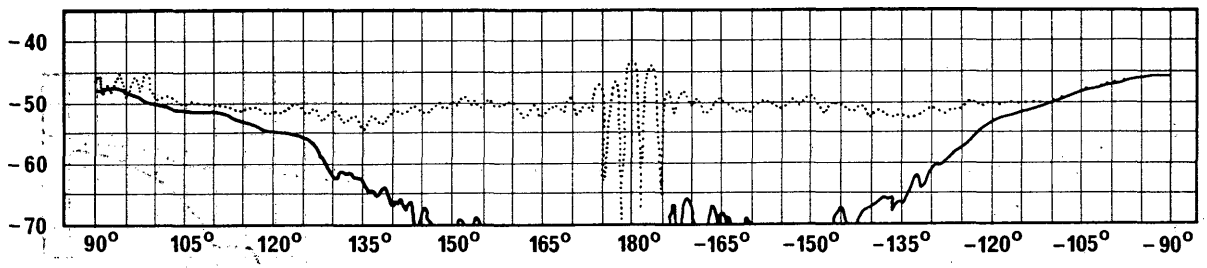
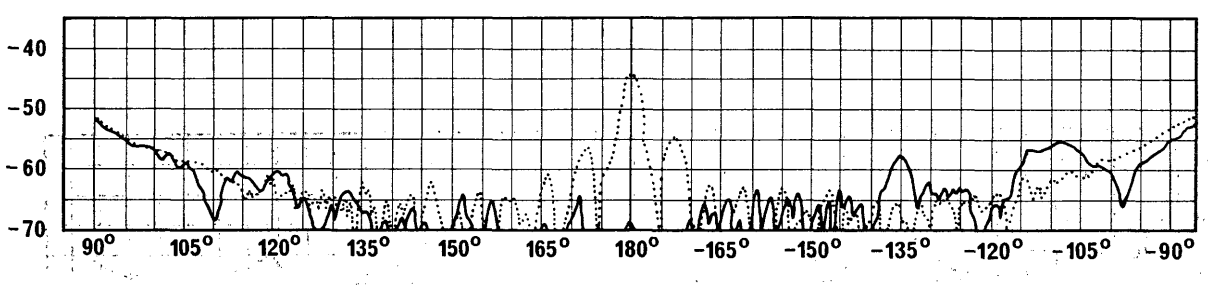



FIGURE 21 - Relation entre l'efficacité de l'écran et le nombre N (données expérimentales)



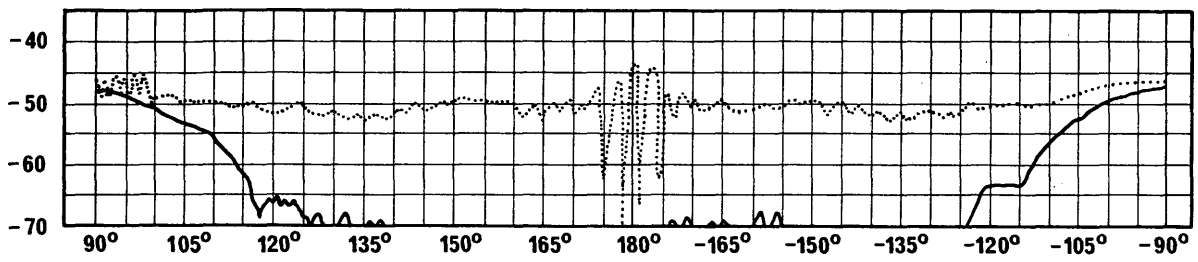

a) Plan E



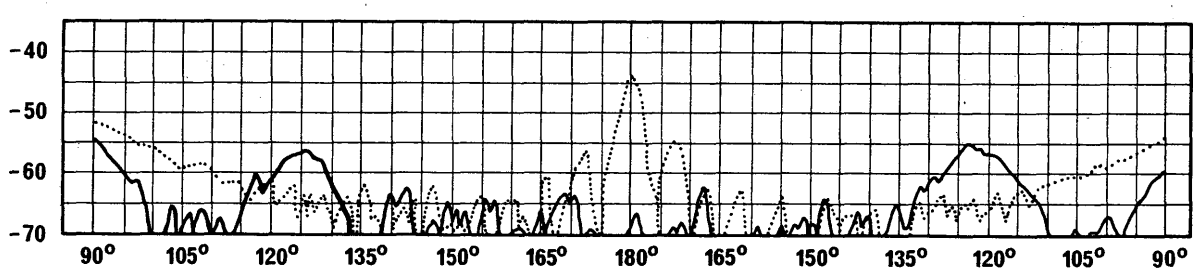

b) Plan H

FIGURE 22

Diagrammes expérimentaux d'antenne pour une antenne ADE ayant un coefficient de gain G = 35 dB et munie d'un écran en forme d'étoile polygonale ($N/2 = 16$; $h = 3\lambda$). Position de l'écran dans le plan d'affaiblissement passant par les pointes. Le diagramme d'antenne sans écran est indiqué par des pointillés




a) Plan E




b) Plan H

FIGURE 23

Diagrammes expérimentaux d'antenne pour une antenne ADE ayant un coefficient de gain G = 35 dB et munie d'un écran en forme d'étoile polygonale ($N/2 = 16$; $h = 3\lambda$). Position de l'écran dans le plan d'affaiblissement passant par les creux. Le diagramme d'antenne sans écran est indiqué par des pointillés

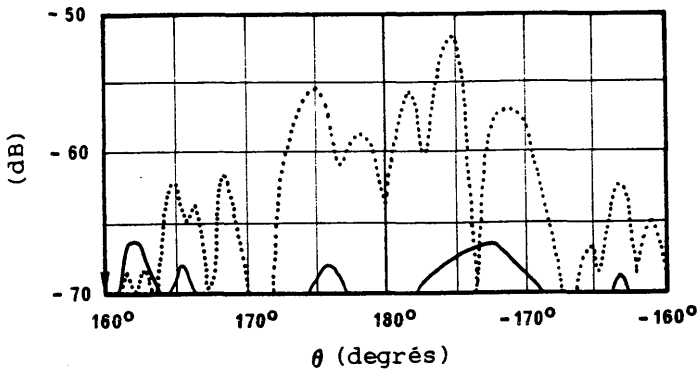



FIGURE 24 - Composantes de polarisation croisée des champs d'antennes (données expérimentales)

———— avec écran — — — — — sans écran

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

FROLOV, O. P. [1974] Raschet tenevogo polya metallicheskogo diska vozbuzhdaemogo sfericheskoi volnoi (Calcul du champ d'occultation d'un disque métallique excité par une onde sphérique). *NIIR Proc.*, 3.

GROSS, A. A., DYDIKIN, V. Y., LOKSHIN, V. L. et YAMPOLSKY, V. G. [1969] O povyshenii pomekhozashchishchennosti i zashchitnogo deistviya zerkalnykh antenn (Amélioration de la protection contre le bruit et de l'effet protecteur des antennes paraboliques). *Elektrosviaz*, 12, 1-5.

LOKSHIN, V. L., MELNIKOV, Yu. M., FROLOV, O. P. et YAMPOLSKY, V. G. [1975] Metody uvelicheniya pomekhozashchishchennosti radiolinii (Méthodes d'amélioration de la protection des liaisons de radiocommunication contre le bruit). *Elektrosviaz*, 1.

MELNIKOV, Yu. M., [1975a] Koltsevoe antennoe zashchitnoe ustroistvo (Protecteur d'antenne en forme d'anneau). *NIIR Proc.*, 4.

MELNIKOV, Yu. M. [1975b] Chtchelevoe antennoe zachtchitnoe oustroistvo (Protecteur d'antenne à fente). *NIIR Proc.*, 1.

MELNIKOV, Yu. M. [1976] Elektromagnitnye ekrany spetsialnoi formy (Ecrans électromagnétiques de forme spéciale). *NIIR Proc.*, 1.

MELNIKOV, Yu. M. [1978] Ekran v vide dvoinogo koltsa dlya zashchity antenn ot pomekh (Ecran en forme de double anneau pour la protection des antennes contre le brouillage). *Radiotekhnika*, Vol. 33, 11.

MELNIKOV, Yu. M., PETROVA, V. G. et BORISOV, N. N. [1980] Ekrany dlya zashchity antenn radioreleinykh linii ot pomekh (Ecrans pour la protection des antennes de faisceaux hertziens contre le brouillage). *Elektrosviaz*, 2.

MELNIKOV, Yu. M., MOSHKOV, V. A. et PETROVA, V. G. [1981] Shchelevoi ekran dlya podavleniya polya v shirokom sektore uglov zadannoi ploskosti (Ecran à fente pour la suppression du champ dans un large secteur d'un plan). *Radiotekhnika*, Vol. 36, 2.

MELNIKOV, Yu. M. et YAMPOLSKY, V. G. [1980] Uvelicheni pomekhozashchishchennosti antenn pri pomoshchi spetsialnykh ekranov (Amélioration de la protection des antennes contre le bruit à l'aide d'écrans spéciaux). *Radiotekhnika*, Vol. 35, 12.

YAMPOLSKY, V. G. et PETROVA, V. G. [1976] Ruporno-parabolicheskaya antenna dlya radioreleinoi linii svyazi (Antenne parabolique en cornet pour les radiocommunications hertziennes). Manuel «Antennes», N° 25, Sviaz, Moscou, URSS.

## BIBLIOGRAPHIE

GLAZMAN, Y.D., ERUKHIMOVICH, Y.A., YAMPOLSKY, V.G. [1982] - Ekran dlya uvelicheniya zashchitnogo deistviya antenny (Screen for increasing the protective action of the antenna), Collection Antennas 30, ed. A.A. Pistolkors, Radio i svyaz, Moscou.

RAPPORT 973

# ANTENNES ADAPTATIVES PERMETTANT DE RÉDUIRE LE BROUILLAGE DANS LE MÊME CANAL POUR LES APPLICATIONS DU SERVICE MOBILE TERRESTRE

(Question 18/1)

(1986)

## 1. Introduction

Les systèmes d'antennes adaptatifs semblent très intéressants pour les systèmes radioélectriques mobiles de type commercial, du fait qu'ils réduisent le brouillage dans le même canal dans le cas de fréquences partagées, ce qui autorise un moindre espacement entre stations de base ou relais et une augmentation effective du nombre de canaux disponibles. Dans la Question 18/1, on considère, en particulier, que le spectre des fréquences radioélectriques est utilisé avec une efficacité accrue lorsque des utilisateurs plus nombreux peuvent l'employer efficacement et simultanément et aussi que les progrès techniques, notamment les «suppresseurs de brouillage», rendent possibles de nouveaux schémas de partage qui offrent des avantages techniques pour l'efficacité du partage du spectre et de l'utilisation des fréquences. Dans cette Question, il est demandé comment des facteurs tels que le traitement des signaux et la conception des antennes peuvent être utilisés pour parvenir au but recherché. Dans le cas des antennes adaptatives, l'amélioration de la disponibilité des canaux se traduit par une plus grande complexité électronique et par une augmentation du coût. Plusieurs antennes sont, en outre, nécessaires, mais pour les stations mobiles, le système adaptatif peut, en utilisant par exemple deux simples antennes-fouet, être très efficace pour réduire le brouillage causé par un signal émis dans le même canal. La complexité et le coût supplémentaires seront considérablement réduits à mesure que se répandra la technique des circuits intégrés, qu'augmentera leur production et que se fera sentir sur le marché l'influence de la concurrence. Ces dernières années, le rapport coût/bénéfice des systèmes d'antennes adaptatifs s'est remarquablement amélioré.

## 2. Application

Un système d'antennes adaptatif a pour but d'introduire, en temps réel, un zéro brusque dans le diagramme de rayonnement de l'antenne réceptrice dans la direction du brouillage. Le système réagit pour adapter rapidement la direction du zéro afin de faire face aux variations des conditions de brouillage. Le système agit plus vite que le débit auquel l'information utile est reçue. Pour la transmission téléphonique, cas le plus fréquent dans le service mobile, les temps de réponse nécessaires sont relativement longs et se mesurent en dizaines de millisecondes. Actuellement, les vitesses de commutation électronique pour adapter les antennes peuvent dépasser ces valeurs de plusieurs ordres de grandeur.

Le système d'antennes adaptatif échantillonne de façon continue le signal utile reçu et, en faisant appel à une composante du signal connue et préalablement coordonnée, il adapte automatiquement la phase de l'antenne pour optimiser le rapport signal/bruit à la sortie au moyen d'un algorithme spécifique. Dans de nombreuses installations mobiles terrestres modernes, notamment celles qui partagent une fréquence avec d'autres stations, un système de silencieux à tonalité continue codée est utilisé pour réduire le plus possible le brouillage et le bruit. Cette tension de tonalité est idéale lorsque l'on fait appel aux antennes adaptatives. La modulation de tonalité du signal est extraite de la voie de conversation par filtrage pour permettre au processeur du récepteur de faire la distinction entre le signal utile et d'autres signaux brouilleurs modulés par d'autres fréquences de tonalité. De même, cela pourrait devenir le signal de référence pour le fonctionnement du système d'antennes adaptatif.

Les systèmes radioélectriques mobiles conçus pour les radiocommunications sont partout équipés d'antennes-fouet omnidirectionnelles (dans le plan horizontal) de telle sorte que le système aura une capacité équivalente quelle que soit la direction dans laquelle se déplace la station mobile. Cette configuration facilite aussi, malheureusement, l'introduction de tension de bruit et de brouillage radiofréquence à partir de tout azimut, sans discrimination. La dégradation des radiocommunications mobiles normales provient aussi bien de la réception naturelle par trajets multiples que des oscillations des antennes sur un véhicule. Les systèmes d'antennes adaptatifs ont l'avantage supplémentaire de fonctionner automatiquement pour réduire les effets non désirés des trajets multiples.

Les systèmes d'antennes adaptatifs peuvent être utilisés pour fournir des zéros dans le domaine des fréquences de même que dans les diagrammes de rayonnement de l'antenne, mais le présent Rapport n'étudie que l'adaptation des diagrammes de rayonnement de l'antenne comme le cas le plus simple et le plus efficace, en admettant que deux signaux (du service mobile terrestre) dans le même canal ont approximativement la même distribution spectrale.

Les systèmes d'antennes adaptatifs utilisés à des fins commerciales conviennent particulièrement aux systèmes mobiles terrestres à ondes métriques et décimétriques et aux fréquences où l'on constate un encombrement du spectre. La plupart des travaux en cours dans ce domaine visent aujourd'hui à réduire le brouillage causé aux systèmes radioélectriques mobiles, du fait que par nature, les stations mobiles doivent pouvoir communiquer dans toutes les directions. La Fig. 1 montre le schéma de principe d'un système d'antennes adaptatif.

## 3. Système d'antennes

Dans la configuration radioélectrique mobile courante, la première antenne-fouet du système adaptatif sert à recevoir le signal utile et toute tension radioélectrique ou brouillage qui peuvent être présents. La seconde antenne-fouet (antenne auxiliaire) associée au système est utilisée pour extraire une fonction du brouillage indésirable. A la tension radioélectrique de la seconde antenne-fouet, on applique une fonction de gain complexe puis on soustrait le résultat du signal de la première antenne de façon à obtenir un zéro du diagramme. Les circuits de l'adaptateur déterminent récursivement la valeur de gain pour le fonctionnement avec le signal utile.

Dans un système de radiocommunications multicanal, la relation de phase entre les deux antennes-fouet doit être adaptée pour produire un diagramme approprié à mesure que la fréquence d'exploitation change. C'est une cause de complication qui s'applique seulement en cas de changement de canal. Le problème ne se pose pas dans la plupart des systèmes de radiocommunication mobiles terrestres, car ils ne recoivent le plus souvent que sur une seule fréquence. Il suffit pour produire un diagramme approprié, d'installer avec soin les deux antennes-fouet.

L'obtention de zéros par déphasage de deux antennes parallèles est un procédé bien connu. La variation de largeur des zéros en fonction du déphasage (ligne de base) entre les deux antennes, est moins bien connue. La largeur des zéros est également fonction de l'angle d'incidence par rapport à la ligne de base entre les deux antennes. Cette question est importante lorsqu'il faut décider de l'écartement du montage de deux antennes-fouet sur un mobile. La largeur des zéros diminue lorsque l'écartement augmente et, de ce fait, le fonctionnement du système récepteur devient plus critique lorsque le véhicule est en mouvement. Un zéro plus net diminue toutefois la probabilité d'annulation du signal utile, si le signal utile et le signal brouilleur sont proches du même azimut, mesuré à partir du mobile. Dans un système où la largeur des zéros est de 1°, avec deux antennes-fouet espacées de $\lambda/2$, la probabilité maximale d'annulation du signal utile à un instant quelconque est d'environ 2/360 ou 0,55%.

Le nombre de zéros est fonction de la longueur de la ligne de base et, par conséquent, les lignes de base les plus longues tendent à augmenter la probabilité (bien que faible) d'annulation d'un signal utile. On peut obtenir jusqu'à quatre zéros pour chaque longueur d'onde comptée sur la longueur de la ligne de base (cependant, un seul de ces zéros est utilisable pour réduire le brouillage dans un système à deux antennes-fouet). Ce chiffre est un maximum, dans l'hypothèse où les émetteurs utile et brouilleur ne sont pas situés au même endroit. Dans un système mobile en mouvement, les relations géométriques à deux dimensions entre le mobile, l'émetteur utile et l'émetteur brouilleur changent constamment (sauf pour le cas peu probable où ceux-ci restent alignés).

La Fig. 2 montre la largeur des zéros en fonction de l'espacement entre les antennes et de l'angle d'arrivée des signaux brouilleurs. Il faut noter que la largeur des zéros est toujours inversement proportionnelle à la longueur de la ligne de base. Lorsque la largeur des zéros augmente, le diagramme d'antennes combiné tend à devenir omnidirectionnel (le front de l'onde du signal brouilleur étant perpendiculaire à la ligne de base des fouets).

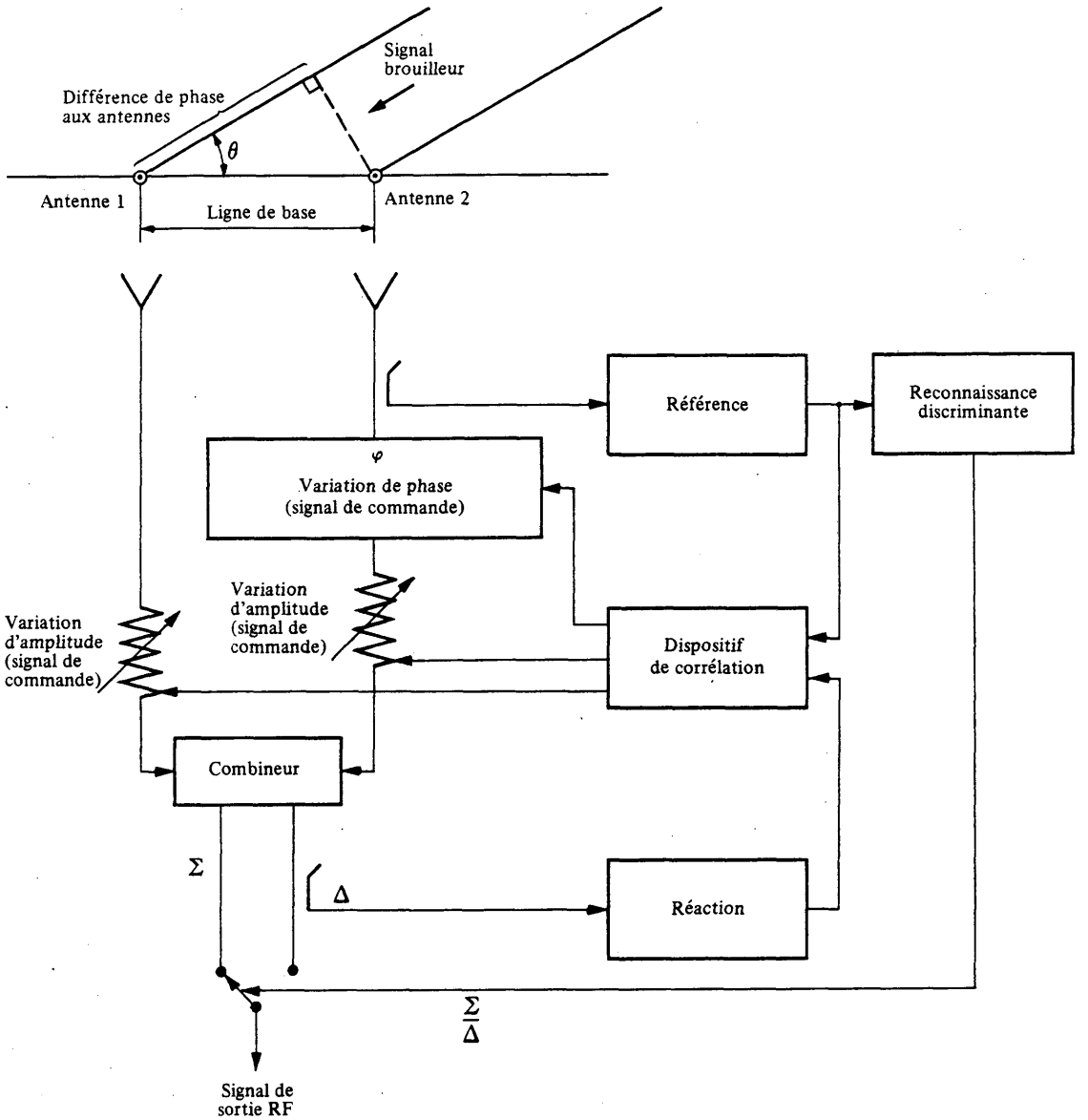



FIGURE 1 – *Schéma fonctionnel – Système d'antennes adaptatif*

Σ: signal somme
Δ: signal différence
Σ/Δ: signal de commande

La Fig. 3 montre la largeur des zéros en fonction de l'angle d'arrivée du signal brouilleur, calculée pour trois valeurs de réduction de brouillage, avec un espacement d'antennes égal à une longueur d'onde dans chaque cas. Ici encore, lorsque la largeur des zéros augmente, le diagramme qui en résulte est proche de celui d'une antenne omnidirectionnelle.

Il faut noter dans les Fig. 2 et 3 que les relations géométriques donnent des valeurs limites. Les caractéristiques de propagation et le mouvement du véhicule agiront pour réduire la qualité de fonctionnement d'un système d'antennes adaptatif. La largeur des zéros, telle que définie pour les Fig. 2 et 3, est la différence azimutale entre deux points situés sur les flancs du diagramme de rayonnement, de part et d'autre du zéro théorique.

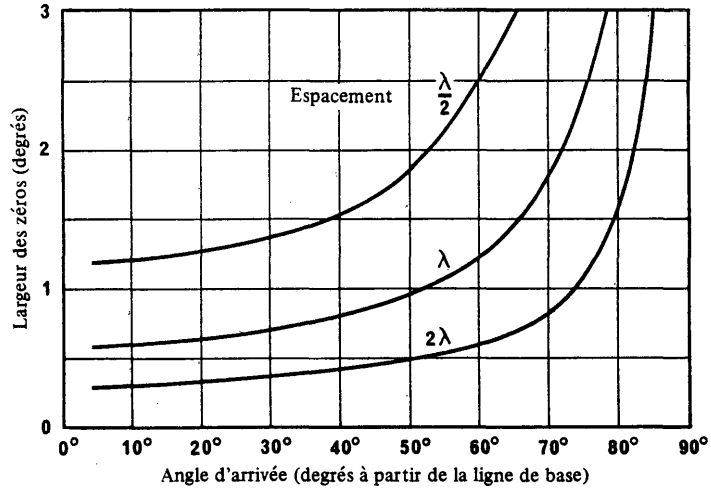



FIGURE 2 – *Largeur des zéros en fonction de l'angle d'arrivée, θ, du signal brouilleur, pour trois espacements d'antennes-fouet (pour une valeur de réduction de brouillage minimum de 30 dB)*

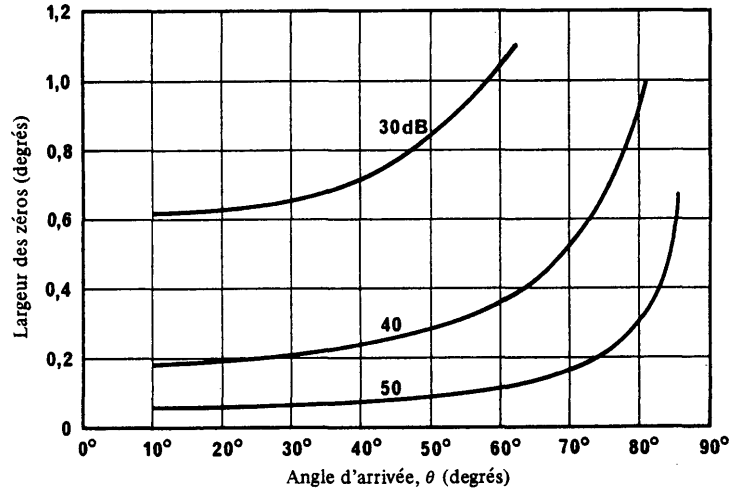



FIGURE 3 – *Largeur des zéros en fonction de l'angle d'arrivée, θ, du signal brouilleur, pour trois valeurs de réduction de brouillage (Longueur de la ligne de base des antennes égale à une longueur d'onde)*

## 4. Intégration du système

Les deux antennes-fouet peuvent être identiques, toutes les deux adaptées à l'impédance d'entrée du récepteur par l'intermédiaire de leurs circuits de commande, ou elles peuvent être différentes. Il n'est pas indispensable que la deuxième antenne reçoive parfaitement le signal utile. La probabilité d'annulation par inadvertance du signal utile devient minime si la deuxième antenne reçoit mal ce signal. Des antennes différentes auront cependant besoin d'un amplificateur ou d'un affaiblisseur sur l'une d'elles afin de satisfaire à la condition d'égale amplitude des signaux pour l'annulation optimale. Les choix de gains doivent aussi être faits en tenant compte du risque d'auto-oscillation de l'amplificateur, à des fréquences pour lesquelles le couplage entre les deux antennes est plus serré.

La présélection de l'entrée d'un récepteur ou le filtrage passe-bande sont nécessaires dans le circuit d'antenne auxiliaire, pour les mêmes raisons qu'ils le sont dans le récepteur. Les amplificateurs du dispositif doivent être linéaires au niveau de tous les signaux reçus, y compris les signaux de brouillage en provenance de l'antenne auxiliaire. La linéarité et le filtrage passe-bande sont spécialement importants lorsqu'il y a un brouillage causé par un émetteur voisin qui fonctionne sur un canal adjacent. Etant donné que la profondeur du zéro est limitée par la corrélation des signaux provenant des deux antennes, au point de combinaison, il est important de s'assurer que les signaux provenant des deux antennes passent à travers des filtres presque identiques.

La réduction du brouillage est optimale lorsque, au point de combinaison des deux antennes, les tensions en provenance de l'émetteur brouilleur sont d'égales amplitudes et en opposition de phase. L'expression limite suivante peut être établie lorsque les deux tensions sont d'amplitude inégale:

$$\text{Réduction du brouillage} = 20 \log \left(10^{x/20} - 1\right)^{-1}$$

où $x$ est la différence de niveau des deux tensions, qui s'annule lorsqu'elles sont d'amplitude égale. Par exemple, si le système adaptatif offre une précision d'adaptation de 0,1 dB, la réduction maximale du signal brouilleur est de 38 dB, en supposant que les signaux soient en opposition de phase. L'obtention du déphasage est relativement simple dans les systèmes mobiles terrestres qui ne fonctionnent, en général, que sur une seule fréquence.

## 5. Résultats

On a obtenu des résultats expérimentaux avec un système d'antennes adaptatif utilisant deux antennes-fouet en ondes métriques pour réduire le niveau d'une source de brouillage [Widrow et autres, 1975]. La qualité du fonctionnement a été évaluée en laboratoire et sur le terrain. Pour des signaux non modulés, une annulation de 50 à 60 dB a été réalisée sur une portée dynamique de 120 dB. Pour des signaux modulés, une annulation de l'ordre de 40 dB a été mesurée dans une largeur de bande de 30 kHz, typique pour un canal du service mobile terrestre. L'annulation par trajets multiples avec un véhicule en stationnement qui a pour conséquence un fonctionnement médiocre du système d'antennes adaptatif, s'est rarement produite.

Des essais avec un véhicule en mouvement ont montré plus de sensibilité aux effets des trajets multiples qu'avec un véhicule en stationnement. Les réflexions par trajets multiples n'apparaissent pas au système d'antennes comme un nouveau signal brouilleur, mais plutôt comme une modification de l'amplitude et de l'azimut apparents du signal. Lorsqu'un véhicule se déplace, les champs utile et brouilleur varient de façon erratique et leur azimut apparent s'écarte de l'azimut réel. Bien que les antennes adaptatives facilitent la réduction du brouillage dû à la propagation par trajets multiples, il y a des limites aux possibilités de ces systèmes et les rapports signal utile/signal brouilleur peuvent quelquefois dépasser la capacité du processeur adaptatif. Cela est dû aux limitations du temps de réponse de la boucle de contre-réaction lorsque le signal est soumis à des fluctuations très rapides. On a pu améliorer le système en faisant des compromis entre le temps de réponse et la profondeur des zéros. Dans des zones découvertes sans trajets multiples et avec un véhicule se déplaçant à une vitesse allant jusqu'à 50 km/h, une annulation du brouillage de 40 dB a été maintenue la plupart du temps.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

WIDROW, B., GLOVER, J. R., McCOOL, J. M., KAUNITZ, J., WILLIAMS, C. S., HEARN, R. H., ZEIDLER, J. R., DOUG, Jr. E. et GOODLIN, R. C. [décembre 1975] Adaptive noise cancelling principles and applications. *Proc. IEEE*, Vol. 63, **12**, 1692-1716.

## BIBLIOGRAPHIE

FARINA, A. et GIUSTO, F. A. [septembre 1981] Wide deterministic nulling by means of multiplicative array techniques. *Selenia*, 1-8.

MARCUS, M. J. et DAS, S. [janvier 1984] Adaptive antennas cancel co-channel repeater interference. *Mobile Radio Tech.*, 52-56.

WEBB, J. K. [août 1983] Electronic steering of antenna nulls for interference reduction. *IEE Proc.*, Vol. 130, Part F, **5**.

RAPPORT 832*

# PROBLÈMES POSÉS PAR LES RADIOCOMMUNICATIONS PAR PAQUETS

(Question 18/1)

(1982)

## 1. Introduction

La commutation par paquets a été conçue à l'origine pour assurer l'écoulement efficace sur le réseau du trafic comportant des périodes de salves de trafic et pour faciliter le partage par ordinateur des ressources du réseau. La technique des radiocommunications par paquets [Kahn, 1977] reprend les principes de la commutation par paquets appliqués au départ pour des réseaux de télécommunication entre points fixes, mais en élargissant leur domaine d'application aux réseaux de radiodiffusion. Les radiocommunications par paquets constituent un moyen extrêmement efficace d'utiliser une voie à accès multiple, en particulier dans les cas d'usagers mobiles et de nombreuses sources de salves de trafic.

Les avantages des voies de radiocommunication à accès multiple, pour la distribution de l'information et les communications par ordinateur, sont bien connus et plusieurs réseaux expérimentaux sont aujourd'hui en service [Kahn et autres, 1978). Le principe fondamental des radiocommunications par paquets est le suivant: les données sont transmises par paquets d'une longueur fixe ou variable, à raison de quelques milliers de bits par paquet. Chaque paquet contient tous les renseignements d'adressage et de commande nécessaires à son bon acheminement au terminal de destination, le cas échéant par l'intermédiaire d'un répéteur voisin; en pareil cas, les paquets sont normalement retransmis par un seul répéteur et rejetés par les autres répéteurs. Dans certaines configurations de réseau, les paquets peuvent être retransmis par plusieurs répéteurs avant d'atteindre leur destination finale auquel cas le destinataire envoie un signal d'accusé de réception s'il a reçu les paquets correctement.

Les divers types de protocoles d'accès aléatoire proposés [Tobagi, 1980] se répartissent en gros en deux groupes, à savoir ALOHA et CSMA (Carrier Sense Multiple Access), le second assurant dans certains cas un débit maximum, qui peut atteindre 90% de la capacité de rapidité des voies.

Lorsqu'on utilise des voies mobiles, il faut tenir compte de certains facteurs (évanouissements, bruit artificiel, etc.) dans le cadre de l'analyse des radiocommunications par paquets. Le présent Rapport porte sur ces aspects et présente certaines solutions préliminaires à ces problèmes.

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 8 et 9.

## 2. Longueur des paquets

Dans les réseaux de radiocommunications par paquets, l'unité d'information de données à émettre est en général un message de dimensions variables composé d'un nombre de paquets de longueur constante, chaque paquet contenant les informations de données ainsi qu'une petite quantité de bits supplémentaires. Cependant, il est également possible [Kahn et autres, 1978] de transmettre des paquets de longueur variable. Dans le premier cas, pour réduire au minimum le temps moyen de propagation des messages de bout en bout, la longueur des paquets doit être optimisée. Les facteurs ayant un effet sur cette optimisation sont les suivants:

- évanouissements dus aux trajets multiples,
- bruit artificiel,
- vitesse du véhicule,
- rapport signal/bruit.

En utilisant un schéma dans lequel les paquets reçus en erreur sont retransmis, nous montrons aux Fig. 1 et 2 [DaSilva et autres, 1980] la relation entre, d'une part, la dimension optimale des paquets dans une voie avec évanouissement et, d'autre part, le débit binaire et la longueur moyenne des messages. A mesure qu'augmentent les rapports porteuse/bruit, nous observons (Fig. 1) que la longueur optimale des paquets augmente elle aussi. Par exemple, pour une longueur moyenne de message de 10 000 bits et un rapport porteuse/bruit de 40 dB, la longueur optimale des paquets varie de 240 bits (à 1 kbit/s) à 750 bits (à 16 kbit/s). On observe sur la Fig. 2 que pour des longueurs moyennes de message dépassant 4000 bits, les variations de la longueur optimale des paquets sont minimes. Les variations de la vitesse du véhicule et du rapport signal/bruit en fonction de l'emplacement géographique ont un effet sur la dimension optimale des paquets. La Fig. 3 représente la relation entre, d'une part, le nombre optimal $N$ de paquets par cycle et, d'autre part, la dimension des paquets en bits et le temps minimum perdu à établir à l'aide du protocole classique d'arrêt et d'attente [Hafez, 1980]. Il est clair que la valeur de $N$ doit être ajustée en fonction du niveau des signaux reçus au récepteur. La Fig. 4 [Leung, 1980] montre que l'on peut améliorer la méthode d'arrêt et d'attente en utilisant la correction d'erreur sans circuit de retour.

## 3. Synchronisation

Pour des systèmes à stabilité de porteuse modérée fonctionnant dans la gamme des ondes décimétriques, l'acquisition de la porteuse est un problème qui est aggravé, dans le cas de la transmission de paquets en salves, par la présence d'un rapport signal/bruit variable. Récemment toutefois [El-Tanany et Lam, 1981], un circuit en boucle COSTAS, spécifiquement conçu pour un système de radiocommunications par paquets, a donné une diminution importante du temps d'acquisition (voir la Fig. 5).

Pour un signal à modulation de fréquence contrôlée [Muilwijk, 1979], les résultats montrent qu'en présence de faibles rapports signal/bruit ($S/N$ = 6 dB), la condition de verrouillage est obtenue en 8 ms. Ces valeurs ont été obtenues pour des voies d'une largeur de 25 kHz, sur lesquelles les débits de transmission en bit/s utilisés dans la pratique sont de l'ordre de 16 kbit/s. On obtiendrait des valeurs différentes pour d'autres largeurs de voie et d'autres débits de transmission en bit/s [Kahn et autres, 1978].

## 4. Discussion et conclusions

Les programmes de radiocommunications par paquets avec accès aléatoire ont pour objectif la maximisation du débit d'information des systèmes ou des voies d'un nombre de sources de trafic par paquets, dispersées géographiquement, pour atteindre une qualité d'écoulement acceptable. Pour ce faire, il faut étudier un certain nombre de contraintes et de variables des systèmes qui sont liées les unes aux autres. Au § 2, on a étudié la question du choix d'une longueur optimale de paquet pour la liaison entre la station de base et la station mobile. Dans ce choix, on a pris en considération le fait que des voies présentent des évanouissements dus aux trajets multiples ainsi que l'influence des procédures de protection contre les erreurs. Il reste toutefois à réexaminer le problème compte tenu du bruit artificiel, qui aura un effet sur la longueur optimale des paquets, et à étudier les améliorations qui peuvent résulter de l'entrelacement des bits et de la diversité d'espace.

Un autre problème important en matière d'accès aléatoire est le problème dit de stabilité du réseau [Kleinrock et Lam, 1973]. Les augmentations temporaires de la charge de trafic peuvent entraîner des protocoles d'accès aléatoire dans une région instable où si l'on ne prend aucune mesure de protection, le débit réel du système sera réduit à zéro. Il est donc primordial de mettre au point les mécanismes voulus de commande de la stabilité qui ne sont eux-mêmes qu'un sous-ensemble des problèmes de conception de la signalisation, de contrôle des erreurs et des protocoles de liaison. Ces problèmes sont particulièrement pertinents lorsque des systèmes d'accès aléatoire ne se conforment plus à des réseaux locaux à un bond mais à des réseaux plus grands pouvant englober plusieurs stations ainsi que des émissions à bonds multiples. A cet égard, il importe de considérer non seulement l'efficacité spectrale des diverses configurations des systèmes (y compris les réseaux à une seule cellule par rapport aux réseaux à plusieurs cellules), mais aussi les protocoles d'usager entre réseaux.

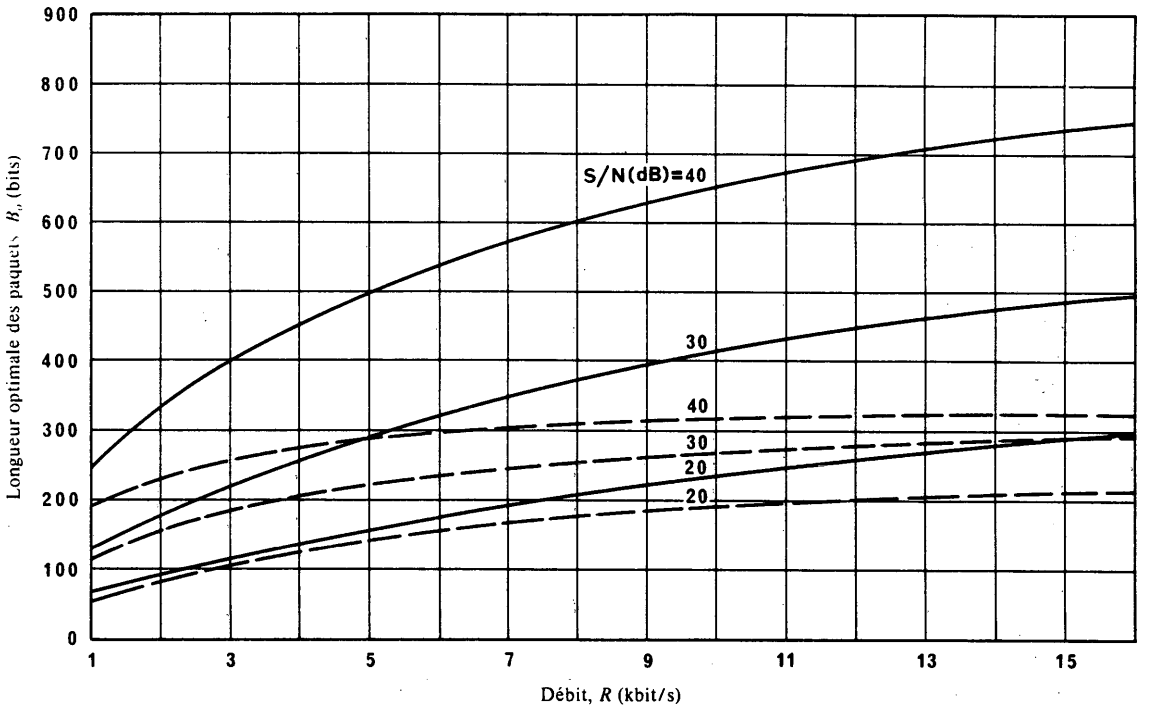



FIGURE 1 - *Longueur optimale des paquets en fonction du débit en bit/s*

Fréquence: 850 MHz
Longueur moyenne des messages: ——— 10 000 bits
— — — 1 000 bits
Vitesse du véhicule: 50 km/h (30 milles/h)

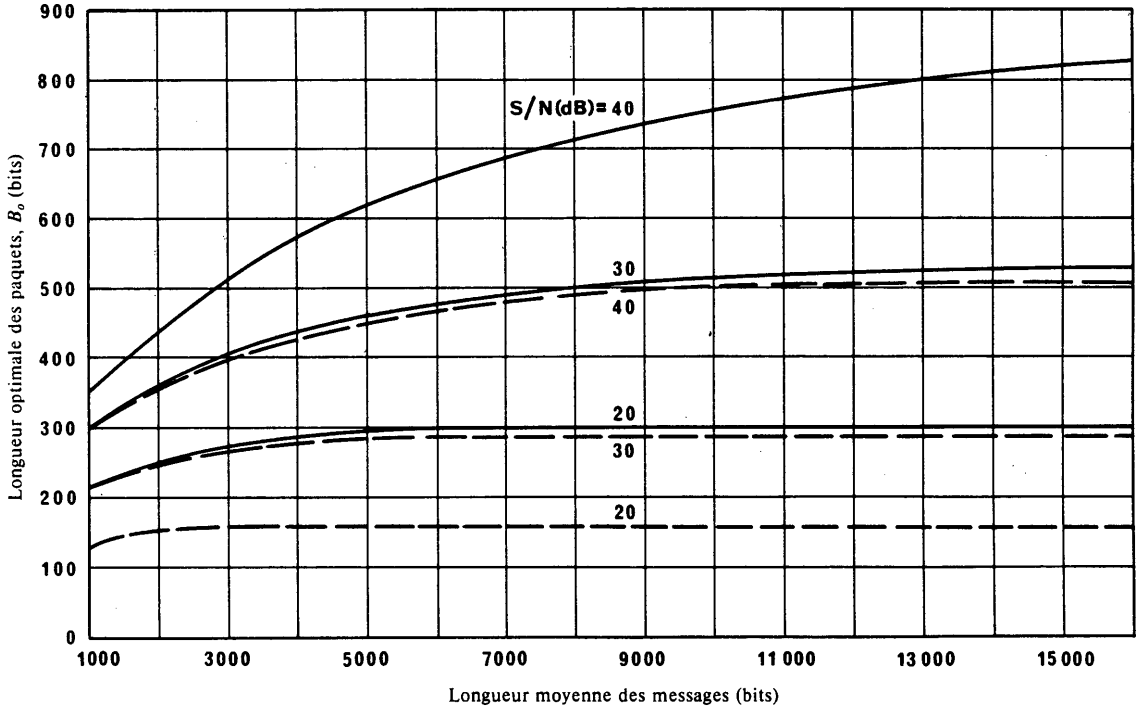



FIGURE 2 - *Longueur optimale des paquets en fonction de la longueur des messages*

Fréquence: 850 MHz
Débit binaire: ——— 16 000 bit/s
— — — 4 800 bit/s
Vitesse du véhicule: 50 km/h (30 milles/h)

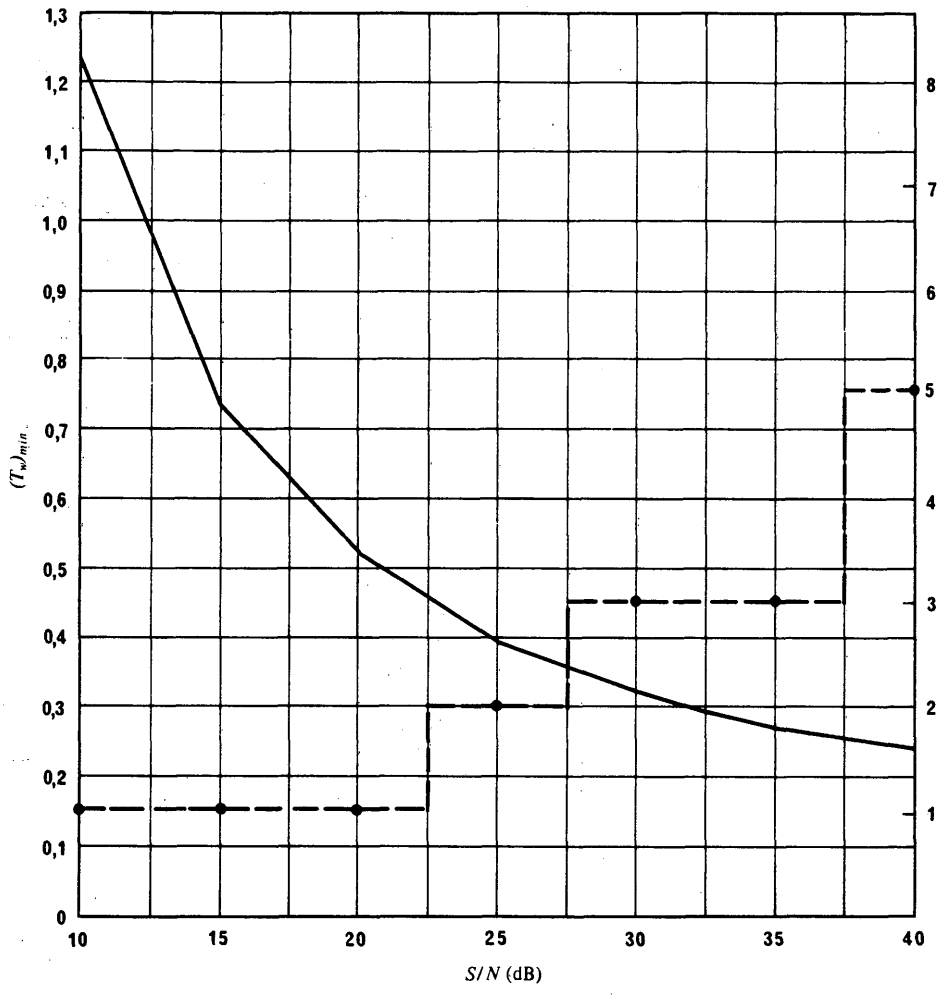



FIGURE 3 - *Temps minimal perdu en fonction du rapport signal/bruit*

——— : $(T_w)_{min.}$ temps minimal perdu par rapport au temps de transmission des messages

— — — : $N_{opt.}$ nombre optimal de paquets par cycle de transmission

Longueur des paquets: 200 bits
Nombre de bits supplémentaires: 32 bits
Débit binaire: 16 000 bit/s
Fréquence: 850 MHz
Vitesse du véhicule: 50 km/h (30 milles/h)

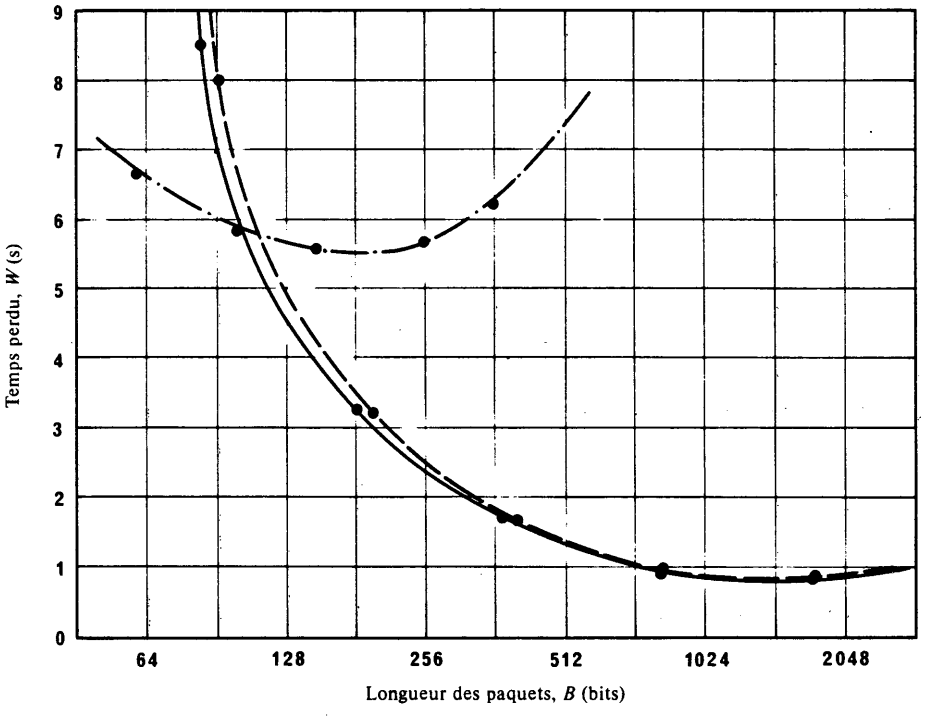


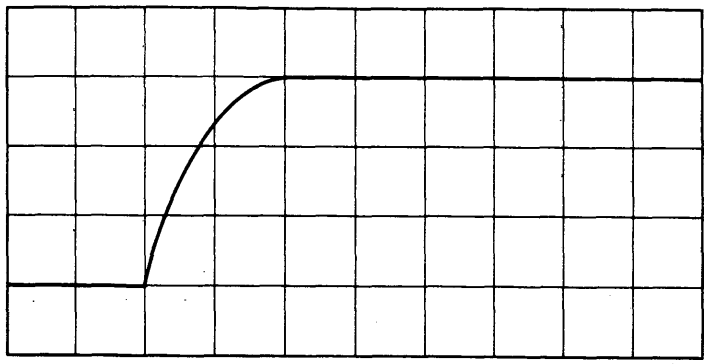

FIGURE 4 - *Temps perdu en fonction de la longueur des paquets avec ou sans correction d'erreur*

——— : Avec correction d'erreur ($P_r$ = 0,1)

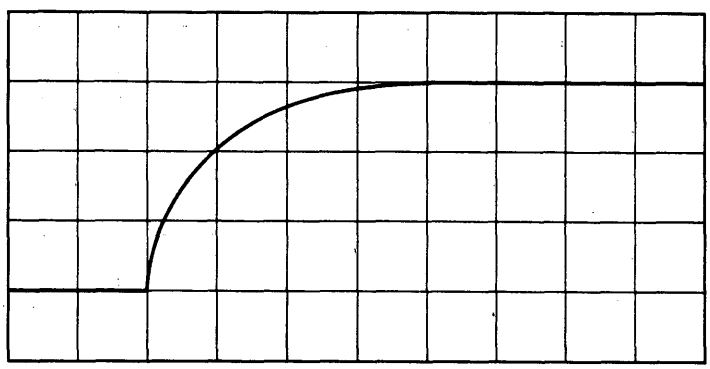
— — : Avec correction d'erreur ($P_r$ = 0,05)

— · — : Sans correction d'erreur

Taux d'erreur binaire moyen: $10^{-2}$
Débit binaire: 4000 bit/s
Longueur moyenne des messages: 2000 bits
Interruption de la retransmission: 0,2 s
Nombre de bits supplémentaires: 30 bits
$P_r$: Probabilité de retransmission
Fréquence Doppler: 25,5 Hz (fréquence: 850 MHz, vitesse: 30 km/h (20 milles/h))



*a*) Sans bruit



*b*) $C/N$ = 6 dB

FIGURE 5 - *Temps de réponse de la boucle COSTAS modifiée*

Axe horizontal: 2 ms/div.
Axe vertical : signal d'erreur de l'oscillateur à commande par tension

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


DaSILVA, J. S., HAFEZ, H. M. et MAHMOUD, S. A. [8-12 juin 1980] Optimal packet length for fading land mobile data channels. IEEE International Conference on Communications (ICC '80), Seattle, WA, Etats-Unis d'Amérique, Conf. Record, Vol. 3, Paper 61.3.

EL-TANANY, M. S. et LAM, A. [19-21 mai 1981] A fast carrier recovery circuit for CPFSK signals. Proc. NAECON, Dayton, OH, Etats-Unis d'Amérique.

HAFEZ, H. M. [novembre 1980] Analysis of packet delay for fading land-mobile data channels. Intelcom '80, Los Angeles, CA, Etats-Unis d'Amérique.

KAHN, R. E. [juin 1977] The organization of computer resources into a packet radio network. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-25, **1**, 169-178.

KAHN, R. E., GRONEMEYER, S. A., BURCHFIEL, J. et KUNZELMAN, K. C. [novembre 1978] Advances in packet radio technology. *Proc. IEEE*, Vol. 66, **11**, 1468-1496.

KLEINROCK, L. et LAM, A. [1973] Packet switching in a slotted satellite channel. AFIPS Conf. Proc., 703-710.

LEUNG, C. S. K. [30 novembre-4 décembre 1980] Performance of an ARQ scheme with forward error correction. IEEE National Telecommunications Conference (NTC '80), Houston, TE, Etats-Unis d'Amérique, Conf. Record, Vol. 3, Paper 52.5.

MUILWIJK, D. [mars 1979] Tamed frequency modulation – a bandwidth-saving digital modulation method suited for mobile radio. *Philips Telecomm. Rev.*, Vol. 37, **1**, 35-49.

TOBAGI, F. A. [avril 1980] Multiaccess Protocols in packet communication systems. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-28, **4**, 468-488.

RAPPORT 833

# SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATION A FONCTIONS MULTIPLES

(Question 18/1)

(1982)

## 1. Introduction

La Recommandation N° 65 de la CAMR-79 reconnaît que les progrès techniques permettent d'établir de nouveaux schémas de partage techniquement avantageux pour accroître l'efficacité du partage du spectre et de l'utilisation des bandes de fréquences. L'emploi des techniques les plus récentes en matière de microprocesseurs, de traitement des signaux et de modulation numérique permettra d'utiliser plus efficacement le spectre. Grâce à ces progrès, les concepteurs de systèmes peuvent ainsi produire des équipements capables d'assurer régulièrement de nombreuses fonctions, avec la même bande de fréquences et les mêmes formes d'onde.

Des systèmes assumant des fonctions multiples seront sans doute mis au point dans de nombreux domaines, notamment en matière d'applications spatiales, d'avionique, de localisation et de télémesure. Il existe déjà plusieurs services offrant des fonctions multiples, notamment le système TACAN, le système des balises de contrôle de la circulation aérienne (ATCRBS), le système de balisage anticollision (DABS) et le système de radiocommunications mobiles à cellules. Ce dernier système assure, outre une fonction principale de radiocommunications téléphoniques, la localisation et le suivi des émissions des mobiles pour leur connexion d'une station à une autre, fonctions dont le signal est très différent de celui de la fonction principale.

Ces systèmes à fonctions multiples emploient des formes d'ondes entièrement intégrées, ce qui rend difficile l'identification précise des éléments des différents signaux. Par exemple, un signal de structure donnée peut servir à véhiculer une information relative à l'identité, à l'adresse, à la synchronisation, etc., ainsi que des messages de différents types. Cette gamme de fonctions pourrait être incorporée dans la structure du signal pour exploiter des intervalles de temps inutilisés.

Les avantages qu'offriront les systèmes à fonctions multiples ne pourront être obtenus sans soulever des problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) avec les systèmes existants, étant donné que les nouvelles fonctions ne relèvent pas toujours du même service radioélectrique.

## 2. CEM dans le cas des systèmes à fonctions multiples

Conformément au § 5 du dispositif de la Question 18/1, pour les systèmes assurant des fonctions qui ne peuvent pas être fragmentées et identifiées spécifiquement à une portion donnée du signal, il faut envisager de nouvelles formes de partage du spectre avec d'autres usagers. Toutefois, il est possible d'identifier les possibilités de partage d'un signal composite avec d'autres usagers dans une bande commune grâce à une analyse de CEM. Dans le cas des systèmes à signaux composites, on pourrait donc faire les assignations de fréquence sur la base d'une analyse dont l'objet serait de vérifier que les services supplémentaires n'augmenteraient pas le risque de brouillage entre systèmes. Cette formule complète les méthodes actuelles de gestion du spectre selon lesquelles les systèmes classiques ne bénéficient pas automatiquement d'assignations de fréquence (c'est-à-dire le droit d'opérer sur une fréquence ou dans une bande de fréquences donnée), même s'ils fonctionnent conformément aux Tableaux nationaux ou internationaux d'attribution des bandes de fréquences.

## 3. Résumé

Les concepts appliqués dans les nouveaux systèmes à fonctions multiples sont une extrapolation du multiplexage qui est en usage depuis de nombreuses années. Les progrès de la technique des semi-conducteurs, des microprocesseurs, l'avantage économique qu'il y a à regrouper plusieurs fonctions de télécommunication dans un même équipement, le besoin de services plus fiables et plus précis et l'encombrement croissant du spectre électromagnétique ont stimulé l'intérêt pour ces concepts. On a présenté dans ce Rapport une façon de traiter cette nouvelle génération de systèmes. La formule des systèmes à fonctions multiples est fondée sur une évaluation de la compatibilité électromagnétique des systèmes, pour démontrer que les services additionnels n'augmenteraient pas les risques de brouillage. Cela permet d'assurer une protection aux services existants tout en profitant des avantages des techniques modernes.

RAPPORT 664-1

# EXAMEN DE L'UTILISATION DU SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE DE 40 GHz A 3000 GHz ENVIRON

(Question 64/1)

(1978-1986)

## 1. Introduction

Dans la Question 64/1, on demande des renseignements sur l'utilisation du spectre radioélectrique et les critères de partage aux fréquences supérieures à 40 GHz. L'utilisation des ondes radioélectriques de 40 à 3000 GHz environ a été sévèrement limitée par l'importance de l'affaiblissement atmosphérique et le coût élevé des équipements. Les systèmes radioélectriques fonctionnant au-dessus de 40 GHz contribueront à alléger l'encombrement actuel de l'utilisation des ondes radioélectriques. L'analyse qui suit porte sur les caractéristiques de la propagation, sur l'utilisation actuelle du spectre radioélectrique et sur les problèmes techniques que pose la réalisation de systèmes fonctionnant à ces fréquences.

## 2. Effet atmosphérique sur la propagation des ondes radioélectriques au-dessus de 40 GHz

L'affaiblissement du rayonnement par l'atmosphère terrestre joue un rôle essentiel dans l'utilisation du spectre radioélectrique au-dessus de 40 GHz. La Fig. 1 montre l'affaiblissement linéique dû à l'atmosphère (dB/km) pour les trajets à proximité du sol en fonction de la fréquence, qui est donnée dans le Rapport 719. L'absorption par les gaz et l'affaiblissement dû aux précipitations sont les deux principaux facteurs affectant la propagation des ondes aux fréquences supérieures à 40 GHz.

Les techniques de calcul de l'absorption spécifique produite par l'oxygène ou les composants de la vapeur d'eau de l'atmosphère sont données dans le Rapport 719 jusqu'à la fréquence de 350 GHz. Les valeurs mesurées jusqu'à 430 GHz [Liebe et autres, 1985] sont généralement proches, à quelques pour cent près, des valeurs prévues, et les emplacements des maxima et des minima sont connus [Liebe, 1983]. Les composants atmosphériques mineurs ont également de nombreuses raies d'absorption dans la gamme de fréquences comprise entre environ 40 et 3000 GHz et les affaiblissements dus à ces composants ont une valeur négligeable. Ces raies jouent cependant un rôle important du point de vue de la radioastronomie et de la télédétection passive. Par conséquent, certaines fréquences de raies sont sélectionnées pour des mesures radioastronomiques, afin d'assurer des protections adéquates comme mentionné dans la Recommandation 314.

Les affaiblissements linéiques dus à la pluie et aux nuages de vapeur d'eau sont indiqués dans le Rapport 721 jusqu'à 1000 et 200 GHz respectivement. Au-dessus de 40 GHz, l'affaiblissement dû à la pluie a pour cause essentielle la diffusion en énergie.

Des variations à faible échelle de la réfractivité dans la troposphère entraînent plusieurs effets de propagation, comme les variations d'amplitude et d'angle d'arrivée dues aux conditions de trajets multiples, les fluctuations turbulentes, ainsi que la diffusion troposphérique. Ces effets sont décrits dans le Rapport 718.

On manque de résultats expérimentaux pour les fréquences supérieures à 40 GHz, en particulier, dans les gammes des ondes décimillimétriques (300-3000 GHz). Par conséquent, il est vivement demandé que soient effectuées des études expérimentales sur la propagation des ondes dans cette gamme.

## 3. Situation actuelle en matière d'équipements en ondes millimétriques et projets en cours

La difficulté de produire, de façon économique, des équipements a limité l'utilisation du spectre des ondes millimétriques. Toutefois, des recherches et des travaux de développement intensifs ont été effectués afin d'obtenir des équipements utilisables dans la pratique. Les techniques faisant appel aux hyperfréquences et aux systèmes optiques ont été extrapolées dans le domaine des ondes millimétriques, tandis que de nouvelles méthodes d'obtention des composants à ondes millimétriques ont été introduites afin de résoudre les problèmes propres aux technologies classiques.

Les principaux obstacles à la réalisation d'équipements pour les fréquences supérieures à 40 GHz sont les suivants:

- manque de sources d'énergie adéquates pour les émetteurs, dans des conditionnements commodes;
- disponibilité d'étages d'entrée fiables et à faible bruit;
- disponibilité de composants de circuits HF – commutateurs, filtres et composants de ligne d'alimentation – ayant un faible affaiblissement, une largeur de bande suffisante et capables de traiter une grande puissance;
- coût élevé de tous les matériels;
- impossibilité de produire en nombre important des composants normalisés.

Dans la bande 40-100 GHz, le coût représente le problème numéro un. Cependant, on peut se procurer des composants auprès de nombreux fabricants du monde entier; ils sont utilisés pour le développement des systèmes, l'instrumentation, ainsi que pour des services et des applications nécessitant un petit nombre de composants fabriqués à la demande, tels que les applications en radioastronomie et des applications officielles particulières.

Des investissements importants ont été consacrés à la mise au point de systèmes destinés au service mobile par satellite au-dessus de 40 GHz [Manz, 1984]. La demande croissante en matière de systèmes de radiolocalisation pour les applications telles que les systèmes anti-collision, les systèmes d'atterrissage pour aéronefs et la poursuite et l'affichage de conditions atmosphériques défavorables a stimulé le développement de composants et de techniques de fabrication qui permettent d'envisager une production en série et à faible coût d'équipements utilisables par tous les services au-dessus de 40 GHz. Des matériaux nouveaux, des dispositifs nouveaux, une conception et une fabrication assistées par ordinateur, le développement de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences et les progrès accomplis dans la technique et dans la compréhension des systèmes sont autant d'éléments qui indiquent que, dans la bande 40-100 GHz, on disposera d'ici à 1990 du matériel nécessaire à de nombreuses applications et à un prix abordable. Au-dessus de 100 GHz, on peut s'attendre, à la même échéance, à ce que la qualité de fonctionnement soit considérablement améliorée, mais le matériel ne sera encore disponible qu'en petites quantités et à un coût élevé. Il y a peu de chance que cette situation soit modifiée tant que les besoins ne seront pas équivalents à ceux qui existent pour les fréquences inférieures à 100 GHz. Pour les bandes comprises entre 300 et 3000 GHz, il est fort probable que l'on ne disposera dans un futur prévisible que d'équipements de laboratoire et de radioastronomie ainsi que de matériels d'instrumentation.

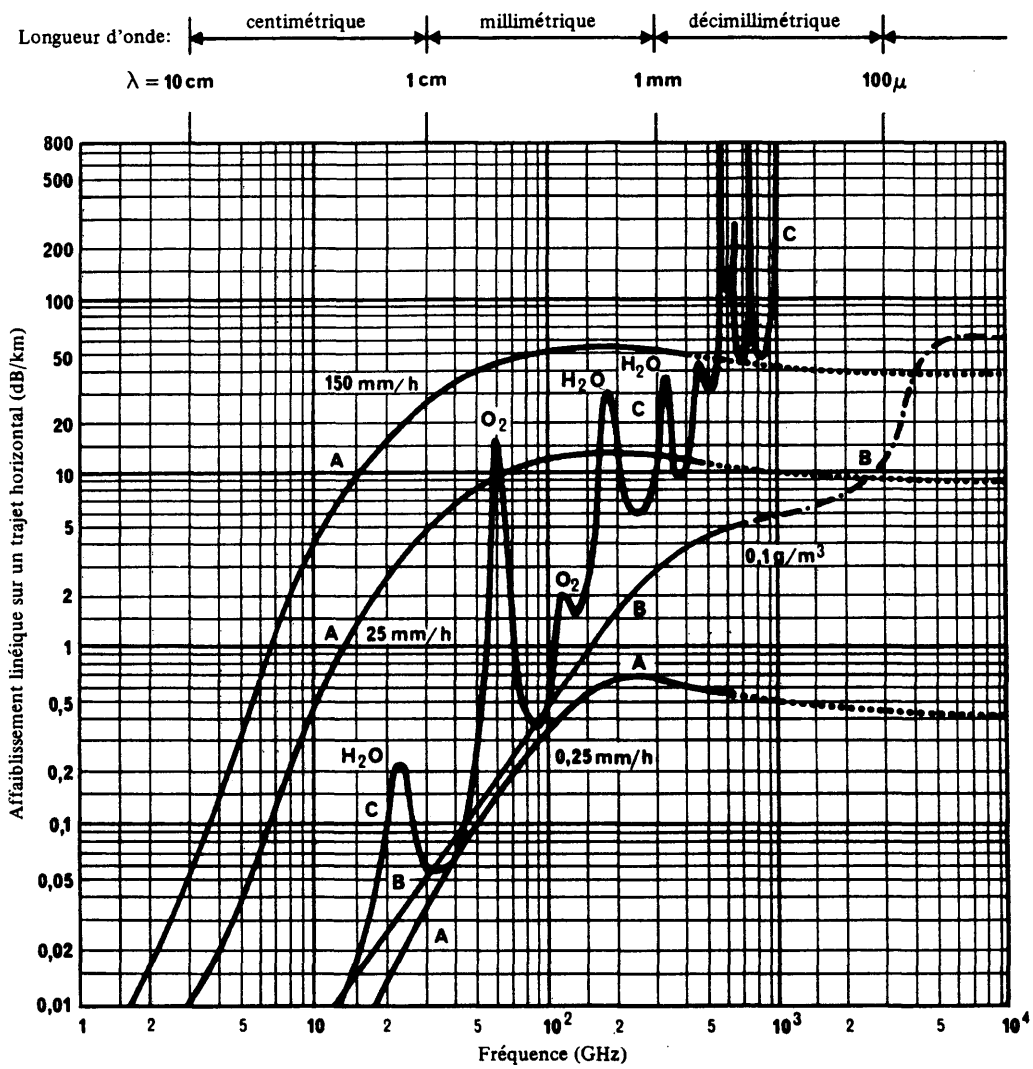



FIGURE 1 – *Affaiblissement dû aux composants gazeux et aux précipitations dans le cas de transmissions à travers l'atmosphère*

Température: 20° C
Pression au niveau de la mer: 1 atm
Teneur en vapeur d'eau: 7,5 g/m³

A: pluie
B: brouillard
C: gaz de l'atmosphère

3.1 *Emetteurs*

3.1.1 *Emetteurs à tube et à laser*

La Fig. 2 présente une comparaison des limites prévues de qualité de fonctionnement entre les diverses techniques par tube ou par laser. Dans la pratique, ces puissances sont généralement impossibles à atteindre aux fréquences plus élevées. Les progrès accomplis dans la technique et la conception de fabrication des tubes permettront d'obtenir des puissances suffisantes pour les services fixes et pour de nombreux services mobiles. Les tubes se divisent généralement en deux catégories: tubes à ondes lentes et tubes à ondes rapides. Les tubes à ondes progressives, les klystrons, les magnétrons, les oscillateurs à ondes rétrogrades et les oscillateurs ou amplificateurs à interaction prolongée rentrent dans la catégorie des tubes à ondes lentes. Dans ces derniers, un faisceau d'électrons passe à proximité (à moins d'une fraction de longueur d'onde) d'une structure périodique fragile (en relation de similitude avec la longueur d'onde), ou bien bombarde la structure ou une cathode délicate. Les tolérances requises, la chaleur due aux électrons parasites et la densité de puissance élevée du faisceau aux longueurs d'onde millimétriques limitent la puissance de sortie; mais on a réalisé des tubes qui donnent une puissance suffisante à de nombreux services au-dessus de 40 GHz. Par exemple, un tube à ondes progressives fournissant 500 W sur une largeur de bande de 3 GHz centrée sur 44 GHz a été conçu pour les liaisons montantes du service mobile par satellite [Glass, 1983]. D'autres tubes à ondes progressives ont produit 50 W sur une largeur de bande de 93-95 GHz avec un gain de 50 dB [Hieslmair et autres, 1983].

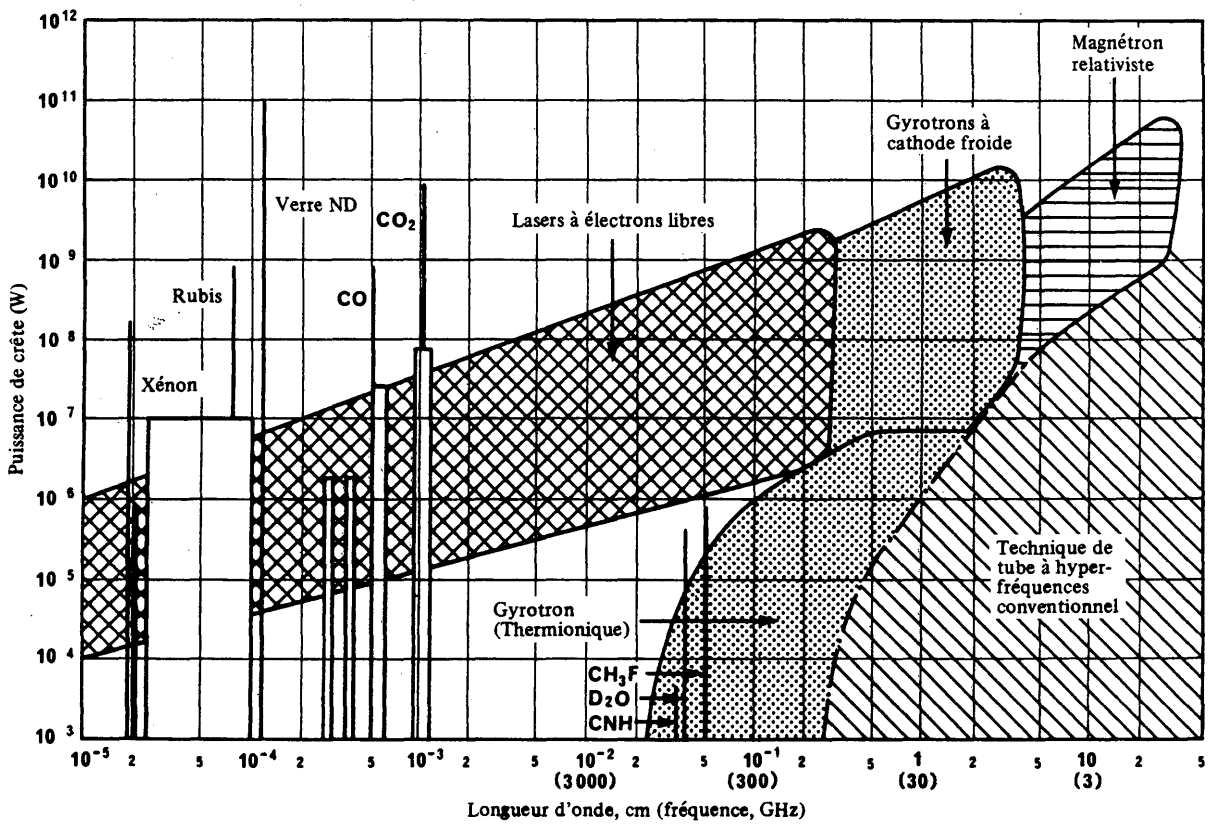



FIGURE 2 – *Comparaison des techniques disponibles pour la production de rayonnement cohérent de grande puissance*

L'oscillateur et l'amplificateur à interaction prolongée ont l'avantage d'être d'une taille relativement petite et de pouvoir fonctionner au-dessus de 100 GHz. Ces tubes ont été utilisés à 94, 140 et 220 GHz, fonctionnant à la fois dans le mode à onde entretenue et dans le mode à impulsions. La puissance de crête d'une impulsion type est de 1,5 kW à 94 GHz et 60 W à 220 GHz [Hieslmair et autres, 1983].

Des oscillateurs à gyrotron ont été développés en URSS, aux Etats-Unis d'Amérique et au Japon pour la recherche en fusion nucléaire et l'on peut se les faire fabriquer à la demande dans le commerce. Leur application dans le domaine des télécommunications a été freinée en raison de la taille importante des aimants supraconducteurs que nécessite leur fonctionnement, mais des configurations appropriées sont en cours de réalisation. Les études menées actuellement portent également sur des amplificateurs, tels que les gyroklystrons et les gyrotubes à ondes progressives, qui conviennent mieux aux applications de télécommunications, dans la mesure où la sortie à grande puissance des oscillateurs gyrotrons est difficile à moduler.

Des essais positifs ont été effectués sur un gyrotron à 60 GHz fournissant 200 kW en sortie continue. Un dispositif à onde continue à 140 GHz est à l'étude; il sera disponible fin 1986 et un autre dispositif à 120 GHz et 1000 kW est prévu pour 1990 [Loring, 1984]. Ces deux dispositifs sont destinés à la recherche en fusion nucléaire. Des puissances dépassant 1,5 kW en crête à 300 GHz ont été signalées.

La production actuelle de gyrotrons est faible, mais, même en excluant les applications de télécommunications, on s'attend à ce qu'elle augmente de 25% tous les ans dans les années 1990 [High Technology, 1984]. On prévoit également, dans les années 1990, la réalisation et la production d'ensembles pour les télécommunications destinés au service fixe et à certains services mobiles, tels que le service mobile maritime, dans les installations desquels il est possible de loger les aimants et les systèmes d'alimentation en énergie, qui sont des éléments encombrants. La Fig. 3 représente l'état d'avancement de la technique des tubes [Hieslmair et autres, 1983].

Les lasers à gaz sont, soit des lasers à décharge gazeuse, soit des lasers à pompage optique. A cette dernière catégorie appartient le laser à CNH (cyanure d'hydrogène) à émission sur 890 GHz. Les lasers à pompage optique fournissent de nombreuses raies entre 300 et 3000 GHz. On obtient aisément en laboratoire, avec des lasers à gaz, des puissances de sortie de plusieurs milliwatts. Un laser à $D_2O$ est en cours de mise au point comme source à très haute puissance. Il existe certaines difficultés dans l'accord en fréquence de ces lasers.

3.1.2 *Emetteurs à semi-conducteur*

Les sources à semi-conducteur sont celles qui offrent le plus de possibilités pour une production de masse à moindre coût; mais malgré les sommes importantes investies dans leur développement, il faut encore poursuivre les études pour réduire le coût, augmenter la puissance et produire en masse un matériel à semi-conducteur qui soit fiable. Ce sont les diodes à avalanche à temps de transit et collision (IMPATT) qui ont produit, à ce jour, la puissance utilisable la plus élevée. Des oscillateurs de ce type ont fonctionné jusqu'à 225 GHz. Une puissance crête de 63 W a été signalée à 93 GHz et de 9,2 W à 140 GHz. Ces puissances ont été atteintes par combinaison des sorties de plusieurs diodes [Ying, 1983].

Les diodes IMPATT ont de mauvaises caractéristiques de stabilité en fréquence et de bruit lorsqu'elles sont utilisées, par exemple, dans les oscillateurs locaux et dans les radars cohérents. Les oscillateurs Gunn (appelés également oscillateurs à transfert d'électrons) donnent des signaux ayant des caractéristiques souhaitées mais produisent nettement moins de puissance (1 mW à 120 GHz, par exemple). On les utilise habituellement pour les oscillateurs locaux et les radars à faible puissance et à courte portée.

Actuellement, on s'intéresse particulièrement à la réalisation des transistors à effet de champ (TEC) à l'arséniure de gallium (AsGa). L'élaboration de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences utilisant ces dispositifs rendrait possible la production en masse et à faible coût de systèmes à ondes millimétriques; toutefois, leur faisabilité sur le plan commercial et les avantages qu'ils peuvent présenter aux fréquences supérieures à 40 GHz sont des plus problématiques. Au-dessus de 100 GHz, les travaux de développement sont centrés sur les dispositifs à phosphure d'indium (InP). On trouvera à la Fig. 4 [Ying, 1983] une illustration de l'état d'avancement de la technique des sources à état solide.

3.2 *Récepteurs*

Les récepteurs à faible bruit sont aussi essentiels à la mise au point des systèmes en ondes millimétriques. Dans la gamme 40-3000 GHz, on répartit les détecteurs de réception en 3 types, selon leur mécanisme de fonctionnement:

- détecteurs à diodes: diodes à barrière de Schottky, diodes à pointe de contact, dispositifs MIM (métal-isolant-métal);
- détecteurs thermiques: cellules de Golay, détecteurs pyroélectriques, bolomètres;
- détecteurs quantiques: dispositifs à jonction Josephson, détecteurs photoconductifs.

Les récepteurs hétérodynes utilisant des diodes à barrière de Schottky à l'AsGa sont d'un usage courant. Le développement des configurations «à poutres» a permis d'obtenir une fiabilité bien plus grande des dispositifs que celle que l'on obtient avec les diodes à pointe de contact. Les dispositifs «à poutres» se prêtent également à une production de masse au moyen des techniques des circuits intégrés. Les préamplificateurs à faible bruit en amont du mélangeur ne sont pas souvent utilisés au-dessus de 40 GHz, à cause du manque de matériel, du coût et de l'encombrement qu'ils représentent. Les signaux sont amplifiés à des fréquences intermédiaires plus basses, au moyen de TEC à l'AsGa, d'amplificateurs paramétriques et d'autres types d'amplificateurs à faible bruit. On utilise également pour certaines applications le refroidissement cryogénique. On a décrit des mélangeurs de Schottky à l'AsGa à refroidissement cryogénique avec des facteurs de bruit d'environ 0,22 dB à 150 GHz. A signaler également le développement de diodes destinées aux fréquences supérieures à 300 GHz; des pertes par conversion de 17,1 dB à 692 GHz et de 18 dB à 2520 GHz ont été obtenues.

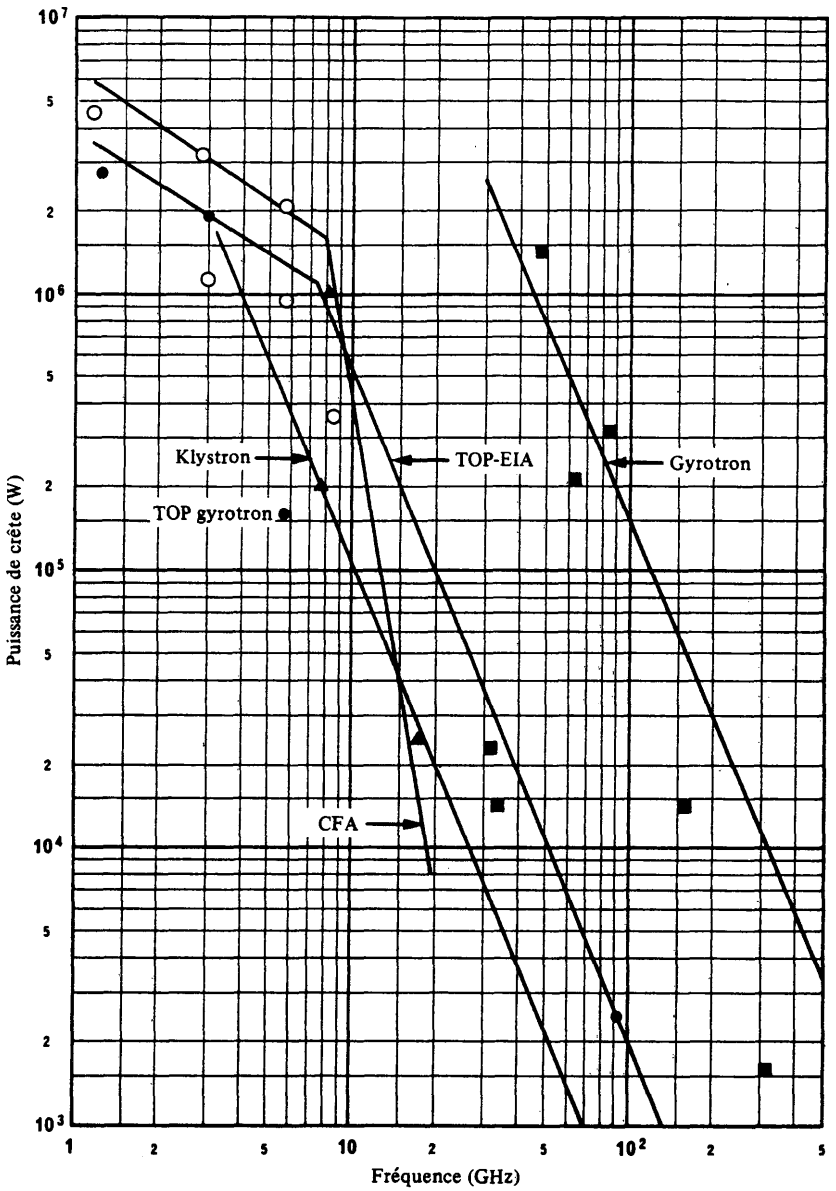



FIGURE 3 – *Performances de divers tubes électroniques*

○ amplificateur à champs croisés (CFA)

● tube à ondes progressives (TOP)

▲ klystron

■ gyrotron

EIA: amplificateur à interaction prolongée

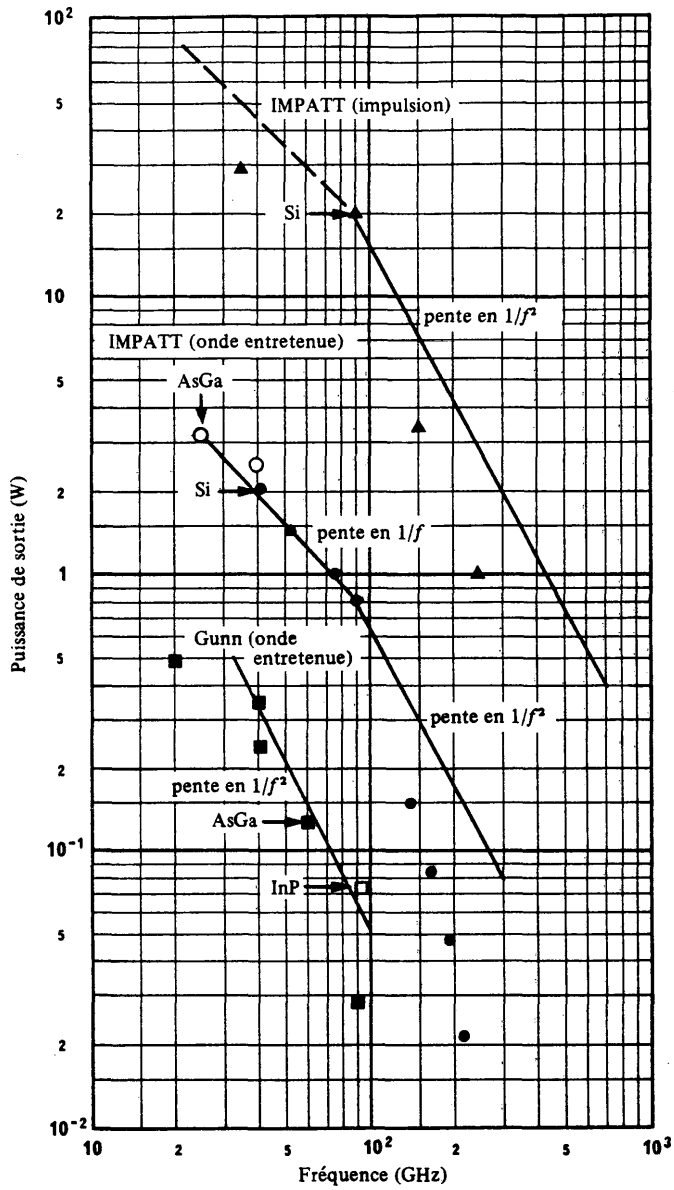



FIGURE 4 – *Performances de divers dispositifs à semi-conducteurs*

AsGa: TEC à l'arséniure de gallium
Si: dispositifs au silicium
IMPATT: diodes à avalanche à temps de transit et collision
InP: dispositifs à phosphate d'indium

Les détecteurs thermiques présentent l'avantage d'avoir une large couverture en fréquences, mais leur temps de réponse est lent et leur sensibilité relativement faible. Les détecteurs quantiques destinés à fonctionner aux températures cryogéniques sont en cours de mise au point. On a réalisé des dispositifs à jonction Josephson avec des températures de bruit de mélangeur de 54 K à 36 GHz, de 120 K à 115 GHz et de 823 K à 300 GHz.

On trouvera à la Fig. 5 le résumé des caractéristiques des étages d'entrée des récepteurs. La qualité de fonctionnement des récepteurs est satisfaisante actuellement pour la plupart des applications mais le coût, la possibilité de production et la fiabilité posent des problèmes qui doivent être résolus dans le cas d'une utilisation très étendue du spectre au-dessus de 40 GHz.

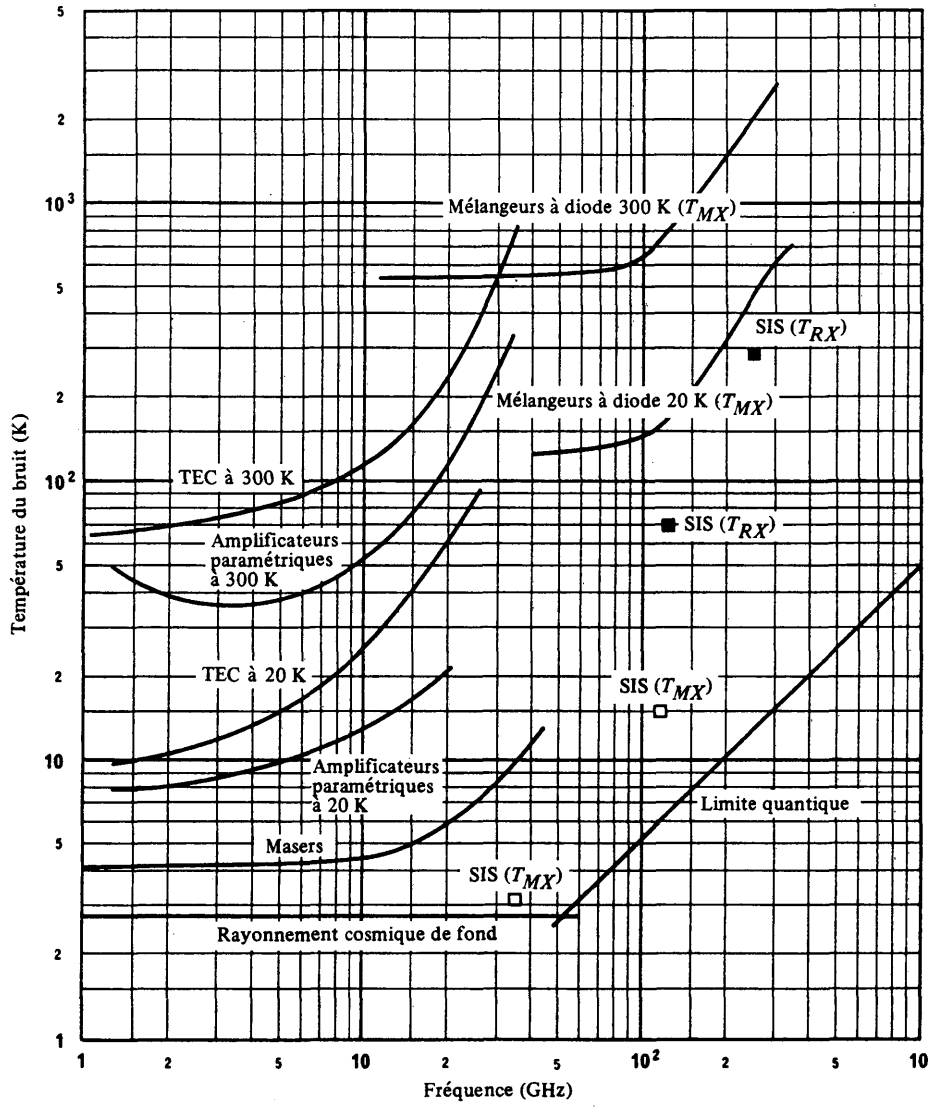



FIGURE 5 – *Performances en matière de bruit des mélangeurs à jonction SIS; (Superconducteur-Isolateur-Superconducteur)*

$T_{MX}$ et $T_{RX}$: températures de bruit respectivement du mélangeur seulement et de tout le récepteur (Les performances d'autres types de détecteurs sont données à titre de comparaison)

## 3.3 *Antennes*

Dans le domaine des antennes, la technologie actuelle permet une précision du rapport $\delta/D$ (erreur quadratique moyenne sur la surface/diamètre) de $3 \times 10^{-5}$ et permet d'utiliser de grandes antennes pour cette bande de fréquences. Un gain élevé et une faible largeur de faisceau peuvent être aisément obtenus au moyen d'antennes de faibles dimensions. Le Tableau II donne des exemples de grandes antennes fonctionnant en ondes millimétriques et décimillimétriques.

Les progrès récents accomplis dans la technique des antennes à réseau actif permettraient de réduire la puissance élevée qui est exigée d'un dispositif unique. Une source de faible puissance (1-10 W) est mise en œuvre pour chaque élément rayonnant (Fig. 6), le réseau produisant ainsi une puissance apparente rayonnée (p.a.r.) importante. La faisabilité d'antennes de ce type dépend du développement de circuits intégrés monolithiques à ondes millimétriques à faible coût pouvant être produits en masse, qui comprendraient des étages de sortie de puissance dans la gamme 1-10 W.

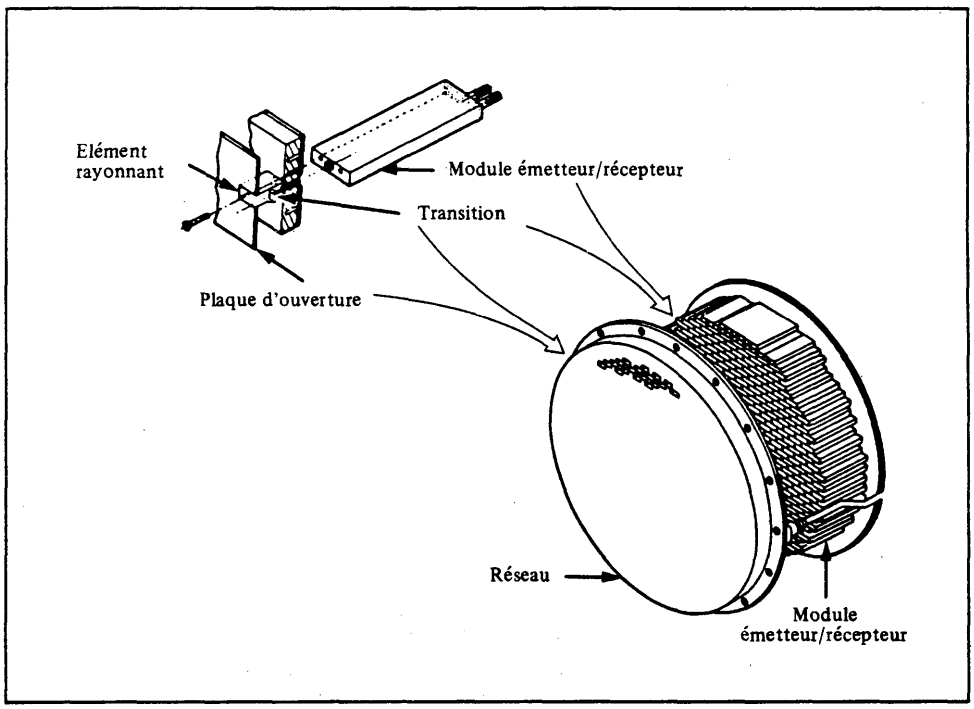



FIGURE 6 – *Description théorique d'un réseau actif*

## 4. Utilisation des fréquences supérieures à 40 GHz

L'affaiblissement dû à l'atmosphère et l'absence de matériel offrant des coûts et des performances adéquats limite l'utilisation des fréquences supérieures à 40 GHz. Un certain nombre de systèmes et de services comme les systèmes de radiocommunications de Terre, les systèmes fixe et mobile par satellite, la radioastronomie, la recherche spatiale, et les services de radiolocalisation et de radionavigation utilisent ces fréquences. La radioastronomie emploie largement cette bande de fréquences. En particulier, les radioastronomes ont joué un rôle de pionnier dans l'utilisation des fréquences supérieures à 300 GHz et celles-ci sont maintenant largement utilisées.

### 4.1 *Systèmes de radiocommunication de Terre*

Compte tenu des progrès obtenus par l'industrie dans le domaine des techniques de fabrication, on peut s'attendre à une augmentation de l'utilisation du spectre aux fréquences supérieures à 40 GHz. Bien que les problèmes concernant la production en grande série des équipements aux fréquences supérieures à 100 GHz n'aient pas encore été résolus, on peut penser que l'on construira un petit nombre de systèmes spécialisés quasi expérimentaux pour la radioastronomie et la recherche à ces fréquences.

L'utilisation du spectre des ondes millimétriques pour les services fixes de Terre a été freinée par la concurrence des communications sur fibres optiques. Ces dernières offrent de grandes largeurs de bande et conviennent pour les systèmes de faisceaux hertziens à courte portée qui peuvent aussi utiliser les ondes millimétriques. Des systèmes à fibres optiques sur longue distance sont actuellement installés aux Etats-Unis d'Amérique, en Europe et au Japon. On assiste aussi à un développement de l'utilisation des fibres optiques dans les réseaux locaux, qui constituent une autre application où il est avantageux d'utiliser les ondes millimétriques.

Les services mobiles à ondes millimétriques destinés à la transmission téléphonique et à la transmission de données à faible débit binaire doivent faire face à la concurrence des systèmes cellulaires qui utilisent des équipements de faible puissance et des équipements de commutation numérique modernes pour obtenir les mêmes

avantages que dans l'exploitation aux longueurs d'onde millimétriques (partage des fréquences et résistance au brouillage). Pour les systèmes nécessitant des débits binaires élevés, comme par exemple la transmission vidéo et la transmission de données numériques à débits élevés, on peut s'attendre à un développement de l'utilisation du spectre au-dessus de 40 GHz, dès que l'on pourra disposer d'un équipement de prix abordable.

Actuellement, les systèmes de radiocommunication dans la bande de fréquences comprise entre 38 et 40 GHz (Rapport 783), sont utilisés pour les communications entre organismes officiels pour la prévention des catastrophes, les transmissions de données entre un ordinateur central et des terminaux, ainsi que pour d'autres systèmes. Des essais ont déjà été menés sur ces fréquences pour la transmission de la télévision à haute définition et pour les reportages électroniques d'actualité.

Dans la bande des 50 GHz, on a proposé des systèmes simples destinés à la transmission des signaux vidéo, des signaux audio et autres signaux de données. Plusieurs centaines de systèmes ont été utilisés au Japon là où l'on ne disposait pas d'autres moyens de transmission [Furuhama et Shimanuki, 1984].

En utilisant la bande des 60 GHz où, en raison de la présence d'oxygène, il existe des raies d'absorption importantes, on a produit, dans le cadre d'un système de communications pour véhicules faisant partie d'un système général de contrôle du trafic, un système de transmission d'images fixes sur courtes distances. On trouvera au Tableau I la liste des principales caractéristiques de ce système. Les systèmes de Terre à 57 et à 96 GHz fonctionnent tous deux actuellement à l'«Institute for Telecommunication Sciences, National Telecommunications and Information Administration», Boulder, Colorado, Etats-unis d'Amérique.

TABLEAU I – *Exemples de systèmes terrestres de radiocommunication fonctionnant à des fréquences comprises entre 40 et 60 GHz*

| Fréquence (GHz) | 36,5-39,5 | | 50,4-51,4 | | 59-64 | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Puissance de sortie (dBm) | 10-17 | 26 | 11 | 16-24 | 5 | 17 |
| Modulation | MDP<br>MDF<br>MFES | MF | MF | MDF<br>MDP<br>MDA | MDP-MA | MF-MA |
| Capacité de transmission | 1,544 Mbit/s<br>6,313 Mbit/s<br>300 canaux | TV couleur:<br>1 canal<br>(30 MHz) | TV couleur:<br>1 canal<br>audio:<br>1 canal | 30 Mbit/s<br>6,3 Mbit/s<br>1,544 Mbit/s | 2 Mbit/s | Audio:<br>8 canaux |
| Antenne | Parabolique diamètre de 30-40 cm | Parabolique diamètre de 40 cm | Parabolique diamètre de 30 cm, cornet 3,6 × 3,0 cm | Parabolique diamètre de 30 cm, cornet 3,6 × 3,0 cm | Cornet | Antenne biconique diamètre de 10 cm |

4.2 *Services de télécommunication par satellite*

Il existe actuellement des attributions de fréquences au-dessus de 40 GHz pour les services mobile par satellite, fixe par satellite, intersatellites et de radiodiffusion par satellite. On investit beaucoup dans le développement de systèmes mobiles par satellite utilisant la bande 43,5-47 GHz. Cette dernière est actuellement prévue pour les liaisons montantes uniquement car le matériel destiné à l'utilisation spatiale dans cette bande n'est pas encore suffisamment au point. La liaison descendante associée sera effectuée dans les bandes 30/20 GHz. Cette utilisation devrait encourager le développement de matériel peu coûteux destiné à d'autres bandes et à d'autres services au-dessus de 40 GHz [Manz, 1984].

Une largeur de bande de transmission de 3 GHz est disponible dans la bande 50/40 GHz et les recherches concernant le développement d'un satellite de télécommunications expérimental utilisant cette bande de fréquences ont commencé [Shimada et autres, 1984].

Les fréquences actuellement envisagées pour les liaisons intersatellites sont: 60 GHz (5 mm), 28 300 GHz (10,6 μm) et 566 000 GHz (0,53 μm); l'emploi de la fréquence 60 GHz permettra de réduire au minimum le brouillage causé par la crête d'absorption atmosphérique due à l'oxygène, tandis que les fréquences optiques permettent de tirer avantageusement profit de la technologie actuelle [Pritchard, 1977]. Pour le premier essai de liaison intersatellites, on a utilisé des fréquences de la bande de 36 à 38 GHz.

4.3 *Service de radioastronomie*

Plus d'un millier de raies spectrales moléculaires ont été observées dans la gamme 40-300 GHz et bien davantage au-dessus de 300 GHz. L'observation de ces raies spectrales fournit des renseignements vitaux sur les gaz froids existant dans l'Univers, non disponibles par les observations astronomiques au moyen d'autres techniques. L'émission du continuum est rayonnée par des particules refroidies et des sources compactes à haute énergie de quasars, qui sont également d'une importance exceptionnelle dans le domaine de l'astrophysique.

De nombreux observatoires utilisent des télescopes à ondes millimétriques et décimillimétriques, dont des exemples sont donnés dans le Tableau II (télescopes à réflecteur unique) et le Tableau III (interféromètres).

TABLEAU II – *Télescopes radioélectriques à ondes millimétriques et décimillimétriques (Télescopes à réflecteur unique)*

| Organisation et emplacement | Diamètre (m) | Précision de surface (valeur quadratique moyenne, mm) | Fréquence maximale (GHz) |
|---|---|---|---|
| Commonwealth Scientific and Industrial Research Organization, Australie | 4 | 0,09 | 200 |
| Université de Colombie britannique, Canada | 4,5 | 0,13 | 150 |
| Bell Telephone Laboratory, Etats-Unis | 7 | 0,1 | 190 |
| Owens Valley, Etats-Unis | 10,4 | 0,035 | 600 |
| National Radio Astronomical Observatory, Etats-Unis | 12 | 0,07 | 430 |
| Itapetinga, Brésil | 13,7 | 0,3 | 100 |
| Onsala, Suède | 20 | 0,18 | 150 |
| Nagoya, Japon | 4 | 0,05 | 450 |
| Nobeyama, Japon | 45 | 0,18 | 120 |
| Institut de Radioastronomie des ondes millimétriques (IRAM), République fédérale d'Allemagne, France, Espagne | 30 | 0,09 | 350 |
| Science and Engineering Research Council (SERC), Royaume-Uni (1) | 15 | 0,07 | 500 |
| Caltech, Etats-Unis (1) | 10,4 | 0,015 | 1000 |

(1) En construction.

TABLEAU III – *Télescopes à ondes millimétriques et décimillimétriques (Interféromètres)*

| Organisation et emplacement | Antennes à éléments: Diamètre (m) × Nombre d'éléments | Espacement maximum (m) | Fréquence (GHz) |
|---|---|---|---|
| Owens Valley, Etats-Unis | 10,4 × 3 | 430 | 88-120 |
| Hat Creek, Etats-Unis | 6 × 3 | 300 | 88-115 |
| Nobeyama, Japon | 10 × 5 | 560 | 22 et 115 |
| IRAM, France (1) | 15 × 3 | 390 | 70-375 |

(1) En construction.

4.4 *Service de recherche spatiale*

Le service de recherche spatiale est destiné principalement à la recherche dans l'espace lointain et à proximité de la Terre au moyen d'engins spatiaux. Des liaisons de télécommunications sont utilisées pour communiquer avec les satellites habités ou inhabités et les télécommander. Les critères de protection pour les satellites de recherche proches de la Terre ou dans l'espace lointain sont spécifiés respectivement dans les Recommandations 364 et 578.

Les mesures passives de la Terre et de son atmosphère sont effectuées en ondes millimétriques au moyen d'instruments basés à terre et d'instruments transportés par satellite, par aéronef ou par ballon. Des fréquences aussi élevées que 60 GHz ont été utilisées par des instruments basés à terre ou des instruments transportés par satellite et on prévoit que dans les cinq années à venir, on pourra faire des mesures à des fréquences aussi élevées que 300 GHz. Le système TIROS-N est opérationnel depuis 1978. Des mesures ont été déjà effectuées à des fréquences aussi élevées que 220 GHz à partir d'un aéronef. On a déjà constaté que les bandes préférées pour les mesures passives se situaient au-dessous et au-dessus de 300 GHz. Toutefois, l'utilisation par ces services de fréquences au-dessus de 60 GHz environ est limitée et de nature hautement expérimentale.

4.5 *Services de radiolocalisation et de radionavigation*

La radiolocalisation a beaucoup contribué au développement de matériels à ondes millimétriques, notamment celui des composants à l'état solide. Les systèmes de radiolocalisation à ondes millimétriques parviennent à une résolution élevée avec de petites ouvertures. Leurs petites largeurs de faisceau et leur affaiblissement atmosphérique réduisent les risques de brouillage. Au-dessus de 40 GHz, le développement de la radiolocalisation a porté principalement sur des régions spectrales spécifiques où l'affaiblissement atmosphérique est relativement faible, telles que la bande 92-100 GHz. Les systèmes fonctionnant dans ces bandes sont utiles pour des applications exigeant une résolution élevée en matière de distance et de direction comme par exemple, la surveillance radar à courte portée des aéroports. Outre ces systèmes, un système radar Doppler pour la mesure de vitesse utilisant la bande 50-60 GHz est en cours de mise au point pour contrôler les déplacements de véhicules. Le système est très utile en raison de sa haute précision et de son faible volume. Un radar imageur a été essayé à la fréquence 94 GHz. Des travaux exploratoires sont en cours dans la bande des 225 GHz.

Des systèmes de navigation pour des services mobiles en zone urbaine ont été proposés pour résoudre les problèmes d'encombrement de circulation grâce à l'utilisation de liaisons de transmission à 60 GHz, dans lesquelles un emploi répété de la fréquence à chaque carrefour peut être effectué sans provoquer de brouillage. On s'attend à ce que la réduction des coûts favorise le développement des services de radiolocalisation et de radionavigation fonctionnant à ces fréquences.

## 5. Facteurs affectant le partage des bandes de fréquences supérieures à 40 GHz

Le spectre compris entre 40 et 100 GHz s'utilise de plus en plus, mais il est peu probable que le nombre des systèmes mis en service augmente au point de constituer un véritable problème de partage d'ici à l'an 2000. Les faisceaux étroits des systèmes utilisant des fréquences supérieures à 40 GHz, les puissances relativement faibles et l'affaiblissement atmosphérique, offriront, pendant cette période, des possibilités de partage supérieures aux besoins. Dans les bandes de fréquences supérieures à 100 GHz, l'absorption et la directivité réduisent encore plus les possibilités de brouillage.

Des études supplémentaires sont requises dans les domaines suivants:

- effets du spectre d'absorption atmosphérique structuré,
- effets des précipitations, du brouillard, des anomalies de la propagation et autres mécanismes d'affaiblissement sur l'utilisation du spectre radioélectrique,
- diagrammes de rayonnement réalisables pour les antennes,
- puissance et largeur de bande réalisables,
- caractéristiques réalisables pour les récepteurs.

## 6. Conclusions

Le développement de l'utilisation du spectre radioélectrique à des fréquences supérieures à 40 GHz revêt une grande importance en raison de l'encombrement croissant du spectre radioélectrique en dessous de cette fréquence. Bien que des équipements à faible coût fonctionnant au-dessus de 40 GHz ne commencent que maintenant à apparaître sur le marché et que les performances réalisables avec ces équipements ne soient pas encore bien établies, on peut prévoir certains avantages découlant de l'utilisation de ces fréquences:

- grandes largeurs de bande disponibles en quantité;
- diagrammes de rayonnement à faisceau étroit ou à faisceaux multiples produits par des antennes à petite ouverture; et
- applications particulières pouvant découler de l'affaiblissement atmosphérique hautement structuré.

Aux fréquences supérieures à 40 GHz, l'affaiblissement atmosphérique et les effets des conditions atmosphériques défavorables ont une grande influence sur la propagation qui dépend dans une très large mesure de la fréquence utilisée. Pour encourager et améliorer l'utilisation du spectre radioélectrique au-dessus de 40 GHz, un certain nombre de phénomènes nécessitent une étude plus approfondie.

L'utilisation des bandes 40-100 GHz est susceptible de connaître un développement rapide et tous les services seront bien représentés dans ces bandes d'ici aux années 1990. Les investissements et l'état actuel de la technique indiquent que les services spatiaux, en particulier dans la bande 40-50 GHz, seront les premiers à utiliser, le plus intensivement, ces fréquences. Un accroissement de l'utilisation par le service de radiolocalisation de la bande 92-100 GHz est également à prévoir au cours de la même période. Les systèmes de Terre fonctionnant au-dessus de 40 GHz subiront la concurrence des systèmes à fibres optiques et des systèmes de type cellulaire. Toutefois, l'augmentation des besoins en communications vidéo et par ordinateur entraînera vraisemblablement une augmentation correspondante de l'utilisation de ces fréquences par les services mobiles et par des stations installées dans des emplacements éloignés, pour lesquels les autres techniques ne conviennent pas. Les matériels à ondes millimétriques de fréquence supérieure à 100 GHz ne seront pas commercialisés dans un proche avenir. L'utilisation de ces fréquences sera toutefois généralisée en radioastronomie.

Pour les fréquences supérieures à 40 GHz, et plus particulièrement au-dessus de 100 GHz, le partage du spectre sera plus aisé que dans le cas des fréquences inférieures en raison de la grande largeur de bande disponible, de l'affaiblissement atmosphérique plus important et de la grande directivité des antennes à ces fréquences.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


FURUHAMA, Y. et SHIMANUKI, Y. [août 1984] Radiocommunications in 50 GHz band (en japonais). *Proc. Inst. Telev. Engrs. Japan*, Vol. 38, **8**, 730-735.

GLASS, E. [octobre 1983] 30 to 50 GHz high-power TWTs. *Microwave J.*, Vol. 26, **10**, 77-84.

HIESLMAIR, H., DeSANTIS, C., et WILSON, N. J. [octobre 1983] State of the art solid-state and tube transmitters. *Microwave J.*, Vol. 26, **10**, 46.

HIGH TECHNOLOGY [octobre 1984] Gyrotrons boost millimeter-wave power perspective section. *High Tech.*, 106.

LIEBE, H. J. [décembre 1983] An atmospheric millimeter-wave propagation model. NTIA Report 83-137, 115 NTIS Accession, No. PB 84-143494. National Technical Information Service, Springfield, VA 22161, Etats-Unis d'Amérique.

LIEBE, H. J., ALLEN, K. C., HAND, G. R., ESPELAND, R. H. et VIOLETTE, E. J. [mars 1985] Millimeter-wave propagation moist air: model versus path data. NTIA Report 85-171, 62. National Telecommunications and Information Administration, US Department of Commerce, Washington, Etats-Unis d'Amérique.

LORING, Jr. C. M. [février 1984] Gyrotron development program, credit where credit is due. *Electronics*, 8.

MANZ, B. [septembre 1984] Finally, a market in millimeter-waves. *Microwave and R.F.*, 90-94.

PRITCHARD, W. L. [mars 1977] Satellite communication – an overview of the problems and programs. *Proc. IEEE*, Vol. 65, **3**, 294.

SHIMADA, M., IIDA, T., IWASAKI, K. et SHIMOSEKO, S. [1984] Millimeter wave personal radio using an advanced communications satellite. *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 22, **9**, 31-39.

YING, R. S. [juin 1983] Recent advances in millimeter-wave solid-state transmitters. *Microwave J.*, Vol. 26, **6**, 69-76.


---

## RAPPORT 666

# SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS UTILISANT LE SPECTRE DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES AU-DESSUS DE 3000 GHz

(Question 53/1 et Programme d'études 53B/1)

(1978)

## 1. Introduction

De nombreux systèmes de télécommunications pratiques, qui utilisent le spectre des rayons infrarouges et les rayons lumineux visibles, existent déjà ou sont en cours de mise au point. Pour réaliser certains de ces systèmes, il faut disposer de sources d'ondes électromagnétiques dans les régions infrarouge ou visible du spectre, par exemple des dispositifs à laser. De nombreux types de laser ont d'ailleurs été élaborés. Le présent Rapport contient un bref exposé des caractéristiques et des applications du système laser et d'autres systèmes utilisant le spectre au-dessus de 3000 GHz.

## 2. Eléments

### 2.1 *Dispositifs à laser*

On a constaté que des oscillateurs de divers types engendrent des ondes électromagnétiques dans une gamme de fréquences couvrant les ondes millimétriques, les rayons infrarouges, les rayons visibles, les rayons ultraviolets et s'approchant de la région des rayons X mous.

Quelque huit types fondamentaux de lasers, dont les lasers à colorant et les lasers à semi-conducteur, peuvent produire des ondes électromagnétiques sur bien des fréquences de l'ultraviolet à l'infrarouge inclusivement, grâce à l'emploi de substances à caractéristique non linéaire qui mettent en jeu la multiplication de fréquences, le mélange d'ondes lumineuses, l'oscillation paramétrique et d'autres techniques.

Pour certaines des applications pratiques du laser (notamment les télécommunications), on doit recourir à des oscillateurs laser à ondes entretenues qui soient suffisamment stables, de rendement élevé et d'une grande longévité. Peu nombreux sont les types de laser qui satisfont à ces conditions. Le Tableau I indique la longueur d'onde et les caractéristiques de quelques dispositifs existants types.

TABLEAU I – *Dispositifs à laser et leurs caractéristiques*

| Classification | Matière utilisée | Longueur d'onde d'oscillation (μm) | Puissance de sortie des ondes entretenues (dBW) | Puissance de sortie des impulsions (dBW) | Rendement (%) |
|---|---|---|---|---|---|
| Laser à semi-conducteur | Ga Al As | 0,85 - 0,9 | −20 | 10 | 10 |
| Laser transistorisé (1) | Nd: YAG | 1,06 | 20 | | 1 |
| | Nd: verre | 1,06 | | | |
| | Rubis | 0,6943 | | 80 | 0,1 |
| Laser à liquide | Colorant | 0,33 - 1,1 | | 20 | 0,1 |
| Laser à gaz | $N_2$ | 0,3371 | | | |
| | He-Ne | 0,6328 | −10 | | 0,1 |
| | $CO_2$ | 10,6 | 20 | | 15 |
| | Ar | 0,5145<br>0,4880 | 10 | | 0,02 |
| | He-Cd | 0,4416 | −10 | | 0,03 |
| Diode photoémettrice (2) | Ga Al As<br>In P/GaAs<br>In Ga As | 0,85 - 0,9 | −30 | | 3 |

(1) Les lasers NdP et LNP activés par diode photoémettrice ont un rendement élevé.
(2) On ne peut dire que les diodes photoémettrices appartiennent précisément à la catégorie des lasers, mais elles sont fréquemment utilisées comme source lumineuse. Leurs caractéristiques sont indiquées ici pour référence.

### 2.2 *Modulateur*

Il existe deux méthodes de modulation. L'une consiste à moduler directement des dispositifs à laser tels que laser à semi-conducteur, diodes photoémettrices, etc. L'autre consiste à utiliser un dispositif de modulation extérieur à effet opto-électrique, opto-magnétique, opto-acoustique ou des modulateurs à semi-conducteur.

### 2.3 *Détecteur*

Le Tableau II présente différents détecteurs et leurs caractéristiques.

### 2.4 *Antennes d'émission et de réception pour lasers*

Dans les dispositifs à laser, on utilise aussi bien la réfraction que la réflection pour les antennes optiques. D'ordinaire, un système à télescope convient aussi bien aux antennes d'émission qu'aux antennes de réception.

Les télescopes de Kepler sont équipés de lentilles convergentes et les télescopes de Galilée de lentilles divergentes. Les réflecteurs utilisés sont des antennes Cassegrain ou des antennes d'un type modifié en dehors du faisceau principal (par exemple du type de Herschel), de préférence aux antennes du type de Newton.

L'ouverture du faisceau d'une antenne de réception est déterminée essentiellement par le gain d'antenne nécessaire.

Pour éviter un effet de dégradé, il convient de déterminer l'ouverture $D$ de l'antenne d'émission au moyen de la formule ci-après:

$$D \geqslant d \frac{(H)}{\theta} \qquad (1)$$

où

$d$ : ouverture du faisceau du dispositif à laser

$(H)$ : divergence du faisceau du dispositif à laser

$\theta$ : ouverture nécessaire du faisceau de l'antenne.

Pour un laser de grande puissance, il faut prendre des précautions contre les champs intenses qui peuvent provoquer une saturation diélectrique ou un amorçage dans l'air. De plus, les rayonnements réfléchis par la surface pourraient perturber les oscillations du laser.

Le deuxième réflecteur à dispositif optique du type Cassegrain augmente l'affaiblissement optique en voilant la partie centrale du faisceau laser. C'est pourquoi on utilise de préférence un réflecteur fonctionnant en dehors du faisceau principal.

Les lentilles et miroirs de Fresnel sont intéressants pour des systèmes légers et de coût modique.

TABLEAU II – *Détecteurs et leurs caractéristiques*

| Classification | Matière utilisée | Longueur d'onde (μm) | Largeur de bande de détection | Sensibilité $[D_\lambda^*]$ max (cm(Hz) ½ $W^{-1}$) |
|---|---|---|---|---|
| PD (Photodiode) | Si, Ge | 0,7 - 2 | 10 GHz | |
| APD (Photodiode à avalanche) | Si, Ge | 0,4 - 5 | 1 GHz | |
| PV (Photovoltaïque) | InSb | 1,5 - 5,5 | | $7 \times 10^{10}$ |
| PT (Phototransistor | Si | 0,7 - 2 | 1 MHz | |
| PC (Photoconducteur) | PbS | 1,5 - 3,2 | 10 MHz | $1 \times 10^{11}$ ($\lambda$ = 2,5 μm) |
| | InAs | 1,5 - 3,8 | | $5 \times 10^{9}$ ($\lambda$ = 3,5 μm) |
| | PbSe | 1,5 - 4,5 | | $4 \times 10^{9}$ ($\lambda$ = 3,7 μm) |
| PE (Détecteur pyroélectrique) | $BaTiO_3$, $LiTaO_3$ | 0,7 | | |
| PM (Tube photomultiplicateur) | GaAs, Sb·Cs, Ag·Cs | 0,1 - 1,1 | 100 MHz | |

$$* D_\lambda = \frac{S/N}{P_\lambda} \cdot \frac{\sqrt{\Delta f}}{\sqrt{A}} \quad (\text{cm (Hz)}^{1/2}\,\text{W}^{-1})$$

$S$: Tension du signal de sortie (V)
$N$: Tension du bruit de sortie (V)
$P$: Puissance d'entrée de la lumière de longueur d'onde $\lambda$ ($W \cdot cm^{-2}$)
$A$: Superficie du détecteur ($cm^2$)
$\Delta f$: Largeur de bande de l'amplificateur (Hz)

## 3. Systèmes

### 3.1 *Système de télévision en couleur*

On a mis au point et essayé en service réel, pendant une année, un système prototype de transmission dans l'atmosphère, qui est constitué essentiellement par une diode-laser (à lumière voisine de l'infrarouge) et qui peut transmettre simultanément un signal de télévision en couleur sur 4 MHz et un signal téléphonique à modulation par intervalles d'impulsions (PIM) [Ueno et Yasugi, 1976].

Les principales caractéristiques de ce système sont indiquées au Tableau III.

TABLEAU III – *Caractéristiques d'un système de télécommunication existant*

| | |
|---|---|
| Modulation | PIM-IM |
| Puissance d'émission (valeur de crête) | de −4 dBm à +6 dBm (puissance régulée) |
| Largeur de l'impulsion optique | 7 ns |
| Diode-laser | Laser à GaAlAs (longueur d'onde, 0,83 μm) |
| Photodétecteur | Photodiode à avalanche (au silicium) |

La Fig. 1 représente la caractéristique de propagation de l'onde lumineuse, d'une part, à Tokyo (sur une distance de 2,7 km pendant les trois mois de l'automne) et, d'autre part, à Niigata (sur une distance de 0,6 km pendant deux mois de la saison neigeuse).

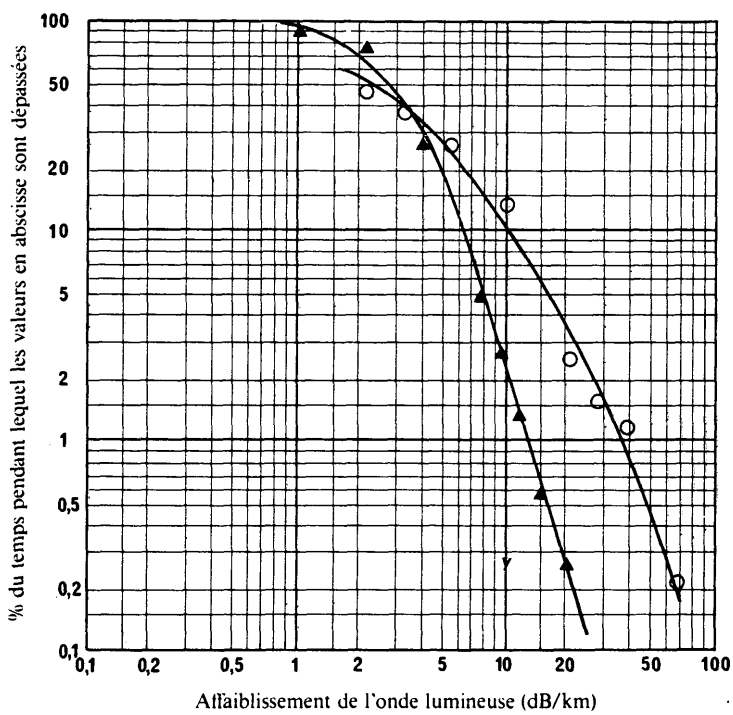



FIGURE 1 — *Distribution cumulative de l'affaiblissement de l'onde lumineuse*

▲ à Tokyo

○ à Niigata

En admettant, pour les signaux de télévision en couleur, un rapport signal/bruit de 30 dB, la disponibilité des circuits a été de 99,4% à Tokyo et de 99,7% à Niigata. Sur la base des données obtenues, on estime que la disponibilité du circuit par transmission atmosphérique d'une onde du spectre visible est à Tokyo de 99,9% pour une longueur de circuit de 2 km.

### 3.2 *Système de détection des agents de pollution de l'air*

On a mis au point plusieurs techniques de détection par laser des polluants de l'air. Ces techniques, fondées sur les interactions de la lumière et de particules, s'appellent:

a) diffusion de Raman,

b) fluorescence de résonance,

c) absorption de résonance.

Les sections transversales de la diffusion due aux phénomènes a) et b) sont cependant de si petites dimensions que les systèmes de détection correspondants ne sont applicables qu'aux fortes concentrations de particules, par exemple, au voisinage des cheminées d'usines. Le système à absorption différentielle fondé sur le phénomène c) semble être celui qui permet le mieux de détecter les concentrations ordinaires (moins de $10^{-7}$) des polluants de l'atmosphère [Inomata et Igarashi, 1975].

Ce système de détection des polluants de l'air par absorption différentielle a été utilisé. Par exemple la Fig. 2 présente l'un des résultats expérimentaux obtenus au moyen d'un laser au $CO_2$. Dans cette figure, la ligne en trait continu correspond aux résultats obtenus avec un laser au $CO_2$ et les points à la concentration d'ozone obtenue au moyen d'un compteur d'ozone normal, placé au voisinage du système à laser. La concordance entre les résultats de ces deux mesures est satisfaisante [Asai et Igarashi, 1975].

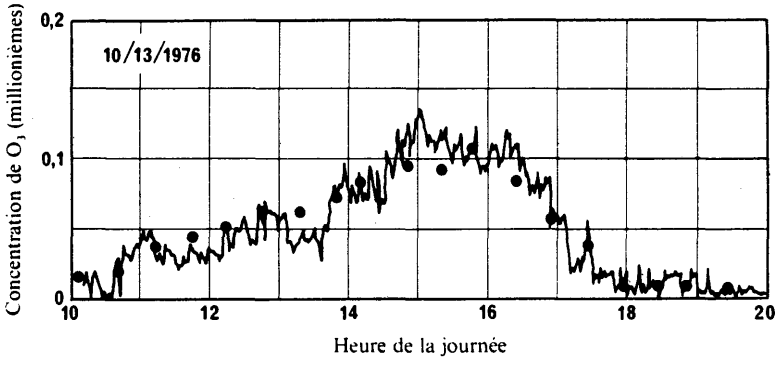



FIGURE 2 — *Contrôle de l'ozone sur un long trajet par la méthode de détection par absorption différentielle, le 13 octobre 1976*

D'autres systèmes à laser pour la mesure des polluants, la détection de gaz et des propriétés météorologiques et aérodynamiques utilisent des dispositifs tels que les lasers à rubis, à colorant, à hélium, au néon et au $CO_2$. Ces appareils permettent de déterminer l'emplacement, la quantité, la vitesse de déplacement, etc., de substances telles que $H_2O$, CO, $SO_2$, $N_2O$, $SF_6$, HCL, $NH_3$, $C_2H_4$, le fréon, l'alcool méthylique, l'acétone, les aérosols, ainsi que $NO_2$ et $O_3$ [ILE, 1975].

### 3.3 *Système à laser stroboscopique pour détection sous-marine optique*

Quand un rayon lumineux se propage d'une source lumineuse vers un objet-cible à travers une eau trouble, le récepteur utilisé par l'observateur de l'objet reçoit, en même temps que l'image de celui-ci, une lumière intense rétrodiffusée qui en dégrade la définition. Cette rétrodiffusion augmente la difficulté de la détection sous-marine.

Si l'on élimine ces composantes lumineuses parasites, on arrive à détecter l'objet très clairement, comme s'il était luminescent. Un moyen à cet effet consiste à émettre, avec un laser stroboscopique, des impulsions lumineuses très intenses et de très courte durée et de recevoir, avec un récepteur stroboscopique ultrarapide (stroborama), la lumière réfléchie par l'objet, dont les composantes parasites sont ainsi éliminées dans le temps.

### 3.4 *Système de repérage spatial*

Il existe des systèmes réalisables permettant de déterminer la distance de Terre à l'engin spatial en mesurant le temps de parcours de l'impulsion laser réfléchie par un miroir placé sur la Lune ou sur l'engin spatial.

Les caractéristiques de ces systèmes apparaissent dans le Tableau IV.

TABLEAU IV – *Caractéristiques de systèmes de repérage spatial*

| | Système de repérage de la Lune | Système de repérage d'un engin spatial |
|---|---|---|
| Longueur d'onde et oscillateur du laser | 0,6943 µm rubis | 0,6943 µm rubis |
| Energie (puissance) de sortie | 8 joules (400 MW) | 0,5 joule (120 MW) |
| Type de signal | 20 ns 0,2 impulsion par seconde | 4 ns 0,1 impulsion par seconde |
| Antenne: système optique d'émission | (1) ∅ = 50 cm | ∅ = 10 cm |
| Antenne: système optique de réception | ∅ = 3,8 m | ∅ = 50 cm |
| Précision | $\pm 4 \times 10^{-9}$ | $\pm 4 \times 10^{-8}$ |

(1) ∅ : diamètre de l'antenne.

3.5 *Système de mesure des remous créés par le passage d'un avion et du profil du vent*

Un vélocimètre Doppler à laser à balayage a été utilisé pour la détection et la mesure de la vitesse et du mouvement des tourbillons créés par le passage d'un avion, ainsi que des profils verticaux du vent. Le rayon d'émission cohérent est partagé et une des parties sert d'oscillateur local. Une cellule Bragg est utilisée pour décaler la fréquence afin de permettre l'observation de la variation due à l'effet Doppler. On utilise également la polarisation des rayons et le balayage par miroir. Le rayon principal renvoyé par l'atmosphère est détecté et il traverse un processeur de signaux, permettant ainsi d'obtenir une distribution des vitesses Doppler pour les aérosols à mesurer. De tels signaux sont obtenus pour tous les points de l'espace explorés et ils font ensuite l'objet d'un traitement supplémentaire en vue de l'affichage souhaité. Les caractéristiques de ces systèmes sont énumérées au Tableau V [Jeffreys et Bilbro, 1975].

TABLEAU V – *Caractéristiques du système de mesure et de détection des remous et du profil du vent en aviation*

| | |
|---|---|
| Générateur laser | $CO_2$ (10,6 µm) |
| Puissance de sortie | 20 W (CW) |
| Décalage de l'oscillateur local | 24 MHz |
| Détecteur | Hg Cd Te |
| Vitesse Doppler détectable | 61 m/s (max.) |

3.6 *Systèmes autres que les systèmes à laser*

Il existe un certain nombre de systèmes fonctionnant au-dessus de 275 GHz qui n'utilisent pas des sources à laser. Plusieurs de ces systèmes sont des systèmes passifs. Ils comportent des récepteurs essentiellement sensibles aux rayons infrarouges et/ou aux rayons visibles du spectre, et la sensibilité de certains récepteurs s'étend jusqu'aux rayons ultraviolets et aux rayons X. Ces systèmes sont utilisés, ou prévus, pour des applications telles que la météorologie, l'exploration de la Terre, la recherche spatiale, la radioastronomie, la navigation, etc. Les deux sections suivantes contiennent plusieurs exemples de tels systèmes, dont certains ont fait leurs preuves en exploitation alors que d'autres se trouvent encore au stade expérimental.

3.7 *Système de localisation des incendies de forêt*

On utilise un avion pour le transport d'un système d'enregistrement d'images thermiques permettant de localiser les incendies de forêt et de surveiller la région jour et nuit. Ce petit système directionnel à infrarouges utilise un miroir d'exploration à plusieurs facettes ainsi qu'un miroir à mouvement de va-et-vient permettant d'explorer l'image de la forêt par l'intermédiaire du système détecteur. Les signaux du système détecteur sont affichés sur un écran de télévision. Les caractéristiques du système sont indiquées au Tableau VI [DeLangre, 1975].

TABLEAU VI – *Caractéristiques du système de localisation des incendies de forêt*

| | |
|---|---|
| Source | Rayons infrarouges provenant de la forêt |
| Champ de vision | 30° × 40° |
| Pouvoir séparateur | 2 milliradians |
| Largeur de bande | 5 MHz |
| Détecteurs | Hg Cd Te (8–12 μm) |
| Puissance | 200 W |

3.8 *Astronomie à faible intensité de lumière*

L'utilisation de dispositifs à injection de charge (CID) pour les télescopes de l'observatoire national de Kitt Peak aux Etats-Unis d'Amérique constitue un exemple récent de la radioastronomie fonctionnant dans le spectre des rayons visibles. Pour l'étude d'une nébuleuse planétaire à faible intensité de lumière, on a notamment utilisé une rangée de CID au silicium, placée au foyer Cassegrain du télescope Mayall de quatre mètres. Le dispositif à injection de charge utilise un système de lecteur non destructif, ce qui se révèle extrêmement avantageux en astronomie. Le système fonctionne en relation avec un ordinateur Varian 620F [Aikens et autres, 1975].

## 4. Considérations relatives aux systèmes fonctionnant au-dessus de 3000 GHz

Des systèmes fonctionnant à une fréquence de cet ordre peuvent généralement être classés en deux catégories: les systèmes passifs et les systèmes actifs. Les systèmes passifs ont une longue histoire, certains étant vieux de plusieurs siècles, beaucoup d'autres venant seulement d'apparaître. On connaît mieux les possibilités et les limites de certains systèmes passifs. Dans la plupart des cas, les systèmes actifs font intervenir des lasers, lesquels ont fait leur apparition en 1960. Certains lasers sont d'une utilité immédiate et d'autres nécessitent encore des travaux de mise au point. Toutefois, les possibilités et les limites des systèmes actuels ne sont pas très bien connues.

Les facteurs qui varient en fonction de la fréquence lorsque celle-ci est voisine de 3000 GHz sont la puissance de sortie, la forme du faisceau, la largeur de bande, l'effet des gaz atmosphériques, l'effet des particules en suspension, les aérosols, l'humidité, la turbulence, le rayonnement ambiant, la sensibilité du détecteur, etc. Ces paramètres, ainsi que d'autres, déterminent les possibilités d'utilisation du système.

## 5. Problèmes mineurs

Ces exemples de systèmes fonctionnant au-dessus de 3000 GHz illustrent les nombreux systèmes déjà en service ou dont on prévoit la mise en service dans les prochaines décennies. Ces systèmes semblent avoir relativement peu de problèmes de brouillage. Aucun cas de brouillage n'a pratiquement été mentionné pour les nouveaux systèmes à laser, principalement à cause de la grande directivité du faisceau et en raison des faibles lobes latéraux et arrières. Une mise au point minutieuse a permis d'assurer, pour les systèmes passifs, un fonctionnement essentiellement dépourvu de brouillage et, dans certains cas, à couverture mondiale. On s'attend à ce que cette tendance se poursuive. Dans le cas de l'astronomie optique vieille de plusieurs siècles, il semble que l'on n'ait pas eu à affronter de problèmes de brouillage impossibles à résoudre; dans le cas plus récent de la transmission par fibres optiques, les ondes du spectre seront guidées par les fibres assurant ainsi un fonctionnement véritablement dépourvu de brouillage.

## 6. Intérêt que présentent les diverses applications pour certains services

Les applications décrites dans la présente contribution présentent des possibilités d'amélioration future et le Tableau VII établit une relation entre ces applications et les services existants qu'elles pourraient intéresser. Il convient de souligner que les services de télécommunications en général fonctionnent sur la totalité du spectre électromagnétique alors que les radiocommunications sont actuellement limitées aux fréquences inférieures à 3000 GHz.

TABLEAU VII – *Applications possibles des systèmes décrits*

| Services / Applications | Fixe | Aéronautique fixe | Satellite d'exploration de la Terre | Aides météo | Satellites météo | Localisation | Navigation | Recherche spatiale | Astronomie | Radiodiffusion |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Télévision en couleur | x | | | | | | | | | |
| Agents polluants | | | x | | | x | | x | | |
| Traces de gaz | | | x | | | x | | x | | |
| Météorologie | | | | x | x | | | | | |
| Aérodynamique | | x | | | | | | | | |
| Images sous-marines | | | | | | x | x | | | |
| Radiorepérage spatial | | | | | | x | x | | | |
| Profil du vent | | | | | | x | | | | |
| Remous acoustiques | | | | | | x | | | | |
| Systèmes autres que les systèmes lasers | | | x | | x | x | x | x | x | |
| Localisation des incendies de forêt | | | | | | x | x | | | |
| Astronomie à faible intensité de lumière | | | | | | | | | x | |

## 7. Résumé

De nombreux systèmes, dont certains sont encore au stade de la mise au point, fonctionnent au-dessus de 3000 GHz. Les investissements consentis jusqu'à ce jour sont très importants mais il existe encore des possibilités pour un grand nombre de systèmes supplémentaires. Certains systèmes passifs sont déjà en service et beaucoup de systèmes à laser sont encore à l'étude. Ces systèmes pourront présenter de l'intérêt pour de nombreux services. Des applications telles que celles qui sont décrites dans le présent Rapport contribuent à réduire l'encombrement du spectre au-dessous de 3000 GHz et continueront à le faire.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

AIKENS, R. S., LYNDS, D. R. et NELSON, R. E. [novembre 1975] Charge injection devices for low light level astronomical applications. Proc. of the Technical Program, E-O Systems Design Conference, International Laser Exposition, Anaheim, Calif., 571-576.

ASAI, K. et IGARASHI, T. [1975] *Opt. and Quant. Electron.*, Vol. 7, 211.

DELANGRE, J. P. [novembre 1975] Mini-FLIR – A new dimension in night vision. Proc. of the Technical Program, E-O Systems Design Conference, International Laser Exposition, Anaheim, Calif., 547-551.

INOMATA, H. et IGARASHI, T. [1975] *Japan J. Appl. Phys.*, Vol. 14, 1751.

JEFFREYS, H. B. et BILBRO, J. W. [1975] Development of a laser Doppler system for the detection and monitoring of atmospheric disturbances. Proc. of the Technical Program, E-O Systems Design Conference – International Laser Exposition, 380-390.

ILE [novembre 1975] International Laser Exposition, Anaheim, Calif. Data gathered from conference abstracts.

UENO, A. et YASUGI, T. [avril 1976] Semiconductor laser communication system using pulse-interval modulation. *Trans. Inst. Electron. Comm. Engrs. Japan*, Vol. J59-C, **4**.

BIBLIOGRAPHIE

COOK, J. S., MULLINS, J. H. et SCHWARTZ, M. I. [mai 1976] Experimental fiber optics communications systems. Digest of Technical Papers, Conference on Laser and Electrooptical systems, OSA/IEEE, San Diego, Californie, 80.

---

RAPPORT 667

# BROUILLAGES DES LIAISONS PAR COMMUNICATION OPTIQUE CAUSÉS PAR RAYONNEMENT DIRECT ET RAYONNEMENT PAR DIFFUSION

(Question 53/1)

(1978)

## 1. Introduction

Dans le présent Rapport sont exposés les différents modes de brouillage qui peuvent exister entre liaisons par communication optique et qui sont causés par des effets de rayonnement direct et de rayonnement par diffusion. A cet égard, vingt-quatre situations de brouillage différentes sont identifiées et analysées. D'après les renseignements dont on dispose sur les phénomènes optiques pertinents, des estimations concernant les cas de brouillage les plus défavorables ont été établies pour la plupart de ces modes. De plus, des restrictions tenant à la coordination concernant la puissance des émetteurs et la disposition géométrique des liaisons ont été étudiées dans le dessein d'éliminer les brouillages, c'est-à-dire de les réduire à des niveaux pratiquement tolérables dans toutes les conditions météorologiques.

En raison de l'extrême étroitesse de l'ouverture des faisceaux utilisés dans les systèmes optiques, peu de difficultés de brouillage sont prévues. Les rares difficultés de cette nature qui se présentent sont résolues de la façon la plus simple par coordination des liaisons optiques fonctionnant dans une zone géographique donnée. Le problème de brouillage devient alors un problème de relations géométriques – c'est-à-dire d'angles, de champs de visibilité et d'éloignement des emplacements. En général, on obtient aisément la coordination géométrique et ainsi aucune sujétion importante, qu'elle soit technique ou financière, n'est imposée à aucune des administrations concernées.

## 2. Modes de brouillage dans les systèmes de communication optique

Dans un cas général impliquant des systèmes optiques spatiaux et des systèmes optiques de Terre, on peut classer systématiquement les modes de brouillage éventuels en prenant en considération quatre types de liaisons de communication, à savoir: espace vers espace, espace vers Terre, Terre vers espace et Terre vers Terre. Douze modes de brouillage au total peuvent être causés par le fait que les stations de réception de chacun des trois types (stations spatiales, de Terre et terrienne) peuvent subir des brouillages causés par des émetteurs utilisés dans les quatre types de liaisons. La Fig. 1 représente les diverses liaisons de communication qui peuvent se trouver impliquées dans le cas général. Les modes de brouillage à étudier sont résumés au Tableau I, et des numéros arbitraires leur ont été attribués par raison de commodité.

Pour chacun des modes de brouillage, il existe deux sources de signaux brouilleurs:

- *l'éclairage direct* du récepteur par le faisceau principal ou les lobes latéraux du faisceau brouilleur;
- *le rayonnement par diffusion.*

Ainsi, il faut prendre en considération au total 24 cas de brouillage.

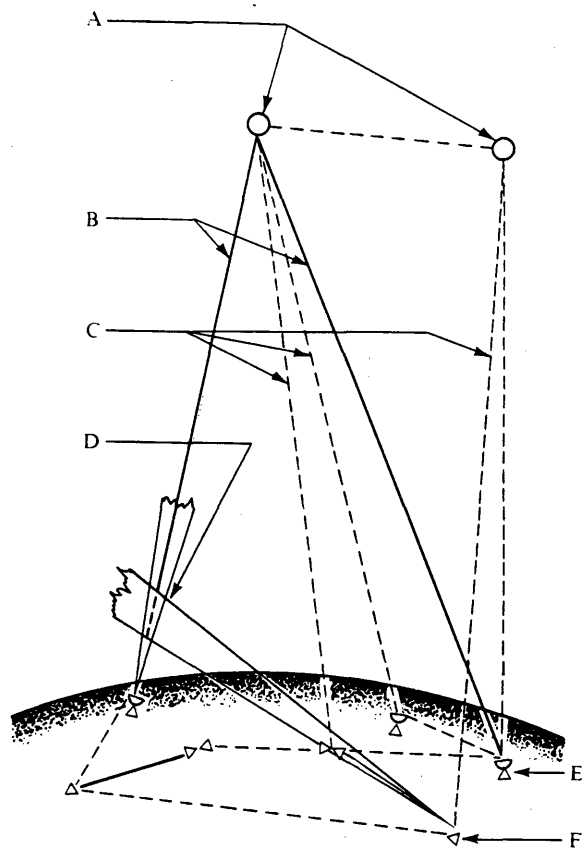



FIGURE 1 — *Modes de brouillage, les fréquences étant utilisées en partage par les systèmes à satellites et les systèmes de Terre*

A: Stations spatiales
B: Signaux utiles
C: Signaux brouilleurs
D: Diffusion par le volume commun
E: Station terrienne
F: Station de Terre

TABLEAU I – *Les modes possibles de brouillage*

Pour chaque mode, il faut tenir compte du brouillage causé par l'éclairage direct et l'éclairage par diffusion. C'est ainsi que 24 cas de brouillage sont à prendre en considération.

| Type d'émetteur / Récepteur | Espace vers espace | Terre vers espace | Espace vers Terre | Terre vers Terre |
|---|---|---|---|---|
| Spatial | 1 | 2 | 3 | 4 |
| Terrien | 5 | 6 | 7 | 8 |
| de Terre | 9 | 10 | 11 | 12 |

## 3. Cas de brouillage direct – Généralités

Une méthode permettant de protéger une liaison de communication optique consiste à faire en sorte que le rapport signal/brouilleur dans le champ de visibilité du récepteur soit supérieur à une tolérance de niveau spécifié. Hult et Reinhart [1971] ont montré qu'à moins que le signal brouilleur ne soit semblable au signal utile (c'est-à-dire à moins qu'il ne présente un schéma de modulation semblable, un rapport d'expansion de largeur de bande semblable ou plus petit, et une fréquence de la porteuse proche de celle du signal utile) les caractéristiques de ce dernier permettent de multiplier le rapport porteuse/bruit par des facteurs de 10 à 50 dB. Ils ont également montré que, dans le cas de deux signaux de télévision dont la fréquence porteuse est la même, les effets de brouillage sont à peine perceptibles si la puissance du signal utile est supérieure d'au moins 30 dB à la puissance du signal brouilleur. Si l'on choisit 30 dB comme niveau prudent de tolérance, le gain de l'antenne du récepteur sera moindre que $-30$ dB si [Hult et Reinhart, 1971]:

$$\frac{D}{\lambda} \times \frac{\theta}{100} \geqslant 3 \qquad (1)$$

où

$D$ : est la dimension de l'antenne, en centimètres (cm),

$\lambda$ : est la longueur d'onde, en centimètres (cm),

$\theta$ : est le demi-angle d'ouverture compté à partir de l'axe du faisceau principal, en degrés.

Pour une ouverture de petite dimension ($D = 30$ cm):

$\theta \geqslant 5 \times 10^{-4}$ degrés pour $\lambda = 0{,}5$ $\mu$ (visible);

$\theta \geqslant 0{,}01$ degrés pour $\lambda = 10{,}6$ $\mu$ ($CO_2$).

Pour un satellite géostationnaire (altitude 35 000 km), ces demi-angles d'ouverture se traduisent sur la Terre en champs de visibilité circulaires dont le rayon est de 300 m dans la gamme des ondes visibles, et d'environ 7 km pour un laser à $CO_2$. Ainsi, si des stations terriennes sont placées à plus de 7 km de distance l'une de l'autre, les brouillages directs entre liaisons ne devraient pas causer de difficulté, même si des liaisons Terre-espace adjacentes fonctionnent sur la même longueur d'onde avec précisément la même technique de modulation et la même polarisation. En fait, le rapport de protection serait d'au moins 60 dB, selon la longueur d'onde, puisque nous avons complètement négligé les diagrammes de rayonnement des antennes des émetteurs qui devraient être également étroits pour les distances mises en jeu. Pour cette raison, la distance entre stations au sol pourrait encore être même plus réduite.

## 4. Cas de brouillage par diffusion – Généralités

Le traitement des modes de brouillage direct est relativement simple, même en tenant compte des incertitudes météorologiques des étalements de faisceau dus aux turbulences; mais il est plus difficile d'établir des estimations quantitatives fiables pour les cas de brouillage par diffusion. Chacun des cas de brouillage par diffusion est examiné ci-dessous en détail.

### 4.1 *Brouillage causé à un récepteur spatial par un émetteur espace vers espace (Mode ≠ 1)*

Pour des liaisons dont la position est fixe et qui mettent en jeu des satellites géostationnaires, les restrictions exposées ci-dessus quant à la coordination géométrique résoudront les difficultés de brouillage direct.

Concernant la diffusion, la diffusion atmosphérique est sans rapport avec ce cas. Seule présente de l'intérêt l'énergie qui est diffusée à partir d'un autre satellite qui est situé dans le champ de visibilité du récepteur. En pareil cas, la même méthode utilisée pour résoudre les difficultés causées par le brouillage direct devrait résoudre cette question. De façon précise, si l'on prend connaissance de la valeur 30 dB du rapport de protection signal/brouillage, le diagramme de rayonnement de l'antenne de la station spatiale n'a besoin que d'être plus petit que l'écart angulaire minimal entre satellites géostationnaires adjacents.

Si les satellites en jeu ne sont pas fixes l'un par rapport à l'autre – c'est-à-dire s'il s'agit de satellites qui ne sont pas géostationnaires – des brouillages transitoires sont possibles, mais ils devraient alors être de courte durée et seraient, comme tels, probablement tolérables.

### 4.2 *Brouillage causé à un récepteur spatial par un émetteur Terre vers espace (Mode ≠ 2)*

Si l'angle entre les satellites est supérieur à 0,01 degré, le brouillage direct ne devrait pas être la cause de difficultés, quelle que soit la longueur d'onde optique.

Lorsque des phénomènes de diffusion sont en jeu, on peut réduire les brouillages en imposant des restrictions à la puissance de l'émetteur $p_T$ et à la distance $Z_T$ de l'émetteur à la région d'intersection. La relation pertinente entre les paramètres est la suivante [Kershentein et Horrigan, 1977]:

$$\frac{p_T\,(\text{watts})}{Z_T\,(\text{km})} < \frac{3780}{\lambda\,(\text{microns})} \qquad (2)$$

En admettant un minimum d'éloignement entre stations terriennes, il faut que $Z_T > 7$ km et par conséquent:

$$p_T \text{ (watts)} < \frac{26\,500}{\lambda \text{ (microns)}} \tag{3}$$

Il est évident que même dans le cas d'un système à laser à $CO_2$ (c'est-à-dire $\lambda = 10{,}6$ μ), il faut que la puissance de l'émetteur atteigne plusieurs kilowatts avant que l'on rencontre des difficultés dues au brouillage.

4.3 *Brouillage causé à un récepteur spatial par un émetteur espace vers Terre (Mode ≠ 3)*

Des considérations géométriques laissent à penser qu'il est peu vraisemblable qu'un brouillage direct se produise.

Concernant les difficultés dues à la diffusion, un cas intéressant se présente lorsque le champ de visibilité du récepteur spatial coïncide avec la trace sur la Terre du faisceau ponctuel de l'émission brouilleuse. Concernant l'énergie qui est diffusée par la Terre selon une distribution de Labert, aucun brouillage n'est à attendre si la puissance de l'émetteur spatial est, soit de l'ordre de 400 watts, soit inférieure à cette valeur.

4.4 *Brouillage causé à un récepteur spatial par un émetteur de Terre (Mode ≠ 4)*

Ce cas de brouillage est essentiellement le même que celui du Mode # 2. Même si les faisceaux se croisent, il n'y a à craindre aucune difficulté due au brouillage direct ou par diffusion.

4.5 *Brouillage causé à un récepteur de station terrienne par un émetteur espace vers espace (Mode ≠ 5)*

Ce cas de brouillage est identique au cas correspondant d'un récepteur spatial brouillé par un émetteur espace vers espace (Mode # 1) et il ne présente aucune difficulté.

4.6 *Brouillage causé à un récepteur de station terrienne par un émetteur Terre vers espace (Mode ≠ 6)*

Le brouillage direct ne constitue par un problème important.

En ce qui concerne le brouillage par diffusion, le cas est presque identique à celui qui est exposé sous le titre «Mode # 7», avec la différence importante que la diffusion est avant tout une diffusion en arrière plutôt qu'une diffusion en avant. Ainsi, la question des brouillages multiples pourrait être divisée par le rapport diffusion en arrière/diffusion en avant dans les sections croisées. On peut s'attendre à ce que ce rapport varie de 5 à 1000, ou à peu près; par conséquent la solution de la question de la diffusion selon le Mode # 7, qui est exposée ci-dessous, résout automatiquement la question de la diffusion dans le cas du Mode # 6.

4.7 *Brouillage causé au récepteur d'une station terrienne par un émetteur espace vers Terre (Mode ≠ 7)*

Ainsi qu'on l'a noté plus haut, dans le cas d'un satellite géostationnaire (altitude 35 000 km), les diagrammes de rayonnement d'antenne typiques se traduisent sur la Terre par un champ de visibilité circulaire d'environ 300 mètres de rayon pour le spectre visible ($\lambda \approx 0{,}5$ μm) et 7 km de rayon pour le laser à $CO_2$ (longueur d'onde $\lambda \approx 10{,}6$ μm). Ainsi le brouillage direct entre stations terriennes espacées de plus de 7 km ne devrait causer aucune difficulté.

La possibilité subsiste qu'une liaison Terre vers espace voisine, dont la station terrienne est située à plus de 7 km du récepteur concerné de façon à éviter les brouillages directs, puisse par le moyen d'effets de diffusion multiples, injecter une puissance brouilleuse dans un récepteur de station terrienne.

Bien des considérations exposées ci-dessus relativement au récepteur spatial dans les cas de brouillage par diffusion sont applicables dans ce cas, à l'importante exception près que le récepteur de station terrienne est situé tout près des régions de diffusion: ce dernier récepteur ne bénéficie donc pas autant que le récepteur spatial des affaiblissements de propagation en espace libre, affaiblissements qui sont inversement proportionnels au carré de la distance ($1/R^2$). Si le récepteur de Terre utilise la détection hétérodyne, la diffusion est sans rapport avec la question [Kershenstein et Horrigan, 1977; Giannario et autres, 1976; Mooradian et autres, 1976]. Il en est ainsi parce que le faisceau diffusé se propage sur un trajet plus long, il perd sa cohérence avec le faisceau sans diffusion et il n'est pas traité par le récepteur hétérodyne à détection cohérente. Mais il se peut que les systèmes à détection directe éprouvent des difficultés dues au brouillage.

Si le faisceau brouilleur traverse le champ de visibilité du récepteur d'une station terrienne quelque part au sein de l'atmosphère terrestre, il existe alors une possibilité de brouillage par diffusion. Mais une coordination des emplacements peut garantir qu'aucune intersection des faisceaux ne se produira pour les liaisons vers les satellites géostationnaires, et les interruptions dues à d'autres liaisons par satellite seront nécessairement de nature temporaire. Ainsi, le brouillage de ce type peut-il dans la plupart des cas être réduit au minimum, sinon éliminé.

Si un faisceau lumineux se propage verticalement vers la Terre à travers l'atmosphère, la diffusion multiple aura pour effet qu'il s'étalera au-delà de ce qui peut être prévu au moyen de considérations géométriques. Lorsque l'épaisseur optique du milieu de diffusion varie, l'étalement passe par un maximum qui est prévu; dans le cas le plus défavorable, la diffusion multiple étale le faisceau sur une distance radiale de l'ordre de l'épaisseur physique de la couche diffusante [Bucher, 1973]. Si l'on accroissait de cette quantité l'écart entre emplacements adjacents, quantité qui viendrait en plus de la distance requise par le critère de 30 dB pour le brouillage direct, aucune des

liaisons n'éprouverait de brouillage causé par une énergie directe ou diffusée quelle qu'elle soit. Si le cas invraisemblable d'un grand nuage de brouillard remplissant totalement l'espace depuis le sol jusqu'à une altitude de 12 km se produit avec, cas le plus défavorable, une épaisseur optique totale de 2 ou 3 [Kershenstein et Horrigan, 1977: Bucher, 1973], alors un supplément de distance de séparation de 12 km doit être ajouté à la limite supérieure précédemment calculée (pour l'éclairage direct), limite qui est de 7 km, pour obtenir une distance de séparation sûre. Dans la plupart des cas, la diffusion sera limitée aux couches nuageuses ou à des régions proches du sol. Dans ces cas, l'épaisseur des couches diffusantes serait de l'ordre d'au plus 2 km, et ainsi, une distance de séparation de 19 km serait très efficace.

4.8 *Brouillage causé à un récepteur de station terrienne par un émetteur de Terre (Mode ≠ 8)*

Le brouillage direct est aisément évité grâce à une coordination géométrique des emplacements.

Si la liaison de Terre emploie la propagation par diffusion, la station terrienne peut recevoir de l'énergie diffusée. En maintenant le faisceau principal de la liaison par diffusion en dehors du champ de visibilité de la liaison Terre vers espace, on résoudra la plupart des difficultés. Là également, la grande largeur de bande de la liaison espace vers Terre et l'étroitesse nécessaire de la largeur de bande de la liaison par diffusion, rendent douteux de graves brouillages mutuels: en effet les renseignements concernant les gains d'antenne, qui ont été laissés de côté jusqu'à présent, pourraient aisément conduire à un supplément de protection de 20 à 50 dB.

4.9 *Brouillage causé à un récepteur de Terre par un émetteur espace vers espace (Mode ≠ 9)*

Il existe fort peu de possibilités de brouillage direct ou par diffusion si l'on exclut les angles rasants.

4.10 *Brouillage causé à un récepteur de Terre par un émetteur Terre vers espace (Mode ≠ 10)*

Si la liaison de Terre est une liaison directe (c'est-à-dire en visibilité directe), les considérations touchant le brouillage causé par un second émetteur d'une liaison Terre vers espace sont les mêmes que les considérations qui s'appliquent au cas du récepteur d'une station terrienne et d'une liaison de Terre en visibilité directe. En pareil cas, les faisceaux des antennes sont étroits et il est facile de mettre en œuvre la coordination géométrique requise pour éviter leur intersection. Si la liaison de Terre est une liaison par diffusion, l'analyse du Mode # 8 s'applique en intervertissant le rôle de l'émetteur et celui du récepteur.

4.11 *Brouillage causé à un récepteur de Terre par un émetteur espace vers Terre (Mode ≠ 11)*

Il convient de mettre en œuvre une coordination géométrique afin d'éliminer les questions de brouillage.

La principale difficulté dans ce cas est causée par le brouillage par diffusion. C'est tout spécialement vrai pour les liaisons de Terre utilisant la propagation par diffusion puisque la liaison par diffusion fonctionne nécessairement avec un grand champ de visibilité. Heureusement, des gains de traitement élevés (de l'ordre de 50 dB), joints à l'utilisation d'émissions continues sur la liaison espace vers Terre, peuvent réduire la possibilité de causer du brouillage au récepteur de Terre [Kershenstein et Horrigan, 1977]. Mais si la liaison espace vers Terre est assurée par un système à impulsions qui emploie des puissances dont les niveaux sont exceptionnellement élevés (de l'ordre de plusieurs megawatts), les difficultés de brouillage ne peuvent pas être écartées au moyen des arguments simplistes invoqués ci-dessus, et des efforts supplémentaires sont requis pour résoudre les questions de brouillage.

4.12 *Brouillage causé à un récepteur de Terre par un émetteur de Terre (Mode ≠ 12)*

Il est possible d'éliminer le brouillage direct ou par diffusion qui est causé aux récepteurs cohérents ou à hétérodyne, parce qu'ils sont insensibles à tout sauf aux positions non diffuses des faisceaux des antennes d'émission qui leur sont destinés [Kershenstein et Horrigan, 1977; Giannario et autres, 1976; Mooradian et autres, 1976]. Mais les récepteurs à détection directe seront influencés par les rayonnements directs et les rayonnements par diffusion. Il se peut aussi que des considérations géométriques, jointes à des analyses de la diffusion, soient requises pour résoudre, cas par cas, les questions de brouillage.

## 5. Résumé

La plupart des questions de brouillage mettant en jeu des liaisons optiques sont aisément résolues grâce à une coordination géométrique de toutes les liaisons dans une zone géographique donnée. En fait, des analyses extrêmement prudentes montrent que 21 des 24 cas possibles de brouillage mettant en jeu le brouillage direct et le brouillage par diffusion peuvent être maîtrisées, sinon éliminées, grâce à l'application de procédés relativement simples de coordination géométrique. Aucune limitation n'est imposée quant aux bandes de fréquences employées.

Les trois cas de brouillage non résolus mettent en jeu le brouillage par diffusion provenant d'émetteurs espace vers Terre, d'émetteurs Terre vers espace et d'émetteurs de Terre, et causé au récepteur d'une liaison de Terre utilisant la propagation par diffusion. Même dans ces cas, il se peut qu'une condition géométrique apporte une solution aux difficultés, mais il se peut que cette coordination soit de nature plus restrictive parce qu'elle est

plus difficile à appliquer que dans le cas des autres modes de brouillage. Les liaisons par diffusion utilisent nécessairement des antennes dont le champ de visibilité est plus étendu que dans le cas des systèmes à visibilité directe, et elles rendent ainsi de grandes portions de l'espace inutilisables pour d'autres liaisons optiques. Lorsque des intersections de faisceaux se produisent, on peut s'attendre à de graves difficultés dues au brouillage. Cela est particulièrement vrai dans le cas de deux liaisons de Terre à propagation par diffusion qui ne bénéficient pas des gains de traitement élevés qui caractérisent les deux autres cas. Mais ce n'est que cas par cas que l'on peut apprécier la gravité de celles de ces questions de brouillage qui peuvent se poser.

En résumé, des analyses de cas de brouillage direct ou par diffusion entre systèmes de communication optique laissent à penser que la plupart des questions de brouillage peuvent être résolues grâce à une coordination géométrique à l'intérieur de la région de fonctionnement.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BUCHER, E. A. [1973] *Appl. Opt.*, **12**, 2391.

GIANNARIO, R. J., MOORADIAN, G. C., STONE, W. R. [septembre 1976] Naval Electronics Laboratory Center, NELC Technical Note, TN3232.

HULT, J. L. et REINHART, E. F. [février 1971] *Proc. IEEE*, **59**, 118.

KERSHENSTEIN, J. C. et HORRIGAN, F. A. [1977] US Naval Research Laboratory NRL Report N° 3532. Interference of Optical Communication Links.

MOORADIAN, G. C. et autres [novembre 1976] Naval Electronics Laboratory Center. NELC Technical Report 1988.

---

RAPPORT 663-2*

## CARACTÉRISTIQUES DE GRANDES ANTENNES A RÉFLECTEURS FONCTIONNANT EN ONDES MILLIMÉTRIQUES ET DÉCIMILLIMÉTRIQUES

(Question 64/1)

(1978-1982-1986)

### 1. Introduction

Le présent Rapport traite des caractéristiques, des diagrammes d'antennes réalisables pour le faisceau principal et de l'influence de la fréquence sur les lobes secondaires extrêmes et arrière de grandes antennes du type à réflecteurs fonctionnant en ondes millimétriques et décimillimétriques. D'une manière générale, une antenne est considérée comme grande si le rapport entre son diamètre et la longueur d'onde est supérieur à 100. On étudiera l'influence des tolérances de surface de ces antennes et de leur sensibilité au brouillage causé par d'autres émetteurs.

### 2. Caractéristiques de gain et des lobes latéraux

Certaines contraintes sont imposées au diagramme de rayonnement du fait qu'une antenne donnée, fonctionnant en ondes millimétriques, doit à la fois recueillir l'énergie provenant d'une direction déterminée et éliminer le bruit terrestre ou galactique et les signaux d'émetteurs brouilleurs reçus en dehors du faisceau principal. Ainsi, il faut établir un diagramme de rayonnement complet de $2\pi$-stéradians aux fréquences millimétriques pour prévoir les niveaux de brouillage entre systèmes.

On peut, en gros, répartir le diagramme de rayonnement d'une antenne en quatre régions, d'après les mécanismes qui le déterminent (Fig. 1) [Ratnasiri et autres, 1970]. La région I, qui comprend le lobe principal et les premiers lobes secondaires, présente un diagramme de diffraction résultant de l'éclairement du réflecteur par l'alimentation. La région II, c'est-à-dire les lobes latéraux extrêmes, représente l'énergie d'alimentation qui déborde du réflecteur et du diagramme d'interférence résultant de l'éclairement du bord du réflecteur. Les lobes arrière, ou région III, et le lobe postérieur, ou région IV, résultent uniquement du diagramme d'interférence dû au bord du réflecteur, car ce dernier fait écran à l'alimentation dans cette zone. Des méthodes de calcul spéciales ont été mises au point pour chacune de ces régions; on peut utiliser les formules obtenues pour prévoir le comportement d'antennes fonctionnant en ondes millimétriques.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 2, 4 et 9.

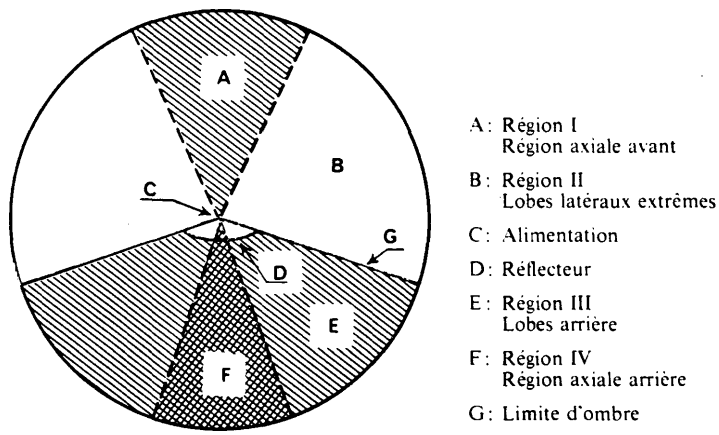



FIGURE 1 — *Régions utilisées pour l'analyse du diagramme d'antenne*

Les antennes à ondes millimétriques se distinguent des antennes fonctionnant à des fréquences moins élevées par les deux caractéristiques ci-après:

- des surfaces réfléchissantes matériellement très petites peuvent être très grandes par rapport à la longueur d'ondes;
- les tolérances de surface matériellement réalisables peuvent représenter une fraction importante d'une longueur d'onde.

La grande surface possible donne, en principe, la possibilité d'établir des diagrammes d'antennes très complexes. Toutefois, les limites relativement strictes concernant la tolérance de réalisation du réflecteur peuvent causer des erreurs de phase dans les rayonnements réfléchis, de sorte que des quantités d'énergie importantes peuvent être diffusées en dehors du diagramme prévu ou étudié.

### 2.1 *Faisceau principal et premiers lobes latéraux*

Silver [1965] a établi une formule qui donne le diagramme de rayonnement en champ lointain, obtenu quand une surface parfaitement réfléchissante est éclairée par de l'énergie électromagnétique. Cette expression est basée sur des approximations mathématiques des coordonnées du champ; de ce fait, elle est valable seulement au voisinage de l'axe avant de l'antenne. L'expression ne tient pas compte des effets de blocage d'alimentation ni des erreurs de tolérance sur la surface du réflecteur.

Les charges dues aux poids, les contraintes thermiques, le vieillissement et les limites résultant des processus de fabrication produisent des déviations par rapport à la surface réfléchissante souhaitée. De ces restrictions de la tolérance pour la surface résultent des erreurs sur la distribution de phase souhaitée dans l'ouverture. Ruze [1966] et Scheffler [1962] ont étudié les effets de perturbations de la fonction de distribution de phase de l'ouverture. Ruze [1966] a modifié la formule de Silver [1965] en introduisant une fonction de perturbation de phase. Scheffler [1962] a établi, pour le diagramme de diffusion, une expression aux limites valable pour un éclairement uniforme.

Les formules établies par Ruze et Scheffler sont valables pour le cas d'un éclairement uniforme. Elles décrivent les caractéristiques suivantes des antennes à réflecteur, du type utilisé aux fréquences élevées:

- le diagramme de rayonnement, compte tenu des erreurs de tolérance sur le réflecteur, est la somme de deux composantes: le diagramme en l'absence de restrictions de tolérances, $G_p$, dégradé par un facteur exponentiel $e^{-\overline{\delta^2}}$ et le diagramme de diffusion $G_s$,

où:

$\overline{\delta^2} = \left(\frac{4\pi\varepsilon}{\lambda}\right)^2$ : valeur quadratique moyenne des perturbations de phase introduites par les tolérances de surface

$\varepsilon$ : valeur quadratique moyenne de la tolérance sur la surface de l'ouverture

$\lambda$ : longueur d'onde du rayonnement;

- avec l'augmentation de la fréquence, le gain dans le faisceau principal passe par un maximum et tend ensuite à diminuer. L'augmentation initiale est due à la valeur croissante de la longueur d'onde dans l'ouverture; la diminution résulte du facteur exponentiel qui prédomine aux fréquences élevées. Ce comportement, qui limite le gain réalisable, est illustré pour plusieurs grandes antennes (Fig. 2) [Ruze, 1966];
- l'énergie perdue par le diagramme principal apparaît dans le diagramme de diffusion. L'ampleur du diagramme de diffusion augmente avec la fréquence, pour un réflecteur et pour une fonction d'éclairement donnés, jusqu'à dépasser le diagramme principal.

Ainsi, si un réflecteur donné est utilisé à des fréquences de plus en plus élevées, l'énergie reçue ou émise par une cible donnée subit une perte, décrite par $e^{-\overline{\delta^2}}$, et le niveau de bruit reçu augmente en raison du diagramme de diffusion plus grand. L'augmentation du bruit est fonction de l'environnement dans la direction de pointage de l'antenne.

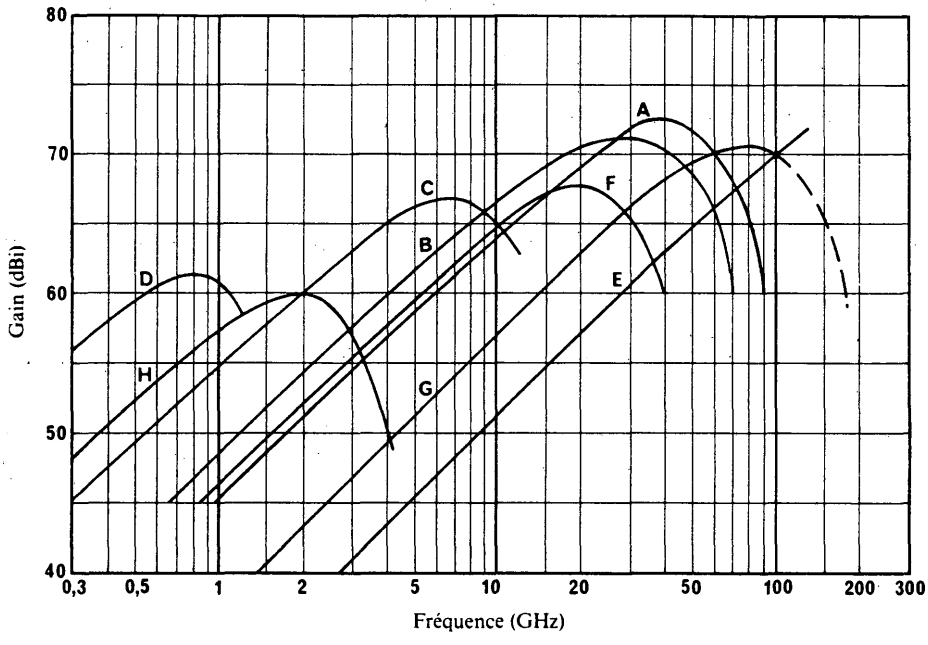



FIGURE 2 — *Gain de grands paraboloïdes (sur la base d'estimations publiées)*

A: Lebedev – 22 m (72 ft)
B: Haystack – 36,5 m (120 ft)
C: Parkes – 64 m (210 ft)
D: Arecibo – 305 m (1000 ft)
E: Aerospace – 4,6 m (15 ft)
U. Texas – 4,9 m (16 ft)
F: Good – 26 m (85 ft)
G: Spun cast – 8,5 m (28 ft)
H: Greenbank – 91,5 m (300 ft)

On a tracé, pour un réflecteur de 10 m ayant un coefficient d'efficacité supposé de 0,8, une courbe indiquant l'incidence de l'erreur quant à la surface sur le gain dans le faisceau principal du diagramme de rayonnement primaire et du diagramme de diffusion (Fig. 3). Dans le cas le plus défavorable, $\varepsilon = 0{,}5$ mm, 0,1 mm étant une valeur caractéristique et 0,05 mm une valeur réalisable [Cogdell et autres, 1970]. Dans la Fig. 3, on a choisi une valeur de 0,01 mm pour $\varepsilon$ afin d'illustrer les avantages résultant de techniques perfectionnées de construction. D'après la Fig. 3, une précision plus grande permet une exploitation à des fréquences plus élevées; le diagramme principal devient nettement plus petit que le diagramme de diffusion à des fréquences suffisamment élevées et pour une précision donnée.

Le gain du diagramme de diffusion dans l'axe du faisceau principal atteint une valeur limite, pour des valeurs élevées de $\overline{\delta^2}$. Comme le montre la courbe de la Fig. 3 pour $\varepsilon = 0{,}5$ mm, il convient de relever que $\overline{\delta^2}$ augmente en fonction de la fréquence pour une valeur fixe de $\varepsilon$.

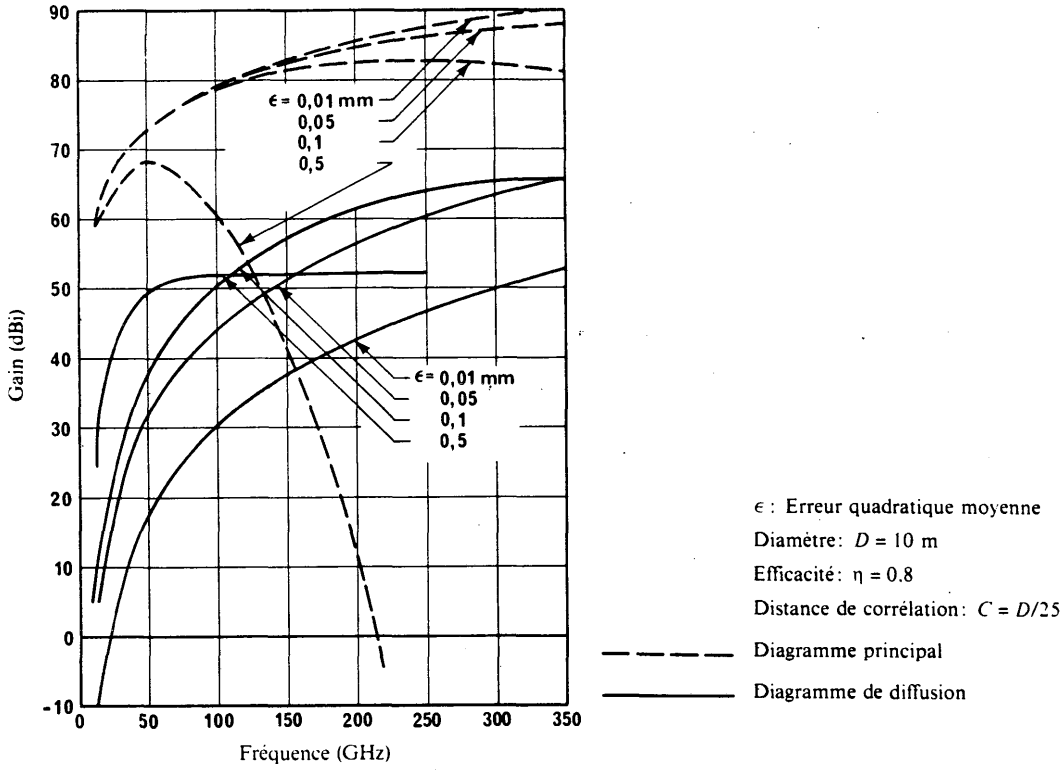



FIGURE 3 — *Gain dans l'axe du faisceau principal pour un réflecteur de 10 m (diagramme primaire et de diffusion) en fonction de la tolérance mécanique*

L'analyse par ordinateur du gain de grandes antennes à réflecteur utilisant une série infinie d'expressions pour le diagramme de diffusion fait apparaître, dans l'axe du faisceau principal, un comportement en fonction de la fréquence analogue à celui qui vient d'être décrit [Zucker, 1968].

L'étalement angulaire du diagramme de diffusion revêt une grande importance pour la prévision du brouillage entre équipements. Pour cette raison, les points à 3 dB et à 10 dB du diagramme de diffusion sont calculés pour $\varepsilon$ = 0,1 mm, en fonction de la fréquence, pour toute une série de diamètres de réflecteur (Fig. 4). Le diagramme de diffusion se rétrécit avec l'augmentation de la fréquence jusqu'à une valeur limite. Le Tableau I donne les valeurs limites correspondant à une série de tolérances. Il convient de relever que les schémas de diffusion sont très étroits, même pour le cas le plus défavorable d'une tolérance de 0,5 mm et de 1 m de diamètre.

## 2.2 *Lobes secondaires extrêmes*

Le diagramme d'antenne dans les lobes latéraux extrêmes (Région II de la Fig. 1) pour une antenne à alimentation focale est la somme d'énergie électromagnétique rayonnée par trois mécanismes, à savoir:

- l'énergie rayonnée directement par l'alimentation,
- l'énergie réfléchie, qui est diffusée par l'alimentation et ses supports,
- l'énergie rayonnée par diffraction par le bord du réflecteur.

Les limites de tolérance relatives à la surface réfléchissante n'ont pas d'incidence directe sur les diagrammes des lobes latéraux extrêmes.

Ratnasiri et autres [1970] ont établi des formules exprimant le champ de diffraction fondées sur la théorie géométrique de la diffraction. Avec les résultats qu'ils ont obtenus, on peut établir une formule décrivant le diagramme de rayonnement dans la zone des lobes latéraux extrêmes, valable dans toute la Région II sauf aux abords de ces limites [Katzenstein, 1977]. Cette expression ne tient pas compte de l'énergie diffusée par l'alimentation.

Il ressort de cette analyse que les lobes latéraux extrêmes d'une antenne à alimentation focale diminuent lorsqu'on utilise un réflecteur à des fréquences élevées, l'éclairement $f(\overline{r})$ étant supposé constant quelle que soit la fréquence.

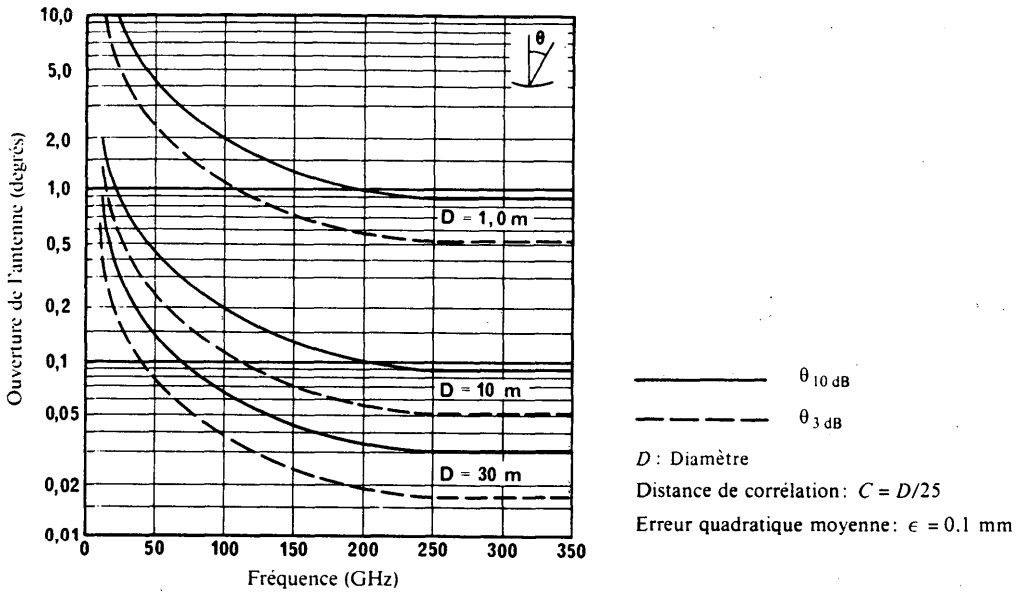



FIGURE 4 — *Largeur du faisceau correspondant au diagramme de diffusion pour ϵ = 0,1 mm*

TABLEAU I – *Diagramme de diffusion dans l'ouverture de l'antenne*

| ε (mm) | Diamètre (m) | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | 1,0 | | 10 | | 30 | |
| | Ouverture de l'antenne (degrés) (1) | | | | | |
| | $\theta_3$ dB | $\theta_{10}$ dB | $\theta_3$ dB | $\theta_{10}$ dB | $\theta_3$ dB | $\theta_{10}$ dB |
| 0,01 | 0,048 | 0,087 | 0,0048 | 0,0087 | 0,0016 | 0,0029 |
| 0,03 | 0,143 | 0,261 | 0,014 | 0,026 | 0,0048 | 0,0087 |
| 0,05 | 0,239 | 0,435 | 0,024 | 0,043 | 0,0080 | 0,0145 |
| 0,10 | 0,477 | 0,869 | 0,048 | 0,087 | 0,0159 | 0,0290 |
| 0,20 | 0,954 | 1,74 | 0,095 | 0,174 | 0,0318 | 0,0580 |
| 0,30 | 1,43 | 2,61 | 0,143 | 0,261 | 0,0477 | 0,0869 |
| 0,40 | 1,91 | 3,48 | 0,191 | 0,348 | 0,0636 | 0,116 |
| 0,50 | 2,39 | 4,35 | 0,239 | 0,435 | 0,0795 | 0,145 |

(1) Ouverture de l'antenne = 

2.3 *Limite d'ombre*

Il existe un effet important dû au lobe latéral extrême au voisinage de la limite entre les Régions II et III; cet effet est dû aux rayonnements d'alimentation directs qui viennent s'ajouter en phase à l'énergie rayonnée par diffraction par le bord du réflecteur. Ratnasiri et autres [1970] ont établi des formules exprimant les champs rayonnés à la limite pour une antenne à alimentation focalisée.

La puissance aux abords de la limite d'ombre est la somme de l'énergie d'alimentation rayonnée directement, de l'énergie rayonnée par diffraction et d'une structure fine résultant des deux précédentes. Katzenstein [1977] a montré que la crête du diagramme des lobes latéraux extrêmes à la limite d'ombre tend à rester constante si l'on utilise un réflecteur donné à alimentation focale ayant une fonction d'éclairement fixe à des fréquences élevées.

2.4 *Lobes arrière*

Le diagramme d'antenne dans la Région III de la Fig. 1 résulte uniquement de la diffraction au bord du réflecteur car celui-ci bloque l'alimentation.

En appliquant la théorie géométrique de la diffraction, Katzenstein [1977] a montré que les lobes arrière sont modulés par une enveloppe proportionnelle à $1/k$ dans les bandes des ondes millimétriques et décimillimétriques. Ainsi, les lobes latéraux arrière diminuent au fur et à mesure qu'augmente la fréquence, tous les autres paramètres étant supposés constants.

2.5 *Diagramme dans l'axe postérieur*

La théorie géométrique de la diffraction ne s'applique pas à l'axe postérieur car elle ne permet pas d'exprimer les rayons réfléchis par diffraction, ainsi que l'ont constaté Ratnasiri et autres [1970]. Ils ont établi une formule permettant d'exprimer la valeur maximale du diagramme dans l'axe arrière en appliquant la méthode du courant annulaire. Cette expression est indépendante de la fréquence. Ainsi, un réflecteur donné n'accuse – à éclairement constant – aucune modification du maximum du diagramme de rayonnement arrière s'il est utilisé à des fréquences plus élevées.

## 3. Antennes Cassegrain

De nombreuses antennes fonctionnant aux hyperfréquences ou en ondes millimétriques ont une géométrie du type Cassegrain (Fig. 5). Les diagrammes des lobes latéraux extrêmes et arrière d'une antenne Cassegrain diffèrent quelque peu de ceux de l'antenne à alimentation primaire focale décrits ci-dessus. Les mécanismes qui déterminent ces diagrammes sont les suivants:

- l'énergie de l'alimentation réfléchie par le réflecteur secondaire dans le réflecteur principal crée le diagramme souhaité, ou diagramme principal;
- le blocage exercé par le réflecteur secondaire et son support amène une certaine détérioration du diagramme;
- l'énergie d'alimentation qui n'est pas interceptée par l'un des deux réflecteurs (débordement) est rayonnée dans l'espace;
- un diagramme de diffraction apparaît aux bords du réflecteur secondaire;
- un diagramme de diffraction apparaît aux bords du réflecteur principal éclairé par le réflecteur secondaire ou par son diagramme de diffraction.

L'analyse d'une antenne Cassegrain ferait apparaître plusieurs différences avec une antenne à alimentation par foyer primaire:

- le rayonnement de débordement de l'alimentation s'inverse étant donné que l'alimentation est orientée dans le sens de l'axe du faisceau principal et non dans le sens opposé. Ainsi, les lobes latéraux de l'alimentation principale sont plus proches de l'axe avant du faisceau principal de l'antenne;
- il faudra tenir compte de l'énergie de diffraction due à l'éclairement du réflecteur secondaire;
- les bords du réflecteur principal sont éclairés par l'énergie de diffraction ou réfléchie par le réflecteur secondaire et non par l'énergie provenant directement de l'alimentation. Pour une utilisation efficace de l'ouverture d'antenne, toute l'ouverture (ou la plus grande partie de celle-ci) doit être éclairée. Les champs étant continus à la limite entre l'énergie de diffraction et l'énergie réfléchie [Kouyoumjian et Pathak, 1974], le bord du réflecteur principal est généralement éclairé d'une manière comparable à celle d'une antenne à foyer d'alimentation primaire, qu'il s'agisse de réflexion ou de diffraction.

Ainsi, les différences principales entre une antenne à foyer primaire et une antenne Cassegrain sont l'inversion du diagramme de débordement de l'alimentation et l'adjonction de l'énergie de diffraction provenant du réflecteur secondaire.

Les lobes latéraux extrêmes, les lobes latéraux arrière et le lobe postérieur accusent la même amélioration générale avec l'élévation de la fréquence, la fonction d'éclairement demeurant fixe, pour une antenne à alimentation Cassegrain comme pour une antenne à alimentation primaire. La dégradation du diagramme principal en fonction de l'augmentation de la fréquence due aux restrictions de la tolérance pour la surface est la même pour les deux types d'alimentation.

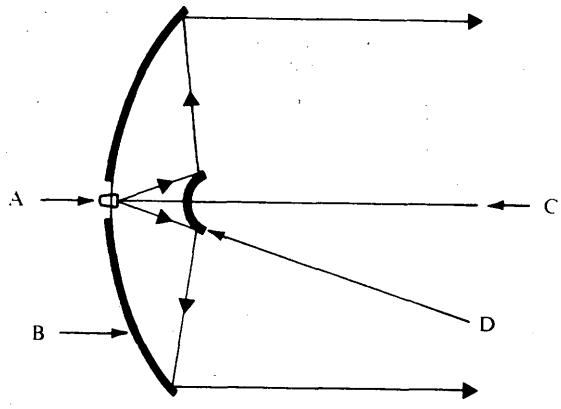



FIGURE 5 — *Géométrie d'antennes du type Cassegrain*

A: Alimentation
B: Réflecteur principal
C: Axe du faisceau principal
D: Réflecteur secondaire

## 4. Diagramme de référence

On peut conclure que le diagramme de référence de grandes antennes paraboliques de Terre fonctionnant entre 2 et 10 GHz, indiqué dans le Rapport 391 et la Recommandation 465, peut servir utilement à calculer le brouillage entre services dans la bande des ondes millimétriques, car les lobes latéraux extrêmes et arrière de grandes antennes fonctionnant dans cette bande sont généralement égaux ou inférieurs à ceux que donne le diagramme de référence. Celui-ci pourra être remplacé par des données mesurées, lorsqu'elles seront disponibles dans la bande des ondes millimétriques; il faut donc le considérer comme provisoire pour ces fréquences.

## 5. Validité de l'analyse à des fréquences élevées

Depuis que Scheffler [1962] a analysé le diagramme de diffusion pour les appareils optiques, l'analyse de la tolérance est valable jusqu'aux fréquences optiques. L'analyse ne tient pas compte des irrégularités qui se situent sur l'arête de diffraction ni de l'épaisseur de l'arête, qui peut devenir plus importante pour des fréquences plus élevées.

## 6. Caractéristiques contrapolaires du lobe principal

Les spécifications des antennes ayant une grande pureté de polarisation et les calculs relatifs aux caractéristiques contrapolaires des antennes existantes doivent tenir compte, non seulement de l'écart type des erreurs de surface du réflecteur, mais aussi de la distance de corrélation associée à ces erreurs et des caractéristiques du cornet d'alimentation.

Par exemple, on peut améliorer les caractéristiques contrapolaires du lobe principal des antennes en utilisant des cornets coniques cannelés (alimentation symétrique) qui ont de meilleures performances que les cornets coniques classiques (alimentation asymétrique). Si l'on utilise un cornet cannelé, on obtient, pour une valeur efficace donnée d'erreur de surface, une meilleure discrimination par polarisations croisées dans le cas des antennes ayant une grande distance de corrélation. En revanche, l'emploi d'un cornet conique classique donne lieu à une meilleure discrimination par polarisations croisées avec une petite distance de corrélation, pour une valeur efficace donnée d'erreur de surface [Mizuguchi, 1982].

## 7. Résumé et conclusions

La dégradation du diagramme principal résultant des restrictions de la tolérance pour la surface réfléchissante constitue le principal obstacle à l'utilisation de grands réflecteurs au-dessus de 100 GHz. Si un réflecteur déterminé est utilisé à des fréquences plus élevées, en supposant un éclairement fixe, le gain atteint une valeur limite et commence à diminuer. Cette énergie perdue se manifeste par un diagramme de diffusion étroit, qui s'élargit jusqu'à dépasser le diagramme principal pour des fréquences suffisamment élevées.

De l'apparition d'un schéma de diffusion dû aux limites de tolérance de la surface réfléchissante résulte une probabilité plus grande de réception d'émissions parasites provenant d'émetteurs brouilleurs éventuels. Cependant, comme on peut le voir dans le Tableau I, ce diagramme est plus étroit et un système bien conçu peut permettre d'éviter les émissions parasites.

Les niveaux des lobes latéraux extrêmes auront généralement tendance à diminuer si l'on utilise des réflecteurs paraboliques à des fréquences plus élevées. Les limites de tolérance inhérentes à la surface réfléchissante n'ont pas d'influence sur les niveaux des lobes arrière ou latéraux extrêmes. Ainsi, l'insensibilité à l'énergie reçue par les lobes latéraux extrêmes tend à augmenter.

Le lobe latéral au voisinage de la limite d'ombre, résultant de l'addition en phase du débordement de l'alimentation et de l'énergie de diffraction, tend à rester constant dans la partie supérieure de la bande des ondes millimétriques.

En général, les niveaux des lobes arrière diminuent avec l'augmentation de la fréquence et la résistance au brouillage augmente de ce fait.

Le niveau dans des lobes postérieurs axiaux tend à rester constant lorsque des antennes paraboliques sont utilisées à des fréquences plus élevées, de sorte que la sensibilité aux émissions parasites n'augmente pas dans cette direction.

On peut utiliser le diagramme de référence de la Recommandation 465 pour les calculs de brouillage dans la bande des ondes millimétriques.

Il est à noter que les caractéristiques contrapolaires dépendent en grande partie des caractéristiques de polarisation du cornet d'alimentation, de l'écart type des erreurs de surface du réflecteur et de la distance de corrélation associée à ces erreurs.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


COGDELL, J. R., McCUE, J. G., KALACHEV, P. D., SALOMONOVICH, A. E., MOISEEV, I. G., STACEY, J. M., EPSTEIN, E. E., ALTSHULER, E. E., FEIX, G., DAY, J. W. B., HVATUM, H., WELCH, W. J. et BARATH, F. T. [1970] High resolution millimeter reflector antennas. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-18, **4**, 515-529.

KATZENSTEIN, W. [1977] Characteristics of large millimeter and submillimeter wave reflecting antennas. NWC TP 5980, Naval Weapons Center, China Lake, CA, Etats-Unis d'Amérique.

KOUYOUMJIAN, R. G. et PATHAK, P. H. [1974] Uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface. *Proc. IEEE*, Vol. 62, **11**, 1448-1461.

MIZUGUCHI, Y. [1982] Influence of surface errors on the radiation performance of reflector antennas. *Trans. Inst. Electron. Comm. Engrs. Japan*, Vol. J 65-B.

RATNASIRI, P. A. J., KOUYOUMJIAN, R. G. et PATHAK, P. H. [1970] The wide angle side lobes of reflector antennas. Ohio State University Technical Report 2183-1.

RUZE, J. [1966] Antenna tolerance theory – A review. *Proc. IEEE*, Vol. 54, **4**, 633-640.

SCHEFFLER, H. [1962] Über die Genauigkeitsforderungen bei der Herstellung optischer Flächen für astronomische Teleskope. *Z. für Astrophysik*, 55, 1-20.

SILVER, S. [1965] *Microwave antenna theory and design.* Dover, New York.

ZUCKER, H. [1968] Gain of antennas with random surface deviations. *BSTJ*, Vol. 47, **8**, 1637-1651.


---

## RAPPORT 665-2

## NOUVELLE TECHNOLOGIE DES ANTENNES A FAISCEAUX MULTIPLES ET A RÉFLECTEUR DÉCALÉ

(Questions 18/1 et 64/1)

(1978-1982-1986)

### 1. Introduction

Dans la Question 18/1, il est demandé d'étudier la façon d'harmoniser les facteurs tels que la conception des antennes et la forme du diagramme de rayonnement des faisceaux d'antenne, afin de permettre la meilleure utilisation du spectre. Le Rapport 558 porte sur le besoin d'étudier les antennes à faisceaux multiples (AFM). La Question 64/1 demande de mettre à l'étude les points suivants: quels sont les types pratiques de systèmes de radiocommunication qui peuvent fonctionner sur des fréquences supérieures à 40 GHz, quels sont les problèmes techniques que pose la réalisation de ces systèmes, comment ces systèmes contribueraient-ils à remédier à l'encombrement actuel des ondes radioélectriques? Le présent Rapport traite de l'état actuel de la technique des AFM, de la façon dont leur conception peut conduire à une meilleure utilisation du spectre des fréquences et des compromis applicables aux applications au-dessus de 40 GHz. A cela s'ajoutent certains commentaires concernant les systèmes exploités au-dessus de 40 GHz.

Dans les premiers satellites, un faisceau global était utilisé pour les communications entre différents pays. Dans la série des satellites Intelsat-IV-A, on utilise des faisceaux hémisphériques «est» et «ouest». La génération plus récente des satellites utilise des faisceaux «ponctuels» pour les communications entre différents pays, grâce à la réutilisation des mêmes bandes de fréquences. Les plus représentatives des AFM actuellement utilisées sont du type réflecteur à alimentation décalée, similaires à celles qu'emploient les satellites Intelsat. Il convient de noter qu'une véritable AFM, conçue pour la réutilisation spatiale des fréquences, donne de nombreux faisceaux distincts partant d'une ouverture commune.

Avec les AFM de la présente génération de satellites Intelsat (et aussi avec ceux planifiés pour la prochaine génération), on obtient entre les faisceaux un isolement d'au moins 27 dB. Des faisceaux à polarisation orthogonale se prêtent à une réutilisation satisfaisante des fréquences (c'est-à-dire à l'utilisation, dans le même faisceau, de la même fréquence par différents usagers) à condition que la polarisation ne soit pas faussée, ni réduite de façon notable par la pluie ou autre phénomène de diffusion dû à des particules. Afin de réaliser un isolement satisfaisant entre faisceaux, il faut réduire la puissance non désirée en concevant des antennes à faibles lobes latéraux. Les exigences générales de l'isolement entre faisceaux, de même que la couverture totale donnée par les faisceaux, laissent à penser que certaines restrictions doivent être introduites dans la conception d'une antenne à faisceaux multiples. Ces restrictions se placent généralement dans les catégories suivantes [Mathews et autres, 1976]:

a) il faut choisir les angles d'ouverture des faisceaux d'une antenne et les angles séparant les axes des faisceaux de façon à réaliser à la fois l'isolement nécessaire et la couverture requise;

b) il faut choisir convenablement les caractéristiques des faisceaux considérés individuellement, y compris la forme du diagramme de rayonnement et les niveaux des lobes latéraux. On exige actuellement une discrimination des niveaux des lobes latéraux de l'ordre de 35 dB au-dessous du niveau du faisceau principal. Plus la décroissance des niveaux des lobes latéraux est abrupte, plus petit est l'espacement angulaire que l'on peut réaliser entre les faisceaux individuels;

c) l'utilisation de la diversité de polarisation circulaire requiert que les rapports axiaux des faisceaux individuels soient maintenus au-dessous de 0,5 dB de façon à faire en sorte que les pertes dans la voie à polarisations croisées ne soient pas excessives;

d) il convient que les réseaux d'alimentation qui excitent les faisceaux individuels de façon à leur donner la forme désirée et de faibles lobes latéraux, de même que la commutation nécessaire, soient aussi simples que possible afin d'éviter des pertes excessives.

Des limites de l'isolement entre faisceaux peuvent être établies grâce à l'un quelconque des critères de couplage suivants:

- couplage des faisceaux principaux,
- niveaux des lobes latéraux,
- niveaux de croisement de polarisations.

Il faut d'ordinaire que ces niveaux soient inférieurs au niveau d'isolement désiré entre faisceaux, dans toute la zone de couverture de chaque faisceau, avec une marge suffisante pour permettre toutes les contributions des autres faisceaux à l'isolement total. L'écart minimal entre faisceaux qui permet de satisfaire aux conditions typiques d'isolement est habituellement établi par l'angle d'ouverture entre les deux zéros du faisceau le plus ouvert.

## 2. Caractéristiques fondamentales

L'utilisation d'une AFM au lieu de réseaux d'éléments à commande de phase ou d'une autre antenne demande à être étudiée si l'on veut mettre en évidence les caractérisques fondamentales propres à des applications spécifiques et générales. Ainsi, les systèmes de radiocommunication qui supposent un faisceau à un seul bond (par exemple, AMRT à commutation à bord du satellite, AMRT) peuvent tout aussi bien utiliser une AFM qu'un réseau d'éléments à commande de phase. La complexité de l'antenne sera à peu près la même dans les deux cas: c'est généralement la préférence du concepteur qui dictera le choix final. Cependant, quand il faut obtenir simultanément plusieurs faisceaux, l'AFM semble actuellement être la meilleure solution. Les faisceaux préformés ont des caractéristiques de rayonnement extrêmement avantageuses. En effet, avant le lancement, on peut vérifier les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Après le lancement, il est presque certain que ces caractéristiques seront maintenues.

Il importe tout d'abord d'indiquer les caractéristiques particulières qui définissent les AFM. Une AFM se compose d'une structure rayonnante à plusieurs bornes d'entrée, avec un nombre égal de faisceaux dont chacun est pointé dans une direction différente; l'ensemble de ces faisceaux définit une couverture composite généralement appelée champ de vision de l'antenne. L'AFM peut prendre la forme d'une lentille éclairée par un ensemble de cornets d'alimentation dont chacun engendre un faisceau. Un ensemble similaire de cornets pourrait éclairer un réflecteur paraboloïde ou un sous-réflecteur d'une antenne Cassegrain. Toute lentille simple, double ou multiple ou tout système réflecteur éclairé par un ensemble de cornets d'alimentation constitue en fait une AFM et présente toutes les caractéristiques propres à ce type d'antenne.

Un ensemble d'éléments rayonnants similaires, de dimensions arbitraires, formant une ouverture «remplie», par opposition à une ouverture «clairsemée», peut être excité par une matrice de Butler (réseau de formation des faisceaux) et constituer une AFM. Dans ce cas, la fonction lentille est assurée par l'arrangement particulier des lignes de transmission dans le réseau de formation des faisceaux.

A l'heure actuelle, les problèmes qui imposent les plus grandes restrictions à la réalisation de systèmes d'antennes pratiques à faisceaux multiples et à multiples réutilisations des fréquences, et en particulier à la réalisation de systèmes utilisant un seul réflecteur, sont les problèmes de limitation du brouillage dû aux effets cumulatifs qu'exercent sur chacun des faisceaux les lobes latéraux des divers autres faisceaux. Un ensemble de $X$ faisceaux isolés les uns des autres par une séparation moyenne de $Y$ dB, ne permet guère une isolation supérieure à environ $Y - 10 \log X$ dB par faisceau. Les administrations sont invitées à fournir des renseignements techniques supplémentaires sur ce problème.

En résumé, l'AFM peut être du type réflecteur, lentille ou ensemble d'éléments rayonnants. Son fonctionnement sera probablement aussi satisfaisant, sinon meilleur, que celui d'un système comparable du type à réseau d'éléments à commande de phase. Les caractéristiques souhaitées en ce qui concerne le niveau des lobes latéraux, etc., peuvent généralement être atteintes grâce à une conception soignée.

## 3. Antenne de station terrienne

L'AFM peut être utilisée soit dans un satellite soit dans une station terrienne; cependant, les caractéristiques propres à celle-ci ne justifient pas nécessairement le recours à une AFM. L'antenne d'une station terrienne doit être conçue de manière à ne pas causer des brouillages aux satellites voisins du satellite associé à cette station terrienne. Cette discrimination directionnelle indispensable, ainsi que le maintien d'une marge de liaison adéquate demandent généralement un gain d'antenne de plus de 35 dB.

### 3.1 *Réflecteurs paraboliques*

Compte tenu de certaines considérations économiques, la préférence va généralement à l'antenne à réflecteur. Dans les applications à un seul faisceau où le balayage nécessaire n'est que de quelques ouvertures de faisceau, le réflecteur le plus communément utilisé est le réflecteur parabolique. Ce réflecteur est généralement éclairé par un seul cornet d'alimentation et ne donne qu'un seul faisceau. Le faisceau est pointé vers le satellite grâce à un système mécanique d'orientation de l'ensemble réflecteur-dispositif d'alimentation. Un paraboloïde peut aussi être éclairé par un ensemble de cornets d'alimentation et constituer de fait une AFM. Cependant, le paraboloïde est un système à un seul foyer et les cornets d'alimentation qui s'écartent du point focal produisent des faisceaux dont la polarisation n'est pas parfaite et dont les lobes latéraux sont altérés. Le degré de dégradation dépend du rapport distance focale/diamètre ($F/D$) du paraboloïde, et de l'angle que forment l'axe focal et l'axe du faisceau. Généralement, dans le cas d'un réflecteur pour lequel le rapport $F/D \approx 0{,}5$, la perte de gain sera de 0,5 dB et l'augmentation du niveau des lobes latéraux sera d'environ 5 dB lorsque le faisceau sera décalé d'environ cinq fois l'ouverture à demi-puissance du faisceau par rapport à l'axe de visée. L'augmentation du rapport $F/D$ remédie en partie à cette dégradation lors du décalage du faisceau; cependant, le paraboloïde ne possède pas d'aussi bonnes capacités d'exploration angulaire que les réflecteurs toroïdaux ou sphériques; en règle générale, ses propriétés sont aussi moins bonnes (en ce qui concerne le balayage) que celles des antennes de type lentille.

L'application des techniques AFM permet de construire un paraboloïde qui, avec un gain de 60 dB, assure un champ de vision d'un diamètre de 1° (± 0,5° de balayage). Cela convient généralement aux stations terriennes à antennes à réflecteur fixe qui peuvent «orienter» leurs faisceaux pour tenir compte du mouvement du satellite, de la diffraction atmosphérique et des effets de distorsion thermique.

### 3.2 *Toroïdes*

Lorsqu'un plus grand champ de vision est nécessaire, par exemple lorsque la station terrienne est située sur une plate-forme mobile ou qu'elle doit communiquer avec plusieurs satellites, les réflecteurs toroïdaux peuvent donner le rendement voulu. L'antenne à tore rectangulaire utilise une surface réfléchissante engendrée par la rotation d'une parabole ou d'une ellipse autour d'un axe perpendiculaire à l'axe focal de cette parabole et dans le plan qui contient celle-ci. L'axe de rotation est généralement situé à une distance d'environ $2F$ du sommet du paraboloïde, dont $F$ représente la distance focale. Le dispositif d'alimentation est généralement situé légèrement en avant du foyer.

Le tore n'étant pas une surface focalisante parfaite, on observe, par rapport au faisceau principal d'un paraboloïde, une dégradation des caractéristiques: augmentation du niveau des lobes latéraux, diminution du gain et altération de la polarisation. On peut compenser cette dégradation à l'aide d'un système d'alimentation de conception soignée mais complexe ou par le recours à un sous-réflecteur Cassegrain à correction d'aberration. L'augmentation du coût et de la complexité de ce système est souvent justifiée par les angles de balayage extrêmement ouverts que l'on peut obtenir. Cette propriété de grand angle de balayage ne se manifeste que dans le plan perpendiculaire à l'axe de rotation (c'est-à-dire, le plan utilisé pour engendrer la surface de réflexion); en raison de la symétrie circulaire inhérente au système, la forme du faisceau rayonné, les lobes latéraux, etc., ne varient pas, même quand l'angle de balayage atteint environ 120° lorsqu'on emploie de faibles ouvertures équivalentes (moins de 10 m).

Hyde et autres [1974] ont décrit un tore conique utilisé dans une installation à antenne fixe, et alimenté par une rangée de multiples cornets. Cette antenne a une précision de pointage de 0,05° et un gain d'environ 40 dB. On peut parvenir à un gain plus élevé, mais il faudrait un système complexe de cornets d'alimentation ou un sous-réflecteur Cassegrain correcteur (Hyde, brevet, et présentation à la XVIII[e] Assemblée générale de l'URSI, Lima, Pérou, 1977) pour compenser l'aberration sphérique introduite par la symétrie circulaire. L'analyse a montré que l'on obtient de bons rendements d'ouverture pour $D/\lambda$ moindre que 220. L'antenne utilise un amplificateur paramétrique refroidi thermoélectriquement et dont la température de bruit est 75 K. Le rapport $G/T$ de l'antenne est 30,1 dB($K^{-1}$). Cette antenne a été essayée de façon satisfaisante avec 612 voies vocales [Grossman, 1974]. En raison du chevauchement des régions éclairées sur le tore conique, une moindre zone d'antenne est requise pour les faisceaux multiples. La comparaison théorique a été faite [Hyde et autres, 1974] entre une antenne en tore de 9,6 m et un paraboloïde typique de 9,6 m. Pour deux faisceaux seulement, la surface de l'antenne en tore est nettement plus petite que celle du paraboloïde pour des champs de visibilité approchant 20°. Pour trois faisceaux ou plus, la surface de l'antenne en tore est plus petite pour un champ de visibilité moindre que 30°.

L'angle de balayage des tores n'est pas limité par des considérations électriques. En principe, avec un foyer décalé, un angle de 360° pourrait être balayé. Dans la pratique, les limites sont d'ordre structurel ou bien découlent des limites d'approximation de la surface de balayage souhaité avec un cône circulaire droit (et des écarts limités par rapport à cette surface et qui dépendent du balayage dans la direction orthogonale) et ce, lorsqu'il s'agit de tores coniques qui balayent la surface d'un cône très plat pouvant être utilisé pour obtenir par approximation l'arc géostationnaire tel qu'il est, par exemple, perçu d'une station terrienne. Il semble qu'une limite structurelle pratique d'environ 40° convienne aux ouvertures équivalentes (10 m ou davantage), cette valeur étant considérablement supérieure pour des ouvertures équivalentes plus petites.

### 3.3 *Réflecteurs sphériques*

On peut utiliser un réflecteur sphérique pour obtenir un grand angle de balayage du faisceau sur une surface sphérique. L'alimentation doit être conçue de manière à compenser l'aberration sphérique introduite par le réflecteur. Les propriétés de balayage sont identiques à celles des antennes toroïdales, mais le grand angle de balayage est possible dans deux plans orthogonaux contenant l'axe focal. Des réflecteurs sphériques ont été utilisés en radiodétection et en radioastronomie, mais leur emploi est peu fréquent dans les systèmes de radiocommunications. Le réflecteur sphérique de 305 m de diamètre utilisé au Centre de radioastronomie de Porto Rico donne un exemple de la souplesse d'emploi de ce dispositif.

On a mis au point [Watanabe et Mizugutchi, 1983] une antenne décalée à réflecteur sphérique équipée de réflecteurs auxiliaire et secondaire qui servent à compenser non seulement l'aberration sphérique mais aussi les défauts dus à la contrapolarisation.

Un modèle réduit d'antenne de 2 m sur 3 ($D/\lambda = 200$) a été étudié à 34 GHz. L'expérience a montré que les lobes latéraux étaient nettement inférieurs à ce que recommande la Recommandation 465; elle a également montré que la caractéristique contrapolaire est très voisine de celle d'une antenne Cassegrain de haute qualité. On a aussi observé d'excellentes caractéristiques de balayage du faisceau; c'est ainsi qu'on ne perd que 0,4 dB sur le gain à 8° de l'axe (30 × largeur du faisceau à mi-puissance).

## 4. Antennes de station spatiale

Parmi divers types d'antenne, les suivants ont été pris en considération aux fins de leur utilisation par les satellites: réflecteurs sphériques, doubles réflecteurs, réflecteurs à alimentation centrale et décalée, réseaux d'éléments à commande de phase, cornets, lentilles à lacet de chaussure et lentilles à zones. Les principes fondamentaux énoncés dans le § 1 sont à la base des dispositifs particuliers examinés ci-dessous.

### 4.1 *Réflecteurs*

Parmi les antennes à gain élevé, les antennes à réflecteur sont sans doute les plus courantes: en règle générale, elles sont en effet plus légères, de conception et de construction plus simples, de prix plus bas et leur rendement est probablement le meilleur. En supposant une ouverture adéquate, le gain maximal à prévoir sur le trajet est limité par l'imperfection de la surface réfléchissante et l'erreur de pointage de l'antenne dans la direction de l'objectif.

La plupart des réflecteurs d'antenne sont des paraboloïdes symétriques éclairés par un cornet d'alimentation situé au point focal. Des rangées de cornets d'alimentation sont utilisées dans les AFM équipées de réflecteurs; malheureusement, elles donnent lieu à un blocage de l'ouverture entraînant une dégradation des propriétés de rayonnement (diminution du gain, élévation des niveaux des lobes latéraux, etc.). Une amélioration est possible en décalant l'alimentation du réflecteur (c'est-à-dire en utilisant une section asymétrique du paraboloïde comme réflecteur); cela peut éliminer le blocage mais risque de causer une augmentation de l'énergie rayonnée en polarisation orthogonale. L'énergie contrapolaire a pour effet de diminuer le gain d'antenne et l'isolement des faisceaux; ce dernier phénomène conduit souvent à abaisser le rendement d'une antenne à réutilisation de fréquence.

Des réflecteurs paraboloïdes à alimentation décalée peuvent être conçus pour des niveaux de lobes latéraux inférieurs à $-30$ dB et pour une exploitation à large bande. Sous divers aspects, ce type d'antenne est plus satisfaisant que la plupart des autres types d'antennes à gain élevé, à l'exception peut-être de l'AFM à alimentation centrale. La majorité des AFM de satellite utilise, avec de très bons résultats, le paraboloïde avec ensemble de cornets et alimentation décalée.

4.1.1 *Réflecteurs sphériques*

Le fonctionnement d'un réflecteur sphérique équipé d'un système d'alimentation approprié peut être presque aussi satisfaisant que celui d'un paraboloïde. En déplaçant un système d'alimentation de correction sur la surface d'une sphère concentrique plus petite (rayon $\approx$ 50% de celui du réflecteur), on peut balayer sous grand angle un champ de vision circulaire, moyennant une très légère modification (et peut-être sans modification) des caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Sans le système d'alimentation de correction, le réflecteur sphérique introduit une aberration sphérique, avec la dégradation de fonctionnement qui s'ensuit (réduction du gain, augmentation du niveau des lobes latéraux, augmentation du rayonnement contrapolaire, etc.). En fait, avec un système d'alimentation sans correction et un rapport $F/D \approx 1$, le gain d'un réflecteur sphérique est limité à environ 50 dB.

Un modèle de laboratoire de réflecteur sphérique de diamètre 1,5 m a été fabriqué avec une valeur efficace de 0,05 mm pour la précision de la surface, et il a été essayé [Turrin, 1975]. Les cornets d'alimentation ont été conçus en vue de fonctionner à la fois dans les bandes des 20 GHz et des 30 GHz avec des polarisations rectilignes orthogonales. En maîtrisant de façon effective les dimensions d'ouverture du système d'alimentation, on a obtenu l'éclairement optimal du réflecteur sphérique pour les deux fréquences. L'erreur maximale de pointage était environ la moitié de l'angle d'ouverture du faisceau. Pour l'angle maximal de balayage, la dégradation était de 1 dB à 19 GHz et, calculée par extrapolation, elle était de 2 dB à 30 GHz.

4.1.2 *Réflecteurs doubles*

Plusieurs types de réflecteurs doubles ont été étudiés, analysés et évalués dans des conditions expérimentales et dans les conditions de l'exploitation. On peut les classer en trois catégories principales: systèmes Cassegrain, systèmes Gregorian, et autres systèmes. Les systèmes Cassegrain utilisent un réflecteur hyperboloïde, entre le foyer du réflecteur principal et son sommet. Le réflecteur Gregorian classique utilise une ellipsoïde située sur l'axe focal du réflecteur principal, à l'extérieur de la zone qui s'étend entre le sommet et le point focal de ce réflecteur. Le cornet d'alimentation se trouve entre le point focal et le sommet du réflecteur principal; il éclaire le réflecteur secondaire (ou sous-réflecteur) du système Gregorian, ce qui réduit au minimum la longueur du guide d'onde d'alimentation.

Le principal intérêt du système Cassegrain est que l'on peut placer le système d'alimentation près du sommet du réflecteur principal, ce qui augmente effectivement la longueur focale du système et réduit les dimensions globales de l'antenne. Le blocage de l'ouverture dû au sous-réflecteur est négligeable si le gain d'antenne dépasse 40 dB et si l'ouverture de l'ensemble de cornets d'alimentation est inférieure au diamètre du sous-réflecteur. L'antenne Cassegrain à correction de balayage est un réflecteur double avec une correction partielle résultant de la conception des profils du réflecteur et qui permet un balayage de faisceau avec un minimum de dégradation de qualité de fonctionnement. Les systèmes Cassegrain peuvent concurrencer les réflecteurs paraboloïdes à alimentation centrale et présenter, dans certains cas, de meilleures caractéristiques de rayonnement. Cependant, pour la plupart des applications des AFM, ils ont les mêmes limitations que des antennes à réflecteur paraboloïde.

Le système Gregorian n'est guère supérieur au système Cassegrain et est, de ce fait, peu utilisé.

Pour la troisième catégorie de réflecteurs doubles, on fait usage de surfaces de révolution synthétisées de façon à atteindre un rendement spécifié ou à parvenir au rendement maximal. Par exemple, Galindo [1964] a montré que l'on peut préformer les réflecteurs principaux et les sous-réflecteurs de manière à obtenir une distribution presque uniforme sur l'ouverture de rayonnement, ce qui améliore le gain et le rendement d'ouverture, avec un niveau des lobes latéraux d'environ $-30$ dB. Au moyen de méthodes similaires, on pourrait rendre optimales les réfléchissantes, ce qui conduirait à des niveaux plus favorables des lobes latéraux, à une polarisation plus proche de la polarisation idéale, etc.

On a mis au point [Mizugutchi et Watanabe, 1983] une antenne décalée bifocale qui consiste en réflecteurs doubles à courbure spécialement étudiée. Elle peut rayonner sans aberration deux faisceaux principaux indépendants. Les résultats de mesure obtenus à 11/14 GHz avec une antenne expérimentale de 1,3 m de diamètre ont donné de bonnes caractéristiques de polarisation et de faibles pertes même sur une large gamme d'angles de balayages.

4.1.3 *Réflecteurs à alimentation décalée*

L'alimentation décalée a été mentionnée à plusieurs reprises dans les sections qui précèdent. Fondamentalement, elle présente toutes les propriétés d'un paraboloïde à alimentation centrale, mais le blocage de l'ouverture peut être réduit ou éliminé, ce qui se prête à l'emploi de systèmes d'alimentation multiples. Le réflecteur à alimentation décalée est plus grand que son homologue à alimentation centrale; par exemple, le gain étant le même, sa surface dépasse d'environ 50% celle d'un réflecteur à alimentation

centrale. L'alimentation décalée peut être utilisée pour tous les systèmes de réflecteurs ci-dessus mentionnés et, en règle générale, avec les mêmes avantages (moindre blocage de l'ouverture, par exemple). Les réflecteurs décalés peuvent être alimentés de diverses manières: par exemple, matrice de Butler, réseaux d'éléments à commande de phase, lentilles, etc.

4.2 *Lentilles*

Les lentilles à lacet de chaussure et les lentilles à zones ont été étudiées avec attention du point de vue de leurs applications aux satellites. Dans ces lentilles, deux surfaces donnent à celui qui conçoit l'antenne plus de souplesse pour rendre optimal le fonctionnement du système.

4.2.1 *Lentilles à lacet de chaussure*

Dans une lentille à lacet de chaussure, les éléments placés sur deux surfaces sont connectés par des lignes de transmission. Le réseau de mise en phase présentant par lui-même une large bande, une antenne de ce type a une largeur de bande d'environ 20%. Les formes des deux surfaces sont déterminées par la condition d'Abbe.

La réalisation d'une antenne à lacet de chaussure à large bande a fait l'objet de rapports [Mathews et autres, 1976 et Scott et autres, 1976]; le but était d'obtenir à l'aide d'une seule ouverture des faisceaux multiples émetteur-récepteur à double polarisation destinés à fonctionner dans la bande des 4 GHz et celle des 6 GHz.

Le dispositif d'alimentation comportait 19 éléments. Afin de réaliser des faisceaux à faibles lobes latéraux, on utilisait pour éclairer la lentille un groupe symétrique de 7 éléments fonctionnant à la fréquence 6 GHz et un groupe de 13 éléments fonctionnant à la fréquence 4 GHz. Les excitations de phase et d'amplitude du centre et de six éléments disposés en cercle autour de lui étaient respectivement 0 dB et 0° et $-8$ dB et $+12°$. Des lobes latéraux de haut niveau ont été constatés par expérience, et on a cru en discerner la cause dans la production d'oscillations d'un mode plus élevé et dans la diffusion [Scott et autres, 1976]. L'ouverture du faisceau est raisonnablement indépendante de l'angle de balayage.

4.2.2 *Lentilles à zones*

L'utilisation d'une antenne à faisceaux multiples a été introduite dans un satellite de télécommunication et les résultats de l'analyse technique et certains résultats expérimentaux en ont été présentés [Ricardi, 1977]. La surface intérieure de la lentille est sphérique. La longueur des guides d'ondes individuels dans la lentille est réglée de façon à produire l'avance de phase nécessaire pour transformer l'onde «sphérique» incidente en une onde «plane». La longueur de ceux des guides d'ondes qui introduisent une avance de phase supérieure à 360° est réduite de façon à diminuer l'avance de phase de $n\,360°$, où $n = 1$ ou 2. Le résultat en est une lentille à «gradins» ou une lentille à «zones», selon les caractéristiques de la surface extérieure de la lentille.

4.2.2.1 *Réseau formant un faisceau*

Les alimentations multiples peuvent être connectées à un émetteur par de nombreux réseaux afin d'obtenir des diagrammes de rayonnement variables. Ce réseau, qui est appelé «réseau formant du faisceau» (Beam Forming Network – BFN), détermine largement la souplesse du système d'antenne. On a utilisé comme BFN un réseau à alimentation combinée composé de connexions à répartition de puissance continuellement variables. Avec un tel réseau et en répartissant convenablement la puissance entre plusieurs cornets adjacents, on peut former des faisceaux fixes dans n'importe quelle direction du champ de visibilité.

4.2.2.2 *Expérience récente*

La conception d'une lentille à trois gradins a fait l'objet d'un rapport [Scott et autres, 1976]. La rangée d'éléments d'alimentation comportait 61 cornets disposés sur une surface sphérique selon une grille presque triangulaire et capables de produire 61 faisceaux. Pour obtenir un faisceau modulé, on a utilisé un réseau formant un faisceau variable qui connectait les 61 alimentations à une seule entrée. Il était possible d'exciter l'un quelconque des 61 faisceaux pris isolément ou n'importe quelle combinaison de faisceaux. Lorsque les 61 faisceaux sont également excités, on peut produire un faisceau à sommet plat d'une largeur de 18°.

4.2.2.3 *Lentille à micro-ondes à alimentation par réseau d'éléments à commande de phase*

Des résultats ont fait l'objet d'un rapport [McGahan, 1975] sur une lentille à micro-ondes alimentée par une rangée d'éléments à commande de phase constituée d'éléments unipolaires disposés sur un arc de cercle et espacés de $14\lambda/2$. Un réflecteur passif était situé à une distance de $\lambda/4$ derrière chaque élément d'alimentation de façon à réduire le rayonnement vers le centre du dispositif d'alimentation. On a utilisé au cours de l'expérience une lentille à guide d'ondes à face frontale plane. La face arrière de la lentille n'est pas circulaire. Elle est conçue de façon à satisfaire aux propriétés de balayage requises de la lentille. Un front d'onde circulaire incident sur la face arrière de la lentille doit être transformé en une onde plane rayonnée par la face frontale. La lentille procure deux degrés de liberté: l'un est le modelage de la face frontale et l'autre est le choix du milieu situé entre les deux faces.

Les trajets de phase étaient égalisés en insérant dans chaque guide d'onde des diélectriques changeurs de phase de façon que les phases au travers de la face frontale étaient rendues égales à modulo $2\pi$. Les mesures expérimentales ont donné une perte de gain de 2,2 dB pour un angle de balayage de 7,3°. L'angle d'ouverture du faisceau à demi-puissance passait de 1,8° du côté large à 2,4° pour un angle de balayage de 7,3°.

### 4.3 *Réseaux d'éléments*

Pour beaucoup d'applications, la préférence a été et sera probablement toujours accordée aux antennes à réseaux d'éléments. Leur plus grand avantage est aussi leur plus grand inconvénient: bien que la simplicité théorique de la configuration des éléments et la possibilité de contrôler le diagramme de rayonnement soient des avantages réellement uniques, la nécessité de contrôler le rayonnement de chaque élément contribue à augmenter le coût, le poids, etc., de la plupart des antennes à réseaux d'éléments. Si on limite à $N$ le nombre des points d'alimentation ou des déphaseurs, ou des diviseurs de puissance, etc., à utiliser dans un système d'antenne donné, le gain d'antenne est limité à:

$$G_{max} \approx 10 \log N + G_0 \qquad \text{dB} \tag{1}$$

où $G_0$ est le gain de chaque élément du réseau. Le gain maximal des satellites géostationnaires équipés d'un ensemble d'éléments conçu pour couvrir le champ de vision de la Terre est défini par la formule suivante:

$$G_{max} \approx 10 \log N + 17 \qquad \text{dB} \tag{2}$$

Il est clair que $N$ doit (pour des raisons de complexité, de poids et de puissance) se situer dans des limites réalistes (moins de 100), ce qui limitera le gain de l'ensemble à environ 37 dB. Cette valeur ne doit pas être considérée comme une limite stricte, mais il est hautement improbable qu'un réseau d'éléments puisse donner un gain d'environ 50 dB.

#### 4.3.1 *Réseau d'éléments à commande de phase*

Lorsque chaque élément du réseau comporte un déphaseur, le faisceau peut être balayé dans un secteur angulaire atteignant 60°. Le balayage du champ de vision à partir de l'orbite des satellites géosynchrones peut être effectué moyennant une très légère dégradation de performance. Cependant, si la phase et l'amplitude du rayonnement que produit ou reçoit chaque élément ne sont pas commandées, le diagramme de rayonnement ne peut être formé arbitrairement comme dans le cas d'une AFM. Les systèmes à satellites avec commutation de faisceaux pourraient utiliser une antenne à réseaux d'éléments à commande de phase pour répondre aux besoins fondamentaux de balayage de faisceaux. On peut arriver à des niveaux des lobes latéraux inférieurs à $-30$ dB et l'état actuel de la technique permet une largeur de bande d'environ 15%. Il convient de noter que cette antenne peut théoriquement être conçue pour des niveaux de lobes latéraux optimaux. Un inconvénient majeur réside dans la largeur de bande limitée dont dispose une rangée d'éléments à commande de phase.

A titre d'exemple des antennes à réseaux d'éléments à commande de phase destinées aux satellites, citons les cas ci-après:

- un radiomètre électronique à hyperfréquences balayant une bande de 300 MHz a été essayé dans le satellite Nimbus-5;
- un radiomètre électronique à hyperfréquences et à double polarisation balayant une bande de 250 MHz fonctionne dans le satellite Nimbus-6.

On a étudié [Kummer, 1975] la conception d'une rangée circulaire d'éléments à commande de phase à fonctions multiples à 3 voies destinée à fonctionner dans les bandes des 20 GHz et des 30 GHz. On a estimé qu'avec un gain de 12 dB et une puissance à l'émission de 5 mW par élément, la p.i.r.e. du réseau d'éléments serait de 25 dBW. On pourrait établir une liaison de télécommunications à 20 GHz à partir d'une orbite de 400 km d'altitude en utilisant une antenne de station terrienne ayant 4 m de diamètre et un récepteur ayant une température de bruit de 1500 K.

Un modèle technique d'un réseau d'éléments rétrodirectifs ou d'un réseau d'éléments auto-orientables a été évalué [Kummer et Villeneuve, 1968]. Le système avait deux voies indépendantes de 125 MHz à modulation de fréquence, dont chacune émettait dans la bande des 7,5 GHz et recevait dans la bande des 8 GHz et occupait un cône de $\pm$ 15°. Les directions des faisceaux sont commandées par le signal pilote à ondes entretenues émis par la station terrienne. Deux rangées d'éléments ont été utilisées, l'une pour l'émission, l'autre pour la réception, afin que les faisceaux ne «louchent» pas.

#### 4.3.2 *Antennes en réseaux utilisées comme AFM*

Des réseaux d'éléments identiques disposés dans un même plan et excités par une matrice de Butler pour la formation des faisceaux [Cummings, 1978], une matrice de Blass ou des réseaux équivalents présentent, en tant qu'AFM, des caractéristiques similaires à celles d'une lentille ou d'un réflecteur éclairé

par une rangée de cornets d'alimentation. Ces réseaux de formation des faisceaux qui fonctionnent à des fréquences pouvant aller jusqu'à 10 GHz, ont atteint leur point de maturité et sont aujourd'hui d'un emploi courant. Ils font concurrence aux systèmes équivalents, à lentille ou à réflecteur. Le choix d'un système ou d'un autre est souvent le fait du concepteur, qui se fonde sur des connaissances et une expérience personnelles fréquemment limitées.

Le retard du temps, opposé au décalage de phase – phénomènes caractéristiquement convergents dans les antennes à réflecteur – rend ce type d'antenne capable de fonctionner dans une large bande de fréquences. Plusieurs AFM du type lentille ont une largeur de bande opérationnelle comparable à celle d'un système à réflecteur; dans la plupart des cas, les problèmes de structure et les techniques à suivre pour fabriquer une lentille utilisable en pratique, contribuent toutefois à diminuer la largeur de bande. En règle générale, la largeur de bande opérationnelle atteint son maximum avec le système à réflecteur et son minimum avec les réseaux disposés dans un plan ($< 5\%$). Pour la plupart des systèmes à lentille, la largeur de bande opérationnelle dépasse 5%.

## 5. Systèmes fonctionnant au-dessus de 40 GHz

Les considérations qui précèdent s'appliquent généralement aux antennes utilisées au-dessous de 40 GHz. Bien qu'un grand nombre de ces considérations s'appliquent aussi aux antennes exploitées au-dessus de 40 GHz, des raisons d'ordre pratique s'opposent généralement à l'utilisation de rangées d'éléments dans cette partie du spectre, les dimensions des ouvertures dépassant la centaine de longueurs d'onde. Afin d'obtenir le gain d'antenne voulu, il faudrait donc utiliser de si nombreux éléments que cela serait impossible en pratique. A ces hautes fréquences, la fabrication d'une lentille pose également des problèmes. Au-delà de 40 GHz, le système à réflecteur reste donc le seul, du moins le meilleur type d'antenne.

Jusqu'à 60 GHz, la fabrication des réseaux formant les faisceaux est généralement facile. Quand on dépasse 60 GHz, les techniques de fabrication connues ne semblent cependant plus convenir. A ces hautes fréquences, les déphaseurs, les commutateurs et les dispositifs de réglage de puissance utilisent exclusivement des ferrites. Tous les autres dispositifs rapides (déphaseurs à diode, commutateurs, diviseurs de puissance, etc.) ne fonctionnent qu'avec des pertes entraînant une sensible diminution de leurs capacités, ou bien sont matériellement impossibles à construire.

## 6. AFM pour une meilleure utilisation du spectre

Les faisceaux directifs tels qu'en engendre une AFM permettent l'exploitation simultanée de la même fréquence par un même satellite quand différents usagers transmettent des informations différentes. Grâce à cette possibilité de réutilisation des fréquences, on peut utiliser la même bande pour desservir plusieurs zones distinctes situées dans le champ de vision. Plusieurs utilisateurs peuvent émettre et recevoir des signaux dans la même bande de fréquences avec des brouillages mutuels admissibles.

On peut concevoir une AFM avec une ou plusieurs formes de faisceau spécifiées et un nombre correspondant de bornes d'entrée et de sortie. Par exemple, les satellites de la série Intelsat-IV utilisent une AFM dont les diagrammes de rayonnement ont été déterminés avant le lancement. En revanche, lorsque l'AFM est excitée par un réseau de formation de faisceaux variables (par exemple, le DSCS-III), on peut modifier le diagramme de rayonnement après le lancement. Ainsi, les caractéristiques de rayonnement, sur l'ensemble du champ de vision, peuvent être modifiées lorsque le satellite est en orbite.

Dans les deux cas précédents, l'AFM pourrait être la même mais le réseau de formation des faisceaux serait nettement différent. C'est pourquoi ce réseau est souvent considéré comme le sous-système le plus important d'une AFM. Le réseau de formation décrit par Ricardi [1977] est peut-être le plus souple et le plus complexe. Il est en mesure d'exciter l'AFM de telle sorte qu'elle produise presque tous les diagrammes de rayonnement matériellement possibles avec l'ouverture de l'AFM.

Un autre moyen d'utiliser efficacement le spectre est de recourir à des antennes à double polarisation. D'une manière générale, toutes les AFM peuvent être conçues pour rayonner et recevoir des signaux en polarisation orthogonale. Des résultats récents montrent que l'isolement de polarisation peut dépasser 27 dB dans les systèmes qui nécessitent de nombreux faisceaux ponctuels. L'isolement des faisceaux (c'est-à-dire l'isolement spatial) dépasse lui aussi 27 dB. Avec une AFM, on peut donc parvenir à une quadruple utilisation des fréquences (isolement spatial et isolement de polarisation): pour Intelsat-VI, on envisage même de réutiliser les fréquences jusqu'à huit fois.

Les antennes à lentille figurent parmi les plus intéressantes qui puissent être utilisées dans un système AFM. Aux fréquences inférieures (c'est-à-dire entre 4 et 6 GHz), les lentilles à lacet de chaussure ou lentilles TEM sont sans doute les plus attrayantes, étant donné le nombre accru des paramètres de conception disponibles. Cependant, aux fréquences supérieures (c'est-à-dire aux environs de 10 GHz), il est préférable d'utiliser des guides d'ondes ou des lentilles équivalentes. La lentille diélectrique massive, généralement plus lourde que les autres lentilles, est en conséquence rarement utilisée.

## 7. Applications

Un certain nombre de services par satellite projettent d'utiliser la technique des antennes à faisceaux multiples. Des recherches sont en cours afin de déterminer s'il est faisable d'utiliser des antennes à faisceaux multiples pour certains autres services.

### 7.1 *Satellites de poursuite et de relais de données*

Le satellite de poursuite et de relais de données (Tracking and Data Relay Satellite – TDRS) fonctionne comme partie intégrante du réseau de poursuite des vols spatiaux et de données (Spaceflight Tracking and Data Network – STDN). Le TDRS est composé de deux satellites relais géostationnaires espacés de 130° de longitude, et d'un terminal au sol situé aux Etats-Unis d'Amérique. L'objet du TDRS est de fournir des services de télécommunication qui relaient les signaux de télécommunication entre l'engin spatial utilisateur gravitant sur une orbite basse de la Terre, la commande de l'utilisateur et/ou les moyens de traiter les données. Le TDRS occidental est situé à la longitude 171° ouest et le TDRS oriental est situé à la longitude 41° ouest. Une voie avant à accès multiples du TDRS utilise une rangée d'éléments à commande de phase comportant 30 éléments hélicoïdaux. L'antenne d'émission est à polarisation circulaire sinistrorsum, sa p.i.r.e. est 34 dBW et elle est orientable par commande venant de la Terre dans un champ conique de visibilité de ± 13° pour la fréquence 2106,41 MHz avec une largeur de bande à 2,5 dB dépassant 6 MHz.

### 7.2 *Satellites de radiodiffusion*

Un satellite de radiodiffusion conçu pour les Etats-Unis d'Amérique ou pour le Canada pourrait desservir plusieurs zones horaires, et aurait aussi besoin de pouvoir utiliser des faisceaux multiples. En certains lieux de l'Amérique du Sud et de l'Amérique centrale, ainsi qu'en Europe, on pourrait envisager un satellite multinational disposant de faisceaux distincts pour les différentes régions de couverture.

### 7.3 *Satellites maritime et aéronautique*

Pour les communications avec un grand nombre de stations terriennes mobiles (aéronefs, navires), il peut être désirable d'utiliser des antennes à bas prix et à faible gain. La possibilité pour le satellite d'utiliser des antennes à faisceaux multiples a été étudiée [CCIR, 1974-78].

## 8. Conclusions

Divers types d'antennes à faisceaux multiples ont été et sont encore l'objet de recherches pour les télécommunications par satellites. Les systèmes à réflecteur présentent l'avantage de la simplicité, mais les niveaux des lobes latéraux pour les grands angles de balayage peuvent paraître inacceptables selon l'application envisagée. Les conceptions de rangées d'éléments phasés à utiliser pour les engins spatiaux sont limitées tant par le poids des réseaux formant les faisceaux que par les allocations de puissance primaire nécessaires pour l'orientation des faisceaux et le fonctionnement linéaire de l'émetteur. La conception des lentilles présente un bon fonctionnement électrique. Les conceptions de lentilles à guide d'ondes entraînent un faible poids mais les largeurs de bande sont limitées. Les conceptions de lentilles à lacet de chaussure sont susceptibles de procurer une large bande. L'utilisation d'antennes à faisceaux multiples pour les télécommunications par satellites accroîtrait l'efficacité de l'utilisation des fréquences; mais il est nécessaire de pousser les travaux plus avant afin de déterminer le degré de l'amélioration de l'efficacité.

Le principal sous-système d'une AFM est le réseau de formation des faisceaux, qui se présente en gros sous deux formes: dans l'une, la distribution de l'énergie rayonnée entre les bornes des faisceaux reste fixe, tandis que dans l'autre, cette distribution varie en raison des besoins instantanés de télécommunications. L'état actuel de la technique permet de fabriquer des systèmes qui fonctionnent à environ 6 GHz avec quadruple et même octuple utilisation des fréquences. En développant ces techniques de façon relativement aisée, on arrivera à des systèmes fonctionnant à environ 12 GHz et il n'est pas déraisonnable de penser que la plupart des techniques de fabrication pourront conduire à des systèmes fonctionnant à au moins 40 GHz.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CUMMINGS, W. C. [8 avril 1978] Multiple beam forming networks. DDC No. A056904. Defense Documentation Center, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique.

GALINDO, V. [1964] Design of dual reflector antennas with arbitrary phase and amplitude distribution. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-12, 403-408.

GROSSMAN, M. [automne 1974] Design considerations for the unattended earth terminal wideband modem. *COMSAT Tech. Rev.*, Vol. 4, **2**, 263-318.

HYDE, G., KRENTEL, R. W. et SMITH, L. V. [automne 1974] The unattended earth terminal multiple-beam Torus antenna. *COMSAT Tech. Rev.*, Vol. 4, **2**, 231-262.

KUMMER, W. H. [mars 1975] Electronically steerable millimeter wave antenna techniques for space shuttle applications. NAS5-20726, N75-29291/LL, Hughes Aerospace, Culver City, CA, Etats-Unis d'Amérique.

KUMMER, W. H. et VILLENEUVE, A. T. [novembre 1968] A high-gain self-steering microwave array. *Proc. IEEE*, Vol. 56, 2028-2038.

MATHEWS, E. W., SCOTT, W. B. et CHAN, C. [1976] Advances in multibeam satellite antenna technology. IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention (EASCON '76) Convention Record 132-A-132-O, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique.

McGAHAN, R. V. [2 mai 1975] A limited scan antenna composed of a microwave lens and phased array feed. AFCRL-TR-75-0242. Air Force Cambridge Research Laboratories, Hanscomb AFB, MA 01731; NTIS Accession No. ADA-016-405/LL. National Technical Information Service, Springfield, VA 22161, Etats-Unis d'Amérique.

MIZUGUTCHI, Y. et WATANABE, F. [1983] Offset bifocal reflector antenna. *Trans. Inst. Electron. Comm. Engrs. Japan*, Vol. J66-B, **1**, 71-78.

RICARDI, L. J. [mars 1977] Communication satellite antennas. *Proc. IEEE*, Vol. 65, 356-369.

SCOTT, W. G., LUH, H. S., SMITH, T. M. et GRACE, R. H. [5-8 avril 1976] Testing of multiple-beam lens antennas for advanced communications satellites. AIAA/CASI 6th Communications Satellite Systems Conference, Montréal, Canada.

TURRIN, R. H. [juillet-août 1975] Multibeam spherical-reflector satellite antenna for the 20 and 30 GHz bands. *BSTJ*, Vol. 54, **6**, 1011-1026.

WATANABE, F. et MIZUGUTCHI, Y. [1983] An offset spherical tri-reflector antenna. *Trans. Inst. Electron. Comm. Engrs. Japan*, Vol. E66, **2**, 108-115.

*Documents du CCIR*

[1974-78]: 8/102 (Agence spatiale européenne).

RAPPORT 827*

# UTILISATION DU SPECTRE PAR LES RADARS

(Question 45/1)

(1982)

## 1. Introduction

Dans les radiocommunications, les radars remplissent de nombreuses fonctions, parmi lesquelles la radiolocalisation, la radionavigation, l'altimétrie, la météorologie, l'astronomie par radar et l'exploration des ressources de la Terre. Il convient, pour situer les problèmes, de passer en revue les raisons d'être des radars, d'examiner certains des problèmes de partage soulevés par leur existence et de discuter certains aspects des méthodes de réduction des brouillages ainsi que d'autres sujets apparentés au partage (voir la Bibliographie).

## 2. Besoins propres aux radars

Les caractéristiques des radars appelés à remplir les fonctions énumérées plus haut dépendent beaucoup de l'application envisagée. Il n'est pas question d'examiner ici les besoins de tous les systèmes, mais plutôt de concentrer nos réflexions sur ceux dont on compte déduire le domaine de variation auquel on peut s'attendre pour des caractéristiques des systèmes telles que la fréquence, la largeur de bande, la puissance, le gain des antennes et la forme des signaux.

### 2.1 *Fréquence*

Les besoins des radars en matière de fréquence peuvent être répartis sous trois rubriques: largeur de bande nécessaire, gamme d'accord et bande de fonctionnement. Même s'il est vrai que les fréquences des radars vont des ondes décamétriques aux ondes optiques, les bandes de fonctionnement dont il sera question dans le présent Rapport sont comprises entre 200 MHz et 40 GHz.

#### 2.1.1 *Largeur de bande nécessaire*

La bande de fréquences nécessaire qu'exige le fonctionnement d'un radar est inversement proportionnelle à la valeur que doit avoir son pouvoir séparateur en distance. Ce dernier facteur influe sur les aspects suivants des performances du système: classification d'après le pouvoir séparateur de cibles multiples et leur visualisation, amélioration de la poursuite obtenue grâce à l'amélioration du maintien des trajectoires lors de réunions ou de séparations des cibles, amélioration de la détection au sein d'échos indésirables grâce à la réduction en une cellule de résolution de la section droite totale de ces échos indésirables. Pour des mesures de distance de précision, une grande largeur de bande est aussi un aspect important des systèmes d'altimétrie utilisés dans l'exploitation des aéronefs volant à basse altitude ainsi que pour les mesures précises d'altitude faites à partir de satellites. Actuellement, la largeur de bande nécessaire des radars est avant tout fonction des besoins des services de navigation de surface, pour lesquels on cite un pouvoir séparateur de 50 m, mais où une valeur de 15 à 30 m (soit une largeur de bande de 10 à 5 MHz) est chose courante. Avec les radars qui fonctionnent obligatoirement dans un environnement riche en échos indésirables, on a tendance à utiliser de très courtes impulsions afin de réduire le fond desdits échos. Ces systèmes, dont la largeur de bande nécessaire peut atteindre et même dépasser 100 MHz, constitueront toujours un petit pourcentage – mais une population significative – de l'ensemble des radars. Les altimètres radars, qui peuvent fonctionner soit en régime d'impulsions, soit en ondes entretenues modulées en fréquence, doivent couramment avoir une largeur de bande de plus de 100 MHz lorsqu'ils sont utilisés aux basses altitudes. A mesure qu'entreront en service des systèmes d'atterrissage automatisés, on aura, semble-t-il, besoin d'une largeur de bande d'au moins 200 MHz pour la phase finale de l'approche.

#### 2.1.2 *Gamme d'accord*

La gamme d'accord d'un système radar dépend largement des facteurs suivants: mesures à prendre pour éviter des brouillages, balayage en site et décorrélation des cibles. Cette décorrélation, c'est-à-dire le lissage des fluctuations des cibles, peut s'obtenir grâce au fait que les cibles complexes sont sensibles à la fréquence. Les variations d'une impulsion à l'autre de la fréquence émise ont pour effet d'améliorer la continuité de la détection. La valeur de la largeur de bande nécessaire est fonction de plusieurs facteurs, mais en général, elle varie entre 10 et 100 MHz. Il existe une classe de radars qui utilisent la fréquence en tant que paramètre afin de réaliser l'excursion du faisceau d'antenne dans le plan vertical. La largeur de bande nécessaire est fonction des performances attendues du radar et de la réalisation de son antenne: elle peut atteindre 10% de la fréquence nominale du système. Cependant, c'est de la nécessité d'éviter les

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 8.

brouillages que dépend avant tout le besoin de pouvoir régler la largeur de bande. La souplesse du réglage de la fréquence à l'intérieur d'une bande est un aspect important de la conception du radar si l'on veut que, grâce à la gestion des fréquences, celui-ci soit capable d'éviter les autres émetteurs qui sont des sources de brouillage. Actuellement, pour la plupart des systèmes radar, la largeur de bande dans laquelle peut se faire l'accord est de l'ordre de 10% de la fréquence de fonctionnement. La prolifération des systèmes radar, jointe à l'utilisation de largeurs de bandes nécessaires toujours plus grandes, a donné lieu à un encombrement notable du spectre dans un certain nombre de bandes. Cet encombrement est l'une des causes qui ont motivé le développement de composants à bande élargie, technique nouvelle qui permettra de porter la largeur de bande dans laquelle peut se faire l'accord à un pourcentage de 20 à 25% de la fréquence de fonctionnement.

2.1.3 *Bandes de fonctionnement*

Les radars fonctionnent dans de nombreuses parties du spectre électromagnétique, selon la mission à accomplir et selon la plate-forme qui les supporte. Les besoins en fréquence qui découlent de la mission à accomplir d'un système radar sont étudiés ci-dessous.

2.1.3.1 *Surveillance aérienne à grande distance*

On utilise des fréquences situées dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques afin de tirer parti de deux avantages: affaiblissements de propagation réduits et sections droites des échos parasites réduites. A mesure que la fréquence diminue au-dessous de 200 MHz, la réduction de l'affaiblissement de propagation est compensée par l'augmentation de la température de bruit de ciel. La limite supérieure de fréquence pour la détection à grande distance est moins bien définie en termes d'affaiblissement de propagation, mais elle est sérieusement influencée par la rétrodiffusion d'échos parasites (surtout due aux précipitations) à mesure que la fréquence dépasse 1 GHz.

2.1.3.2 *Navigation*

Cette mission a un double aspect: navigation de surface et navigation à bord d'un aéronef. On a besoin de fréquences avec lesquelles on puisse avoir: une largeur de bande suffisante pour un bon pouvoir séparateur en distance, une bonne précision de mesure dans le cas des aéronefs volant à basse altitude, des faisceaux étroits à partir d'antennes relativement petites afin d'obtenir un bon pouvoir séparateur angulaire, enfin une détection fiable des précipitations pour les radars d'aéronef destinés à éviter les perturbations météorologiques. Des fréquences comprises entre 3 et 35 GHz satisfont à ces conditions. La mission dont il s'agit étant essentiellement relative à des applications à faible distance, l'affaiblissement de propagation n'est pas un facteur de première importance.

2.1.3.3 *Détermination d'altitude*

Pour les systèmes de détermination d'altitude, qui associent la recherche en azimut et en distance à la détermination de l'angle de site, il faut des ouvertures de faisceau en azimut et en site plus étroites que celles utilisées pour la détection à grande distance. Pour cette application, la bande des 3 GHz constitue un bon compromis parce que les affaiblissements de propagation sont raisonnables pour la distance de fonctionnement courante et que les ouvertures de faisceau nécessaires peuvent être obtenues avec une antenne de dimensions convenant aux applications dans le service mobile. Les échos parasites dus aux conditions météorologiques constituent un problème qui subsiste et qu'il faudra résoudre par d'autres moyens. A cet égard, les radars de détermination d'altitude fonctionnant dans la bande des 3 GHz sont souvent utilisés comme radars météorologiques. Cette bande est idéale, car les amas de précipitations renvoient de bons niveaux de signaux sans affaiblissement d'absorption notable. De plus, l'aptitude du radar à déterminer une altitude le rend propre au tracé d'un profil vertical des précipitations.

2.1.3.4 *Poursuite*

Les systèmes de poursuite ont pour but de fournir des données de haute précision sur des objets terrestres ou extra-terrestres. Pour la poursuite terrestre à partir de plates-formes mobiles, la gamme allant de 3 à 10 GHz présente les avantages suivants: affaiblissement de propagation acceptable, faible niveau de bruit de ciel, antennes dont les dimensions permettent d'obtenir des faisceaux étroits et de réaliser les supports mécaniques nécessaires pour la poursuite de précision de cibles en évolution. Pour la poursuite extra-terrestre à partir de stations au sol fixes, on peut abaisser la fréquence jusqu'aux ondes métriques et décimétriques, région du spectre dans laquelle le niveau de bruit de ciel est encore assez bas pour être acceptable. De plus, on sait construire et commander les grandes antennes orientables dont on a besoin afin d'obtenir des faisceaux étroits à ces fréquences peu élevées. Pour une meilleure résolution angulaire, les radars de poursuite qui contrôlent les opérations d'atterrissage des aéronefs peuvent travailler sur la bande des 35 GHz.

2.1.3.5 *Détection des ressources de la Terre*

Le projet RADAM, exécuté au Brésil, a montré l'intérêt de l'emploi du radar pour la cartographie et pour des études d'utilisation du sol. On envisage aujourd'hui une application analogue à partir de plates-formes spatiales pour donner suite au rassemblement par LANDSAT et par d'autres systèmes spatiaux de données optiques et radiométriques. Le but de ce programme d'exploration active est de rassembler des données sur des phénomènes très divers: récoltes, glaces, humidité du sol, vent, vagues, données géologiques, neige, utilisation du sol. Etant donné le vaste domaine dans lequel varient la réflectivité de surface ainsi que les erreurs de mesure des détecteurs, il faut que l'on fasse des mesures sur plus d'une fréquence si l'on veut lever les ambiguïtés. Il a de plus été démontré qu'il existe une gamme optimale de fréquences pour chacune des applications citées plus haut. Si donc l'on veut faire des mesures significatives des ressources de la Terre, on doit utiliser diverses bandes de fréquences choisies dans la gamme de 1 à 75 GHz.

## 2.2 *Puissance*

Les puissances de crête de sortie des radars vont d'une fraction de watt (pour certains altimètres à ondes entretenues modulées en fréquence) à plusieurs mégawatts (pour la détection à grande distance, la détermination d'altitude et la poursuite). On ne peut, au sujet de la puissance, rien dire de général qui soit valable dans tous les cas. Il existe cependant quelques restrictions d'ordre pratique qui peuvent constituer des directives pour ceux qui ont à considérer les niveaux de puissance. Par exemple, les radars de navigation de surface n'ont besoin de «voir» que jusqu'à l'horizon. Pour cette application, les puissances de crête des émetteurs seront, selon les dimensions du navire, comprises entre quelques kilowatts et quelques centaines de kilowatts. D'autre part, à bord d'un aéronef, la puissance de crête de l'émetteur pourra aller de quelques watts (par exemple: altimètre) à plus d'un mégawatt, cette dernière valeur ne s'appliquant qu'aux aéronefs qui effectuent de la surveillance à grande distance. Les autres aéronefs dont les opérations de recherche et de poursuite sont de portées plus modérées n'emploient que des puissances de crête d'au plus quelques centaines de kilowatts. Pour les radars de recherche et de poursuite basés à terre ou sur mer, les puissances de crête vont de plusieurs centaines de kilowatts à plus de 10 MW. Cette dernière valeur s'applique à une catégorie de radars de détermination d'altitude à faisceaux superposés, utilisés dans le contrôle de la circulation aérienne où l'on fait des émissions simultanées dans tous les faisceaux orientés dans des angles de site différents jusqu'à atteindre la puissance totale indiquée ci-dessus. Dans l'espace, les besoins en matière de puissance pour les fonctions de navigation spatiale sont modestes et ne devraient entraîner que peu de conséquences pour ce qui est du partage avec les services de Terre. La question se présente tout différemment pour les radars de satellite utilisés en vue de détecter les ressources de la Terre. Pour les systèmes réalisés au début de cette application, les besoins en puissance sont de l'ordre du kilowatt mais il peut se faire que, pour les systèmes de l'avenir qui fonctionneront dans des bandes où l'absorption par l'atmosphère est notable, on ait besoin de puissances de crête de plusieurs dizaines de kilowatts.

Les puissances de l'ordre du mégawatt sont utilisées dans des systèmes fonctionnant jusqu'à un maximum de 6 GHz. A partir de 10 GHz, le niveau de puissance tend à décroître lorsque la fréquence augmente.

## 2.3 *Antennes*

Les antennes de radar peuvent être de presque toutes les formes: spirales, cornets, réflecteurs, réseaux, réseaux d'éléments à commande de phase, pour n'en citer que quelques-unes. Dans les systèmes aéroportés utilisés pour la navigation (altimètres, maintien en position, navigation Doppler, etc.), le gain de l'antenne est généralement compris entre 3 et 10 dBi. Les systèmes utilisés pour la navigation de surface, le contrôle de la circulation aérienne et la surveillance à grande distance sont munis d'antennes qui sont habituellement des réflecteurs tournants ou des réseaux. L'antenne est alors réalisée de telle sorte que son ouverture en azimut soit beaucoup plus étroite qu'en site, et l'on recourt parfois au modelage du faisceau dans le plan vertical pour se rapprocher, lorsqu'il s'agit d'aéronefs volant à altitude constante, du cas de la détection indépendante de la distance. Pour ces systèmes, les gains des antennes sont généralement compris entre 25 et 35 dBi. Les radars servant à la détermination d'altitude et à la poursuite doivent pouvoir discriminer les cibles en azimut et en site; de plus, les radars de poursuite doivent fournir des coordonnées précises. Ces conditions impliquent pour les faisceaux des antennes une faible ouverture angulaire, d'où la nécessité d'antennes à gain élevé: des valeurs de 35 à 45 dBi sont courantes dans cette application. Dans les opérations de radiolocalisation, on recourt rarement à des gains d'antenne dépassant 50 dBi surtout en raison des difficultés que l'on éprouve pour acquérir des cibles avec des faisceaux si étroits. Des antennes dont le gain est supérieur à 60 dBi sont utilisées en astronomie par radar.

Une particularité inhérente au radar est le fait que le faisceau issu de l'antenne se déplace dans l'espace. Dans certains cas, celui des systèmes de navigation aéroportée par exemple, le faisceau est fixe par rapport au véhicule et son mouvement est déterminé par la trajectoire de vol de l'aéronef. Dans les systèmes de recherche et de détermination d'altitude, c'est généralement un dispositif mécanique qui fait tourner l'antenne de sorte que le faisceau effectue un balayage de 360° en azimut. Des vitesses de rotation de 5 à 30 tours par minute sont courantes, les plus lentes étant associées aux systèmes de recherche à grande distance. Il existe d'autre part des systèmes de recherche à courte distance dans lesquels les antennes tournent à plus de 100 tours par minute; ces systèmes sont d'ailleurs appelés à se développer du fait de leur utilité pour ce qui est de la navigation et de l'anticollision sur les navires rapides. En plus du balayage en azimut, un balayage en site est effectué par le faisceau de certains radars de détermination d'altitude. Une couverture de 45° en site n'est pas rare. Pour assurer

une couverture complète du volume à explorer, la fréquence de balayage en site doit être compatible avec l'ouverture du faisceau en azimut et avec la vitesse de rotation de l'antenne. Les antennes des radars de poursuite peuvent être orientées pratiquement dans n'importe quelle direction par rapport à la plate-forme. Pendant la poursuite, le mouvement de l'antenne dépend avant tout de celui de la cible par rapport au radar. En conséquence, l'antenne de poursuite ne couvre pas de façon répétitive la totalité du volume qui entoure le point d'implantation du radar, mais au contraire demeure pendant une durée relativement longue pointée à l'intérieur d'un angle solide plus restreint dont l'azimut et le site peuvent, comme nous l'avons dit plus haut, être quelconques par rapport au radar. On notera que les caractéristiques de balayage des radars à réseaux en phase qui combinent les fonctions de recherche et de poursuite ne diffèrent pas sensiblement de celles des antennes à balayage mécanique. Dans le mode poursuite, la position du faisceau dépend encore une fois de la cible; au contraire, dans le mode recherche, le volume à explorer est divisé en faisceaux discrets dont chacun est examiné avec une périodicité qui correspond en général aux vitesses de rotation citées plus haut.

La réalisation d'une antenne implique généralement un compromis entre son rendement et le niveau de ses lobes latéraux. Des mesures effectuées sur des antennes de radar existantes indiquent pour le gain une valeur médiane de $-10$ dBi, ce qui implique que la valeur de 0 dBi n'est dépassée que dans un petit nombre des lobes latéraux. Cependant, lorsque l'antenne est installée là où elle devra fonctionner, il y aura des effets locaux du terrain, des bâtiments et d'autres obstacles sur le niveau des lobes latéraux. Pendant que le faisceau balaiera l'espace entourant l'emplacement de l'antenne, des lobes latéraux se manifesteront, dans des directions arbitraires, avec des gains qui pourront n'être inférieurs que de 5 dB au gain dans le faisceau principal.

La polarisation de l'antenne est généralement fixe, bien qu'il existe certaines antennes dont on puisse modifier la polarisation. Il convient de noter que la polarisation assignée à une antenne de radar donnée ne s'applique d'ordinaire qu'à la région du faisceau principal qui entoure l'axe de pointage.

### 2.4 *Forme du signal*

Comme les autres caractéristiques du radar, la forme du signal peut être extrêmement variée. Non seulement elle peut être très différente d'un système à l'autre, mais encore on peut généralement la modifier à l'intérieur d'un système donné. Aussi examinerons-nous, plutôt que des paramètres propres à tel ou tel système, ce que peut être la gamme des durées des impulsions, des fréquences de récurrence et des facteurs d'utilisation.

#### 2.4.1 *Durée des impulsions*

Les émissions des radars vont des ondes entretenues pures à des impulsions dont la durée peut atteindre environ $10^{-8}$ s. L'émission d'une simple onde entretenue pure est utilisée dans certains systèmes Doppler chargés uniquement de mesures de vitesse. Dans d'autres systèmes, et notamment dans les altimètres, le signal est une onde entretenue modulée en fréquence et la largeur de bande nécessaire est déterminée par la précision requise. Les simples radars à impulsions émettent des impulsions de durée comprise entre $10^{-5}$ et $10^{-8}$ s. Les plus courtes procurent un pouvoir séparateur en distance acceptable; les plus longues sont nécessaires dans les applications où la distance de détection importe plus que le pouvoir séparateur. Certains radars à impulsions de type plus complexe émettent des impulsions dont la durée peut dépasser $10^{-3}$ s. Au moyen de techniques de compression, on peut, dans le récepteur, traiter ces longues impulsions, émises avec une phase ou une fréquence obéissant à une progression prédéterminée, de manière à obtenir des impulsions dont la durée comprimée soit proportionnée à la largeur de bande de l'émission. Cette méthode de synthèse de courtes impulsions présente l'avantage que la cible est irradiée avec une énergie suffisante pour la détection à grande distance, alors que l'impulsion que l'on obtient à la sortie du récepteur fournit un bon pouvoir séparateur en distance.

#### 2.4.2 *Fréquence de récurrence*

La fréquence de récurrence dépend dans une grande mesure de la nécessité d'éviter toute ambiguïté dans la mesure de la distance à la cible. Par exemple, pour les radars de surveillance de grande portée, cette fréquence est de l'ordre de 100 à 300 Hz. Pour les radars de navigation à courte portée, elle peut atteindre 2000 Hz. Pour les radars de détermination d'altitude, la fréquence de récurrence des impulsions varie en fonction de l'angle de site et elle croît pour les angles élevés. Pour les radars de poursuite, elle se situe entre plusieurs centaines et plusieurs milliers de hertz; pour les radars Doppler à impulsions, elle va de plusieurs dizaines à plusieurs centaines de kilohertz. La nécessité de fréquences de récurrence si élevées provient, dans ce dernier cas, de ce que l'on doit pouvoir distinguer les cibles au milieu des échos parasites. Les ambiguïtés sur la mesure de distance inhérentes aux diverses fréquences de récurrence utilisées peuvent être levées de plusieurs manières. Dans un grand nombre de systèmes radar, on a la faculté d'imposer à la fréquence de récurrence une gigue ou un échelonnement afin d'aider à réduire les brouillages ou à identifier des échos secondaires.

#### 2.4.3 *Facteur d'utilisation*

Le facteur d'utilisation d'un radar est par définition le produit de la fréquence de récurrence d'impulsions par leur durée. Il peut varier entre 1 (onde entretenue pure) et environ 0,0001. Pour la plupart des radars à impulsions, il est compris entre 0,01 et 0,0001, alors que pour les systèmes Doppler, il peut s'approcher de 0,5. On a tout lieu de s'attendre à ce que les émetteurs de certains nouveaux modèles de radar comporteront des amplificateurs à état solide. Pour de tels matériels, des raisons de rendement imposeront des facteurs d'utilisation compris entre 0,15 et 0,3.

## 3. Problèmes de brouillage

La diversité des caractéristiques des radars, qu'il s'agisse de la fréquence, de la puissance, des propriétés des antennes ou de la forme des signaux, implique un environnement électromagnétique fort complexe. Si l'on ajoute à cela le fait que ces systèmes sont exploités à partir d'installations au sol fixes ou mobiles, à bord d'aéronefs, de navires ou d'engins spatiaux, on conçoit que les risques de brouillage avec d'autres services de radiocommunication paraissent inévitables. Dans ce qui suit, on examinera divers aspects du problème de brouillage. Un facteur que l'on rencontre dans tous les cas est que la distinction entre onde ionosphérique et onde de sol n'entre pas en jeu aux fréquences considérées. Les facteurs de propagation pertinents sont: la visibilité directe, la diffusion par les hydrométéores, la diffusion troposphérique, la formation de conduits et tous autres modes anormaux susceptibles de se présenter.

### 3.1 *Radars au sol*

Les possibilités de brouillage en visibilité directe pour les radars au sol dépendent énormément de la topographie locale; les sommets des collines y sont le plus exposés, les vallées offrent davantage de protection. Un facteur presque aussi important que la topographie est l'existence et la répartition des bâtiments et autres obstacles. Des réflexions sur ces obstacles ont le même effet que des lobes latéraux indésirables, à savoir une augmentation du temps pendant lequel il y aura des brouillages. Les brouillages transhorizon peuvent résulter d'un certain nombre de phénomènes de propagation anormale. La diffusion vers l'avant par les hydrométéores est l'un d'eux. La section droite de diffusion dépendant de la dimension des particules et de la fréquence, on a lieu de s'attendre à ce que le couplage par ce mode de propagation augmente avec la fréquence jusque vers 10 GHz, à partir de quoi l'affaiblissement de trajet tend à compenser tout accroissement de la section droite. La diffusion troposphérique est un autre mode de propagation dont il faut tenir compte pour les systèmes fonctionnant sur des fréquences égales ou inférieures à 6 GHz. La superréfraction ou propagation guidée peut également se produire en un emplacement au sol lorsque les conditions atmosphériques y sont propices; on notera qu'elle risque de se manifester sur toutes les fréquences envisageables dans ce Rapport. De plus, la propagation dans des conduits situés au-dessus de la terre ferme est sujette à des pertes beaucoup plus élevées que lorsque les conduits sont situés au-dessus de l'eau. On peut se faire une idée des distances entrant en jeu en appliquant les méthodes décrites dans l'Appendice 28 au Règlement des radiocommunications. Cet Appendice concerne, il est vrai, les brouillages causés à une station terrienne terminale du service fixe par satellite; cependant, en déterminant convenablement les niveaux de brouillage et les probabilités d'occurrence, on peut estimer les brouillages que risquent de subir d'autres services. On se rappellera que les résultats auxquels on aboutit sont particulièrement pessimistes car l'Appendice 28 est fondé sur les hypothèses les plus défavorables pour ce qui est des brouillages.

### 3.2 *Radars à bord de navires*

Tout ce qui vient d'être dit pour les radars au sol s'applique aux radars installés à bord de navires. Toutefois, la superréfraction est plus préoccupante parce que la formation de conduits est plus fréquente en mer et que ces conduits, une fois formés, permettent la propagation à des distances beaucoup plus grandes qu'au-dessus de la terre.

### 3.3 *Radars à bord d'aéronefs*

Le couplage en visibilité directe est la principale cause de brouillage dans le cas des radars installés à bord d'aéronefs. Abstraction faite de toute diffusion ou de tout mode de propagation anormale, un seul aéronef volant à une altitude de 10 à 15 km est capable d'avoir une influence défavorable sur les services au sol sur une superficie de près d'un million de kilomètres carrés. La superficie affectée peut d'ailleurs être encore plus grande sous l'effet de la diffusion par la pluie et, dans un moindre degré, de la formation de conduits.

### 3.4 *Radars à bord de satellites*

Les radars spatiaux sont à l'origine de plus de difficultés que les systèmes de radiocommunication spatiale eux-mêmes. La raison en est évidemment que les limites de puissance surfacique imposées aux systèmes de radiocommunication ne sont pas compatibles avec la fonction du radar. Si l'on veut, avec le radar, obtenir des rapports signal/bruit utilisables, on doit rayonner vers la Terre des signaux d'un niveau beaucoup plus élevé que celui des signaux des services de radiocommunication. En revanche, ces niveaux plus élevés n'atteindront pas des surfaces aussi vastes que celles associées aux systèmes de radiocommunication parce que les radars seront placés sur des orbites plus basses et non synchrones et que les faisceaux de leurs antennes seront plus étroits. Il n'y a pas lieu de s'attendre à ce que les systèmes spatiaux utilisés pour la navigation et l'amarrage aient de sérieuses conséquences sur les systèmes de Terre.

### 3.5 *Services de radiocommunication* (fixe, mobile, fixe par satellite, service d'amateur et radiodiffusion)

Vu la diversité des caractéristiques des radars et de leurs emplacements, il est probable que les risques de brouillage des services de radiocommunication sont élevés. En règle générale, les brouillages seront particulièrement à craindre là où les conditions de visibilité directe prédomineront, car il faudra tenir compte alors des émissions de l'antenne du radar aussi bien dans ses lobes latéraux que dans son lobe principal. En pareil cas, le brouillage causé par les impulsions risque bien d'être pratiquement permanent. Toutefois, la distance augmentant, l'influence des lobes latéraux diminue et les brouillages dépendent alors du type particulier de balayage utilisé par

le radar. Les brouillages dépendent aussi du type d'antenne utilisé dans le service de radiocommunication. S'il s'agit d'une antenne équidirective ou à grande ouverture angulaire, la forte probabilité qu'il y a pour qu'elle capte des signaux brouilleurs sera compensée par le faible niveau de ces derniers dû au faible gain de l'antenne. L'inverse est vrai pour les antennes de radiocommunication à grand effet directif, mais seulement lorsque l'antenne a été réalisée de manière à avoir de très faibles lobes latéraux.

Dans les systèmes de radiocommunication, l'information est transmise par voie analogique ou par voie numérique. Les brouillages subis par un système analogique du fait d'un radar peuvent varier du tout au tout: à peine discernables dans certains cas, extrêmement gênants dans d'autres. Les impulsions du radar ne brouillent normalement qu'une faible fraction de l'information transmise, aussi l'information analogique ne sera-t-elle pas complètement détruite. Par exemple, Hatch et autres [1970] ont montré que l'intelligibilité de la voix, mesurée par des notes attribuées à la netteté de l'articulation n'est pas, dans les systèmes à modulation d'amplitude, sensiblement diminuée tant que le facteur d'utilisation du radar n'atteint pas 0,50.

Passons maintenant aux brouillages subis par les radars. Le niveau du brouillage causé à un radar par un système de radiocommunication doit être examiné cas par cas, car la dégradation des performances du radar dépend du type de brouillage, de la fonction du radar et de sa capacité à lutter contre ce brouillage. Les signaux à modulation d'amplitude ou de fréquence à bande étroite ainsi que les ondes entretenues pures peuvent désensibiliser graduellement le récepteur du radar à mesure que leur niveau dépasse son seuil de sensibilité. Pour certaines associations de récepteur et de signal brouilleur, il peut se faire que l'opérateur n'ait pas conscience de la dégradation de qualité résultant de cette désensibilisation. Les signaux à modulation de fréquence à large bande se présenteront au récepteur du radar sous forme de bruit et l'on pourra établir un critère de brouillage par la relation de ce bruit au bruit thermique du récepteur. Les brouillages impulsifs demanderont en général quelque autre critère, selon la densité et la distribution des impulsions brouilleuses sur l'écran du radar. Il existe un critère qualitatif, qui fait intervenir la densité des impulsions, leur niveau et l'étendue des secteurs angulaires de l'écran où apparaissent les brouillages. Lustgarten et Grigg [1977] ont indiqué un critère plus quantitatif pour les brouillages dus aux impulsions.

3.6 *Services de radiorepérage* (radiolocalisation, radionavigation, détection des ressources de la Terre)

Les radars se brouillent entre eux et brouillent aussi les autres systèmes des services de radiorepérage. Les mécanismes mentionnés dans les paragraphes qui précèdent s'y appliquent aussi.

3.7 *Systèmes autres que radioélectriques*

La forte puissance de crête, la raideur des fronts de montée et de descente des impulsions, la fréquence de récurrence et la fréquence de fonctionnement de certains radars laissent à penser qu'il y a risque de brouillage d'équipements électroniques tels que les ordinateurs, les équipements de traitement du signal et de saisie de données, les systèmes de transfert de données entre ordinateurs et les équipements électroniques de mesure. En général, ce brouillage sera de même nature que celui indiqué précédemment par les services de radiocommunication.

## 4. Partage entre radars et autres services

Les services qui mettent en œuvre des radars partagent des bandes de fréquences avec d'autres services. Il convient donc de prendre note de certaines des méthodes et des techniques qui favorisent ce partage.

4.1 *Gestion des fréquences*

Les processus d'attribution des bandes de fréquences et d'assignation des fréquences sont et resteront un outil important pour la résolution des problèmes de partage. Le fait que le Tableau d'attribution des bandes de fréquences attribue une bande donnée pour un service mettant en jeu des radars permet à ceux qui sont chargés de la gestion des fréquences de procéder aux assignations de manière à réduire les brouillages mutuels entre systèmes semblables. Cohen et Mayher [1979] ont montré les grands avantages que l'on peut attendre de l'assistance des ordinateurs dans ce domaine. Cependant, la gestion des fréquences va au-delà des procédures d'attribution et d'assignation. Même s'ils sont bien réglés sur les fréquences qui leur sont assignées, les radars risquent d'émettre des signaux sur des fréquences qui en sont sérieusement écartées. Non seulement l'émission d'impulsions est de nature à élargir le spectre des signaux, mais encore des émissions non essentielles et des fréquences harmoniques sont souvent engendrées à l'intérieur de l'émetteur. Cela est particulièrement vrai des émetteurs à magnétron. La difficulté est encore rehaussée du fait que des fréquences plus élevées peuvent être rayonnées par l'antenne par suite de modes d'ordre supérieur; on notera toutefois que la direction de rayonnement de ces modes n'est pas nécessairement celle du faisceau principal de l'antenne. On sait maintenant comment procéder, en améliorant la forme des signaux et en réduisant plus strictement les émissions non essentielles, pour améliorer l'efficacité d'utilisation du spectre. Il convient donc de s'efforcer de mettre de telles méthodes en œuvre et de les renforcer.

Il convient de bien préciser que la gestion des fréquences ne peut résoudre tous les problèmes de partage. La grande largeur de bande qu'implique le fonctionnement de bien des radars risque de provoquer des brouillages dans une ou plusieurs des voies d'un système de radiocommunication fonctionnant dans des bandes partagées. La souplesse du point de vue fréquence de certains des radars à large bande devrait réduire le pourcentage du temps pendant lequel des brouillages sont induits dans des systèmes dont la bande est plus étroite que celle dans laquelle la fréquence du radar est située ou peut être réglée.

4.2 *Utilisation du terrain*

Une autre méthode propre à faciliter le partage consiste à choisir judicieusement l'implantation des systèmes auxquels est attribuée une même région du spectre. Toutefois, la mobilité des radars est un facteur qui tend à annuler certains des avantages que ce choix peut procurer. Il en est particulièrement ainsi quand les radars en cause sont installés à bord d'un aéronef ou d'un engin spatial. Il n'existe alors pratiquement plus aucun obstacle géographique à la propagation, laquelle se fait en visibilité directe entre les systèmes. Pour le cas des radars de surface, et notamment des radars de navire, la situation géographique peut encore jouer un certain rôle. On peut en effet installer les services terrestres assez loin à l'intérieur du continent ou les protéger par des accidents du terrain. On peut rehausser les effets naturels du terrain à l'aide de fosses, de barrières, de végétation et d'autres écrans artificiels.

4.3 *Méthodes propres à réduire les brouillages*

Même lorsque des signaux brouilleurs atteignent un certain système, on peut parer à leur effet nuisible. Il existe en effet un certain nombre de méthodes faisant appel à des systèmes et à des circuits que l'on peut mettre en œuvre afin d'éliminer ou de réduire les effets du brouillage. On peut grouper ces méthodes sous les rubriques suivantes:

- *empêcher* le brouillage de pénétrer dans le système (§ 4.3.1);
- *éviter* le brouillage en modifiant un paramètre du système (§ 4.3.2);
- *neutraliser* le brouillage par un traitement du signal (§ 4.3.3);
- *négliger* le brouillage s'il n'est pas conforme à la manière dont l'information doit être présentée au système (§ 4.3.4).

Il faut bien comprendre que toutes ces méthodes ne s'appliquent pas à tous les services ni à tous les systèmes. D'ailleurs, la plupart d'entre elles impliquent une certaine dégradation de performance par rapport à celle que l'on aurait obtenue si l'on n'avait pas eu recours à elles et s'il n'y avait pas eu de brouillage. Enfin, l'efficacité de certaines d'entre elles peut être limitée pour ce qui est du nombre et du niveau des signaux brouilleurs auxquels elle est capable de s'opposer.

4.3.1 *Empêcher le brouillage*

Les facteurs géographiques mentionnés plus haut contribuent à la prévention des brouillages, mais, du point de vue des systèmes, ce sont les techniques de réalisation des antennes qui sont de première importance. Dans ce domaine, les antennes à lobes latéraux réduits s'imposent d'évidence. Toutefois, les niveaux des lobes latéraux rapprochés dépendent étroitement de la distribution de l'ouverture et par conséquent de la mission confiée au système, aussi est-ce du côté du lobe arrière et des lobes latéraux éloignés qu'il y a lieu d'attendre les meilleurs résultats de l'application des techniques de réduction des lobes latéraux. Avec une antenne à réflecteur, cela implique que l'on continue à envisager l'utilisation d'un capot ou d'une coiffe. Avec un réseau d'antennes, il importe que les tolérances sur les dimensions de ce matériel soient bien respectées si l'on veut que la distribution de l'amplitude et de la phase au travers de l'ouverture soit strictement contrôlée.

La discrimination de polarisation constitue une autre manière d'empêcher des signaux indésirables de pénétrer dans l'antenne. Tant pour les antennes à réflecteur que pour les réseaux, la réponse à un signal contrapolaire est telle que la distribution angulaire (diagramme de l'antenne) de cette réponse n'est pas la même que pour la polarisation du signal utile. Cet aspect du comportement de l'antenne constitue encore une voie d'accès pour les signaux indésirables. On peut munir certaines antennes d'écrans de polarisation placés sur l'ouverture, qui éliminent radicalement la composante orthogonale avant que l'antenne ait pu la focaliser, mais un tel écran n'a d'efficacité que si l'antenne fonctionne toujours avec une seule et même polarisation.

Une autre forme de prévention, mais dont l'application ne se fait pas au niveau de l'antenne, est la suppression de la fréquence conjuguée. A moins que des mesures appropriées ne soient prises, un signal brouilleur à la fréquence conjuguée peut être tout aussi gênant qu'un signal à la fréquence d'accord. Il existe des méthodes grâce auxquelles on peut supprimer la fréquence conjuguée au mélangeur ou la transférer suffisamment loin à l'extérieur de la bande pour qu'elle puisse être affaiblie par des filtres.

Enfin, le brouillage des équipements électroniques tels que ceux cités au § 3.7 peut être réduit par combinaison de plusieurs techniques. Une approche consiste à atténuer les signaux radars en faisant appel aux possibilités de terrain telles que les fosses et la végétation. Une approche supplémentaire consiste à construire un blindage intégral (ex.: cage de Faraday) dans les murs, le sol, le plafond de la pièce où sont installés ces équipements électroniques. En plus, pour certains sites terrestres de radar, il est possible d'interdire l'émission du radar dans certains secteurs, en azimut et en site, dans la direction de ces équipements.

4.3.2 *Eviter le brouillage*

Dans certains cas, les signaux brouilleurs peuvent être évités en utilisant une des techniques suivantes ou leur combinaison:

- *Agilité de fréquence* – La possibilité de passer rapidement d'une fréquence à une autre est pratique dans certains types de services et peut représenter un moyen permettant d'éviter rapidement les brouillages. Comme il est dit plus haut, avec des systèmes doués d'une telle agilité et qui partagent une bande avec des systèmes qui ne le sont pas, on a la possibilité de réduire la durée totale pendant laquelle le brouillage se produit.
- *Changement de polarisation* – En modifiant certains circuits du système, on cherche à éliminer le signal brouilleur en ajustant la polarisation de l'antenne. Le danger vient naturellement de la possibilité que le signal brouilleur ait la même polarisation que le signal utile.
- *Diversité* – Le brouillage peut être évité en utilisant des liaisons alternatives présentant des caractéristiques différentes comme, par exemple, trajets et fréquences.

4.3.3 *Neutraliser le brouillage*

On connaît aujourd'hui diverses méthodes de traitement du signal dont l'application permet de réduire les effets d'un brouillage ou de les supprimer. L'une d'elles consiste en l'annulation des lobes latéraux: on échantillonne l'environnement électromagnétique au moyen d'antennes auxiliaires, on pondère comme il convient les signaux brouilleurs dans des boucles adaptables pour obtenir le niveau voulu, puis on effectue une soustraction cohérente dans le canal du récepteur principal. Le grand avantage de cette méthode est que l'annulation porte uniquement sur le signal brouilleur, le signal utile n'étant aucunement perturbé. Elle nécessite, pour chaque source de brouillage, une antenne auxiliaire particulière et une boucle. Elle donne satisfaction lorsque le brouillage émane d'une source ponctuelle. Le brouillage qui résulte de la diffusion vers l'avant par la pluie peut se présenter comme provenant d'une source répartie; l'efficacité de la méthode en pareil cas est encore à l'étude. Une méthode qui se rattache à la précédente est celle de l'occultation des lobes latéraux. Comme dans la précédente, on emploie une antenne et un récepteur auxiliaires mais, au lieu de procéder à une soustraction cohérente du signal indésirable, on bloque le récepteur principal chaque fois que le niveau du signal dans la voie auxiliaire dépasse un seuil que l'on peut choisir. Cette méthode convient bien lorsqu'il s'agit d'éliminer un brouillage dû à des impulsions dont le facteur d'utilisation est faible. L'effet du blocage sur l'information à transmettre dépend de la présentation de celle-ci, du nombre des sources de brouillage et du facteur d'utilisation des signaux brouilleurs. Une troisième méthode implique l'émission d'un signal codé et l'adaptation du récepteur au code employé. La compression des impulsions en est un exemple, mais on peut étendre cette notion à d'autres techniques d'expansion du spectre. S'il est vrai que de telles méthodes donnent lieu à une certaine réduction des signaux non adaptés, leurs avantages pour ce qui est de l'économie du spectre du côté des radars restent encore à démontrer.

4.3.4 *Négliger le brouillage*

On peut reconnaître les signaux qui, à la sortie d'un système, ne sont pas conformes au format de l'information que l'on désire recevoir: un exemple simple de cette technique de reconnaissance du format est l'intégrateur vidéo. Cette méthode met en œuvre une ligne à retard qui retarde les signaux d'une durée égale à l'intervalle entre les impulsions transmises. Les signaux utiles s'ajoutent dans cette boucle alors qu'il n'en est pas de même pour les signaux brouilleurs non synchronisés. La sortie est alors débarrassée des impulsions indésirables. On peut mettre en œuvre d'autres algorithmes dans un processeur de données, afin de reconnaître non seulement l'intervalle qui sépare les impulsions mais encore la durée de celles-ci.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

COHEN, D. et MAYHER, R. [1979] The use of computerized analytical techniques in spectrum management. 3rd Symposium on Electromagnetic Compatibility, Rotterdam, Pays-Bas.

HATCH, W., HINKLE, R. et MAYHER, R. [1970] Modeling of pulsed interference in AM receivers. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility.

LUSTGARTEN, M. N. et GRIGG, R. E. [1977] Effects of radar interference on search radar operator performance. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Seattle, WA, Etats-Unis d'Amérique.

## BIBLIOGRAPHIE

BARTON, D. K. [1964] *Radar System Analysis.* Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, Etats-Unis d'Amérique.

GOULD, R. G. et SCHMITT, C. [28-30 juin 1977] Interference reduction techniques for satellite-earth stations. 2nd Symposium on Electromagnetic Compatibility, Montreux, Suisse, 285-292.

JOHNSTON, S. L. [janvier 1978] Radar electronic counter-countermeasures. *IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems*, Vol. AES-14, 109-117.

RAPPORT 651-2

# TECHNIQUES D'ÉTALEMENT DU SPECTRE

(Programme d'études 18B/1)

(1978-1982-1986)

## 1. Introduction

Le Programme d'études 18B/1 demande la description de techniques caractéristiques d'élargissement du spectre du signal et l'analyse des avantages que leur mise au point pourrait avoir pour l'utilisation du spectre radioélectrique. Une de ces techniques est dite avec «étalement du spectre». Le présent Rapport décrit les techniques d'étalement du spectre à large bande et les possibilités d'élimination du brouillage de ces systèmes. Le Rapport 652 (Genève, 1982) traite des critères de partage des fréquences tels qu'ils sont définis dans le Programme d'études 18B/1.

On peut définir un système d'étalement du spectre (ES) comme un système dans lequel l'énergie moyenne du signal émis se répartit sur une bande beaucoup plus large que la bande d'information. (La largeur de bande du signal émis est au moins deux fois plus grande que la bande d'information pour la modulation à double bande latérale en amplitude et généralement quatre fois plus grande, ou plus encore, pour un système à modulation de fréquence à bande étroite, tandis que le rapport est de 100 à 1 pour un système ES linéaire.) Le principe de ces systèmes est qu'ils compensent une bande d'émission plus large par une moindre densité spectrale de puissance et une capacité d'élimination plus grande des signaux brouilleurs dans la même bande de fréquences. Du fait que la puissance transmise dans la bande passante des récepteurs à bande étroite peut être plus faible, ces systèmes offrent des possibilités de partage du spectre avec des systèmes à bande étroite de type classique. De plus, les systèmes de réception ES permettent d'éliminer des niveaux de brouillage élevés. Il faudrait donc déterminer jusqu'à quel point ces systèmes utilisent efficacement le spectre radioélectrique.

Il convient d'étudier ici deux types distincts de techniques ES avec élargissement de la largeur de bande. Dans ces techniques, l'élimination du signal brouilleur peut être linéaire ou non linéaire. La méthode MF classique est caractéristique des techniques non linéaires car il n'y a augmentation du rapport signal/bruit ($S/N$) à la sortie que lorsque le rapport $S/N$ à l'entrée est supérieur au premier rapport (rapport de captation du bruit). Ainsi, le rapport $S/N$ à l'entrée doit être normalement supérieur à 10 dB pour permettre une amélioration linéaire par rapport au bruit. Au rebours des systèmes du type MF, les systèmes ES décrits dans le présent Rapport sont linéaires, de sorte que l'amélioration demeure constante, même si le rapport signal utile/signal brouilleur à l'entrée est négatif. Le rapport signal utile/signal brouilleur à la sortie $(S/I)_{out}$ s'accroît en comparaison du rapport signal utile/brouillage à l'entrée $(S/I)_{in}$ et se définit comme le gain de traitement ($PG$) du système. D'une manière générale, le $PG$ peut atteindre 100 par rapport à 1 ou plus, étant donné que, par définition, le $PG$ est:

$$(S/I)_{in} = (S/I)_{out} - 10 \log PG \qquad \text{(dB)} \qquad (1)$$

Un système ayant un $PG$ de 100 (et en l'absence de toute perte résultant du traitement non idéal d'un signal) et un rapport $S/I$ de sortie d'au moins 10 dB, il faut que le rapport $S/I$ à l'entrée soit d'au moins:

$$(S/I)_{in} = 10 \text{ dB} - 10 \log (100) = -10 \text{ dB}$$

Un système ES linéaire capable de fonctionner avec un rapport $S/I$ de $-10$ dB à l'entrée est extrêmement intéressant car il peut encore être utilisé même avec un signal brouilleur de 10 dB supérieur à celui du signal utile. Pour des systèmes de type classique ayant un rapport $S/I$ à l'entrée de $-10$ dB, le signal utile serait supprimé ou «capté», l'information transmise étant nulle.

Une autre caractéristique importante des techniques ES courantes, est que le signal émis résultant est un signal de faible densité de puissance à large bande, analogue au bruit. C'est pourquoi un récepteur de type classique ne peut déceler facilement le signal émis. La reconstitution de l'information de la bande de base à partir du signal d'émission à large bande ne peut s'effectuer que par corrélation ou par traitement des signaux de filtres adaptés (FA). Cette propriété fait qu'un auditeur auquel elle n'est pas destinée ne décèle pas l'information de la bande de base et qu'en raison de la faible densité de puissance, les systèmes ne causent pas de brouillage important pour les autres usagers du spectre. Les techniques ES assurent jusqu'à un certain point le secret des communications en ce qui concerne les autres systèmes et les systèmes ES utilisant des codes différents, sans nécessiter un traitement particulier du signal. Le codage assure également une capacité d'adressage sélectif. Les usagers multiples utilisant des codes différents (accès multiple par répartition en codes) peuvent émettre simultanément dans la même bande de fréquences avec un minimum de brouillage réciproque (les codes utilisés devraient avoir une faible fonction de corrélation).

Les techniques ES présentent un troisième avantage par rapport aux techniques d'étalement classique, à savoir une fiabilité accrue des transmissions en présence d'évanouissements sélectifs et en cas de propagation par trajets multiples. Cet avantage peut avoir une importance particulière en ce qui concerne des supports de transmission de type classique sujets aux évanouissements, par exemple, des systèmes à diffusion troposphérique. Une moindre sensibilité à la propagation par trajets multiples est la conséquence directe de l'étalement de la largeur de bande d'émission. En première approximation, l'amélioration est directement proportionnelle au rapport entre la largeur de bande d'émission et la largeur de bande d'information. Des récepteurs équipés pour détecter les signaux ES produisent en général, avant la démodulation finale, la fonction de corrélation entre une réplique du signal d'émission et le signal reçu de l'antenne. On choisit toujours une fonction de corrélation optimale pour le signal utile, c'est-à-dire une puissance de sortie maximale au centre, le signal retombant à une valeur proche de zéro dans un temps égal à la réciproque de la largeur de bande du signal émis et restant au voisinage de zéro le reste du temps. La propagation par trajet multiple contribue à dégrader la qualité de fonctionnement de la liaison lorsqu'elle s'ajoute au signal transmis directement de telle manière qu'elle détériore la fonction de corrélation du signal reçu en réduisant sa valeur de crête. L'insertion de fausses crêtes arrière dans la fonction de corrélation due à la seule propagation par trajets multiples ne constitue généralement pas une difficulté. Le récepteur décèle et traite la première crête d'amplitude adéquate, soit celle du signal direct, s'il est assez fort, soit celle du premier signal réfléchi d'amplitude adéquate si le signal direct est perturbé. Dans ce dernier cas, le signal de rythme est synchronisé par rapport au retour par trajets multiples et traité au lieu du signal direct. Pour que la propagation par trajets multiples ait des effets nuisibles, il faut donc qu'elle ait un retard différentiel inférieur à la durée de la crête de la fonction de corrélation, avec une phase engendrant un brouillage destructeur (annulation et non amélioration) et une amplitude suffisante pour empêcher la crête de dépasser les seuils de détection. La durée de la crête de la fonction de corrélation diminue proportionnellement à l'augmentation de la largeur de bande d'émission et il en va de même pour le retard dû à la propagation différentielle par trajets multiples qui peut influer sur la qualité de fonctionnement.

Enfin, théoriquement, la gestion des bandes de fréquences qui ne comprennent que les systèmes ES pourrait être beaucoup plus simple que celle de bandes où fonctionnent des équipements classiques à bande étroite ou à élargissement de spectre du signal. Lorsqu'une bande est réservée aux systèmes ES et que l'on a précisé la technique de modulation, il faut en premier lieu s'assurer que les mêmes codes d'étalement (c'est-à-dire à séquence directe (SD) et/ou à saut de fréquence (SF), tels qu'ils sont décrits dans le paragraphe ci-après) ne sont pas employés par plus d'un usager. On peut éviter cet inconvénient en veillant avec soin aux techniques d'assignation de codes et/ou aux procédures de tenue de registres.

L'une des techniques (porteuse non sinusoïdale) présente l'avantage supplémentaire de permettre l'utilisation de l'ES dans des systèmes nécessitant un gain de traitement plus grand que celui que l'on peut obtenir avec les autres techniques. Cette technique assure le gain de traitement supplémentaire en étalant la porteuse ainsi que la modulation.

En résumé, les avantages que présentent les techniques ES sont les suivants:

- grande capacité d'élimination des brouillages pour les signaux ES comme pour les signaux à modulation classique;
- faible densité de puissance des transmissions, qui fait que le brouillage dans le canal adjacent est réduit au minimum;
- respect du secret des communications;
- adressage sélectif;
- élimination des évanouissements sélectifs;
- simplicité des procédures de gestion des fréquences.

Il existe une abondante documentation sur les propriétés des techniques ES. On trouvera dans la bibliographie du présent Rapport des références générales décrivant les systèmes ES. Dixon [1976] donne une bibliographie plus détaillée des descriptions de ces systèmes.

Les paragraphes ci-après décrivent des techniques ES typiques en indiquant la capacité d'élimination du brouillage des différents systèmes. Le Rapport 652 (Genève, 1982) décrit des effets de brouillage de transmissions à faible densité de puissance sur d'autres systèmes. Il conviendra d'étudier dans de nouveaux rapports les autres avantages ou inconvénients de ces techniques et notamment d'analyser en détail l'efficacité avec laquelle les systèmes à bande étroite et à élargissement du spectre utilisent le spectre radioélectrique.

## 2. Techniques ES

### 2.1 *Généralités*

Sont définis ci-après divers types de techniques d'étalement du spectre et de structure du signal:

- *Etalement du spectre à séquence directe (SD):* technique de structuration du signal reposant sur une séquence de codage numérique dont le taux de récurrence des paquets est très supérieur au débit binaire du signal porteur de l'information. Chaque bit d'information du signal numérique est transmis sous forme de séquence de paquets pseudo-aléatoire.

– *Etalement du spectre à sauts de fréquence (SF):* technique de structuration du signal par commutation automatique de la fréquence émise. Le choix de la fréquence à émettre se fait habituellement de façon pseudo-aléatoire à partir d'un ensemble de fréquences couvrant une bande plus large que la bande d'information. Le récepteur correspondant effectue des sauts de fréquence en synchronisme avec le code de l'émetteur afin d'extraire l'information utile.

– *Etalement du spectre hybride:* combinaison des techniques de saut de fréquence et de séquence directe.

– *Taux de récurrence des paquets:* débit de codage binaire; débit de codage.

Il existe deux autres types de modulation utilisés dans les techniques d'étalement du spectre. Le premier fait appel à une modulation de fréquence pulsée, la porteuse faisant l'objet d'un balayage sur une bande de fréquences déterminée. Les systèmes radar, notamment, peuvent utiliser une vitesse de balayage liée au temps par une fonction linéaire (le Rapport 837 traite des méthodes utilisées dans le calcul du spectre d'émission de ce type de radar). Le second type repose sur une porteuse non sinusoïdale qui améliore le gain de traitement du signal. L'exposé qui suit ne portera pas spécifiquement sur l'étalement hybride ou sur l'étalement par modulation de fréquence pulsée.

2.2 *Système de modulation SD*

D'une manière générale, il est possible de moduler en amplitude, en fréquence ou en phase un signal ES-SD dans la bande de base sur une porteuse radioélectrique. On emploie souvent une méthode de modulation par déplacement de phase (MDP) bivalente. Son application est décrite dans le schéma d'émetteur et de récepteur de la Fig. 1, qui sert de base à l'exposé ci-après.

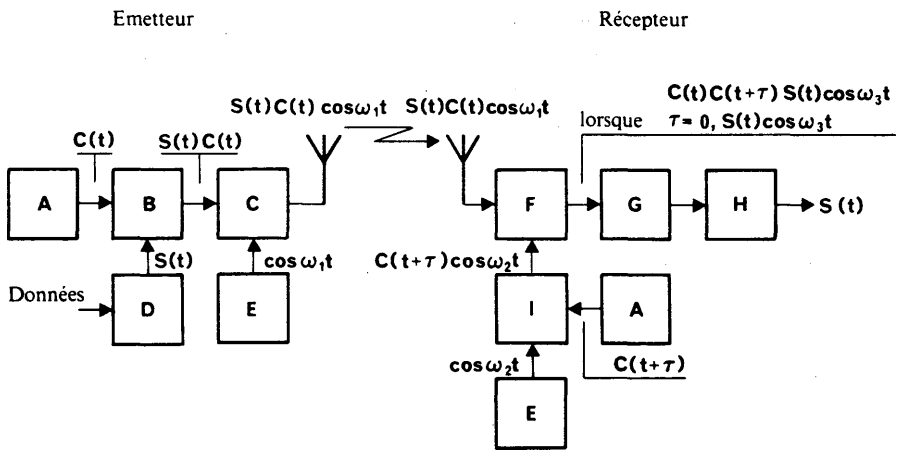



FIGURE 1 — *Schéma de principe du système à séquence directe (émetteur/récepteur)*

A: Générateur de séquences de pseudo-bruit
B: Modulateur binaire
C: Modulateur
D: Codeur binaire
E: Oscillateur local
F: Corrélateur
G: FI
H: Démodulateur
I: Modulateur équilibré

D'après la Fig. 1, dans la technique SD, qui fait entrer en jeu une corrélation ou méthode du domaine temporel, le signal de données numériques utile, $S(t)$, est multiplié par un signal codé (pseudo-bruit), $C(t)$, ce qui donne le signal ES $[S(t) \cdot C(t)]$. Si l'on analyse cette opération dans le domaine fréquentiel, cette multiplication revient à une convolution du spectre à large bande de $C(t)$ par le spectre à bande étroite de $S(t)$. Dans la plupart des cas, la largeur de bande de $C(t)$ est 100 à 1000 fois celle de $S(t)$. Le résultat effectif, ou signal transmis, est le spectre à large bande $C(t)$ ou signal ES. La largeur de bande entre les premiers zéros de l'enveloppe du spectre de $C(t)$ est égale à deux fois le débit de code. Dans le récepteur, ce signal est multiplié par un signal codé synchronisé $[C(t + \tau)]$, puis filtré de manière à correspondre à la largeur de bande d'information. Le filtrage diminue le niveau du signal brouilleur, qui est étalé sur la largeur de bande de $C(t)$ et donne le $PG$ du système ES

(voir la formule (1)). La représentation du signal dans la bande de base pour les données codées et l'information codée dans le domaine temporel apparaissent dans la Fig. 2. Les données binaires sont indiquées aux fins d'illustration sous la forme d'une onde carrée. Les représentations du domaine fréquentiel des signaux à bande étroite et ES apparaissent dans la Fig. 3.

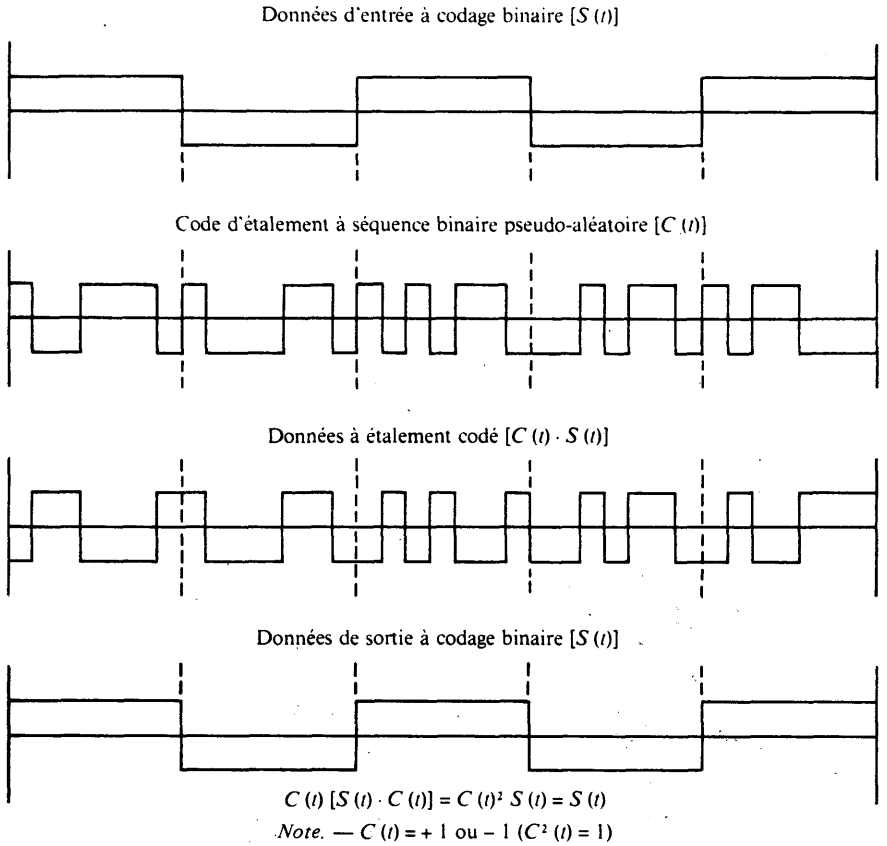
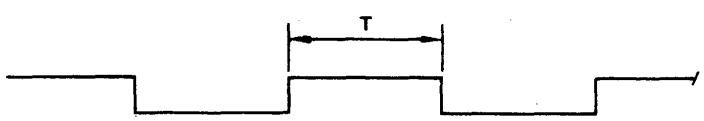



FIGURE 2 — *Représentation des signaux du domaine temporel*



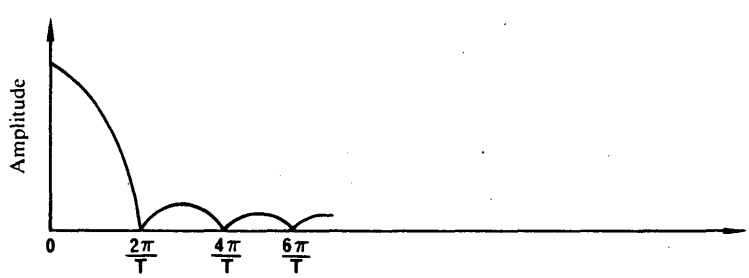




FIGURE 3a — *Relations de fréquence sans étalement dans le temps*

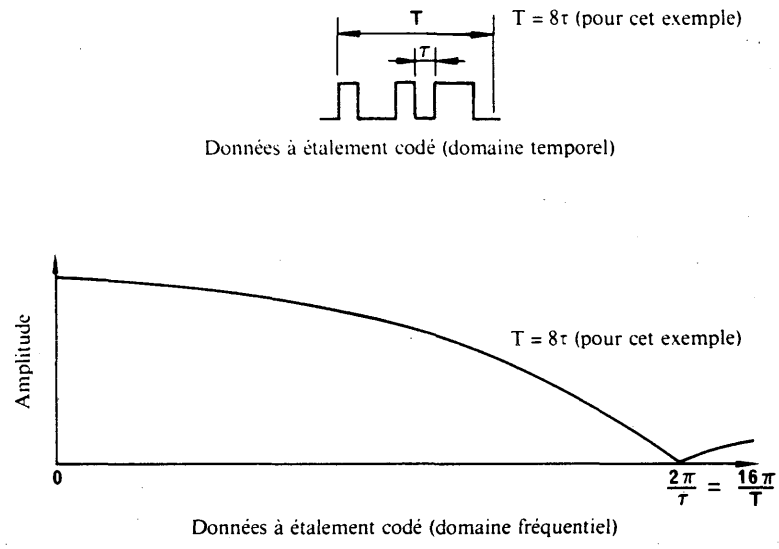



FIGURE 3b — *Relation dans le temps et en fréquence pour un spectre étalé avec séquence directe*

Une deuxième méthode d'application de la technique ES-SD consisterait à utiliser une structure tirée de la transformée de Fourier de la fonction de corrélation. La structure utilisée serait une structure de traitement du signal dans le domaine fréquentiel ou du signal dans le récepteur avec filtre adapté FA pour la production du signal d'émission, on pourrait utiliser une réponse en impulsion $H(\omega)$ pour représenter les conditions travail et repos du signal d'émission. Cette réponse en impulsion pourrait être égale au signal codé $[C(t) \cdot S(t)]$. Dans le récepteur, ce signal traverse un filtre adapté ou conjugué qui donne le même signal $S(t)$ et le même $PG$ que le dispositif de corrélation en fonctionnant dans le domaine fréquentiel. Le schéma de principe de ce système FA apparaît dans la Fig. 4; il a généralement été utilisé avec une structure de filtre pour états travail et repos fixes. Etant donné qu'il en résulte un signal codé répétitif, la plupart des systèmes qui appliquent les techniques ES emploient une méthode de corrélation qui permet de produire facilement des signaux codés qui ne se répètent pas pendant de longues périodes. Pour l'application de cette technique à filtre adapté, on utilise différents types d'équipements. Les équipements à ondes acoustiques de surface offrent de grandes possibilités pour des filtres adaptés avec ligne de retard caractérisés par un produit temps par largeur de bande de valeur élevée [Bristol, 1974]. Ces équipements sont également utilisés dans la méthode SD. Tous les systèmes fixes à FA présentent l'inconvénient de codes répétitifs fixes, mais aussi l'avantage d'une relative simplicité.

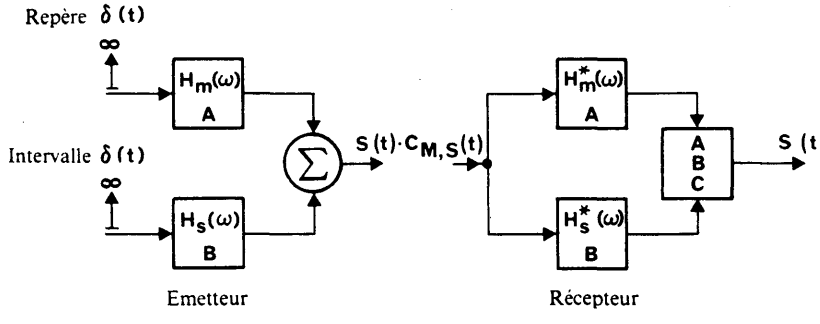



FIGURE 4 — *Traitement théorique de signaux dans le domaine fréquentiel au moyen d'un filtre adapté*

A: Repère
B: Intervalle
C: Comparateur

2.3 *Système de modulation à sauts de fréquence (SF)*

Le principe du système SF est que la fréquence porteuse est modifiée de manière pseudo-aléatoire selon des intervalles discrets sur une gamme de fréquences déterminée à un taux qui, de façon caractéristique, est proche du débit pour l'information. D'une manière générale, les systèmes SF sont des systèmes à modulation par déplacement de fréquence (MDF) dans lesquels un grand nombre de fréquences choisies au moyen de codes servent à transmettre l'information portée par un complément de fréquences à bande étroite dans un système MDF. La Fig. 5 contient un schéma de principe du système de base SF. Dans l'émetteur SF, un générateur de code commande un synthétiseur de fréquence ou un oscillateur local qui modifie les fréquences de manière pseudo-aléatoire. Le spectre de sortie d'émission du signal SF est entièrement différent du signal à étalement SD, car le spectre instantané du signal SF ressemble théoriquement à un signal à bande étroite ou à fréquence unique. En réalité, le résultat instantané à la sortie du dispositif à saut de fréquence peut se composer de bandes latérales et de fréquences parasites créées par un émetteur réel. La densité de puissance du spectre moyen pris sur une longue durée est étalée et approximativement égale à la densité de puissance dans la largeur de bande du système à étalement direct, comme indiqué à la Fig. 6.

On peut également combiner un modulateur SF avec le modulateur SD, ce qui donne un spectre modulé SD à chacune des fréquences spécifiées. Pour chacune de ces fréquences, le spectre de puissance est égal au spectre SD, qui correspond approximativement à $(\sin X/X)^2$ pour un signal d'émission à impulsions rectangulaires (c'est-à-dire pour le cas typique dans lequel la largeur de bande de $C(t) \gg S(t)$).

Le récepteur SF mélange le signal d'entrée à un signal de l'oscillateur local commandé par un générateur de codes à fonctionnement synchrone. Il en résulte un signal de sortie constant dans la bande passante FI. Le brouillage, qui a une bande plus étroite que celle des fréquences de saut et n'est pas synchronisé avec l'oscillateur local, SF, n'apparaît qu'occasionnellement dans la bande passante FI. C'est pourquoi celle-ci élimine la puissance du signal parasite de la même manière que dans le système SD. Pour les signaux brouilleurs parasites à large bande, la bande passante FI qui saute aléatoirement n'intercepte qu'une quantité de brouillage proportionnelle à la largeur de bande FI et le gain de traitement est en fait le même que pour le système SD.

Le Tableau I résume les caractéristiques des différents systèmes ES.

TABLEAU I – *Système à spectre étalé caractéristique*

| Désignation | Type | Largeur de bande radioélectrique nécessaire | Gain de traitement (dB) | Références bibliographiques |
|---|---|---|---|---|
| RAKE | Séquence directe (MDF) | 10 kHz | 22 | Price, Green, 1958 |
| CHEROKEE | Séquence directe | 1 MHz | 16 | Corneretto, 1961 |
| RACEP | Saut de fréquence<br>Saut dans le temps | 4 MHz | - | Corneretto, 1961 |
| (Magnavox) | Séquence directe | 1 MHz | 25 | Judge, 1962 |
| GPS | Séquence directe | 25 MHz | 47 | Système global de maintien en position de satellite |

2.4 *Système à porteuse non sinusoïdale (PNS)*

Dans le système PNS, la forme de la porteuse est conçue pour assurer un étalement important de fréquences sinusoïdales. On peut obtenir des gains de traitement importants en diminuant la largeur de bande d'information par rapport à la largeur de bande rayonnée. Obtenir ainsi l'étalement de spectre donne une largeur de bande rayonnée presque aussi large que la composante de fréquence la plus élevée du signal rayonné. Les fondements théoriques de ce système ont été étudiés par plusieurs auteurs, dont, de manière très détaillée, Harmuth [1981]. Un système de radiodétection de sol, initialement proposé par Cook [1960], est actuellement utilisé pour l'observation des constructions, l'observation de l'état des glaces par avion, des opérations de sondage minier, etc.

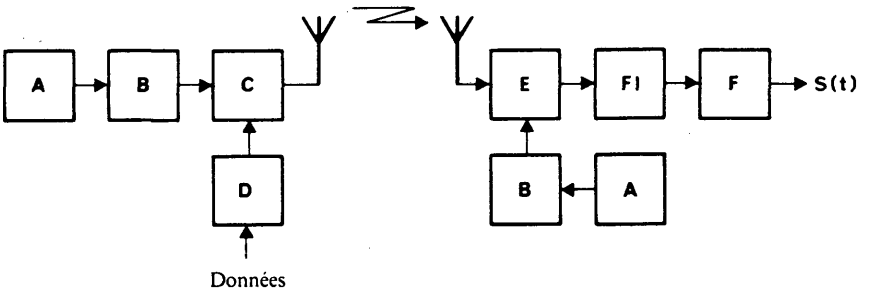
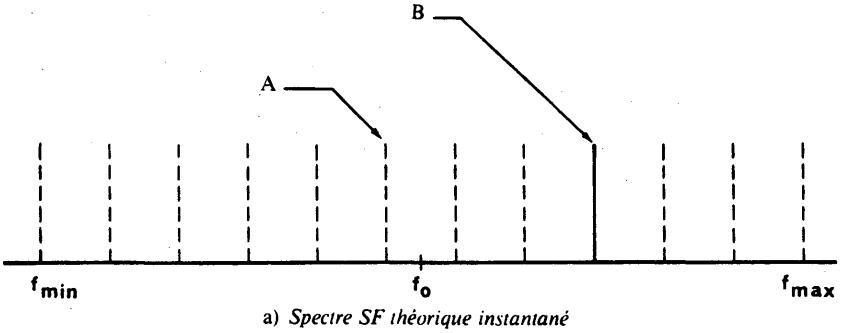


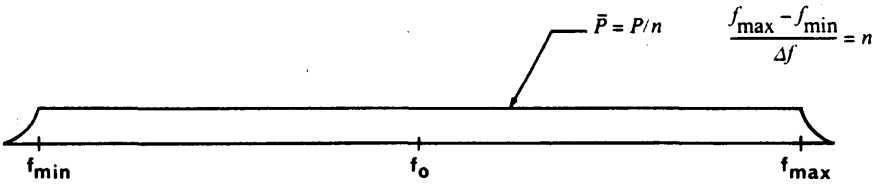

FIGURE 5 — *Principe du système à saut de fréquence*

A: Générateur de séquences de pseudo-bruit
B: Synthétiseur de fréquences
C: Modulateur
D: Codeur binaire
E: Mélangeur
F: Démodulateur




a) *Spectre SF théorique instantané*

A: Fréquences alternées
B: Signal SF sinusoïdal théorique au moment $t$ de la puissance de crête $P$




b) *Moyenne de la densité spectrale de puissance*

FIGURE 6 — *Représentation spectrale des sauts de fréquence*

Dans la documentation, l'utilisation d'ondes électromagnétiques non sinusoïdales est en général liée aux fonctions Walsh. Il s'agit d'un système de fonctions à deux valeurs dont la notation largement acceptée est wal ($v$, $t/T$), qui sont mathématiquement simples et ressemblent beaucoup à des fonctions sinusoïdales. C'est pour ces raisons que les fonctions Walsh sont préférées par les chercheurs travaillant sur les ondes électromagnétiques non sinusoïdales. Toutefois, de nombreuses autres fonctions à deux valeurs ainsi que des fonctions en dents de scie et autres ont été utilisées [Harmuth, 1977].

Les principes en question sont expliqués à l'aide des Fig. 7 à 9. Le schéma de principe fondamental d'un émetteur radioélectrique avec étalement du spectre est représenté à la Fig. 7. La porteuse à grande largeur de bande qui doit être rayonnée est produite par excitation de l'antenne avec des courants à deux valeurs, comme le montre la Fig. 8. Le courant d'antenne trapézoïdal représenté sur la ligne «a» produit la variation électromagnétique dans le champ éloigné représenté sur la ligne «b». La transformation de Fourier $a(v)$ des intensités de champ selon la Fig. 8b est representée par la ligne en traits pleins de la Fig. 9 pour un rapport $\Delta T/T = 1/40$ [Harmuth, 1977; Schreiber, 1976]. Si la paire d'impulsions est périodiquement répétée, on obtient la transformation discrète de Fourier représentée par la ligne en tirets de la Fig. 9. Par conséquent, on a des composantes sinusoïdales avec les fréquences $v = kT/40\,\Delta T$, pour $k = 1, 3, 5, \ldots$ ou $f = v/T = k/40\,\Delta T$.

Par exemple, si la fréquence de la première composante est $f_0 = 100$ MHz, cela implique une valeur $\Delta T = 1/40\,f_0 = 0{,}25$ ns. La deuxième composante sera alors $f_1 = 3/40\,\Delta T = 300$ MHz, la troisième $f_2 = 500$ MHz, etc. La fréquence $v = T/\Delta T$ de la Fig. 9 devient $f = 1/\Delta T = 4$ GHz et la période $T$ de la Fig. 8 est égale à $40\,\Delta T = 10$ ns.

Admettons, dans la Fig. 7, que la porteuse d'étalement binaire ait étalé le signal de bande de base sur une bande de 100 MHz de largeur et que la porteuse radioélectrique non sinusoïdale soit une séquence périodique d'impulsions conformément à la Fig. 8a avec une période $T = 10$ ns et un temps de transition $\Delta T = 0{,}25$ ns, alors le signal rayonné sera étalé sur une largeur de bande d'environ 4 GHz située dans la bande $0 < f < 4$ GHz. La densité de puissance a été réduite nominalement de 10 log (4 GHz/100 MHz) = 16 dB. Toutefois, on a aussi obtenu quelque chose de plus important: la bande utilisée est comprise entre 0 et 4 GHz.

On peut donner un autre exemple d'une application possible de ces principes pour étaler le partage des bandes, en admettant que l'on veuille partager une bande pour un signal de téléimprimeur à 100 Hz avec des signaux dans une bande d'environ 1 MHz de largeur. La densité de puissance requise pour le signal de téléimprimeur peut être réduite d'environ 40 dB($10 \log(10^6/10^2)$), ce qui permet de transmettre ce signal, la probabilité de brouillages détectables étant très faible.

Des applications à la radiodétection, comme le système mentionné plus haut, semblent possibles, car le pouvoir séparateur nécessaire suppose des largeurs de bande rayonnée proches de la fréquence maximale qui peut être émise dans le milieu sans affaiblissement inacceptable.

Des applications aux communications à courte distance ont été proposées. Dans ces applications, la transmission directe d'impulsions ultra-étroites donne une faible probabilité de brouillages causés aux autres systèmes par des données numériques, car le signal est rapidement affaibli au fur et à mesure que la distance augmente et que le spectre s'étale sur une bande large.

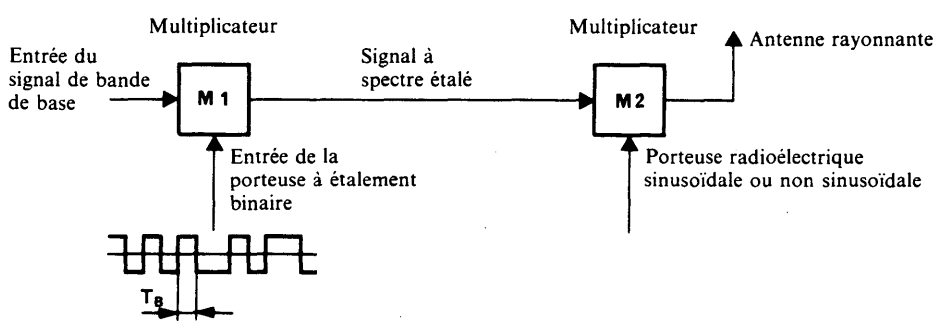



FIGURE 7 — *Etalement de fréquence d'un signal de bande de base au moyen d'une porteuse à étalement binaire et rayonnement du signal étalé au moyen d'une porteuse radioélectrique non sinusoïdale*

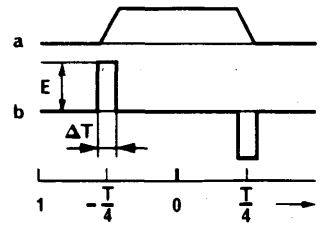



FIGURE 8 — *Courant à deux valeurs avec temps de transition fini ΔT (a) et sa première dérivée (b)*

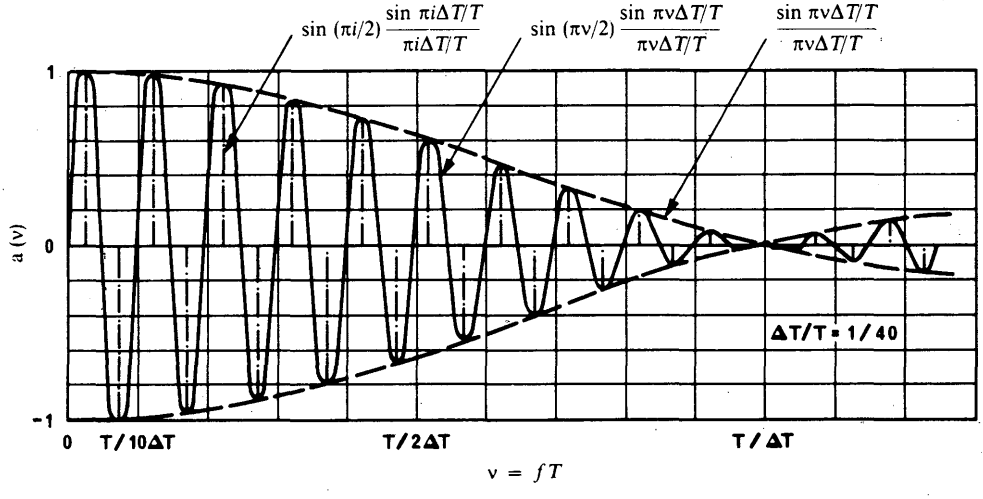



FIGURE 9 — *Transformation de Fourier de la fonction de la Fig. 8b dans l'intervalle infini (trait plein) et coefficients de la série de Fourier de la fonction répétée périodiquement de la Fig. 8b (tirets)*

### 3. Systèmes SD et SF et rapport signal/bruit ($S/N$)

Le $S/N$ d'un système SD à étalement du spectre est décrit par [Dixon, 1976 et Mayher, 1967] et concerne le bruit du système de réception et le bruit externe à caractéristiques gaussiennes. Dans ce cas, on a:

$$PG = \frac{(S/N)_{out}}{(S/N)_{in}} = 2B_{sin}\,T_s \qquad (2)$$

formule dans laquelle

$PG$ : gain de traitement du système

$(S/N)_{out}$ : rapport signal/puissance de bruit à la sortie

$(S/N)_{in}$ : rapport signal/puissance de bruit à l'entrée

$2B_{sin}$ : largeur de bande du spectre de densité de puissance du signal d'entrée aux premiers zéros

$T_s$ : durée de l'information du signal d'entrée.

Le gain de traitement, tel que donné par l'équation (2) est considéré comme le paramètre le plus important d'un système ES. Ses conséquences ont déjà été étudiées.

De plus, on peut raisonnablement supposer que la crête de la fonction d'autocorrélation du signal de débit de codes a, pour $u = 0$ une durée de l'ordre de $1/B_{s_{in}}$ (qui est approximativement égale à la réciproque du débit de code). Ainsi, le rapport entre la durée de l'information du signal ($T_s$) et la réponse principale en crête est donné par $T_s/T_{s_{in}}$. Par conséquent, le cas où $B_{s_{in}} T_s$ permet un effet de compression d'impulsion par lequel l'énergie du signal d'une impulsion relativement longue est «comprimée» en une courte impulsion de niveau élevé. Il en résulte une forte probabilité de détection dans le récepteur destinataire sans perte en résolution temporelle.

On peut obtenir les mêmes résultats dans le domaine temporel en prenant la transformée de Fourier inverse des fonctions respectives et en utilisant des opérations équivalentes dans le temps.

Le système SF consiste essentiellement en un filtre à bande étroite adapté à la largeur de bande d'information avec décalage de fréquence pseudo-aléatoire à l'intérieur de la bande ES. C'est pourquoi le niveau du bruit à la sortie du système dépend de la largeur de bande du filtre à bande étroite. Si l'on analyse le bruit ou un signal brouilleur non désiré qui occupe toute la largeur de bande de saut de fréquence, on obtient une diminution de la puissance du signal non désiré de sortie égale au rapport entre les largeurs de bande. Dans ce cas, le *PG* est égal à:

$$PG = \frac{B_{SF}}{B_s} \tag{3}$$

où

$B_{SF}$ : largeur de bande SF

$B_s$ : largeur de bande de l'information utile.

Si le système SF utilise la même largeur de bande que le système SD aux premiers zéros et transmet le même débit d'information, $B_{SF}$ et $B_s$ dans l'équation (3), sont respectivement égaux à $2B_{s_{in}}$ et à $1/T_s$ dans l'équation (2), en sorte que le gain de traitement dans les deux systèmes est identique si l'on ne tient pas compte des effets du deuxième ordre. Relevons que cela n'est vrai que dans le cas de l'étalement d'un bruit ou d'un signal non désiré sur une grande largeur de bande et non pour un signal à bande étroite. La sensibilité du système SF ne comprend pas l'amélioration par le *PG* du système à séquence directe; elle est simplement proportionnelle à la température de bruit du système et à la largeur de bande d'information.

## 4. Analyse du rapport signal/brouillage

On trouvera ci-après l'analyse $S/I$ des systèmes ES-SD et SF.

Pour le cas dans lequel la largeur de bande du signal brouilleur à l'entrée, $B_{I_{in}}$ est inférieure ou égale à la largeur de bande du signal utile à l'entrée, $B_{s_{in}}$ on obtient le *PG* en fonction du désaccord de fréquence ($\Delta\omega$) [Mayher, 1967, formule (3-33), Tableau I]:

$$\frac{(S/I)_{out}}{(S/I)_{in}} = 2B_{s_{in}} T_s \left[ 1 \Big/ \frac{\sin\left(\Delta\omega/2B_{s_{in}}\right)}{\Delta\omega/2B_{s_{in}}} \right]^2 ; \quad B_{I_{in}} \leqslant B_{s_{in}} \tag{4}$$

formule dans laquelle:

$\Delta\omega$ : différence de fréquence en radians entre la porteuse du signal utile et du signal brouilleur,

$B_{I_{in}}$ : largeur de bande du signal brouilleur à l'entrée,

tous les autres termes étant comme définis pour l'équation (2).

Lorsque la largeur de bande du signal brouilleur à l'entrée est supérieure à celle du signal désiré, le *PG* a pour valeur [Mayher, 1967, équation (3-47), Tableau I]:

$$\frac{(S/I)_{out}}{(S/I)_{in}} = \frac{2\left(\frac{B_{I_{in}}}{B_{s_{in}}}\right)\left(T_s B_{s_{in}}\right)}{\left[\frac{\sin\left(\Delta\omega/2B_{I_{in}}\right)}{\Delta\omega/2B_{I_{in}}}\right]^2} \tag{5}$$

Cette formule montre que le gain est proportionnel au rapport de filtrage de la largeur de bande et que le produit temps × largeur de bande est tel qu'on pouvait le prévoir.

Du point de vue des rapports de puissance de sortie, le système ES à large bande domine le brouillage au même degré que le bruit.

Dans le système ES-SF, le dispositif de saut de fréquence réintroduit la fréquence porteuse correcte du signal utile et la mélange à la fréquence intermédiaire centrale. Tout signal brouilleur, entrant à une fréquence fixe par rapport à la fréquence centrale du système ES-SF est transformé, après passage dans le dispositif de saut de fréquence, en un signal à amplitude réduite et à fréquence décalée de manière aléatoire, résultant de l'effet du mélangeur SF et du filtre FI.

Le signal brouilleur est ensuite filtré de telle manière qu'en fait seuls les signaux qui se produisent dans le même canal que le signal utile traversent le système sous la forme de brouillage. Etant donné qu'il y a $n$ canaux de fréquences possibles, cette éventualité ne se produit en moyenne que pendant une durée équivalant à $1/n$ du temps.

Ainsi, le brouillage à l'entrée du détecteur se présente sous une forme analogue à un processus de Poisson. La dégradation à la sortie du récepteur dépend de la structure de traitement du signal. Cette structure influant considérablement sur l'analyse de la dégradation, on ne peut pas donner de formule générale simple pour les rapports $S/I$ nécessaires à l'entrée. Toutefois, la détermination de la dégradation résultante dépend de la structure du récepteur et du rapport $S/I$ à l'entrée.

Si le brouillage consiste en un signal uniforme à large bande, modulé en amplitude, égal à la largeur de bande SF, le signal à la sortie du dispositif de saut de fréquence consiste approximativement en un signal d'amplitude constante avec une composante de décalage aléatoire de fréquence. Dans ce cas, l'analyse de la dégradation est essentiellement l'analyse d'un signal MF non désiré dont la puissance est réduite par le rapport entre les largeurs de bande (équation (3)), par rapport au type de structure de traitement des signaux utilisé ensuite par le dispositif de saut de fréquence. Si la structure de détection est un démodulateur de fréquence ou de phase, le $PG$ sera analogue à celui que l'on obtiendrait pour le bruit, sauf pour des rapports $S/I$ peu élevés, pour lesquels apparaîtra un effet de capture MF.

Si le brouillage consiste en un signal MF dont la large bande est égale à celle du signal modulé par saut de fréquence, le signal à la sortie du dispositif SF consiste en un signal d'amplitude quelque peu aléatoire, avec un décalage aléatoire de fréquence. L'effet de ce signal se rapprocherait beaucoup du cas du brouillage par le bruit, de sorte que le $PG$ est donné par la formule (3) et le rapport $S/I$ nécessaire à l'entrée est le même que celui qui est requis dans le cas du bruit gaussien.

## 5. Efficacité d'utilisation du spectre radioélectrique

Etant donné que les systèmes ES utilisent une largeur de bande plus grande pour transmettre un volume donné d'informations qu'un système classique à bande étroite, il convient d'examiner la question de l'efficacité de l'utilisation du spectre, telle qu'elle est énoncée dans le Programme d'études 18B/1. Dans le Rapport 662, il est indiqué que l'efficacité de l'utilisation du spectre se mesure généralement en fonction de la largeur de bande, de l'espace géométrique et du temps. Le problème à examiner, en ce qui concerne l'efficacité de l'utilisation du spectre, est celui de savoir combien de systèmes à bande étroite et de système ES peuvent émettre simultanément dans la même bande de fréquences et dans la même zone géographique. Cooper et Nettleton [1977] ont procédé à une étude préliminaire de cette question dans un article où ils concluent que, si la technique ES n'est évidemment pas la solution optimale à tous les problèmes, elle pourrait bien être la seule solution dans le cas de services mobiles à haute densité. Concernant ces problèmes, des essais sur le terrain d'équipements radioélectriques mobiles à sauts de fréquence avec codage Reed-Solomon et décodage par programme ont été effectués au Japon dans la bande de fréquences d'environ 800 MHz [Mizuno et autres, 1985]. Les résultats montrent que la réduction du taux d'erreur binaire (TEB) par l'effet de diversité de fréquence est remarquable; on note, par exemple, une amélioration de 17 dB dans le cas d'un TEB de $10^{-3}$ lors d'une expérience en laboratoire effectuée en utilisant un simulateur d'évanouissement. Des résultats semblables ont été obtenus lors d'essais sur le terrain en zone urbaine et il est à noter, en outre, que les erreurs irréductibles, souvent rencontrées dans les radiocommunications mobiles numériques, ne sont pas apparues. Par conséquent, il a été vérifié par l'expérience que la technique de sauts de fréquence est remarquablement tolérante aux évanouissements en zone urbaine et cette caractéristique contribuera à promouvoir la conception de systèmes radioélectriques mobiles à étalement du spectre offrant une grande efficacité d'utilisation du spectre. Ce dernier point devrait faire l'objet d'un examen détaillé dans des rapports ultérieurs sur les systèmes à étalement du spectre.

## 6. Résumé

On trouve dans le présent Rapport la définition des systèmes ES et la description des techniques SD-SF et NPS. Il est démontré que, pour différents cas de brouillage, le $PG$ est proportionnel à la largeur de bande d'étalement du signal, divisée par la largeur de bande d'information. Pour de nombreux systèmes ES, le $PG$ peut être un grand nombre positif, qui permet au système de fonctionner lorsque le brouillage à l'entrée dépasse largement le signal utile. Dans ce cas, l'information utile à la sortie serait perdue avec un système classique à bande étroite. Les largeurs de bande considérables nécessitées dans de nombreuses applications des techniques ES font que le signal a une faible densité spectrale de puissance. Les signaux de faible densité spectrale de puissance ne peuvent causer qu'une dégradation négligeable de la qualité de fonctionnement des systèmes utilisant des techniques de modulation conventionnelles dans la même bande de fréquences.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES


BRISTOL, Dr. T. W. [janvier 1974] Acoustic surface-wave device application. *Microwave J.*, Vol. 17, 1.

COOK, J. D. [1960] Proposed monocycle-pulse very high frequency radar for airborne ice and snow measurement. *Trans. AIEE Comm. and Electron.*, Vol. 79, 588-594.

COOPER, G. R. et NETTLETON, R. W. [mars 1977] A spread spectrum technique for high capacity mobile communications. Conf. Record 27th Annual Conference, IEEE Vehicular Technology Group.

CORNERETTO, A. [27 juin 1961] Spread Spectrum Com System Uses Modified PPM. Electronic Design.

DIXON, R. C. [1976] *Spread Spectrum Systems.* John Wiley and Sons, Inc., New York, NY, Etats-Unis d'Amérique.

HARMUTH, H. F. [1977] *Sequence Theory – Foundation and Applications.* Academic Press, New York, NY, Etats-Unis d'Amérique.

HARMUTH, H. F. [1981] *Nonsinusoidal waves for radar and radio communication.* Academic Press, New York, NY, Etats-Unis d'Amérique.

JUDGE, W. J. [janvier 1962] Multiplexing using quasiorthogonal functions. AIEEE Winter General Meeting.

MAYHER, R. J. [18-20 juillet 1967] Interference effects in matched filter receivers. 1967 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique.

MIZUNO, M., MORIYAMA, E. et SARUWATARI, T. [1985] Diversity improvement in FH-MFSK land mobile radio. Proc. International Symposium on Antennas and Prograpation (ISAP '85), Kyoto, Japon.

PRICE, R. et GREEN, P. E. [mars 1958] A communication technique for multipath channels. *Proc. IRE.*

SCHREIBER, H. H. [1976] Communications with Walsh functions. 1976 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record, 258-263 (IEEE Cat. N° 76CH1104-9EMC).


## BIBLIOGRAPHIE


ALEKSEEV, A. I., SHEREMETIEV, A. G., TUSOV, G. I. et GLASOV, B. I. [1969] *Teoriya i primeneniya psevdosluchaynykh signalov* (Théorie et applications des signaux pseudo-aléatoires). Nauka Press.

COOK, C. E. [mars 1960] Pulse compression-key to more efficient radar transmission. *Proc. IRE.*

COSTAS, J. P. [décembre 1959] Poisson, Shannon and the radio amateur. *Proc. IRE*, Vol. 17.

HARMUTH, H. F. [1972] *Transmission of Information by Orthogonal Functions.* 2e édition, Springer-Verlag, Berlin/New York.

KADAR, I. et SCHREIBER, H. H. [6-8 avril 1970] Performance of spread-spectrum systems in a multipath environment. AIAA 3rd Communications Satellite Systems Conference, Los Angeles, CA, Etats-Unis d'Amérique.

Matched Filter Issue [juin 1960] *IRE Trans. Inf. Theory.* Vol. IT-6, 3.

MAYHER, R. J. et MEYERS, R. O. [juin 1968] Utilizations of matched filters in co-channel interference suppression. *IEEE Trans. Electromag. Compt.*

RAEMER, H. R. [1969] *Statistical Communications Theory and Applications.* 56 et 72, Prentice-Hall, Inc.

WAINSTEIN, L. A. et ZUBAKOV, V. P. [1962] *Extraction of Signals from Noise.* Part 3, Prentice-Hall, Inc.

RAPPORT 975

# APPLICATION DES TECHNIQUES D'ÉTALEMENT DU SPECTRE A LA RADIOLOCALISATION ET COMPATIBILITÉ RADIOÉLECTRIQUE

(Question 18/1)

(1986)

## 1. Introduction

Les techniques d'étalement du spectre ont été essayées avec succès dans la bande des ondes hectométriques (largeur de bande de 700 kHz centrée sur 2 MHz) pour des applications de radiolocalisation maritime de haute précision. Pour des portées de l'ordre de 800 km, des précisions de localisation diurnes et nocturnes de 10 à 20 m ont été obtenues.

Ces techniques permettent d'obtenir une séparation complète des signaux issus de l'onde de sol, seuls utiles à la radiolocalisation, de ceux provenant des ondes ionosphériques, ou d'autres réflecteurs naturels, dont il faut éliminer totalement les effets.

En mettant en œuvre des émissions de très grande largeur spectrale relative (de l'ordre de 30% de la fréquence centrale), il est possible d'améliorer considérablement la précision et la fiabilité des indications de radiolocalisation en procédant à des mesures inambiguës du temps de propagation de groupe et aussi de la phase des signaux. Le rapport entre la largeur spectrale des signaux émis et la bande passante finale des équipements de traitement, appelé quelquefois «gain de traitement par corrélation», peut atteindre des valeurs de l'ordre de 100 millions ($10^8$).

Un codage direct des signaux peut être utilisé. L'emploi de séquences binaires pseudo-aléatoires de longueur maximale et de modulation quadriphase présentant des changements d'état à vitesse prédéterminée se montre particulièrement intéressant et efficace. (Caractéristiques de modulation comparables à celles de la modulation dite à déplacement de phase minimal.)

Les émissions ne nécessitent que des densités spectrales de puissance très faibles et sont produites à l'intérieur de la ligne côtière, à plusieurs dizaines de kilomètres du littoral. Il résulte de ces possibilités que les signaux sont pratiquement indétectables dans la zone maritime d'intérêt et que, dans ces conditions, *a fortiori*, ils ne peuvent entraîner d'interférences ou de brouillages préjudiciables aux autres usagers du spectre.

La compatibilité électromagnétique avec les émissions des autres services utilisant la bande a fait l'objet d'une analyse particulièrement attentive qui s'est avérée très positive.

*Note.* – Voir aussi les Rapports 651, 826 et 1041 qui traitent de certains aspects du même sujet.

## 2. Caractéristiques des émissions applicables à l'introduction des émissions à spectre large pour la radiolocalisation

De nombreux systèmes de radiolocalisation ou de radionavigation utilisant des émetteurs à base terrestre ont été mis en œuvre dans le passé. La technique qui a été le plus couramment utilisée consiste à évaluer le temps d'arrivée des signaux, donc à tenter de mesurer la distance qu'ils ont parcourue, à l'aide de mesures de la phase d'une onde porteuse non modulée.

Cette technique présente deux inconvénients majeurs:

a) La mesure de phase est totalement ambiguë à $2k\pi$ près, ce qui entraîne une ambiguïté des mesures de distances ou différence de distances à $k\lambda$ ou $k\lambda/2$.

b) Ce type de signaux n'offre aucune possibilité de discrimination temporelle et les mesures faites sont donc totalement sensibles aux effets des ondes ou trajets de propagation indésirés, notamment de ceux provenant des réflexions ionosphériques.

Pour compenser très partiellement le premier inconvénient, des émissions d'ondes $A_0$ sont produites sur plusieurs fréquences. Elles ont des relations de fréquence et de phase déterminées. Ceci conduit à un encombrement pratique du spectre par de nombreuses émissions qui, si elles ne présentent chacune qu'une très faible largeur spectrale émise, conduisent de fait à rendre inutilisable pour d'autres services une grande largeur de bande totale, ceci compte tenu d'une valeur minimale nécessaire de la bande passante utile aux récepteurs. Selon les systèmes, 3 à 6 fréquences sont le plus souvent employées et quelquefois jusqu'à 12, sans pour autant résoudre complètement le problème de l'ambiguïté et en laissant totalement subsister l'inconvénient b) précité.

Une solution plus radicale à ces deux problèmes a été trouvée avec les systèmes du type Loran et particulièrement avec le Loran-C. Cette technique consiste à transmettre des impulsions courtes de très grande puissance de crête. La forme et la durée des temps de montée et de descente et la fréquence porteuse utilisée ont des relations déterminées qui peuvent, en principe, permettre de résoudre les problèmes a) et b) dans tous les cas. En fait, le problème de l'ambiguïté reste quelquefois difficile à résoudre à grande distance et surtout de nuit.

Bien qu'ayant apporté des progrès opérationnels considérables, la technique Loran reste limitée compte tenu de la simplicité des récepteurs utilisés et de leurs moyens de traitement limités. Ces moyens limités imposent au système la nécessité d'émettre des puissances énormes, ce qui le confine nécessairement dans une bande de

fréquences spécifique, la compatibilité radioélectrique avec d'autres usagers de la même bande de fréquences étant virtuellement impossible. De ce fait, la bande spectrale des émissions Loran a été nécessairement limitée au strict nécessaire, ce qui interdit évidemment la capacité de développement ultérieur des performances du système.

L'exemple du procédé Loran illustre de façon très claire toute l'importance que peut avoir le gain de traitement des récepteurs sur les performances des systèmes s'appliquant aussi bien à leurs qualités opérationnelles qu'à leur capacité de coexistence avec d'autres services dans la même bande de fréquences. Compte tenu du facteur de forme des impulsions d'émission, le gain de traitement par corrélation des récepteurs Loran (rapport de la largeur du spectre à la bande passante finale utile à l'information de position) est de l'ordre de 1000 à 5000.

Dans la mesure où les applications recherchées visent à de hautes précisions de positionnement et pour des missions importantes et grâce à l'évolution de la technologie, la complexité des récepteurs peut être accrue et les performances de leur traitement renforcées considérablement. C'est ainsi que des gains de traitement de l'ordre de 100 millions ont pu être obtenus et recevoir des applications pratiques réelles.

Cet ordre de grandeur du gain de traitement ouvre la voie à des possibilités spectaculaires intéressant les performances de la radiolocalisation, telles que:

- l'élimination des ambiguïtés de mesure de la distance,
- l'élimination totale de l'influence des réflexions ionosphériques,
- l'accès à une bien meilleure définition du retard de propagation des ondes de sol.

Les détails sur ces possibilités peuvent être trouvés dans la littérature. Ici, on insistera surtout sur le fait que de tels gains de traitement permettent une compatibilité totale avec les autres services utilisant la même bande de fréquences. En effet, les niveaux des champs produits par ces émissions sont égaux ou du même ordre que ceux des bruits atmosphériques dans les zones d'intérêt communes aux services concernés.

## 3. Caractéristiques des émissions du système expérimenté

Les premières expériences ont été conduites pendant une période de plus de deux années à proximité des côtes Ouest de la France.

L'émission avait pour origine trois émetteurs de faible puissance, distants les uns des autres de 300 km environ. Chaque émission est produite à l'aide d'un signal de très haute stabilité de fréquence et dont la phase est modulée au rythme des bits successifs de séquences pseudo-aléatoires binaires. Chaque état binaire conduit à un état de phase relatif, mais la vitesse de transition entre ces états est constante et limitée, de façon comparable aux techniques MDP-*n*. Il n'y a pas de modulation d'amplitude et les signaux sont transmis de façon ininterrompue, donc sans régime impulsionnel.

L'horloge des registres à décalage générateurs de séquences a une fréquence de 2/3 MHz. Les séquences binaires sont répétitives avec une période de l'ordre de 25 s. Le spectre du signal issu des émetteurs est donc pratiquement assimilable à celui d'un bruit lorsqu'il est observé dans une bande d'analyse de quelques hertz à quelques kilohertz et sa largeur est de l'ordre de 700 kHz, centrée sur 2 MHz. La puissance peut varier entre quelques dizaines de milliwatts et quelques watts. Elle est ajustée automatiquement. Cet ajustage est commandé à l'aide d'un processeur associé à un récepteur spécial qui procède localement, de façon permanente, à une estimation aussi précise que possible du niveau moyen du bruit atmosphérique local.

Pour une situation donnée de l'implantation de l'émetteur et selon la conductivité locale du sol, un coefficient de transfert est calculé, qui permet de relier par un facteur de proportionnalité le niveau de la puissance émise à celle du bruit local observé [Gounon, 1984]. Les règles ordinairement suivies pour calculer ce coefficient sont telles que les niveaux de champ issus de ces émissions, qu'ils soient propagés par l'onde de sol ou par réflexion ionosphérique, sont du même ordre de grandeur que celui du bruit atmosphérique lorsque les signaux parviennent au niveau de la zone géographique d'intérêt, à savoir la zone maritime.

L'antenne d'émission est à large bande et présente un rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal; son gain est voisin de 0 dB.

## 4. Niveaux des champs relatifs au bruit atmosphérique en fonction de la distance et de la fréquence

La puissance rayonnée par les émetteurs est ajustée de façon permanente, de façon à suivre automatiquement les changements de niveau du bruit atmosphérique. Pour cela, la station émettrice est équipée d'un récepteur à balayage de fréquence et d'un processeur qui établit, par périodes de 15 min, la fonction de distribution des niveaux de réception observés.

L'analyse automatique de cette fonction de répartition permet de distinguer aisément les composantes spectrales provenant d'émissions à bande étroite et de déterminer ce qui peut être attribué aux bruits naturels à large bande.

Comme il a été indiqué précédemment, la puissance d'émission est fixée en faisant appel à un coefficient de proportionnalité relatif au niveau de bruit atmosphérique observé ($K_p$). Cependant, par sécurité il a été prévu de pouvoir définir aussi une borne supérieure de puissance rayonnée qui ne peut pas être dépassée si le niveau de bruit dépasse notablement les valeurs normales, ou pour toute autre raison.

Le facteur de proportionnalité conduit à un rapport constant entre le niveau de densité spectrale de puissance du signal rayonné $E_s^2$ et le niveau de densité spectrale des bruits naturels $E_n^2$.

Selon les caractéristiques électriques du sol local et selon la distance séparant l'émetteur de la ligne côtière, la valeur du coefficient de proportionnalité $K_p$ est choisie de manière à satisfaire les conditions suivantes:

- la valeur de $\frac{E_s^2}{E_n^2}$ provenant du rayonnement par l'onde de sol doit être inférieure ou égale à 0 dB à la ligne côtière,
- la valeur de $\frac{E_s^2}{E_n^2}$ provenant des réflexions ionosphériques doit être inférieure ou égale à $-4$ dB à l'endroit où elle atteint son maximum.

Par exemple, pour un sol de qualité moyenne ($\sigma = 5 \times 10^{-3}$ et $\varepsilon = 13$) et en utilisant un émetteur installé à 20 km à l'intérieur de la ligne côtière, les valeurs types de la quantité 20 log $E_s/E_n$ (dB) correspondent au Tableau I (en fonction de la distance séparant l'émetteur du point d'observation et en fonction de la fréquence):

TABLEAU I – *Valeurs de $E_s/E_n$ (dB)*

| Fréquence (MHz) / Distance (km) | 1,6 | 1,65 | 1,7 | 1,8 | 1,9-2,1 | 2,2 | 2,3 | 2,35 | 2,4 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0,3 | −1 | +27 | +52 | +57 | +62 | +57 | +51 | +32 | +12 |
| 1 | −13 | +17 | +40 | +45 | +49 | +45 | +39 | +20 | 0 |
| 5 | −37 | −7 | +15 | +20 | +25 | +20 | +15 | −4 | −24 |
| 10 | −47 | −17 | +5 | +10 | +15 | +10 | +5 | −14 | −34 |
| 20 | −63 | −33 | −10 | −5 | 0 | −5 | −11 | −30 | −50 |

## 5. Niveaux de densité spectrale de puissance

Pour le type de sol ci-dessus, à une distance de 1 km de l'émetteur, le niveau du signal est environ à $-4$ dB par rapport à la propagation en espace libre. Donc, à cette distance, le rapport $E_s/E_n$ qui correspondrait à la propagation en espace libre $(E_s/E_n)_{el}$ est:

$$20 \log \left(\frac{E_s}{E_n}\right)_{el} = +49 + 4 = +53 \text{ dB}$$

La puissance rayonnée par l'émetteur $P_r$ est définie par:

$$P_r = \frac{E_n^2}{30} \left(\frac{E_s}{E_n}\right)_{el}^2 D^2 B$$

où:

$D$ = 1000 m

$B$ = 666 kHz

et pour:

$$20 \log \left(\frac{E_s}{E_n}\right)_{el} = +53 \text{ dB}$$

$$P_r = -15 + 53 + 60 + 28 + 20 \log E_n$$

$$P_r = +126 + 20 \log E_n$$

Se rapportant à l'exemple de l'expérimentation décrite, la valeur moyenne des niveaux de bruits naturels dans cette région, tels que définis par le Rapport 322, correspond à:

- de jour: $E_n^2 = -12$ dB(μV/(m · kHz)), soit $-132$ dB(V/(m · kHz))
- de nuit: $E_n^2 = 0$ dB(μV/(m · kHz)), soit $-120$ dB(V/(m · kHz))

Les puissances rayonnées et les densités spectrales de puissance rayonnées sont donc les suivantes:

- de jour: $P_r = +126 - 132 = -6$ dBW, soit 0,25 W

  densité spectrale: $\frac{0{,}25}{666} \simeq 0{,}00057$ W/kHz
- de nuit: $P_r = +126 - 120 = +6$ dBW, soit 4 W

  densité spectrale: $\frac{4}{666} \simeq 0{,}005$ W/kHz

## 6. Résultats pratiques

Les résultats obtenus qui intéressent les performances de radiolocalisation sont donnés dans [Nard, 1984 et 1985; Nard et autres, 1984].

Les résultats intéressant la compatibilité mutuelle avec d'autres services et les mesures de champ rayonnées sont donnés dans [Nard, 1985].

Notamment, des relevés effectués par les services officiels français conduisent à des valeurs de $E_s/E_n$ conformes à celles décrites dans le Tableau I [DTRE, 1985]. Simultanément, et dans les mêmes conditions, la capacité d'utilisation des signaux transmis avec les caractéristiques données ci-dessus pour remplir les fonctions de radiolocalisation a été vérifiée.

## 7. Conclusions

L'expérience réalisée a montré la grande efficacité des techniques d'étalement du spectre dans les applications utiles au service de radiolocalisation.

Elle a aussi montré qu'il peut exister une bonne compatibilité entre les systèmes de télécommunication existants et l'exploitation de systèmes de radiolocalisation maritime précise utilisant les techniques de l'étalement du spectre dans la bande des ondes hectométriques (largeur de bande de 700 kHz centrée sur 2 MHz).

Il est certain que la mise en œuvre de telles techniques peut conduire à une amélioration de l'efficacité d'utilisation du spectre radioélectrique.

Aujourd'hui, il n'existe pas encore de règles claires permettant de gérer facilement les émissions de cette nature. Le fonctionnement dans une même zone géographique d'un nombre réduit de tels systèmes ne pose d'ores et déjà pas de difficultés comme cela a pu être démontré par cette expérience.

Cependant, l'étude et la mise en place de règles définissant notamment le partage équitable, entre différents systèmes à étalement du spectre, du niveau de densité spectrale possible utilisable dans une même zone géographique, paraissent souhaitables dans la mesure où l'usage de ce type de systèmes est appelé à se développer.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

DTRE CRI RAMBOUILLET [février 1985] Rapport N° 57 à l'attention de la DTS Ministère des Postes et Télécommunications, 20 av. Ségur, Paris, France.

GOUNON [1984] Measured noise to transmitter power transfer, and criteria for selecting transmitter location.

NARD [mars 1984] Spread spectrum concept applied in a new accurate medium- long-range radio positioning system. Proc. International Oceanology Conference, Brighton. Spearhead Exhibitions Ltd., Royaume-Uni et *International Hydrographic Rev.*, Monaco, LXII (1) [janvier 1985].

NARD [avril 1985] Résultats d'essais en mer, GEOLOC, campagnes 84 et printemps 85. Bibliothèque Serlel, BP 64, 44471 Carquefou, France.

NARD, GOUNON, PASCAL [septembre 1984] Some results of GEOLOC trials. Proc. International Hydrographic Conference, Plymouth, Royaume-Uni.

RAPPORT 671-1

# PROTECTION CONTRE LES RAYONNEMENTS RADIOÉLECTRIQUES

(Question 52/1)

(1978-1986)

## 1. Introduction

Dans son étude des dangers que présente l'exposition d'êtres humains, d'appareils ou de matières inflammables ou explosives à des rayonnements électromagnétiques, le CCIR devrait prendre pour directives les recommandations d'organisations compétentes pour spécifier les limites appropriées. Ces limites permettraient de délimiter les zones où les niveaux de rayonnement pourraient être dangereux.

Le présent Rapport se compose de quatre parties. Le § 2 contient les résultats de recherches effectuées sur des modèles de laboratoire et au voisinage d'émetteurs en ondes kilométriques, hectométriques et décamétriques.

Le § 3 décrit une méthode d'évaluation des puissances surfaciques dans le cas d'émetteurs fonctionnant à des fréquences supérieures à environ 1 GHz.

Le § 4 donne des renseignements concernant les effets des champs électromagnétiques sur les personnes et la mesure du champ incident.

Le § 5 contient certaines suggestions relatives aux méthodes de construction et d'exploitation visant à protéger les êtres humains contre des rayonnements radioélectriques dangereux.

## 2. Dangers résultant de tensions induites dans des structures métalliques

La République fédérale d'Allemagne a étudié un certain nombre de paramètres techniques à proximité d'émetteurs à ondes kilométriques, hectométriques et décamétriques, ainsi que sur des modèles de laboratoire. Dans ces études, les structures servant d'antennes de réception avaient pratiquement la forme de conducteurs allongés. Les effets des rayonnements électromagnétiques sur des structures en boucle n'ont pas été étudiés.

2.1 *Paramètres dangereux pour les véhicules à moteur*

Ce n'est pas seulement le champ mais ce sont aussi les dimensions géométriques d'une structure de réception et peut-être les conditions ambiantes qui peuvent être la cause des dangers indirects, par l'induction de tensions de contact dangereuses dans la structure ou par l'extraction de la structure d'une puissance dangereusement élevée.

2.2 *Symboles utilisés*

$C$ : capacité
$E$ : valeur absolue du champ
$f$ : fréquence
$h$ : hauteur d'un conducteur vertical
$h_{eff}$ : hauteur effective
$h_M$ : hauteur du mât d'antenne du véhicule de mesure
$h_m$ : hauteur maximale d'une structure pouvant recevoir des ondes électromagnétiques
$l_m$ : longueur maximale d'une structure pouvant recevoir des ondes électromagnétiques
$P_w$ : puissance réelle
$P_{w\,max}$ : valeur maximale de la puissance réelle extractible
$R_L$ : impédance de charge
$U_{ind}$ : tension induite
$U_K$ : tension terminale
$|\underline{Z}_i|$ : valeur absolue d'impédance interne
$\lambda$ : longueur d'onde.

2.3 *Hauteur effective et tension induite*

Pour des installations d'antennes de réception, on calcule la tension induite au moyen de la formule suivante:

$$U_{ind} = h_{eff} \times E \qquad (1)$$

Dans des conditions de polarisation données du champ radioélectrique, la hauteur effective, $h_{eff}$, dépend exclusivement des caractéristiques de la structure qui sert d'antenne de réception. On peut donc, avec la hauteur effective, déterminer l'importance du danger causé par une antenne. En pratique, on calcule la hauteur effective en mesurant $E$ et $U_{ind}$ et en portant ces valeurs dans la formule (1). Le Tableau I donne des valeurs ainsi obtenues pour des véhicules à moteur (voir la Fig. 1). Les valeurs montrent que la hauteur effective ne dépend exclusivement ni de la hauteur maximale $h_m$ ni de la longueur maximale $l_m$.

TABLEAU I – *Valeurs mesurées de $h_{eff}$ pour des configurations d'essai conformes à la Fig. 1*

| Configuration d'essai de la fig. 1 | Hauteur maximale | Longueur maximale | Orientation par rapport à l'émetteur | |
|---|---|---|---|---|
| | | | Perpendiculaire | Tangentielle |
| N° | $h_m$ (m) | $l_m$ (m) | $h_{eff}$ (m) | $h_{eff}$ (m) |
| 1a | 2,5 | 5,2 | 0,6 | – |
| 1b | 10,00 | 5,2 | 1,15 | – |
| 2 | 3,5 | 7,8 | 1,45 | 1,30 |
| 3 | 2,5 | 7,2 | 0,88 | 0,75 |
| 4 | 3,5 | 16,0 | 1,40 | 1,05 |
| 5 | 3,5 | 22,0 | 1,52 | 1,12 |

$f$ = 971 kHz

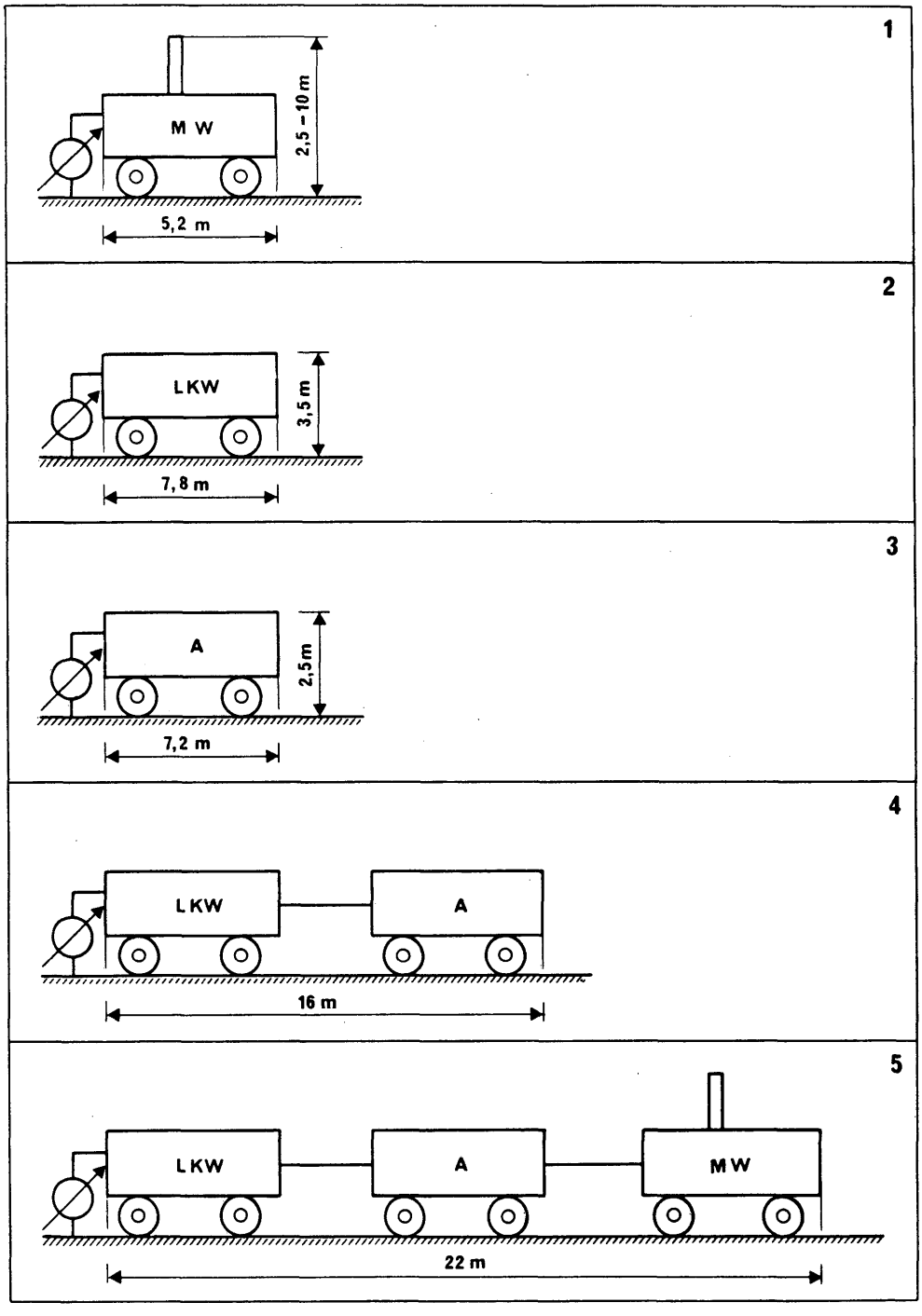



FIGURE 1 — *Types et combinaisons de véhicules utilisés pour les essais*

MW: véhicule d'essai radioélectrique
LKW: camion
A: remorque

2.4 *Impédance interne et puissance réelle extractible*

L'importance du danger découle surtout de la valeur maximale de la puissance réelle $P_{w\,max}$, que l'on peut en extraire. C'est cette puissance qui détermine si le contact avec la structure d'antenne entraînera des courants de très haute tension ou des décharges ayant une énergie suffisante pour enflammer des mélanges explosifs. Outre la tension induite, l'impédance interne de l'antenne, que l'on peut considérer comme un générateur, joue un rôle important. La valeur de $P_{w\,max}$ est extraite de la structure d'antenne lorsque la puissance réelle,

$$P_w = \frac{U_K^2}{R_L} \tag{2}$$

délivrée dans l'impédance de charge $R_L$, atteint son maximum. C'est le cas lorsque la valeur absolue de l'impédance interne

$$|\underline{Z}_i| = R_L \tag{3}$$

On peut mesurer $|\underline{Z}_i|$ en déterminant la valeur maximale de $U_K^2/R_L$ d'après les mesures de la tension terminale $U_K$ pour différentes valeurs de la résistance de charge $R_L$.

La Fig. 2 représente les valeurs mesurées de $U_K$ en fonction de $R_L$ pour un véhicule radioélectrique d'essai ayant des mâts d'antenne de hauteurs différentes. On a introduit ces valeurs dans la formule (2) pour calculer les courbes de $P_w$. Les valeurs maximales de l'ordonnée et les valeurs associées de l'abscisse de ces courbes donnent respectivement les valeurs de $P_{w\,max}$ et de $|\underline{Z}_i|$.

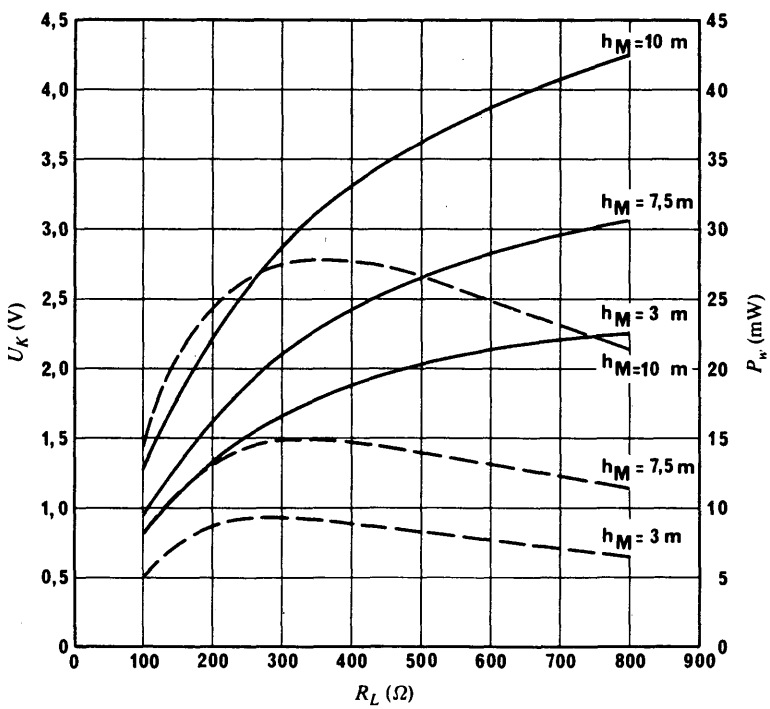



FIGURE 2 — *Tension terminale $U_K$ et puissance réelle $P_w$ rayonnée dans l'impédance de charge $R_L$ pour un véhicule d'essai radioélectrique*

$f$ = 971 kHz, $E$ = 5,2 V/m

——— $U_K$

— — — — $P_w$

Un autre facteur déterminant la valeur maximale de la puissance réelle extractible et la résistance interne est la conductivité du sol à l'endroit où se trouve la structure d'antenne. La Fig. 3 donne les résultats de mesures effectuées sur une voiture particulière dans des conditions où la conductivité naturelle au sol était relativement basse et en un endroit où la conductivité au sol était extrêmement élevée, cette dernière étant simulée au moyen d'un filet métallique étendu sur le sol. Dans le cas d'une faible conductivité naturelle, il faut noter que la valeur maximale de la puissance réelle extractible dépend de l'orientation de la voiture particulière par rapport à l'émetteur. On a observé le même effet pour la hauteur effective avec différentes combinaisons de véhicule (voir pour comparaison le Tableau I).

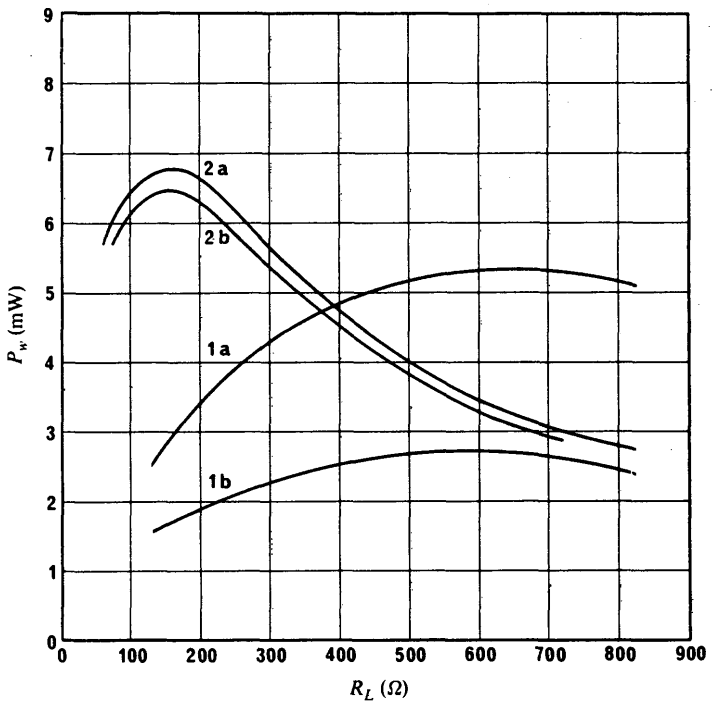



FIGURE 3 — *Influence de la conductivité au sol sur la puissance réelle extractible et la résistance interne dans le cas d'un véhicule particulier*

$f$ = 1268 kHz, $E$ = 8 V/m

1: conductivité naturelle au sol $\sigma < 1$ mS/m

2: conductivité au sol simulée $\sigma = \infty$

a: voiture placée dans la direction de l'émetteur

b: voiture placée perpendiculairement par rapport à l'émetteur

## 2.5 *Relation entre les caractéristiques dangereuses et la fréquence*

La Fig. 4 donne les paramètres dangereux $h_{eff}$, $|\underline{Z}_i|$ et $P_{w\,max}$, mesurés à différentes fréquences, pour un véhicule de mesure. En outre, la valeur absolue de l'impédance capacitive d'un condensateur de 800 pF est indiquée sous la forme d'une courbe en tirets. On constate que, au moins aux basses fréquences, l'impédance interne d'un véhicule jouant le rôle d'une antenne de réception est pratiquement identique à celle d'une capacité. Les écarts se produisant à des fréquences élevées montrent que, par rapport à l'élément capacitif de l'impédance interne, l'élément découlant de la résistance terrestre est trop grand pour être négligé.

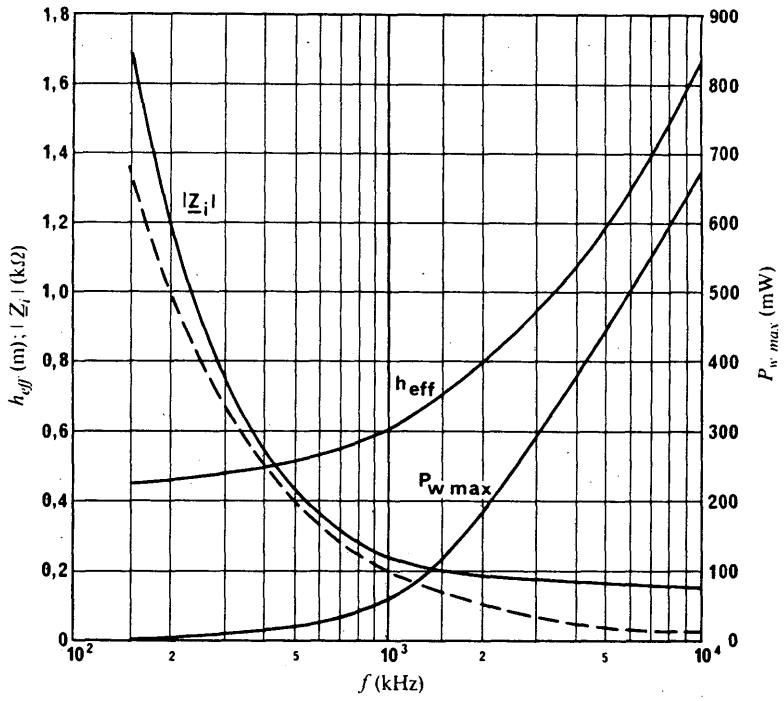



FIGURE 4 — *Relation entre la hauteur effective, la résistance interne, la valeur maximale de la puissance réelle extractible et la fréquence dans le cas d'un véhicule d'essai radioélectrique*

$E$ = 10 V/m

——————— valeurs mesurées

— — — — — valeurs calculées pour $C$ = 800 pF

On a utilisé des modèles construits à l'échelle 1 : 150 pour étudier les effets de la fréquence sur les caractéristiques dangereuses dans la gamme de résonance de la structure de réception. La Fig. 5 donne les résultats obtenus pour un conducteur vertical isolé de la terre. Etant donné que les éléments réactifs sont compensés par une longueur de conducteur de $\lambda/4$, la résistance interne est ramenée au minimum et la puissance réelle extractible de la structure conductrice est 100 fois supérieure à celle que l'on observe pour une longueur de conducteur de $\lambda/10$.

2.6 *Importance des résultats de mesure pour les dangers potentiels que présentent les rayonnements électromagnétiques*

Les mesures décrites ont montré que, dans les gammes de sondes kilométriques et hectométriques, la hauteur effective à prévoir pour des véhicules à moteur isolés ou des combinaisons desdits véhicules ne dépasse pas 2 m. Cela signifie que, dans le cas d'un champ de référence de 10 V/m, il n'y a pas de tension radioélectrique supérieure à 20 V. L'impédance interne est de plusieurs centaines d'ohms de sorte que la puissance réelle rayonnée est de 1 watt au maximum, rapportée ici encore à un champ de 10 V/m. Dans la gamme des ondes décamétriques, il faut de plus en plus tenir compte des phénomènes de résonance. En général, cela s'applique à une fréquence quelconque si la longueur de la structure conductrice en question est d'environ $\lambda/4$. La puissance réelle extractible peut alors être de plusieurs ordres de grandeur supérieure à celle d'une structure électrique plus courte. La conductivité du sol a un effet important sur la valeur maximale de la puissance réelle extractible, cette dernière dépendant largement de l'angle d'orientation de la structure conductrice par rapport à la direction du front d'onde.

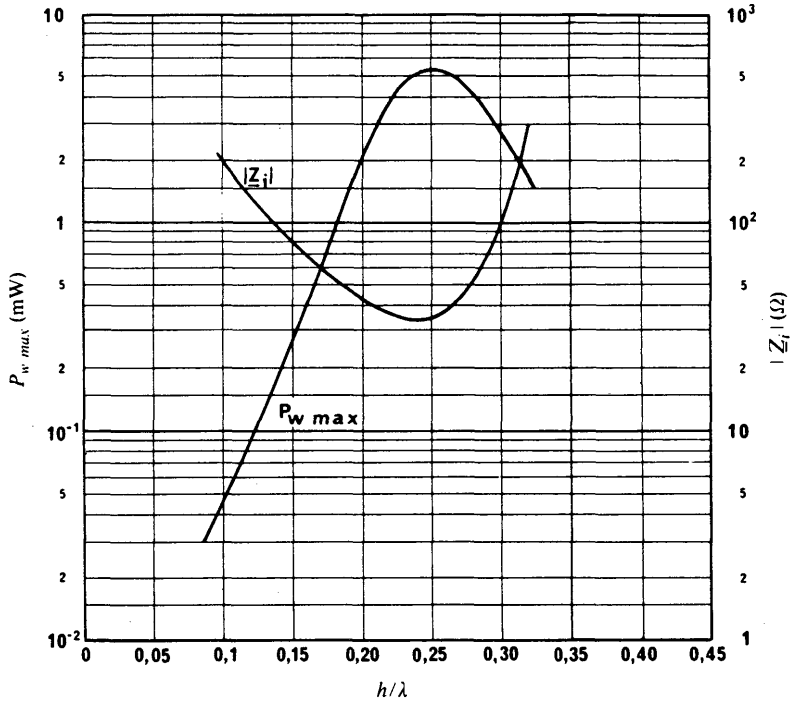



FIGURE 5 — *Valeur maximale de la puissance réelle extractible et impédance interne pour des modèles généraux de conducteurs verticaux de hauteurs différentes*

## 3. Dangers présentés par les rayonnements radioélectriques à des fréquences supérieures à 1 GHz environ

Le présent paragraphe expose la méthode d'évaluation des puissances surfaciques prévisibles dans le cas de stations d'émissions utilisant des antennes à ouverture de faisceaux circulaires; cette méthode s'applique donc essentiellement à des systèmes fonctionnant à des fréquences supérieures à environ 1 GHz. Cette méthode, qui se limite à l'évaluation des densités de puissance surfacique du faisceau principal, est fondée sur des calculs théoriques. Les marges de sécurité qu'elle comporte sont suffisantes pour qu'on puisse l'appliquer à la détermination des distances dangereuses.

Bien qu'elle ait été calculée pour des ouvertures de faisceaux circulaires, la méthode décrite dans le présent Rapport s'applique également à des ouvertures non circulaires sans risque d'erreur grave, si l'on prend pour base des calculs une ouverture circulaire effective d'une aire égale à celle de l'ouverture réelle.

### 3.1 *Méthode de calcul de la puissance surfacique*

Le calcul mathématique de la puissance surfacique dans l'axe du faisceau principal à ouverture circulaire d'une antenne d'émission [Bickmore et Hansen, 1959; Hansen, 1975 et Hansen, 1976] se trouve simplifié si l'on prend en considération deux zones différentes. Il convient de relever que cette méthode ne s'applique qu'aux distances prises dans l'axe du faisceau principal et dépassant le diamètre de l'ouverture du faisceau.

Dans la première zone, on part de l'hypothèse que la puissance surfacique est constante et égale à la valeur maximale possible. La puissance surfacique maximale dans l'axe du faisceau principal dépend de la distribution de l'éclairement de l'ouverture du faisceau; pour établir les formules ci-après, on a pris pour base une distribution qui donne une valeur de 35 dB pour le rapport entre la puissance surfacique maximale du faisceau principal et celle du premier lobe secondaire. On obtient généralement ce rapport pour le lobe secondaire avec un éclairement comportant une composante fixe et une composante à variation progressive; dans la pratique courante, il est peu vraisemblable que d'autres formes d'éclairement de l'ouverture du faisceau donnent des puissances surfaciques supérieures. Pour la deuxième zone, on a supposé que la puissance surfacique varie de manière inversement proportionnelle au carré de la distance à partir de l'ouverture du faisceau et l'on a pris pour base l'éclairement uniforme de l'ouverture du faisceau qui donne la puissance surfacique la plus élevée.

Pour tenir compte dans une certaine mesure des signaux directs et réfléchis qui viendraient s'ajouter en pratique, on a multiplié par un coefficient de 4 les puissances surfaciques calculées théoriquement.

3.2 *Méthode*

La méthode proposée fait entrer en ligne de compte deux zones, l'une où la puissance surfacique est considérée comme constante et l'autre dans laquelle s'applique une loi liée à l'inverse du carré. Les formules applicables à ces deux zones, qui sont établies sur la base des hypothèses énoncées dans le paragraphe précédent, sont les suivantes:

$$dsp = \frac{39{,}3\ P}{D^2} \qquad \text{pour} \qquad D < d < d_1 \text{ (pour la première zone)}$$

$$dsp = \frac{\pi P D^2}{\lambda^2\ d^2} \qquad \text{pour} \qquad d > d_1 \text{ (dans la deuxième zone)}$$

où $d_1 = 0{,}283\ \frac{D^2}{\lambda} = 0{,}94\ fD^2$

et $dsp$ : puissance surfacique ($W/m^2$)

$P$ : puissance de sortie de l'antenne (W)

$D$ : diamètre réel de l'ouverture du faisceau de l'antenne (m)

$\lambda$ : longueur d'onde (m)

$f$ : fréquence (GHz)

$d$ : distance dans l'axe du faisceau principal à partir de l'antenne (m)

$d_1$ : distance (m) à laquelle la $dsp$ est supposée passer d'une valeur constante à une loi liée à l'inverse du carré.

Les formules précitées et les nomogrammes qui seront donnés plus bas sont établis dans l'hypothèse d'une efficacité de 100%. On peut multiplier les valeurs de puissance surfacique calculées par l'efficacité réelle de l'antenne, si elle est connue. Dans le cas d'alimentations multiples fonctionnant à des fréquences et/ou à des polarisations différentes, il faut considérer la puissance à l'entrée comme la somme des différentes puissances à l'entrée.

Les formules susmentionnées sont présentées sous la forme de nomogrammes dans les Fig. 6, 7 et 8 qui devraient être utilisées comme suit:

*pour déterminer la distance correspondant à une puissance surfacique spécifiée*, la Fig. 6 doit servir à déterminer si une limite spécifiée de densité de puissance peut être dépassée dans la première zone. Si tel n'est pas le cas, on peut supposer que cette limite n'est dépassée en aucun point, sauf au voisinage immédiat de l'antenne. Si la Fig. 6 indique que la limite peut être dépassée, il faut utiliser la Fig. 8 pour déterminer jusqu'où la puissance surfacique peut être supérieure à la limite spécifiée;

*pour déterminer la puissance surfacique à une distance donnée*, la Fig. 7 doit servir à déterminer si la distance est supérieure ou inférieure à la distance de transition $d_1$. Si la distance est inférieure à $d_1$, il convient d'utiliser la Fig. 6 pour déterminer la puissance surfacique. Si elle est supérieure à $d_1$, c'est la Fig. 8 qu'il faut utiliser.

3.3 *Limites de la méthode et interprétation pratique*

Dans la pratique, il se peut que la méthode ne soit pas toujours strictement applicable ou que le danger soit nettement surestimé. Par exemple, dans le cas d'émetteurs à faisceaux hertziens en visibilité directe, il est peu probable qu'il existe des surfaces effectivement réfléchissantes à l'intérieur du cône formé par le faisceau principal. Dans les cas particuliers où l'on constate que l'application de la méthode précitée donne des distances dangereuses excessivement grandes, il est suggéré de considérer les résultats obtenus comme de simples indications et d'examiner la situation réelle de manière plus approfondie.

A des distances supérieures à $d_1$, on peut évaluer la puissance surfacique en dehors du faisceau principal en corrigeant la puissance surfacique du faisceau principal à la distance équivalente pour tenir compte du diagramme de rayonnement de l'antenne.

Les seules zones où la puissance surfacique en dehors du faisceau principal peut dépasser le niveau dans le faisceau principal se trouvent au voisinage de l'alimentation et, dans le cas d'une antenne du type Cassegrain, dans l'espace compris entre les paraboloïdes primaire et secondaire. A l'intérieur d'un espace compris dans un cylindre imaginaire dont le diamètre correspondrait à l'ouverture du faisceau et la longueur au diamètre de l'ouverture, la distribution de la puissance surfacique dépend de la disposition des alimentations et des paraboloïdes et ne se prête pas à un traitement théorique général. Dans cette région, le danger le plus grand se présente à l'ouverture de l'alimentation, où l'on obtient des valeurs moyennes de la puissance surfacique en divisant la puissance d'alimentation de l'antenne par la surface de l'ouverture de l'alimentation. La puissance surfacique maximale, qui se situe généralement au centre de l'alimentation, peut atteindre le triple de la valeur moyenne.

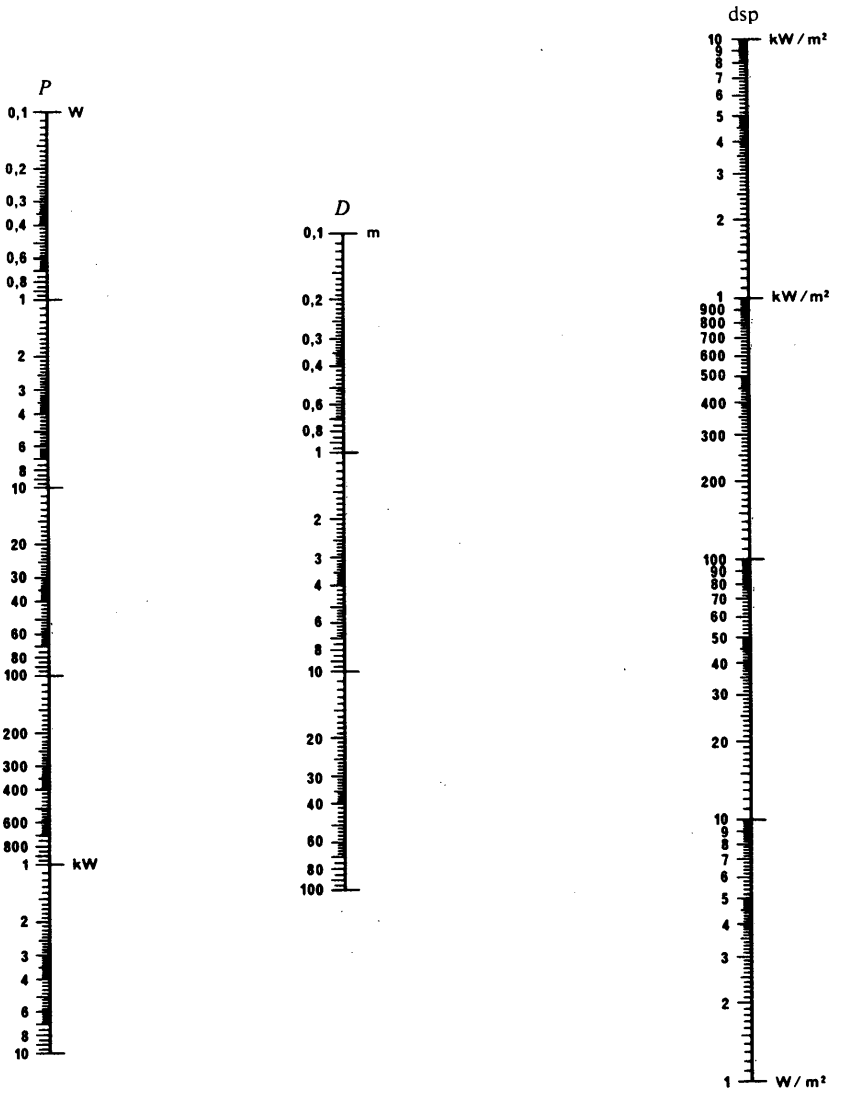



FIGURE 6 — *Puissance surfacique dans la première zone*

Le nomogramme de la Fig. 6 est tiré de la formule de la puissance surfacique maximale dans l'axe du faisceau principal:

$$\text{dsp} = \frac{39{,}3\ P}{D^2}$$

Symboles: dsp: puissance surfacique dans l'axe du faisceau principal (W/m²)

$P$: puissance à l'entrée de l'antenne (W)

$D$: diamètre de l'antenne (m)

*Utilisation:* Relier les points appropriés sur les échelles $D$ et $P$ par une droite dont l'intersection avec l'axe dsp donne la valeur maximale de la puissance surfacique.

*Note.* — La valeur de la puissance surfacique ainsi obtenue peut être multipliée par le coefficient d'efficacité de l'antenne (qui se situe généralement entre 0,5 et 0,8), s'il est connu. La valeur calculée doit également comporter un facteur de 4 pour tenir compte de la somme des rayonnements directs et réfléchis. Si l'on peut raisonnablement supposer que toute réflection est impossible dans l'axe du faisceau principal ou à son voisinage, ce facteur peut être considéré comme inutile pour l'évaluation du danger réel.

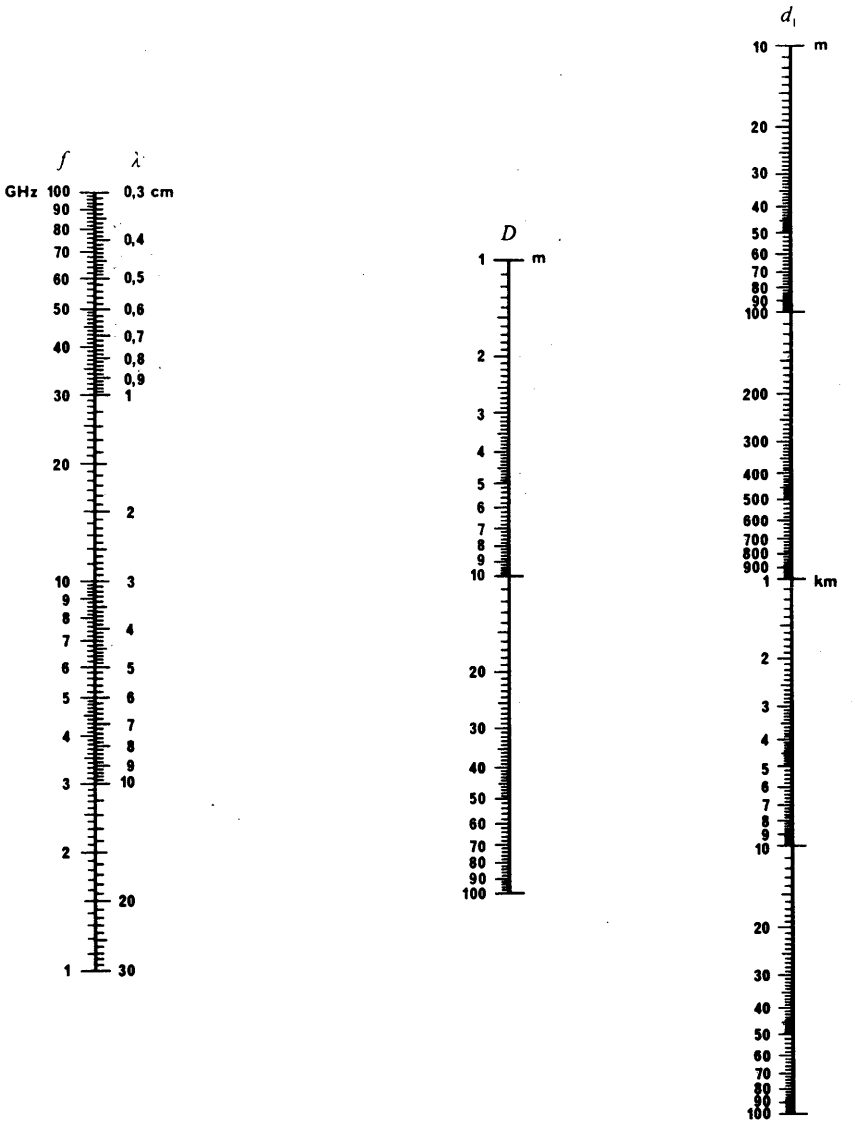



FIGURE 7 — *Distance de transition* $d_1$

Le nomogramme de la Fig.7 est tiré de la formule $d_1 = 0{,}283 \frac{D^2}{\lambda} = 0{,}94\, f D^2$

Symboles: $d_1$: distance (m) à laquelle la puissance surfacique est supposée passer d'une valeur constante à une loi liée à l'inverse du carré

$D$: diamètre de l'antenne (m)

$f$: fréquence (GHz)

$\lambda$: longueur d'onde (m)

*Utilisation:* Relier les points appropriés sur les échelles $f$ et $D$ par une droite prolongée jusqu'à l'axe $d_1$; l'intersection de ces deux droites donne la distance de transition.

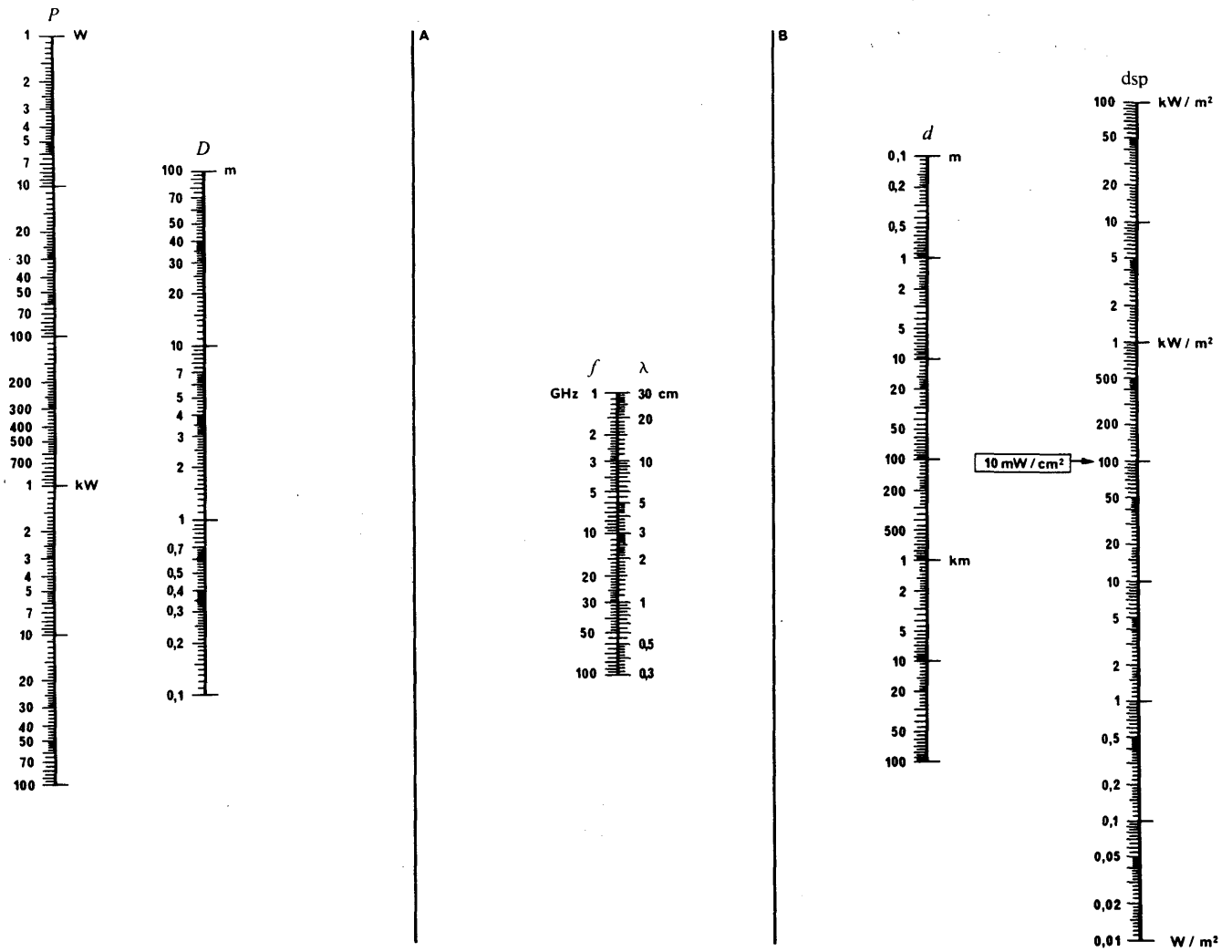



FIGURE 8 — *Puissance surfacique dans la deuxième zone*

Le nomogramme de la Fig. 8 donne la puissance surfacique dans la deuxième zone sur l'axe d'une ouverture de faisceau d'émission circulaire uniformément éclairée; il comporte un facteur de sécurité de 4 pour tenir compte des signaux réfléchis.

Le nomogramme est tiré de la formule $\text{dsp} = \frac{\pi P D^2}{\lambda^2 d^2}$

Symboles: dsp: puissance surfacique (W/m²)

$P$: puissance à l'entrée de l'antenne (W)

$D$: diamètre de l'antenne (m)

$d$: distance dans l'axe du faisceau principal à partir de l'antenne (m)

$\lambda$: longueur d'onde (m)

*Utilisation:* Relier par une droite des points situés sur les échelles $P$ et $D$ et la prolonger jusqu'à la droite A. Relier ensuite le point situé à l'intersection des deux droites au point approprié de l'axe $f$ et prolonger la droite obtenue jusqu'à la droite B. Le point situé à l'intersection de ces deux droites donne, sur l'axe $d$, l'indication de la dsp ou, sur l'axe dsp, celle de la distance.

Des rayonnements parasites qui se trouvent à l'extérieur du faisceau tubulaire collimaté émergeant de l'ouverture de l'antenne peuvent comprendre environ 15% du total de la puissance rayonnée. Ce sont les rayonnements débordant du réflecteur principal et des réflecteurs secondaires et la diffusion résultant d'éléments de blocage tels que les supports de l'alimentation et/ou des réflecteurs secondaires qui apportent la contribution la plus large aux rayonnements parasites. Les effets de diffraction à l'arrière du réflecteur principal sont d'un ordre de grandeur si faible qu'ils ne comportent aucun danger.

Dans des cas particuliers où la méthode n'est pas entièrement applicable (par exemple, hors de l'axe du faisceau principal au voisinage de l'alimentation ou près de celle-ci), il est recommandé de mesurer la puissance surfacique.

## 4. Impact direct des champs électromagnétiques sur les êtres humains

En République fédérale d'Allemagne, les effets thermiques que produisent les champs électromagnétiques sur les êtres humains ont été examinés. L'absorption de l'énergie du champ électromagnétique par l'ensemble ou certaines parties du corps peut provoquer une augmentation de la température du corps et en conséquence mettre en danger la santé. Le taux d'absorption spécifique (TAS) de la puissance absorbée par kilogramme du poids humain (W/kg) s'est révélé utile pour déterminer si l'absorption d'énergie présente des dangers [Durney, 1980; Gandhi, 1980].

Il ressort des travaux de divers chercheurs que l'absorption spécifique dépend des caractéristiques géométriques de la partie du corps considérée, de la longueur d'onde et de la polarisation du champ (pour un aperçu de la question, voir par exemple [Gandhi, 1979 et 1980; Bernhardt et autres, 1983]).

La plupart des études menées s'appliquent aux champs lointains. Dans ce cas, il suffit de mesurer soit le champ électrique, soit le champ magnétique pour déterminer la puissance surfacique. En principe, les seuls champs dont l'intensité peut mettre en danger la santé humaine sont ceux que l'on trouve au voisinage des stations d'émission. En raison de la complexité de structure du champ proche, il n'existe pas de méthode directement applicable pour évaluer la puissance surfacique. Les deux composantes du champ, $E$ et $H$, chacune dans les trois directions de l'espace, doivent donc être prises en considération dans l'évaluation des éventuels dangers concernant la santé.

Les sommes quadratiques $E_f$ et $H_f$ sont utiles dans ce contexte car elles sont une mesure de l'énergie électromagnétique maximale $\left(\frac{1}{2}\,(\varepsilon E^2 + \mu H^2)\ \frac{\text{W/s}}{\text{Volume}}\right)$ disponible dans le champ (où $\varepsilon$ est la permittivité et $\mu$ la perméabilité de l'espace libre).

$$E_f = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \qquad \text{(V/m)}$$

$$H_f = \sqrt{H_x^2 + H_y^2 + H_z^2} \qquad \text{(A/m)}$$

$E_x$, $E_y$, $E_z$, $H_x$, $H_y$, $H_z$ sont les valeurs quadratiques moyennes des amplitudes des champs $E$ et $H$ dans trois directions mutuellement orthogonales, compte tenu de la modulation.

## 5. Précautions de caractère pratique à prendre pour éviter l'exposition à des rayonnements dangereux

Le personnel ne devrait pas avoir accès aux endroits où les stations d'émission radioélectriques créent des champs électromagnétiques dangereux. Les procédures de construction et d'exploitation suggérées ci-après visent à réduire autant que possible l'exposition d'êtres humains à des rayonnements radioélectriques dangereux.

5.1 Il convient de calculer les puissances surfaciques ou les champs aux fréquences radioélectriques d'une station d'émission. Si le résultat indique la possibilité d'un niveau dangereux dans la zone considérée, la mesure de la puissance surfacique ou du champ (particulièrement dans la région du champ proche) permet de déterminer le danger réel dans cette zone.

5.2 Les pylônes métalliques ou autres structures métalliques (par exemple, charpentes, encadrements de fenêtre) doivent être mis à la terre si l'induction de tensions radioélectriques dangereuses est prévisible. La longueur des fils de mise à la terre doit être petite comparée à la longueur d'onde du champ électromagnétique incident. Il faut prendre des précautions si l'on utilise des outils métalliques à cause du danger de chocs électriques causés par des tensions induites. Des substances inflammables ou explosives ne devraient pas être entreposées au voisinage d'une station. Les buses de remplissage des camions-citernes et les ouvertures de remplissage des réservoirs devraient être court-circuitées à l'avance, de manière que nulle tension radioélectrique ne se produise pendant que les produits pétroliers ou autres liquides combustibles, les gaz ou les poussières sont introduits.

5.3 Pour les personnels, il faut limiter l'accès à l'équipement d'émission ou aux structures d'antenne quand il peut exister des champs dangereux. Parmi les précautions à prendre, on peut citer, par exemple, les suivantes:

- restrictions d'entrée (panneaux de signalisation, barrières, etc.)
- limitation provisoire de la puissance d'émission
- écran de protection.

Les procédures à utiliser dépendent de la nature de la station.

5.4 L'accès à des plates-formes, à des pylônes d'entretien, etc., situés dans des zones dangereuses devrait être commandé par des mécanismes à verrouillage. Dans le cas de plates-formes mobiles que l'on ne peut verrouiller sur la commande des émetteurs, des instructions de procédure devraient en interdire l'accès avant la réception d'une indication de sécurité donnée par un système d'avertissement lié aux commandes des émetteurs.

5.5 Dans le cas d'antennes orientables, on peut éviter des rayonnements dangereux par une limitation automatique de la puissance émise chaque fois que l'angle de site du faisceau de l'antenne est inférieur à une valeur déterminée (par exemple trois degrés au-dessus de l'horizon visible) ou chaque fois que le relevé d'azimut du faisceau à des angles plus grands pourrait mettre en danger des êtres humains. Les dispositifs de commande de limitation de puissance doivent pouvoir fonctionner en permanence.

5.6 Si la puissance surfacique des guides d'ondes risque d'atteindre un niveau dangereux en cas de coupure, il convient de signaler ces guides d'ondes. (Il serait souhaitable d'appliquer un code normalisé de couleurs d'application internationale.) Il convient en outre d'afficher clairement des avertissements dans les salles où sont installés ces guides d'ondes afin de signaler le danger qu'il y a à se pencher sur leurs ouvertures. Il convient en outre de vérifier périodiquement toutes les jonctions à bride des guides d'ondes de haute puissance pour éviter les pertes radioélectriques.

## 6. Normes nationales relatives aux dangers que présentent les rayonnements électromagnétiques

Plusieurs pays ont fixé des limites concernant les dangers que présentent les rayonnements non ionisants. Ces normes résultent de considérations théoriques et expérimentales. Le doc. [CCIR, 1974-78] contient des valeurs de puissance surfacique ou de champ qui sont fixées comme des maximums dans différents pays, ainsi que d'autres renseignements concernant, par exemple, la durée d'exposition et les travaux effectués en ce domaine par d'autres organisations internationales, notamment l'Organisation mondiale de la santé.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BERNHARDT, DAHME, ROTHE [1983] Gefährdung von Personen durch elektromagnetische Felder (Danger des champs électromagnétiques pour les êtres humains). Strahlenhygiene Bericht STH 2. Schriftenreihe des Instituts für Strahlenhygiene des Bundesgesundheitsamtes.

BICKMORE, R. W. et HANSEN, R. C. [décembre 1959] Antenna power densities in the Fresnel region. *Proc. IRE*, Vol. 47, 2119-20.

DURNEY, C. H. [janvier 1980] Electromagnetic dosimetry for models of humans and animals: a review of theoretical and numerical techniques. *Proc. IEEE*, Vol. 68, **1**, 33-40.

GANDHI, Om. P. [décembre 1979] Dosimetry – the absorption properties of man and experimental animals. *Bull. NY Acad. Medicine*, Vol. 55, **11**, 999-1020.

GANDHI, Om. P. [janvier 1980] State of the knowledge for electromagnetic absorbed dose in man and animals. *Proc. IEEE*, Vol. 68, **1**, 24-32.

HANSEN, R. C. [avril 1975] Circular aperture distribution with one parameter. *Electron. and Lett.*, Vol. 11, 184.

HANSEN, R. C. [février 1976] Circular aperture axial power density. *Microwave J.*, Vol. 19, **2**, 50-52.

*Documents du CCIR*

[1974-78]: 1/191 (CEI).

## BIBLIOGRAPHIE

POTSCHKAT, G. et KIENAST, D. [1977] Beitrag zum Problem der Gefahren im Bereich elektromagnetischer Strahlungsfelder (Problèmes du danger découlant du rayonnement électromagnétique à proximité d'émetteurs de grande puissance (en allemand)). Publié dans *Rundfunktechn. Mitt.*, Vol. 3, 97-107.

RAPPORT 1117

# DETERMINATION DU CHAMP ELECTRIQUE DANS LA ZONE DU CHAMP D'INDUCTION D'ANTENNES DE GRANDE PUISSANCE EN ONDES KILOMETRIQUES ET HECTOMETRIQUES

(Question 52/1)

(1990)

## 1. Introduction

L'augmentation des puissances rayonnées dans les bandes de fréquences inférieures (ondes kilométriques, hectométriques, décamétriques et même métriques et décimétriques) au cours des trente dernières années a suscité un intérêt pour l'étude des effets préjudiciables de l'énergie radioélectrique sur le corps humain dans ces bandes de fréquences. Pour pouvoir évaluer un danger de rayonnement possible, les administrations doivent pouvoir déterminer avec précision l'intensité du champ d'induction dans le voisinage des antennes de grande puissance en ondes kilométriques et hectométriques.

Contrairement à ce qui se passe aux hyperfréquences, où le champ électromagnétique a les caractéristiques du champ lointain même à très courte distance de la source du rayonnement, et où le concept de densité de puissance rayonnée (intensité du vecteur de Poynting) est très utile pour définir les normes de sécurité pour la protection, dans les bandes de fréquences des ondes kilométriques et hectométriques, le champ au voisinage de l'antenne est très complexe. En fait, dans la zone du champ d'induction, la relation simple entre champ électrique et champ magnétique n'existe plus: ces deux champs ne sont pas en phase et leur rapport n'est pas de 377 ohms.

L'objet du présent Rapport [CCIR, 1986-1990] est de fournir une méthode d'analyse permettant de déterminer l'intensité du champ électrique dans la zone du champ d'induction des pylônes rayonnants en ondes hectométriques et kilométriques. Cette zone présente un intérêt car les champs électriques associés, qui sont fonction de la longueur électrique de l'antenne-pylône, peuvent avoir des valeurs élevées. Le procédé utilisé dérive d'une méthode théorique fondée sur l'équation intégrale d'Hallen pour la fonction de distribution du courant dans l'antenne, cette équation intégrale étant résolue numériquement par la méthode du couplage par points. Il est limité aux pylônes rayonnants simples. La prudence s'impose lorsqu'on tente d'appliquer ce procédé aux zones complexes, là où la structure physique portante est compliquée, au voisinage de longs fils de haubans, et là où des systèmes de terre importants sont utilisés.

Bien que ce Rapport s'intéresse au champ électrique, il est possible de déterminer également le champ magnétique par la même méthode. Il faut toutefois noter que les champs magnétiques élevés aux abords de la base d'une antenne-pylône peuvent poser un grave problème en présence de grosses bobines dotées de réseaux d'accord ou d'adaptation, qui n'entrent pas dans le cadre de la présente analyse. Les abords de la base d'une antenne unipolaire réelle ne sont habituellement pas une zone simple du point de vue géométrique. La capacité à la base et les courants circulant dans le système d'alimentation peuvent modifier de façon substantielle les courants et donc les champs. Dans une telle situation, la méthode du couplage par points tout comme la méthode des moments (et probablement aussi d'autres méthodes) constituent des solutions utiles pour déterminer les courants dans les éléments rayonnants, mais elles sont moins précises pour le calcul de l'impédance à la base et des courants aux abords de celle-ci.

A la suite d'une brève description de la théorie, qui est présentée dans les sections 2 et 3, quelques résultats mesurés du champ à proximité immédiate de l'antenne-pylône de l'émetteur de grande puissance en ondes hectométriques de Belgrade 1 sont donnés dans la section 4. Ces résultats sont comparés aux résultats théoriques.

## 2. Champ dans la zone du champ d'induction des pylônes rayonnants: étude théorique

Le type le plus courant d'antenne d'émission dans la bande des ondes hectométriques se compose d'un pylône vertical en acier, isolé, alimenté par la base et maintenu en position verticale par des haubans. La hauteur de ces pylônes est comprise entre 0,1 et 0,65 de la longueur d'onde d'émission en fonction du diagramme de rayonnement vertical désiré et de la puissance rayonnée.

Lors de l'analyse du champ électromagnétique de l'antenne, il est possible de ne pas tenir compte de l'influence des haubans s'ils sont divisés en sections beaucoup plus courtes que la longueur d'onde à l'aide d'isolateurs spéciaux. Une autre simplification, qui concerne la terre, peut aussi être introduite: un système de terre conçu de façon appropriée et composé au minimum de 90 fils enterrés disposés radialement et ayant une longueur de 0,4 à 0,5 longueur d'onde permet de ne pas tenir compte des pertes dans la terre, le sol pouvant être considéré comme un plan parfaitement conducteur.

En conséquence, une antenne d'émission en ondes hectométriques typique peut être traitée comme une antenne unipolaire cylindrique au-dessus d'un plan parfaitement conducteur. Les pylônes ayant une section triangulaire ou carrée peuvent être remplacés par le cylindre circulaire équivalent de rayon a.

Selon le théorème d'équivalence, le problème d'une antenne unipolaire au-dessus d'un plan parfaitement conducteur et alimentée par la base par un courant de tension V est l'équivalent du problème d'une antenne doublet symétrique (Figure 1) alimentée sous une tension de 2 V. Le bras du doublet a les mêmes dimensions géométriques que l'antenne unipolaire.

En admettant pour l'antenne un conducteur parfait, il est possible de trouver une solution exacte au problème de la distribution du courant dans le conducteur de l'antenne et, par conséquent, du champ électromagnétique dans les zones proches et lointaines en résolvant l'équation intégrale bien connue de Hallen [King, 1956]

$$\int_{-h}^{+h} I(z')\, K(z,z')\, dz' = C \cos kz + (2V/j60) \sin k|z| \qquad (1)$$

qui doit être satisfaite à la surface du doublet.

Dans cette équation, $I(z')$ est la fonction inconnue de distribution du courant sur l'axe de l'antenne; $K(z,z') = \exp(-jkR)/R$ est le noyau de l'équation intégrale où $R = (a^2 + (z-z')^2)^{1/2}$ est la distance du point de champ z à la surface de l'antenne à partir de l'élément de courant $I(z')dz'$ sur l'axe de l'antenne; h est la hauteur de l'antenne unipolaire et a est son rayon équivalent; $k = 2\pi/\lambda$ est la constante de propagation en espace libre et C est la constante d'intégration inconnue qui sera déterminée au cours de la solution de l'équation (1).

L'équation intégrale (1) ne peut être résolue directement et une solution pour $I(z)$ sous forme analytique fermée n'est pas connue. Pourtant, on peut parvenir à une solution approchée en utilisant l'une des méthodes numériques connues. Dans la présente analyse, nous avons utilisé la méthode dite de compensation par points, qui est la variante la plus simple de la méthode des moments [Harrington, 1968]. Selon cette méthode, la fonction de distribution du courant z est approchée par une série fonctionnelle de fonctions appropriées à coefficients complexes inconnus. Ces coefficients sont alors déterminés en établissant que, en remplaçant $I(z)$ par cette série, l'équation (1) est satisfaite en un nombre suffisant de points sur l'antenne.

Dans [Surutka et Mitid, 1975], qui sert de base à ce Rapport, une série fonctionnelle simple se présentant sous la forme d'un polynôme d'ordre inférieur a été utilisée [Popovic, 1970]

$$I(z') = \sum_{m=0}^{M} A_m (z'/h)^m. \qquad 0 \leq z \leq h \qquad (2)$$

avec $I(h) = 0$.

En introduisant (2) dans l'équation (1) et en appliquant la méthode de compensation par points, on obtient un système d'équations linéaires à coefficients $A_0$, $A_1$, ... $A_M$ .

En résolvant ce système pour $A_m$, on résout le problème de la fonction de distribution du courant.

Connaissant la fonction $I(z)$, il est facile de calculer le champ dans les zones proche et éloignée de l'antenne unipolaire (ou de l'antenne doublet). L'impédance d'entrée peut également être caractérisée, mais avec une précision moindre.

L'admittance d'entrée de l'antenne unipolaire, dont la partie réelle G est indispensable au calcul du champ en fonction de la puissance d'entrée, est

$$Y = G + jB = I(0)/U \qquad (3)$$

Etant donné que nous nous intéressons particulièrement au champ électrique à la surface de la Terre (le plan z = 0), seule la composante E du champ sera calculée. Notons que les champs électrique et magnétique dans ce secteur ne sont pas perpendiculaires à la direction de propagation.

Dans le point de champ M avec les coordonnées cylindriques r, z (voir Figure 1)

$$E_z = -j \frac{\omega}{k^2} \left\{ \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} + k^2 A_z \right\} , \qquad (4)$$

où $A_z$ est le potentiel-vecteur magnétique,

$$A_z = (\mu_0/4\pi) \int_{-h}^{h} I(z') K(z,z') dz' ,$$

$K(z, z') = \exp(-jkR)/R$ et $R = (r^2 + (z-z')^2)^{1/2}$

$\omega$ est la fréquence angulaire et $\mu_0$ est la perméabilité magnétique de l'espace libre. A la surface de la terre z = 0.

En développant (3) et en introduisant la puissance d'entrée de l'antenne unipolaire ($U = \sqrt{2P/G}$), on obtient l'expression du champ $E_z$ à la surface du sol. Elle est fonction des paramètres suivants: $H/\lambda$, $r/\lambda$, $h/a$ et $\lambda$.

Si l'on veut donner aux résultats pour $E_z$ une forme généralisée, qui ne contiendrait pas explicitement la longueur d'onde $\lambda$, mais seulement les rapports des dimensions géométriques à la longueur d'onde, il faut tenir compte du modulo du produit $E_z \cdot \lambda$.

$$|E_z| \lambda = f(h/\lambda, r/\lambda, h/a)$$

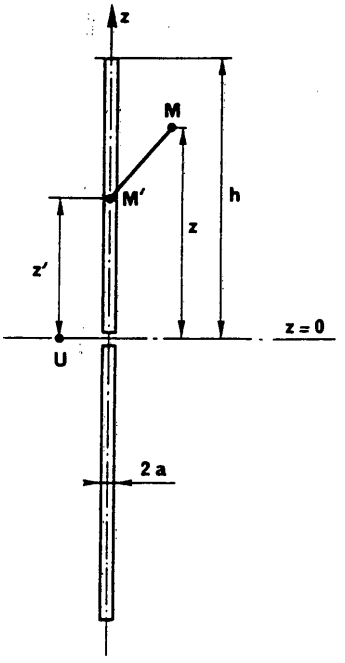



FIGURE 1

3. Résultats numériques

La présente théorie a été appliquée au calcul des champs à la surface de la Terre dans la zone du champ d'induction d'antennes unipolaires pour ondes hectométriques ayant des hauteurs normalisées différentes, $h/\lambda$, et des rayons équivalents à leur section $a/\lambda$.

Etant donné que le rapport h/a (élancement de l'antenne) d'antennes-pylônes typiques a des valeurs comprises entre 150 et 250, on a commencé par étudier l'influence de ce rapport sur le champ dans la zone du champ d'induction. Contrairement à l'impédance/admittance d'entrée de l'antenne, qui est relativement sensible au rapport h/a, on a constaté que, dans les limites susmentionnées, ce rapport n'a qu'une influence très légère sur le champ dans la zone du champ d'induction. C'est pourquoi, nous n'avons présenté ici que les résultats correspondant à des antennes ayant un élancement $h/a = 200$.

Les Figures 2 et 3 montrent la dépendance du produit $E \cdot \lambda$ (E est le champ électrique à la surface de la terre à une distance r de l'antenne, $\lambda$ est la longueur d'onde) à l'égard de la distance normalisée $r/\lambda$, pour les cinq hauteurs d'antenne normalisées: $h/\lambda = 0{,}25,\ 0{,}5,\ 0{,}525,\ 0{,}55,\ 0{,}625$. Le produit $E \cdot \lambda$ variant dans d'importantes limites, le diagramme est divisé en deux parties qui couvrent respectivement les gammes $0{,}004 \leq r/\lambda \leq 0{,}05$ (Figure 2) et $0{,}05 \leq r/\lambda \leq 1$ (Figure 3). Le champ, c'est à dire le produit $E \cdot \lambda$ est calculé pour la puissance d'entrée de 1 kW; pour d'autres puissances, les valeurs inscrites sur l'axe des ordonnées doivent être multipliées par $P(kW)^{1/2}$. Il est intéressant d'observer que les diagrammes se référant aux hauteurs d'antenne $h/\lambda = 0{,}5,\ 0{,}525$ et $0{,}55$ coïncident pratiquement.

Il est possible d'établir une expression analytique très commode pour le champ à partir des résultats numériques donnés antérieurement. Elle se présente sous la forme de la fraction rationnelle:

$$E = P^{1/2} \left\{ \sum_{m=0}^{M} B_m \cdot (r/\lambda)^m \right\}^{-1} / \lambda$$

Les coefficients $B_m$ pour les différentes hauteurs normalisées, $h/\lambda$ sont présentés au Tableau I. La formule ci-dessus permet de calculer le champ facilement et avec précision. Les résultats donnés par la formule diffèrent de moins de 1% des valeurs réelles. Comme on peut le déduire du tableau, cette approximation de $\pm$ 1% peut être obtenue avec six coefficients $B_m$ ($M = 5$), même pour des valeurs extrêmement faibles de r. Pour des distances plus grandes, le nombre des coefficients $B_m$ diminue de 5 à 2.

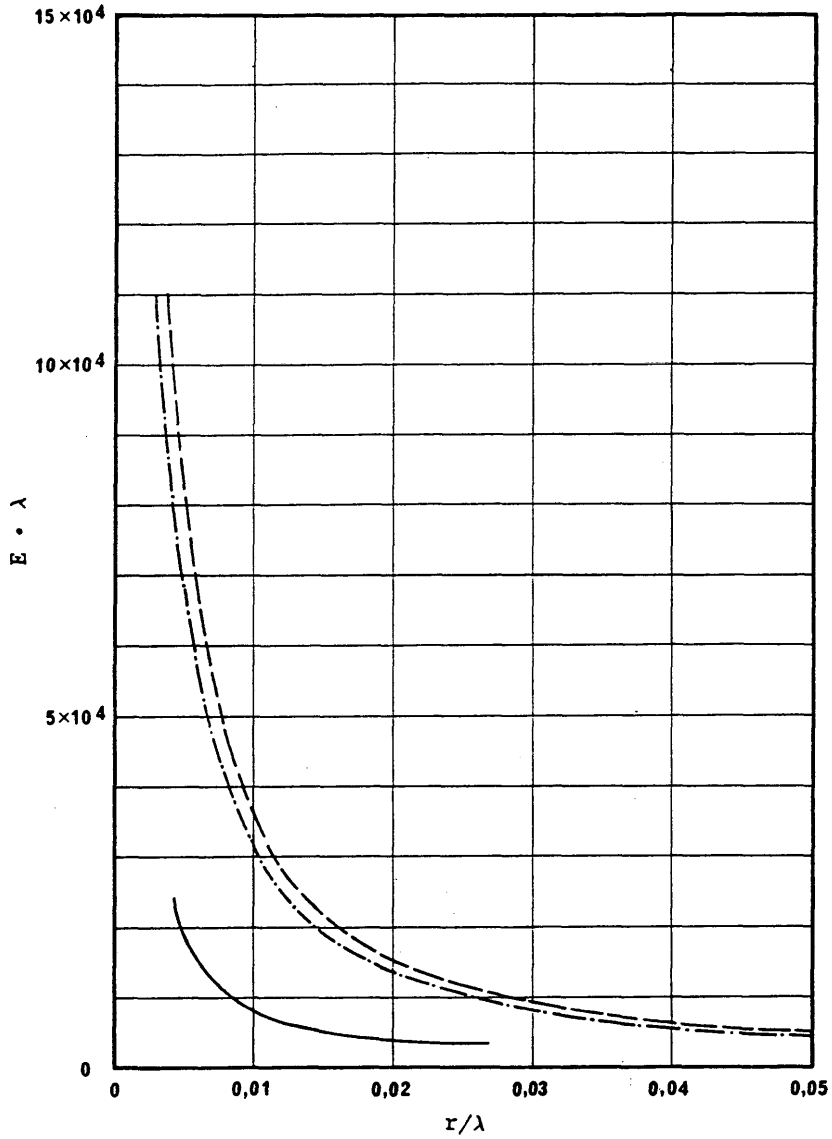



FIGURE 2

Produit E • λ en fonction du rapport r/λ (0,004 ≤ r/λ ≤ 0,05)

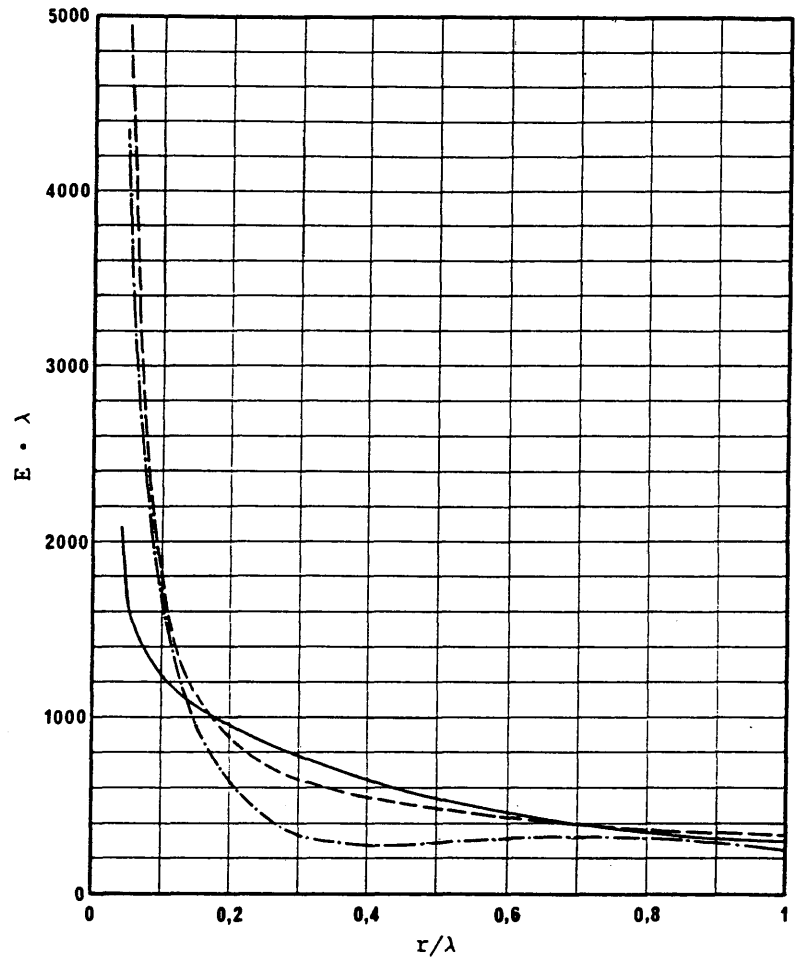



FIGURE 3

Produit E • λ en fonction du rapport r/λ $(0{,}05 \leq r/\lambda \leq 1{,}0)$

TABLEAU I

| $h/\lambda$ | $0,004<r/\lambda<0,1$ | $0,1<r/\lambda<0,4$ | $0,4<r/\lambda<1,0$ |
|---|---|---|---|
| 0,250 | $B_0$=-0,6374 E-5 | $B_0$= 0,5915 E-3 | $B_0$= 0,3170 E-3 |
| | $B_1$= 0,1103 E-1 | $B_1$= 0,1964 E-2 | $B_1$= 0,2950 E-2 |
| | $B_2$= 0,2340 E 0 | $B_2$= 0,8004 E-3 | $B_2$= 0 |
| | $B_3$=-0,7564 E+1 | $B_3$= 0 | $B_3$= 0 |
| | $B_4$= 0,7482 E+2 | $B_4$= 0 | $B_4$= 0 |
| | $B_5$=-0,2566 E+3 | $B_5$= 0 | $B_5$= 0 |
| 0,500 | $B_0$=-0,8643 E-6 | $B_0$=-0,2520 E-3 | $B_0$= 0,1019 E-2 |
| | $B_1$= 0,2419 E-2 | $B_1$= 0,7976 E-2 | $B_1$= 0,2041 E-2 |
| | $B_2$= 0,4834 E-1 | $B_2$=-0,4415 E-2 | $B_2$= 0 |
| | $B_3$=-0,3318 E 0 | $B_3$=-0,6302 E-2 | $B_3$= 0 |
| | $B_4$= 0,1050 E+1 | $B_4$= 0 | $B_4$= 0 |
| | $B_5$= 0 | $B_5$= 0 | $B_5$= 0 |
| 0,525 | $B_0$=-0,8233 E-6 | $B_0$=-0,2003 E-3 | $B_0$= 0,1194 E-2 |
| | $B_1$= 0,2386 E-2 | $B_1$= 0,6688 E-2 | $B_1$= 0,1868 E-2 |
| | $B_2$= 0,4646 E-1 | $B_2$= 0,3705 E-2 | $B_2$= 0 |
| | $B_3$=-0,3145 E 0 | $B_3$=-0,1779 E-1 | $B_3$= 0 |
| | $B_4$= 0,1029 E+1 | $B_4$= 0 | $B_4$= 0 |
| | $B_5$= 0 | $B_5$= 0 | $B_5$= 0 |
| 0,550 | $B_0$=-0,7962 E-6 | $B_0$=-0,1168 E-3 | $B_0$= 0,1442 E-2 |
| | $B_1$= 0,2387 E-2 | $B_1$= 0,4884 E-2 | $B_1$= 0,1642 E-2 |
| | $B_2$= 0,4535 E-1 | $B_2$= 0,1487 E-1 | $B_2$= 0 |
| | $B_3$=-0,3043 E 0 | $B_3$=-0,3333 E-1 | $B_3$= 0 |
| | $B_4$= 0,1031 E+1 | $B_4$= 0 | $B_4$= 0 |
| | $B_5$= 0 | $B_5$= 0 | $B_5$= 0 |
| 0,625 | $B_0$=-0,8668 E-6 | $B_0$= 0,8664 E-4 | $B_0$= 0,4472 E-2 |
| | $B_1$= 0,2830 E-2 | $B_1$= 0,4446 E-2 | $B_1$=-0,1040 E-2 |
| | $B_2$= 0,5069 E-1 | $B_2$=-0,1520 E-1 | $B_2$=-0,2576 E-2 |
| | $B_3$=-0,3453 E 0 | $B_3$= 0,2452 E 0 | $B_3$= 0,2782 E-2 |
| | $B_4$= 0,1317 E+1 | $B_4$=-0,4425 E 0 | $B_4$= 0 |
| | $B_5$= 0 | $B_5$= 0 | $B_5$= 0 |

## 4. Mesures

Afin de vérifier les résultats théoriques obtenus au moyen de la théorie du couplage par points, on a mesuré le champ électrique dans la zone du champ d'induction de l'antenne anti-évanouissement en ondes hectométriques (230 m de haut) de Radio Belgrade 1 (684 kHz). Ces mesures ont été effectuées à l'aide du mesureur de champ spécial conçu par IRT et décrit dans [IRT]. La Figure 4 représente le schéma de principe de cet appareil, qui est intégré à trois doublets disposés orthogonalement. En raison de la gamme de mesure limitée de cet appareil, la puissance d'émission a été ramenée de 2 000 à 500 kW pour ces mesures. L'effet perturbateur qu'aurait pu exercer l'opérateur a été supprimé en fixant l'appareil de mesure à l'extrémité d'une perche isolante.

Le champ électrique a été mesuré dans une direction radiale à la hauteur de 1,5 m au-dessus du sol. Les résultats mesurés sont présentés sur la Figure 5 en fonction de la distance par rapport au pylône. Pour faciliter les comparaisons, les résultats théoriques sont aussi inscrits sur le même diagramme. A noter que l'accord entre les valeurs théoriques et les valeurs mesurées est excellent, sauf aux très courtes distances (inférieures à 8 m environ).

Comme nous l'avons fait remarquer dans l'introduction, la caractérisation du champ d'induction, tant électrique que magnétique, est moins précise à proximité de la base du pylône.

## 5. Conclusions

Une méthode théorique tout à la fois simple et précise permettant de calculer le champ électrique dans la zone du champ d'induction des pylônes rayonnants pour ondes kilométriques et hectométriques (mais pas à proximité immédiate de la base de l'antenne) est ici présentée. Elle est fondée sur une approche rigoureuse du problème des antennes linéaires.

Les résultats théoriques obtenus dans le cas d'une antenne particulière sont comparés avec les valeurs mesurées et on a constaté un accord satisfaisant entre les deux.

La validité du procédé théorique de couplage par points est établie, mais il présente une moins grande précision dans le périmètre immédiat de la base de l'antenne.

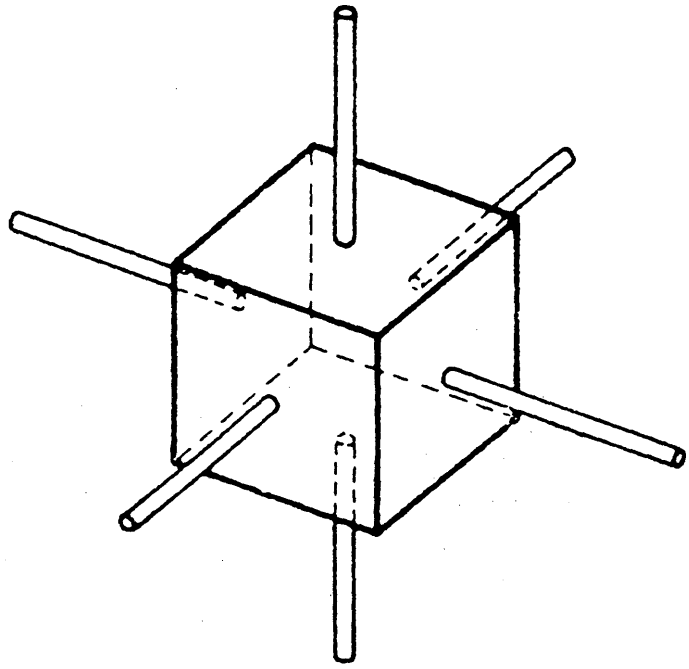


FIGURE 4

Croquis du mesureur de champ spécial

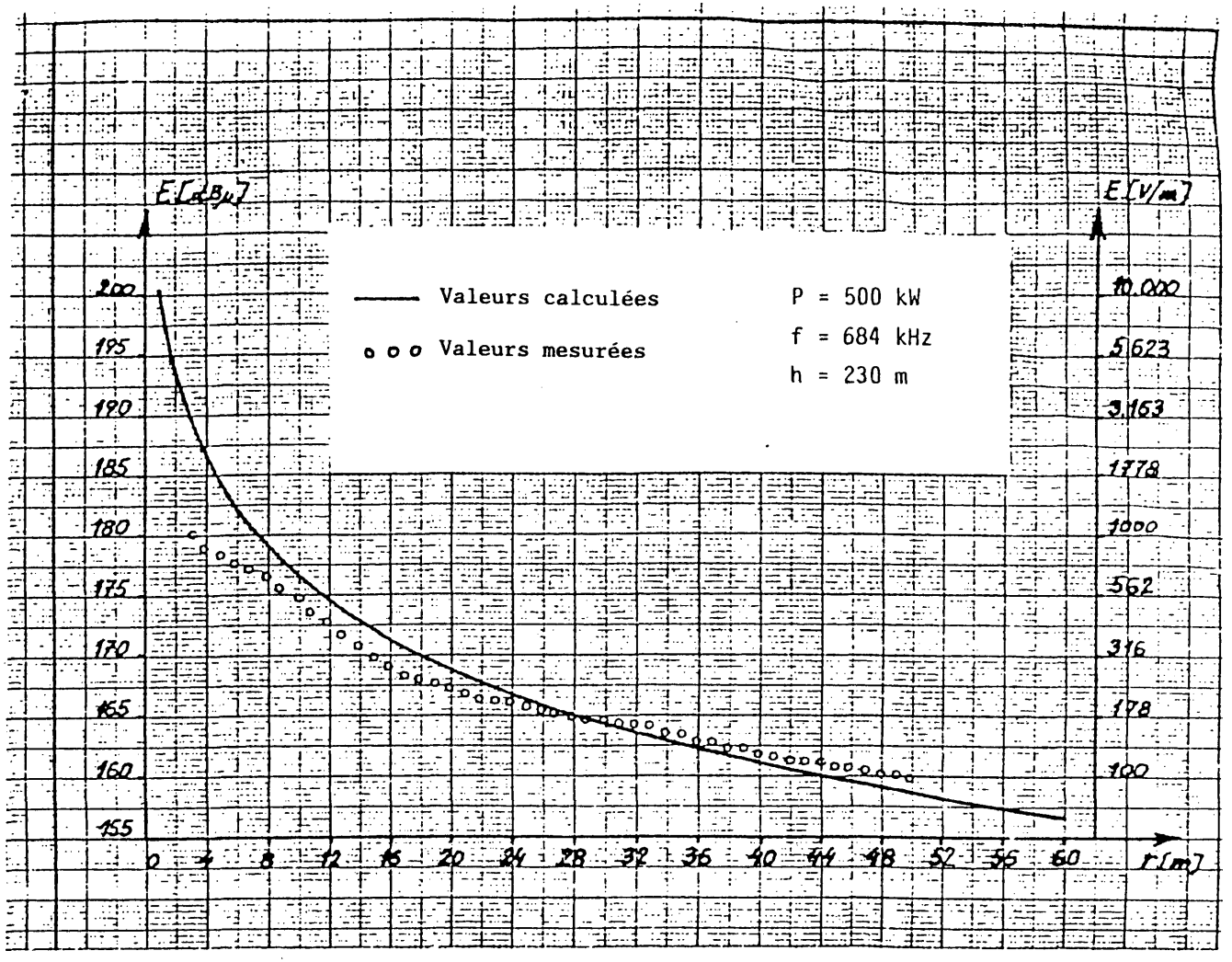



FIGURE 5

Comparaison entre les valeurs calculées et les valeurs mesurées

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Harrington, R.F. [1968] "Field computation by moment methods" (Macmillan, New York, 1968).

IRT - Aktive Sonden zur Messung der drei räumlichen Komponenten des elektrischen und magnetischen Feldes im Nahfeld einer Antenne und deren Eichfelder, IRT, Technischer Bericht, Nr.B 49/83.

King, R.W.P. [1956] The theory of linear antennas (Harvad University Press, 1956).

Popović, B.D. [1970] "Polynomial approximation of current along thin simmetrical cylindrical dipoles", Proc. IEE, Vol. 117, No. 5, p. 873, mai 1970.

Surutka, J.V. et Mitić, D.N. "The field strength in the near field zone of the antennas of high-power MF/LF transmitters", Proceedings of the XIX Yugoslave Conference of Electronics, Telecommunications, Automation and Nuclear Engineering, Ohrid (Yougoslavie), 1975.

Documents du CCIR

[1986-90]: 1/147 (Yougoslavie).

RAPPORT 1100

# INFLUENCE DE L'AFFAIBLISSEMENT ATMOSPHERIQUE SUR LA GESTION DU SPECTRE AU-DESSUS DE 20 GHZ

(Question 64/1)

## 1. Introduction (1990)

L'ordre de grandeur de l'affaiblissement atmosphérique au-dessus de 20 GHz fait de cette composante un outil potentiellement utile pour la gestion et la planification du spectre dans ces fréquences. Jusqu'à ce jour, l'affaiblissement atmosphérique a été traité dans le cadre d'analyses de la CEM et de l'évaluation du brouillage mais pas en tant qu'outil essentiel de la gestion et de la planification du spectre. La Conférence administrative mondiale des radiocommunications de 1979 (CAMR-79) a révisé le Tableau international d'attribution des bandes de fréquences au-dessus de 20 GHz pour tenir compte du haut niveau d'intérêt et d'activité dans cette partie du spectre. Elle a établi un nouveau tableau d'attribution afin, d'une part, de stimuler le développement de cette ressource du spectre en donnant des lignes directrices et en assurant une protection aux usagers et, d'autre part, de fournir à chaque utilisateur potentiel des bandes appropriées à son statut dans toutes les parties du spectre. Les phénomènes de propagation ont joué un rôle important dans la définition du nouveau tableau. Le présent rapport examine l'influence de l'affaiblissement atmosphérique sur la gestion et la planification du spectre pour les fréquences supérieures à 20 GHz. Il définit des approches possibles de la gestion et de la planification fondées sur l'affaiblissement. Il indique les bases de données les modèles et les études pour les fréquences supérieures à 20 GHz qui, actuellement, pourraient être utiles à la gestion et à la planification du spectre fondées sur l'affaiblissement, de même que les bases de données, les modèles et les études nécessaires à titre complémentaire.

## 2. Gestion du spectre au-dessus de 20 GHz

La principale caractéristique du spectre au-dessus de 20 GHz est la structure de l'affaiblissement atmosphérique qui dépend de la fréquence. La région est caractérisée par des fenêtres qui sont des bandes où l'affaiblissement est relativement faible et par des bandes d'absorption où l'affaiblissement est très élevé, comme l'indique la Fig. 1 du Rapport 719 . En outre, l'affaiblissement, même dans les zones de fenêtre, est bien plus élevé qu'aux fréquences inférieures.

Pour les besoins de la gestion et de la planification du spectre, le spectre peut être divisé en bandes correspondant à des fenêtres et à des bandes d'absorption [Katzenstein et autres, 1981]. Ces bandes sont définies essentiellement par les caractéristiques d'absorption de l'oxygène et de la vapeur d'eau; sauf en ce qui concerne l'affaiblissement total, la forme des bandes, les fréquences centrales, etc., sont influencées par les hydrométéores telles que la pluie et la neige. Pour les besoins du présent document, les fréquences allant de 20 GHz à 40 GHz seront traitées comme une seule bande et le spectre au-dessus de 40 GHz sera examiné en fonction des bandes définies par le Tableau I. Le Tableau I [Katzenstein et autres, 1981] définit les limites de bande des fenêtres et des bandes d'absorption atmosphériques pour les fréquences supérieures à 40 GHz. Les limites de bande correspondent au Tableau international d'attribution des bandes de fréquences.

TABLEAU I

Fenêtre atmosphérique et limite des bandes d'absorption

| Fenêtre | Bande d'absorption | Limites (GHz) |
|---|---|---|
| $W_1$ | | 39,5 - 51,4 |
| | $A_1$ | 51,4 - 66 |
| $W_2$ | | 66 - 105 |
| | $A_2$ | 105 - 134 |
| $W_3$ | | 134 - 170 |
| | $A_3$ | 170 - 190 |
| $W_4$ | | 190 - 275 |

Les attributions du spectre au-dessus de 20 GHz tiennent compte à la fois des besoins et des moyens prévus pour utiliser ces fréquences. Par exemple, une très petite partie du spectre comprise entre 40 GHz et 100 GHz est attribuée à la radiodiffusion. La radiodiffusion exige un degré élevé de fiabilité qu'il sera difficile d'atteindre en raison des caractéristiques de propagation de cette partie du spectre.

2.1 Bande de 20 à 40 GHz

La propagation atmosphérique dans la région comprise entre 20 GHz et 40 GHz est dominée par l'absorption maximale de l'eau à 22,3 GHz. Les attributions dans cette région reflètent les possibilités de partage offertes par l'affaiblissement relativement élevé dans la bande, notamment entre 20 GHz et 30 GHz. Mais, contrairement aux attributions au-dessus de 40 GHz, un certain nombre de bandes sont attribuées en exclusivité, telles que l'attribution de la radiolocalisation dans la bande 33,4 GHz à 34,2 GHz, qui tient compte de l'affaiblissement plus faible dans la bande 30 GHz - 40 GHz et donc du risque plus important de brouillage.

2.2 Fenêtre $W_1$ (39,5 à 51,4 GHz)

La fenêtre $W_1$ est, en réalité, une prolongation de la fenêtre centrée approximativement sur 35 GHz. La limite de bande inférieure est définie par le Tableau international d'attribution des bandes de fréquences.

L'affaiblissement et la puissance d'émission limitée qu'il est possible d'obtenir à ces fréquences joueront un rôle important dans la gestion et la planification du spectre pour cette fenêtre. Il reste encore à prouver l'utilité des attributions de fréquences supérieures à 47,2 GHz situées à la limite d'une bande d'absorption pour les services qui nécessitent une grande fiabilité des liaisons et une insensibilité aux dégradations atmosphériques. En outre, l'état actuel de la technique ne permet pas de disposer d'émetteurs qualifiés pour l'usage spatial et ayant une puissance suffisante pour réaliser efficacement des liaisons descendantes par satellite. Les systèmes planifiés doivent utiliser des fréquences inférieures pour les liaisons descendantes telles que l'attribution dans la bande 20,2 GHz à 21,2 GHz.

## 2.3 Bande d'absorption $A_1$ (51,4 à 66 GHz)

Les services dans la bande d'absorption $A_1$ (51,4 à 66 GHz), tels que les communications intersatellites et la radiolocalisation pour le contrôle du trafic au sol, peuvent tirer parti de l'affaiblissement élevé pour assurer la haute protection contre les brouillages nécessités par ces services. Cependant, cette bande d'absorption n'est pas uniforme en termes d'affaiblissement mais se caractérise, aux angles de site élevés, par une structure fine et complexe qui risque d'influencer sur les conditions de partage [Rapport 719 ].

Le service mobile aéroporté et le service de radiolocalisation risquent de brouiller le service intersatellites. Des études de partage adéquates sont nécessaires pour déterminer l'étendu de ce problème et un programme d'études de ce genre a été demandé au CCIR. Le Règlement des radiocommunications prend acte de cette absence de critères de partage et limite les activités du service mobile aéronautique et du service de radar aéroporté à celles qui ne causent pas de brouillage préjudiciable au service intersatellites fonctionnant dans les mêmes bandes, de telle sorte que les assignations de fréquence risquent d'être influencées par les résultats des études du CCIR.

## 2.4 Fenêtre $W_2$ (66 à 105 GHz)

L'affaiblissement dans cette fenêtre est considérablement plus élevé que dans la fenêtre $W_1$ mais est quelque peu compensé par les ouvertures de faisceau étroites qu'on peut obtenir à l'aide de petites antennes [Rapport 663 ] et qui rendent cette fenêtre particulièrement intéressante pour le service de radiolocalisation. Compte tenu des caractéristiques de propagation, des effets météorologiques, de l'état de la technique des équipements et du désir de réduire la dimension des antennes, la partie de cette bande comprise entre 90 GHz et 100 GHz est la plus intéressante, notamment pour le service de radiolocalisation [Rapport 664]. Des études [Katzenstein, 1980] ont conclu que le partage entre le service de radiolocalisation et les autres services attribués à la bande 90 GHz - 100 GHz ne constitue pas un problème important.

La fenêtre $W_2$ est la fenêtre la plus élevée dans laquelle des attributions de fréquences aient été faites au service de radiodiffusion et au service de radiodiffusion par satellite. Les systèmes de radiodiffusion au-dessus de ces fréquences ne peuvent pas être exploités avec une bonne fiabilité à l'aide des techniques actuelles en raison de l'affaiblissement dû aux hydrométéores et la faisabilité de ce service dans la région $W_2$ n'a pas été établie.

## 2.5 Bandes de fréquences au-dessus de 105 GHz

Les bandes de fréquences comprises entre 105 GHz et 275 GHz (limite d'attribution fixée par la CAMR-79) suivent généralement le schéma des attributions au-dessous de 105 GHz. La partie importante du spectre disponible et la largeur des fenêtres et des bandes d'absorption réduisent le problème d'assignation des fréquences.

## 3. Disponibilité des données et modèles de propagation pour la gestion et la planification du spectre au-dessus de 20 GHz

Pour pouvoir assurer la gestion du spectre aux fréquences supérieures à 20 GHz, il faut, dans une très large mesure, disposer des données et des modèles de propagation nécessaires. Les calculs de l'affaiblissement, et donc les distances de coordination, les niveaux de brouillage, etc., varient sensiblement par rapport aux fréquences inférieures, en raison de l'existence d'un affaiblissement important et hautement dépendant de la fréquence et de phénomènes différents. Par exemple, aux fréquences supérieures à environ 30 GHz, l'affaiblissement dû à la vapeur d'eau est quadratique avec la fréquence au lieu d'être linéique comme aux fréquences inférieures [Rapport 719 ]. Ces calculs dépendent également, dans une très large mesure, des ajustements et coefficients obtenus à l'aide de données empiriques peu nombreuses. Les paragraphes qui suivent donnent un aperçu des données et des modèles dont on dispose pour tenir compte des principaux facteurs de l'affaiblissement sur un trajet à ces fréquences : affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère; affaiblissement dû aux hydrométéores; dispersion due aux précipitations et propagation par conduits.

### 3.1 Affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère

L'absorption moléculaire que subissent les ondes centimétriques et millimétriques au cours de leur propagation dans l'atmosphère est principalement due à la vapeur d'eau et à l'oxygène. Cependant, aux fréquences supérieures à 70 GHz environ [Rapport 719 ] les traces de gaz peuvent entraîner un affaiblissement significatif en l'absence de vapeur d'eau.

Le calcul de l'absorption linéique produite par les composants gazeux de l'atmosphère, oxygène et vapeur d'eau, sont complexes. Ce calcul reposant sur des données empiriques [Rapport 719 ] il convient de souligner combien il est nécessaire de disposer de données complémentaires, notamment dans la région supérieure à 40 GHz.

Le Rapport 719 fournit une description détaillée de l'affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère ainsi que des équations et des données pour le calcul d'un affaiblissement spécifique et d'un affaiblissement de trajet pour les fréquences inférieures à 350 GHz.

Liebe [1983] et Liebe et autres [1985] présentent des modèles détaillés de la propagation des ondes millimétriques dans l'atmosphère et comparent les données fournies par les modèles avec les données recueillies sur des trajets.

### 3.2 Affaiblissement dû aux hydrométéores, notamment les précipitations, et aux autres particules atmosphériques

Les précipitations, en particulier la pluie, causent une absorption et une diffusion des ondes radioélectriques. Ces effets se combinent pour produire l'affaiblissement. Les Rapports 721 et 882 traitent cette question d'une manière approfondie.

Les calculs de l'affaiblissement spécifique pour une fréquence donnée en fonction de l'intensité de pluie dépendent fortement de la microstructure supposée des précipitations (distribution de la dimension, température, vitesse terminale et forme des gouttes de pluie) [voir le Rapport 563]. L'absence de données empiriques et la difficulté de modéliser la microstructure de la pluie gênent les calculs.

Pour prévoir l'affaiblissement dû à la pluie, le Rapport 721 recommande la méthode semi-empirique définie dans les Rapports 338 et 564 qui n'utilise que des relations très simples, celles-ci suffisant à décrire les données limites dont on dispose et dont on estime qu'elle a une applicabilité pratique dans la planification des systèmes. Cette méthode met en relief le besoin de données complémentaires.

Les statistiques de l'affaiblissement sont un élément important dont il faut tenir compte lorsqu'on établit une diversité de trajet et d'emplacement nécessaire pour réduire l'importante dégradation atmosphérique observée dans ces bandes mais on doit disposer d'un plus grand nombre de renseignements sur la structure statistique de l'intensité de pluie dans une zone pour établir des modèles de prévision de l'amélioration obtenue par la diversité de trajet à partir des statistiques de l'intensité de pluie mesurée en un point. Les Rapports 721 , 564 , 563 et les travaux d'Ippolito et autres, 1983, fournissent les données détaillées et les méthodes analytiques nécessaires pour planifier la diversité d'emplacement et de trajet pour les services spatiaux. Certains de ces renseignements sont applicables aux services de Terre.

3.3 Propagation par conduits

Le Rapport 563 attire l'attention sur la propagation par conduits, notamment au-dessus de la surface de la mer. Ces conduits permettent à la fois les communications et le brouillage au-delà de la limite de visibilité directe normalement associée aux fréquences supérieures à 20 GHz. Il s'agit d'un élément important pour le service mobile maritime. Il n'existe pas, sur la propagation par conduits dans les bandes supérieures à 20 GHz, de statistiques adéquates pour évaluer d'une manière précise l'influence des conduits sur les télécommunications. Avec l'augmentation du nombre de systèmes maritimes fonctionnant au-dessus de 20 GHz, il sera nécessaire de disposer de telles statistiques.

3.4 Aspects relatifs aux services de radiodiffusion de Terre et aux services mobiles

Le Rapport 562 est le seul rapport du CCIR qui traite des aspects de l'affaiblissement relatifs aux services de radiodiffusion de Terre et aux services mobiles fonctionnant au-dessus de 20 GHz mais il ne fournit pas de données ou de méthodes appropriées. Les données applicables aux services de radiodiffusion de Terre et aux services mobiles sont inadéquates.

3.5 Aspects relatifs aux services fixes de Terre

Le Rapport 338 fournit des renseignements utiles pour la planification de la diversité de trajet jusqu'à 40 GHz mais il vise essentiellement les fréquences inférieures à 12 GHz. Les autres rapports du CCIR qui concernent le service fixe de Terre ne fournissent pas de données adéquates pour la planification et la gestion du spectre dans les bandes supérieures à 20 GHz. Cependant, les rapports qui traitent de la coordination et du brouillage pour les services spatiaux, tel que le Rapport 724 , contiennent certains renseignements applicables aux services fixes de Terre fonctionnant au-dessus de 20 GHz. On manque de mesures effectuées sur des longueurs de trajet adéquates et pendant un temps suffisant pour englober une gamme représentative de conditions météorologiques, y compris les précipitations.

3.6 Aspects relatifs aux systèmes de télécommunications spatiales

Il existe des données, des études et des modèles pour les systèmes de télécommunications spatiales fonctionnant au-dessus de 20 GHz, y compris des données de satellites. La plupart de ces données ont été résumées par Ippolito et autres [1983]. Le Rapport 564 constitue également un bon exposé des systèmes de télécommunications spatiales fonctionnant au-dessus de 20 GHz et des données complémentaires nécessaires. Le Rapport 565 concerne les satellites de radiodiffusion et vise les bandes allant jusqu'à 106 GHz.

Les Rapports 884 et 1009 du CCIR relatifs aux services mobiles par satellite ne fournissent pas d'informations utiles pour les bandes supérieures à 20 GHz; des données et des études applicables à ces services mobiles sont donc nécessaires.

## 4. Conclusions

Pour la gestion du spectre au-dessus de 20 GHz, le gestionnaire doit connaître l'état de la technique et la physique des phénomènes de propagation beaucoup mieux que pour les bandes inférieures à 20 GHz. Le caractère probabiliste du brouillage revêt une importance capitale dans la région supérieure à 20 GHz en raison des effets importants et extrêment variables de l'environnement sur la propagation.

Il est urgent de recueillir des données pour faciliter la conception et la modélisation des systèmes de télécommunication fonctionnant au-dessus de 20 GHz.

Il est nécessaire que le CCIR et les diverses administrations poursuivent leurs études pour que l'on puisse gérer avec succès le spectre au-dessus de 20 GHz.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

IPPOLITO, L.J., KAUL, R.D., et WALLACE, R.G., [1983] Propagation Effects handbook for Satellite systems Design, A Summary of Propagation Impairments on 10 to 100 GHz Satellite Links With Techniques for System Design. NASA References Publication 1082(03), 3ème édition.

KATZENSTEIN, W.E., MOORE, R.P. et KIMBALL, H.G. [1981] Spectrum Allocations above 40 GHz, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-23, No. 3.

KATZENSTEIN, W.E., [1980] Feasibility assessment of radiolocation service sharing with fixed, mobile, and fixed-satellite services in 92- to 95- GHz band, Naval Weapon Center Rep. NWC TP 6135, China Lake, CA. Etats-Unis d'Amérique.

LIEBE, H.J. [1983] An atmospheric Millimeter Wave Propagation Model, NTIA Report 83-137'.

LIEBE, H.J., ALLEN, K.C., HAND, G.R., ESPELAND, R.H., et VIOLETTE, E.J., [1985] Millimeter-wave Propagation in Moist air: Model Versus Path Data, NTIA Report 85-171.

## BIBLIOGRAPHIE

ALLEN, K.C., LIEBE, H.J. et RUSH, C.M., [1983], Estimates of millimeter wave attenuation for 18 United States cities, NTIA Report 83-119 (available from NTIS under Access. No. PB83-240630).

BOHLANDER, R.A., McMILLAN, R.W. et GALLAGHER, J.J., [1985], Atmospheric effects on near-millimeter-wave propagation, Proc. IEEE 73, No. 1, pp. 49-60.

COLE, R.S., HO, K.L. et MAVROKOUKOULAKIS, N.D., [1978], The effect of the outer scale of turbulence and wavelength on scintillation fading at millimeter wavelengths, IEEE Trans. Ant. Prop. AP-26, No. 5, pp. 712-715.

CURRIE, N.C., DYER, R.B. et HAYES, R.D., [1983], Some Properties of Radar Returns from Rain at 9.375, 35, 70, and 95 GHz, IEEE 1975 International Radar Conference Record (1975), pp. 215-220.

DEIRMENDJIAN, D., [1975], Far-infrared and Submillimeter-Wave Attenuation by Clouds and Rain, J. Appl. Meteorology, Vol. 14, 1584-1593.

DINTELMANN, F. et RUCKER, F., [1977], Analysis of an XPD Event at 30 GHz Measures With ATS-6, Proc. IEEE, Vol. 65, 3, 477-479.

ESPELAND, R.H., VIOLETTE, E.J. et ALLEN, K.C., [1984], Atmospheric channel performance measurements at 10 to 100 GHz, NTIA Report 84-149, April (available from NTIS under Access. No. PB84-211325).

FALCONE, Jr., V.J., ABREU, L.W. et SHETTLE, E.P., [1982], Atmospheric attenuation in the 30 to 300 GHz region using RADTRAN and MWTRAN, SPIE 337 (MM-Wave Technology), pp. 62-66.

FEDOSEEV, L.I. et KOUKIN, L.M., [1984], Comparison of the results of summer and winter measurements of atmospheric water vapor absorption at wavelengths 1.5 to 1.55 mm, Int'l. J. Infrared and Millimeter waves 5, No. 7, pp. 952-964.

JOHNSTON, S.L., [1984], Radar Frequency Management and the New MM-Wave Radar Operating Frequencies. Microwave Journal, Vol. 27, No. 12.

LIEBE, H.J., [1985], An updated model for millimeter wave propagation in moist air, Radio Sci. 20 (in press).

MANABE, T., FURUHAMA, Y., IHARA, T., SATTO, S., TANAKA, H. et ONO, A., [1984], Measurements of attenuation and refractive dispersion due to atmospheric water vapor at 80 and 240 GHz, Conf. Digest, 9th Int'l. Conf. on Infrared and Millimeter Waves, Takarazuka, Japan F-3-3, pp. 465-466.

TIFFANY, G. BRADFORD, [1983], Most Reliable Messenger: MM-Waves Get Through. Microwaves and RF. Vol. 22, No. 9.

TSUKAMOTO, K., OTSU, Y., KOSAKA, K., SHIOMI, T. et SASAOKA, H., [1979], Experimental Program and Performance of Japan's Communication Satellite (CS) and Its First Results. IEEE Trans. Comm., COM-27, 10, 1392-1405.

VOGEL, W.J., DAVIS, J.H. et MAYER, C.E., [1984], Line-of-sight observations at 86 GHz with a very large and a small antenna, IEEE Trans, Ant. Prop. AP-32, No. 2, pp. 113-118.

RAPPORT 1104*

# LIMITATION DU RAYONNEMENT EMIS PAR LES APPAREILS INDUSTRIELS, SCIENTIFIQUES ET MEDICAUX (ISM)

(Programme d'études 4D-1/1)

(1990)

## 1. Introduction

Le présent Rapport fait suite à la Résolution N° 63 de la CAMR-79, au Programme d'études 4D/1 du CCIR et à la Décision 54 du CCIR. Il décrit ce qu'on entend par le terme "appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM)"; il mentionne ensuite brièvement les applications ISM actuelles et envisagées et les fréquences utilisées, de même que les caractéristiques de propagation ISM et les effets du brouillage sur le système radioélectrique. Les limites fixées par le CISPR pour les rayonnements ISM, destinées à remplacer la Publication 11 du CISPR, datée de 1975, sont indiquées et leurs méthodes de calcul sont également expliquées.

## 2. Applications ISM

Par le terme "applications ISM", on entend des équipements ou appareils conçus pour produire et utiliser localement des fréquences radioélectriques à des fins industrielles, scientifiques, médicales, domestiques ou similaires, excepté les applications dans le domaine des télécommunications. En vue de réduire les brouillages radioélectriques causés par cette classe d'appareils, le CISPR a estimé qu'il était commode et utile de diviser l'équipement ISM en deux catégories principales, à savoir:

Equipements ISM du Groupe 1: le Groupe 1 contient tous les équipements ISM dans lesquels l'énergie radioélectrique est produite intentionnellement et/ou utilisée en énergie radioélectrique avec couplage conductif qui est nécessaire au fonctionnement interne des équipements proprement dits.

Equipements ISM du Groupe 2: le Groupe 2 contient tous les équipements ISM dans lesquels l'énergie radioélectrique est produite intentionnellement et/ou utilisée sous la forme de rayonnement électromagnétique pour le traitement de matériaux, ainsi que les équipements à étincelle.

Chaque groupe est sous-divisé en deux classes:

Les équipements de classe B sont des équipements qui peuvent être utilisés dans des locaux domestiques et dans des locaux directement reliés à un réseau d'alimentation en énergie électrique à faible tension qui dessert des bâtiments à usage domestique.

---

* Le Directeur du CCIR est prié de porter ce Rapport à l'attention de l'OACI, l'OMI, INMARSAT, l'AISM, COSPAS/SARSAT.

Les équipements de classe A sont des équipements qui peuvent être utilisés dans tous les locaux autres que domestiques et autres que ceux qui sont directement reliés à un réseau d'alimentation en énergie électrique à faible tension desservant des bâtiments à usage domestique.

Note 1 - L'exploitation d'équipements qui ne respectent pas les limites de la Classe A sans pour autant occasionner de dégradation inacceptable aux services de radiocommunication peut être autorisée, au cas par cas par l'autorité nationale compétente.

Note 2 - Bien que les limites de la classe A aient été déterminées pour les locaux industriels et commerciaux, les administrations peuvent autoriser, sur la base de toute mesure supplémentaire qui pourraient être nécessaire, l'installation et l'utilisation d'équipements de classe A dans des locaux domestiques ou dans des locaux directement reliés à un réseau d'alimentation en énergie électrique domestique.

Cette subdivision en groupes et classes était préconisée par un certain nombre d'administrations. Toutefois, d'autres administrations étaient d'avis de diviser l'équipement ISM en trois catégories seulement, correspondant aux applications ménagères, commerciales et industrielles.

Aux fins du présent Rapport, l'équipement informatique (ITE) n'est pas considéré comme un équipement ISM (l'équipement ITE est traité par le CISPR dans sa Publication 22).

De l'avis de certaines administrations, les dispositifs du groupe 1 ne sont pas considérés traditionnellement comme des équipements ISM. Dans ces conditions, leur traitement pour la limitation et la réduction du brouillage sera probablement très différent de celui qui est nécessaire pour les dispositifs du groupe 2. C'est de l'équipement du groupe 2, où, à des fins médicales et industrielles, que l'énergie des fréquences radioélectriques est utilisée pour produire de la chaleur en vue du traitement et de la transformation des matériaux (y compris les tissus humains) et fabriquer des produits que le présent Rapport traite essentiellement.

La chaleur peut être produite dans le matériau, à sa surface ou dans son voisinage immédiat, selon les besoins du traitement. On peut la contrôler aisément quant à son niveau, sa distribution et sa durée d'application. Parmi les avantages généraux des processus électrothermiques, figurent notamment le rendement élevé, le contrôle de la qualité, l'amélioration de l'environnement et une grande souplesse.

De nombreux pays réduisent rapidement leur dépendance vis-à-vis des combustibles fossiles, ce qui est apparu comme un nouveau stimulant pour l'adoption de procédés électrothermiques conduisant à une productivité industrielle plus élevée et à la fabrication de produits plus compétitifs. Un facteur très important est l'amélioration de la qualité des produits que l'on obtient en utilisant des procédés électrothermiques, ce qui permet de réduire le gaspillage et, par conséquent, les coûts de revient.

## 2.1 Applications courantes

Les fréquences actuellement employées pour les applications industrielles, scientifiques et médicales et autres que celles des télécommunications couvrent un très large spectre et comprennent également des fréquences autres que celles désignées par le Règlement des radiocommunications. Plusieurs appareils ISM utilisent des fréquences ayant une tolérance et une stabilité indéfinies et certains d'entre eux utilisent des fréquences attribuées à des services de sécurité et à des services de radionavigation. le Tableau I résume les renseignements disponibles sur les fréquences utilisées;

Le Tableau I indique les fréquences assignées aux appareils ISM dans le Règlement des radiocommunications.

TABLEAU I - Appareils ISM actuellement utilisés

| FREQUENCE | EQUIPEMENT TYPE | PRINCIPALES APPLICATIONS |
|---|---|---|
| Au-dessous de 75 Hz | installations 60 kW - 20 MW: machines rotatives et convertisseurs à semi-conducteurs (essentiellement à 50 Hz ou 60 Hz) | Chauffage et fusion de métaux par induction |
| 75-1 000 Hz variation de la fréquence nominale ± 10% | installations 100 kW - 10 MW: certains alternateurs, essentiellement des sources d'énergie à semi-conducteurs comprenant des redresseurs et convertisseurs à semi-conducteurs | Chauffage et fusion de métaux par induction |
| 1 - 9 kHz variation de la fréquence nominale ± 10% | installations 40 kW - 10 MW: certains alternateurs, essentiellement des sources d'énergie à semi-conducteurs comprenant des redresseurs et convertisseurs à semi-conducteurs | Chauffage et fusion de métaux par induction |
| 9 - 50 kHz variation de la fréquence nominale ± 10% | installations 100 W - 5 kW: sources d'énergie à semi-conducteurs comprenant des redresseurs et convertisseurs à semi-conducteurs; installations 10 kW - 300 kW: sources d'énergie à semi-conducteurs | Soudure et décapage par ultrasons |
| 50 - 1 000 kHz variation de la fréquence nominale ± 5% | installations 50 kW - 1 MW avec générateurs à tubes ou à semi-conducteurs; installations 100 kW - 1 MW: sources d'énergie à semi-conducteurs comprenant des redresseurs et convertisseurs à semi-conducteurs, des générateurs médicaux et diélectriques de faible puissance | chauffage et fusion de métaux par induction générale; applications médicales<br>diathermie chirurgicale, collage |
| 1 - 5 MHz variation de la fréquence nominale ± 5% | installations 1 kW - 1 500 kW: générateurs à induction à tubes, générateurs médicaux et diélectriques de faible puissance | emballage, production de matériaux à semi-conducteurs; diathermie chirurgicale; collage |
| 5 - 20 MHz Variation de la fréquence nominale ± 2,5% | Installations 1 kW - 250 kW: générateurs diélectriques à tubes | Collage et séchage du bois; applications médicales, diathermie médicale |

TABLEAU I (suite)

| FREQUENCE | EQUIPEMENT TYPE | PRINCIPALES APPLICATIONS |
|---|---|---|
| 20 - 80 MHz<br>Variation de la fréquence nominale ± 1% | Installations 1 kW - 100 kW: générateurs diélectriques à tubes | Soudage de feuilles plastiques, traitement des produits alimentaires; fabrication de matériaux; séchage et préchauffage de matériaux; diathermie médicale; impulsomètre à ondes courtes de faible puissance |
| 100 - 500 MHz<br>Variation de la fréquence nominale ± 1% | 100 kW - 5 kW<br>générateurs à tubes | Applications médicales |
| 500 - 3 000 MHz | Installations 1 kW - 100 kW: générateurs à hyperfréquences, (fonctionnant généralement à 2 450 MHz), équipement à plasma excité par radio-fréquences; fours à hyperfréquences | Traitement des produits alimentaires; fabrication de matériaux; analyse chimique, applications médicales |

Les fréquences employées par l'industrie ISM couvrent un large spectre de fréquences, y compris des fréquences autres que celles désignées pour les applications ISM dans le Règlement des radiocommunications.

50 Hz à 9 kHz

La fréquence 50 ou 60 Hz est largement employée pour le chauffage par induction, comme le sont également les fréquences comprises entre 50 Hz et 9 kHz. Au-dessus de cette gamme de fréquences, divers équipements fonctionnent à des niveaux de puissance allant de 10 kW à 10 MW. Des centaines de milliers d'installations fonctionnent dans le monde entier. Aucun cas de brouillage n'a été signalé malgré les niveaux relativement élevés de rayonnement émis par les systèmes de redressement et les niveaux de tension terminale des harmoniques.

9 kHz à 150 kHz

Jusqu'au début des années 70, les seuls appareils ISM fonctionnant dans cette bande de fréquences étaient des appareils de décapage et de soudage à ultrasons qui utilisaient surtout une bande de fréquences comprise entre 15 et 30 kHz. Il existe aujourd'hui des dizaines de milliers d'installations ISM fonctionnant entre 9 et 150 kHz. Peu de cas de brouillage ont été signalés.

150 kHz à 1 000 kHz

Aucune bande de fréquences n'a été assignée aux appareils ISM dans cette gamme. En conséquence, l'ensemble du spectre a été utilisé au cours des 40 dernières années et il existe aujourd'hui des centaines de milliers d'appareils en service (certains d'entre eux fonctionnant au voisinage de la fréquence de détresse 500 kHz).

Certains appareils fonctionnent à des niveaux de puissance de 1 kW à 500 kW et peuvent rayonner à des niveaux très supérieurs à ceux qui sont recommandés par le CISPR.

1 MHz à 100 MHz

L'industrie a essayé de se concentrer, partout où cela était possible, sur la fréquence 27,12 MHz en raison de la plus grande tolérance de fréquence (par rapport à d'autres bandes assignées aux appareils ISM) mais, souvent, cette fréquence n'est pas pratique pour des raisons physiques et des fréquences inférieures ou supérieures doivent être employées.

Deux fréquences additionnelles dans cette gamme sont largement utilisées pour les applications ISM. La fréquence 13,56 MHz est utilisée pour le gravage au plasma de tranches de silicium, le collage du bois et la diathermie médicale, tandis que la fréquence 40,68 MHz est utilisée pour le chauffage diélectrique.

100 - 1 000 MHz

Les deux fréquences assignées aux appareils ISM dans cette bande de fréquences sont largement employées. D'autres fréquences sont également utilisées d'une manière limitée.

La bande 902 MHz à 928 MHz est désignée pour la Région 2 seulement.

Au-dessus de 1 000 MHz

Les bandes de rayonnement 2 450 MHz et 5 800 MHz sont utilisées pour les appareils ISM. Les bandes les plus utilisées sont celles de 2 450 MHz et 2 375 MHz (URSS seulement) où des millions de fours à hyperfréquences domestiques sont en service.

2.2 Applications futures

La priorité accordée dans le monde entier aux économies d'énergie et à la propreté des environnements industriels conduit à accroître l'utilisation de l'électricité dans les processus industriels. En passant de l'utilisation directe des combustibles fossiles à l'électrothermie, on a obtenu des économies de 80% en matière d'énergie, un meilleur contrôle de qualité et de meilleures conditions de travail et d'environnement.

On peut distinguer quatre domaines de développement futur directement influencés par les propositions visant à limiter le rayonnement:

I) Développement et utilisation des équipements à plasma de grande puissance pour le chauffage de l'air et le traitement des matériaux.

II) Utilisation d'appareils de chauffage à induction de grande puissance pour le raffinement et le traitement des matériaux destinés à l'industrie des semi-conducteurs. Ces processus sont essentiels pour la fabrication de dispositifs à semi-conducteurs à haute fréquence destinés à l'industrie des télécommunications.

III) Développement futur des sources d'énergie à induction de grande puissance et hautement efficaces et utilisation de plus en plus large de ces sources dans les industries de fabrication. Cette évolution est liée en partie aux nouvelles méthodes de flux transversal à haute efficacité pour le chauffage des matériaux plats.

IV) Transport efficace de l'énergie d'un point à un autre à l'aide d'un faisceau d'hyperfréquences collimaté.

V) Séchage diélectrique à grande puissance.

2.2.1 Chalumeaux à plasma à 13,56 MHz et 27,12 MHz

Les chalumeaux à plasma qui produisent un volume important de gaz très chauds peuvent être utilisés, d'une manière conventionnelle, pour le chauffage et pour stimuler des réactions chimiques, ou des gaz à l'état de plasma peuvent servir à conduire l'électricité comme une électrode souple. Citons, parmi les applications particulières:

a) l'utilisation par l'industrie aérospatiale pour simuler les conditions de l'entrée dans l'atmosphère des missiles balistiques et d'autres engins spatiaux. En France, on utilise à cette fin un ensemble de chalumeaux ayant une puissance combinée de 20 MW;

b) l'utilisation pour le chauffage ou surchauffage des gaz réducteurs dans les hauts-fourneaux afin d'obtenir une économie de plus de 80% dans la consommation du coke de fonderie;

c) la récupération de métaux à partir de minerais ou de poussières et la production de ferro-alliages; on prévoit des puissances d'entrée allant jusqu'à 6 MW;

d) la combinaison du chauffage par induction et des chalumeaux à plasma pour améliorer le rendement de certains procédés; on envisage des puissances d'entrée de 1 MW.

2.2.2 Chauffage par induction dans l'industrie des semi-conducteurs et dans l'informatique

L'affinage des semi-conducteurs pour obtenir une très grande pureté dépend largement de l'utilisation de générateurs à induction. Des générateurs à induction de grande puissance sont aujourd'hui utilisés au niveau de la recherche et ils le seront dans l'avenir pour les applications industrielles. On effectue actuellement, sur d'autres aspects des matériaux semi-conducteurs, des travaux à caractère secret qui auront une grande incidence sur l'informatique. L'utilisation de générateurs à induction est essentielle pour ces travaux.

2.2.3 Appareils à induction de grande puissance

Au cours des 15 dernières années, des générateurs à induction à semi-conducteurs à haut rendement ont été utilisés pour la fusion des métaux, notamment la fusion sous vide pour l'industrie aérospatiale, le chauffage, le forgeage, le laminage de l'acier, le traitement thermique de composants techniques pour les machines-outils et l'industrie de l'automobile. Pendant cette période, la puissance de ces générateurs est passée de quelques dizaines de kilowatts à des dizaines de mégawatts. Les techniques d'application, telles le flux transversal, qui permettent d'améliorer encore l'efficacité de ces équipements conduiront à l'emploi accru de générateurs plus puissants. Une installation pilote de 10 MW est déjà en service à la British Steel Corporation et une autre de 37 MW est exploitée en Suède. Leur succès indubitable, tant au niveau économique qu'au niveau de l'environnement incite tous les pays industrialisés à les utiliser plus largement.

2.2.4 Transport efficace de l'énergie d'un point à un autre à l'aide d'un faisceau d'hyperfréquences hautement collimaté

Le transport de l'énergie en espace libre à l'aide d'un faisceau d'hyperfréquences est une des applications futures possibles des ondes radioélectriques ne relevant pas du secteur des télécommunications qui a fait l'objet d'une étude approfondie. Il s'agit de transporter l'énergie d'un point à un autre dans de bonnes conditions au moyen d'un faisceau d'hyperfréquences hautement collimaté. Quand on parle de transport "en espace libre" on veut dire que l'on n'utilise aucun dispositif matériel, par exemple des guides d'ondes, entre les points d'émission et de réception du système sans exclure pour autant la présence de gaz, de liquides ou de matières solidifiées qui existent naturellement dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace.

Le transport de l'énergie par hyperfréquences présente des avantages extrêmement importants à savoir:

1) le transport de l'énergie entre la source et le point de consommation est immatériel (pas de conducteurs ou de supports de transmission),

2) L'énergie peut être transportée à la vitesse de la lumière,

3) On peut modifier rapidement la direction du transfert d'énergie en réorientant l'antenne d'émission,

4) Il n'y a pas de perte pendant le transfert de l'énergie dans le vide de l'espace.

2.2.4.1 Energie provenant d'une station d'énergie solaire à satellite

Une station d'énergie solaire à satellite conçue par Corson [1981] a un niveau de puissance émise de 6 500 MW à 2 450 MHz. Le rendement global prévu de ce système de transmission d'énergie par hyperfréquences, y compris les rendements de conversion de la station à satellite et de la station terrienne, est de 68%. Le reste est transformé en chaleur ou rayonné dans l'espace sous forme d'ondes radioélectriques.

La puissance surfacique de crête au centre de la surface de captage est de 20 $mW/cm^2$. Une bande de garde s'étendant sur un rayon de 10 km englobera les puissances surfaciques supérieures à 50 $\mu W/cm^2$. En dehors de la zone de captage et de la bande de garde, la puissance surfacique sera ramenée à environ -13 dB ($W/m^2$).

2.2.4.2 Véhicules utilisant les hyperfréquences comme source d'énergie

Des expériences ont été entreprises avec des véhicules utilisant des hyperfréquences comme source d'énergie (hélicoptères et avions). Les puissances étaient de l'ordre de 600 kW à 2 450 MHz [Brown, 1974].

2.2.5 Séchage diélectrique à haute puissance

Le séchage diélectrique n'est pas une application fondamentalement nouvelle mais cette technique a été utilisée pour le séchage final des fours car le chauffage diélectrique permet de concentrer l'énergie dans les zones les plus humides.

Si l'on se tourne vers l'avenir, avec l'augmentation des coûts de l'énergie, les possibilités d'amélioration du rendement thermique grâce au chauffage diélectrique conduiront à utiliser de plus en plus ce procédé de préférence aux autres pour toute l'opération de séchage. Les besoins énergétiques pourront se chiffrer en mégawatts pour des rendements proches de 65%. La réduction de la pollution grâce à l'absence de produits de combustion, l'encombrement moindre et les possibilités d'automatisation favoriseront le développement de cette technique.

3. Rayonnement émis par les appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM)

Pour évaluer les brouillages que peuvent causer les appareils ISM en service, il faut que les résultats des mesures de rayonnement faites dans les usines soient analysés et diffusés. On trouvera aux § 3.1 et 3.2 des données concernant l'affaiblissement et le champ.

3.1 Appareils de chauffage industriels à induction fonctionnant dans la gamme de fréquences 0,15-1 MHz

Dix-neuf usines du Royaume-Uni utilisant ces appareils ont fait l'objet d'une étude approfondie. Dans chaque usine, des mesures du champ radioélectrique ont été faites sur une distance de 10 à 100 mètres le long de quatre lignes radiales formant des angles de 90° au-dessus de l'équipement. Les fréquences mesurées étaient la fréquence fondamentale et jusqu'à trois de ses harmoniques.

Les résultats des mesures ont été étudiés et ont montré:

I) l'affaiblissement des fréquences harmoniques par rapport à la fréquence fondamentale;

II) l'affaiblissement du champ radioélectrique (F) en fonction de la distance, d'où l'indice d'affaiblissement "n" de la loi

$F(d^{-n})$ où "d" est la distance par rapport à l'équipement.

Les résultats sont donnés dans le Tableau XIII de l'Annexe II.

3.2 Appareils fonctionnant dans la bande des 27 MHz

Trois usines du Royaume-Uni, utilisant au total vingt appareils, ont fait l'objet d'une étude détaillée.

Les résultats des mesures ont été étudiés et ont montré:

I) l'affaiblissement des harmoniques par rapport à la fréquence fondamentale;

II) l'indice d'affaiblissement "n".

Les résultats présentés dans les § 3.1 et 3.2 reflètent l'affaiblissement effectif en situation réelle (affaiblissement dû aux bâtiments, réflexions, réfractions, effet de champ proche, etc.). Il serait utile de faire d'autres mesures pour étoffer les données et améliorer la fiabilité des résultats.

4. Propagation de courte portée

Les limites de rayonnement pour les appareils ISM sont en général définies pour des distances fixes à partir d'un appareil, 10 mètres, 30 mètres, 100 mètres étant les distances les plus courantes. Pour des fréquences supérieures à 5 MHz, toutes ces distances peuvent être considérées comme appartenant au champ lointain et, si l'on tient compte uniquement du rayon direct, on pourra utiliser une loi inverse (1/d) pour déduire le champ d'une mesure faite à l'une quelconque des distances susmentionnées.

On peut calculer, à partir de données théoriques, le champ proche d'une source déterminée; toutefois, tout objet situé dans le champ modifiera ce résultat. Par ailleurs, dans la plupart des situations concrètes, la mesure du champ est la résultante du rayon direct et du/des rayons indirects; une loi 1/d simple peut parfois ne pas s'appliquer.

En 1984, le Sous-Comité du CISPR sur les appareils ISM a décidé d'examiner si l'on pouvait se mettre d'accord sur une loi de propagation du type:

intensité de champ en $d^{-n}$

Les membres du Sous-Comité ont reçu un questionnaire leur demandant de consulter leurs experts nationaux, puis d'indiquer la valeur de "n" qu'ils utiliseraient s'il était nécessaire d'envisager des trajets de propagation de 10 à 300 mètres sur diverses fréquences.

Quinze administrations ont renvoyé le questionnaire; l'analyse de leurs réponses est reproduite au Tableau II.

TABLEAU II

Ecart moyen et écart type de l'exposant "n" pour la propagation à courte distance, d'après les réponses au questionnaire

| FREQUENCE | | DISTANCE DE LA SOURCE 10 mètres | 30 mètres | 100 mètres | 300 mètres |
|---|---|---|---|---|---|
| 150/285 kHz | x | 2,72 | 2,33 | 2,34 | 2,03 |
| | $\sigma$ | 0,45 | 0,76 | 0,81 | 0,8 |
| 285/490 kHz | x | 2,8 | 2,47 | 2,2 | 1,58 |
| | $\sigma$ | 0,45 | 0,82 | 0,84 | 0,8 |
| 490/1605 kHz | x | 2,67 | 2,2 | 1,67 | 1,31 |
| | $\sigma$ | 0,52 | 0,77 | 0,71 | 0,44 |
| 1,605/30 MHz | x | 2 | 1,7 | 1,32 | 1,32 |
| | $\sigma$ | 0,82 | 0,7 | 0,47 | 0,47 |
| 30/68 MHz | x | 1,31 | 1,4 | 1,4 | 1,35 |
| | $\sigma$ | 0,46 | 0,49 | 0,52 | 0,47 |
| 68/108 MHz | x | 1,22 | 1,3 | 1,36 | 1,3 |
| | $\sigma$ | 0,44 | 0,48 | 0,5 | 0,48 |
| 108/156 MHz | x | 1,22 | 1,26 | 1,33 | 1,35 |
| | $\sigma$ | 0,44 | 0,51 | 0,54 | 0,51 |
| 156/174 MHz | x | 1,25 | 1,29 | 1,41 | 1,44 |
| | $\sigma$ | 0,46 | 0,54 | 0,58 | 0,62 |
| 174/216 MHz | x | 1,28 | 1,38 | 1,48 | 1,44 |
| | $\sigma$ | 0,44 | 0,53 | 0,57 | 0,62 |
| 216/400 MHz | x | 1,17 | | | |
| | $\sigma$ | 0,41 | | | |
| 400/470 MHz | x | 1,17 | 1,22 | 1,25 | 1,36 |
| | $\sigma$ | 0,41 | 0,53 | 0,61 | 0,63 |
| 470/585 MHz | x | 1,24 | 1,38 | 1,36 | 1,25 |
| | $\sigma$ | 0,42 | 0,54 | 0,63 | 0,61 |
| 585/614 MHz | x | 1,29 | 1,33 | 1,36 | |
| | $\sigma$ | 0,49 | 0,57 | 0,63 | |
| 614/854 MHz | x | 1,27 | 1,4 | 1,36 | 1,25 |
| | $\sigma$ | 0,46 | 0,56 | 0,63 | 0,61 |
| 854/960 MHz | x | 1,17 | 1,22 | 1,25 | |
| | $\sigma$ | 0,41 | 0,53 | 0,61 | |

x = valeur moyenne

$\sigma$ = écart type

Note - Il est nécessaire de procéder à des mesures complémentaires pour confirmer ces résultats.

5. Rayonnement possible des futurs équipements ISM

Des mécanismes physiques sensiblement nouveaux ne sont pas prévus pour les rayonnements sur les radiofréquences émis par les futures applications ISM. Toutefois, on aura besoin pour certaines de ces applications, d'une puissance plus élevée sur les fréquences fondamentales. Les effets involontaires les plus sensibles de la transmission en espace libre par faisceaux d'hyperfréquences restent, semble-t-il, ceux:

1. du rayonnement non essentiel hors bande

2. du rayonnement de fuite, c'est-à-dire le pourcentage de l'énergie totale qui est gaspillé sous forme de rayonnement parasite en dehors de la zone de captage de l'énergie.

6. Effets sur l'équipement récepteur

Les effets des signaux brouilleurs sont fonction de la sensibilité de l'équipement récepteur et de la relation entre les niveaux de puissance, les types, les modulations et les largeurs de bande des signaux utile et brouilleur à la réception.

On peut envisager les mécanismes de brouillage suivants:

a) la fréquence d'exploitation ISM coïncide avec la bande passante légitime du récepteur,

b) la fréquence d'exploitation ISM coïncide avec une ou plusieurs réponses parasites du récepteur,

c) la fréquence d'exploitation ISM ou une fréquence parasite ISM est assez puissante pour provoquer dans un dispositif actif du récepteur un fonctionnement non linéaire. Ce phénomène peut intéresser n'importe quelle partie du récepteur (entrée, FI, amplificateur de fréquences acoustiques, etc.),

d) une ou plusieurs fréquences parasites ISM coïncident avec la bande passante légitime du récepteur,

e) une ou plusieurs fréquences parasites ISM coïncident avec une ou plusieurs réponses parasites du récepteur.

En cas de brouillage impulsif, les effets dépendront pour beaucoup de la réponse temps du récepteur, laquelle est déterminée par la largeur de bande et le cas échéant, les caractéristiques du circuit détecteur et du circuit de commande automatique du gain. Les récepteurs pourvus de filtres à bande étroite à bord raide ont une réponse transitoire qui persiste longtemps en cas de brouillage impulsif et ils sont donc vulnérables à ce genre de perturbation.

On peut atténuer en partie le brouillage en améliorant l'immunité du récepteur, c'est-à-dire en le rendant moins sensible. Pour ce faire, on utilise parfois un filtre sélectif et/ou une antenne directive à l'entrée du récepteur, ou des techniques appropriées d'annulation de brouillage, des filtres de suppression d'interférence aux fréquences radioélectriques ou un blindage.

En cas d'utilisation d'une antenne de réception directive, on distingue les cas suivants:

a) la source du rayonnement brouilleur est située dans la direction du lobe principal de l'antenne de réception;

b) la source est située dans une direction extérieure au lobe principal de l'antenne de réception.

Dans le deuxième cas, le système brouilleur est affaibli en outre par la directivité de l'antenne de réception. On pourrait faire une distinction analogue pour les effets de polarisation.

Note - La suppression des brouillages devrait d'abord être assurée par le filtrage, le blindage ou, si cela est possible, le redéploiement des équipements ISM brouilleurs.

7. Niveaux de rayonnement à l'intérieur des bandes désignées pour une utilisation ISM

Certaines mesures des niveaux de rayonnement produits par les équipements ISM dans les bandes qui leur sont attribuées ont été effectuées dans différents pays en différents endroits. Le Tableau III donne un aperçu des résultats. Il conviendrait de procéder à des mesures supplémentaires à une distance de 30 m par rapport au mur extérieur des bâtiments abritant les équipements ISM.

TABLEAU III

Niveaux de champ produits par les équipements ISM dans les bandes qui leur sont attribuées

| Fréquence centrale (MHz) | Gamme de fréquences (MHz) | Numéro du renvoi pertinent au Tableau d'attribution des bandes de fréquences du Règlement des radiocommunications de l'UIT | Gamme de valeurs de champ mesurées (dB(μV/m)) (1) |
|---|---|---|---|
| 6,780 | 6,765-6,795 | 524 | 80-100 |
| 13,560 | 13,553-13,567 | 534 | 80-150 |
| 27,120 | 29,957-27,283 | 546 | 70-150 |
| 40,680 | 40,66-40,70 | 548 | 60-120 |
| 433,920 | 433,05-434,79 | 661(2)662 (Région 1) | 60-120 |
| 915,000 | 902-928 (2) | 707 (Région 2 seulement) | 60-130 |
| 2450 | 2400-2500 | 752 | 30-130 |
| 5800 | 5725-5825 | 806 | Pas d'information |
| 24125 | 24000-24250 | 881 | Pas d'information |
| 61250 | 61000-61500 | 911 | Pas d'information |
| 122500 | 122000-123000 | 916 | Pas d'information |
| 245000 | 244000-245000 | 922 | Pas d'information |

Note 1 - Champ existant à une distance de 30 m à partir des limites des locaux dans lesquels est situé l'appareil ISM. En conséquence, la distance réelle entre les équipements ISM et le point de mesure n'est pas connue. Le CCIR a conclu que l'on devrait procéder aux mesures en se référant au mur extérieur du bâtiment abritant les équipements ISM.

Note 2 - 896 MHz au Royaume-Uni.

8. Fréquences attribuées pour les appareils ISM

8.1 Par l'UIT

Sauf indication contraire, ces fréquences sont utilisables dans toutes les Régions de l'UIT.

TABLEAU IV

Fréquences attribuées pour l'utilisation ISM

| Bande de fréquences (MHz) | Renvoi de bas de page approprié dans le Tableau d'attribution des fréquences du Règlement des radiocommunications de l'UIT |
|---|---|
| 6,765 - 6,795 | 524* |
| 13,553 - 13,567 | 534 |
| 26,957 - 27,283 | 546 |
| 40,660 - 40,700 | 548 |
| 433,050 - 434,790 | REGION 1 SEULEMENT 661* ET 662 |
| 902,000 - 928,000 | REGION 2 SEULEMENT 707 |
| 2,400 - 2,500 | 752 |
| 5,725 - 5,875 | 806 |
| **Bande de fréquences (GHz)** | |
| 24,00 - 24,25 | 881 |
| 61,00 - 61,50 | 911* |
| 122,00 - 123,00 | 916* |
| 244,00 - 246,00 | 922* |

* L'utilisation de ces bandes de fréquences est soumise à une autorisation spéciale des administrations concernées agissant de concert avec d'autres administrations dont les services de radiocommunication pourraient être affectés.

8.2 Par certains pays

Fréquences autorisées (MHz).

Les pays non désignés nommément sont supposés utiliser uniquement les fréquences attribuées par l'UIT.

Australie: Fréquences attribuées par l'UIT 918 - 926 MHz

Pays-Bas : Fréquences attribuées par l'UIT, rayonnement illimité
3 370 - 3 410 MHz

Pologne : 13,56, 27,12, 40,68

URSS :

| | |
|---|---|
| 0,008 ± 7,5% (Ind. 1); | 0,018 ± 7,5% (Ind. 1) |
| 0,022 ± 7,5% (Ind. 1, S1 M1); | 0,044 ± 10% (Ind.1 S1 M1) |
| 0,066 + 12% (Ind.1 S1 M1); - 10% | |
| 0,880 ± 1,0% (Ind.2 S2 M2); | 1760 ± 2,5% (Ind.2 S2 M2) |
| 2,640 ± 1,0% (M2); | 5,280 ± 2,5% (Ind.2 S2 M2) |
| 13,560 ± 1,0% (Ind.2); ±0,05% (S1 M1); | 27,120 ± 1,0% (Ind.2) ±0.06% (S1 M1) |
| 40,68 ± 1,0% (Ind.2); ± 2,0% (S2 M1) | 81,36 ± 1.0% |
| 152,50 ± 1,0% (Ind.2 S2 M2); | 460,00 ± 1,0% (S1 M1) |
| 915,00 ± 2% (S1 M1); | 2375 ± 2,0% (Ind.1 S1 M1 H1) |
| 2450 ± 2% (Ind.1 S1 M1 H1); | 22125 ± 0,5% (S1) |
| 24125 ± 0,5% (Ind.1 M1); | 42300 ± 2,5% (Ind.1 S1 M1) |
| 46200 ± 2,5% (Ind.1 S1 M1); | 48400 ± 2,5% (Ind.1 S1 M1) |

Note: H Appareils ménagers

Ind Appareils industriels

M Appareils médicaux

S Appareils scientifiques

1 L'utilisation de cette fréquence est autorisée sans limitation du niveau des radiofréquences à condition que les services de radiocommunication fonctionnant dans cette bande ne soient pas perturbés.

2 L'utilisation de cette fréquence est autorisée à condition que le niveau de brouillage radioélectrique ne dépasse pas la limite fixée.

RU :

| | | | |
|---|---|---|---|
| 13,533 - 13,553 MHz | 110 dB µV/m | 100 m | |
| 13,553 - 13,567 MHz | illimité | | |
| 13,567 - 13,587 MHz | 110 dB µV/m | 100 m | Mesures effectuées dans tous les cas à partir du périmètre des locaux de l'utilisateur. |
| 26,957 - 27,283 MHz | illimité | | |
| 83,996 - 84,004 MHz | 130 dB µV/m | 30 m | |
| 167,992 - 168,008 MHz | 130 dB µV/m | 30 m | |
| 886,0 - 906,0 MHz | 120 dB µV/m | 30 m. | |

Actuellement, au-dessus de 1 000 MHz, il n'y a pas au Royaume-Uni de législation concernant l'équipement ISM.

## 9. Limites du rayonnement

### 9.1 Application de limites

La définition de limites satisfaisantes pour l'équipement ISM est, dans une très large mesure, compliquée par les différences des objectifs et politiques au niveau national. Certaines administrations appliquent des limites strictes afin d'empêcher le brouillage, tandis que d'autres fixent des limites moins rigoureuses jugées plus raisonnables pour les industriels tout en assurant le degré de protection requis par l'administration. Certaines administrations obligent les industriels à respecter les limites tandis que d'autres n'appliquent les normes qu'en cas de brouillage effectif. Certaines administrations acceptent un niveau de responsabilité pour le brouillage causé par l'équipement répondant aux normes internationales et fixent par conséquent des limites plus rigoureuses. Celles qui n'acceptent pas cette responsabilité

jugent plus utile d'assouplir les limites. Certaines politiques nationales sont dictées par des considérations géographiques et démographiques. Beaucoup de différences dans l'application des limites sont très difficiles à concilier. C'est pourquoi il a été proposé de parvenir à un accord international sur les limites ISM. On trouvera ci-après un Tableau des limites proposées par le CISPR en 1988 (L'Annexe IIIdécrit la façon dont ces limites ont été calculées). Il a été décidé d'adopter les limites indiquées ci-après, bien que certaines administrations qui appliquent les limites définies par le CISPR en 1975 aient indiqué qu'elles continuent de préférer ces dernières.

## 9.2 Limites de rayonnement

Ces limites de rayonnement sont les mêmes que celles qui ont été proposées par le CISPR en avril 1989. A propos des Tableaux V, VI, VII, VIII, il convient de noter que:

- Le CISPR a adopté une démarche statistique pour calculer la probabilité de brouillage lors de l'établissement de ces limites. Ainsi, même lorsque le matériel respecte ces limites, il peut néanmoins causer un brouillage radioélectrique dans certaines circonstances. En pareil cas, des mesures additionnelles peuvent être nécessaires.

- Certaines administrations ont exprimé la crainte que les mesures faites dans le sens horizontal ne rendent pas compte des émissions qui pourraient se propager dans le sens vertical et causer un brouillage aux systèmes d'aviation. Toutefois, le CISPR a conclu, après analyse du problème, qu'il n'y aurait pas de différence sensible entre les rayonnements dans le sens horizontal et dans le sens vertical (CISPR/B/WG1(Secrétariat)44). En revanche, les mesures effectuées par l'Université de l'Ohio pour la Federal Aviation Administration des Etats-Unis indiquent que le rayonnement produit par les équipements ISM dans le sens vertical peut dépasser celui qui est produit dans le sens horizontal d'une valeur comprise entre 20 et 40 dB environ.

- Le Tableau VIII donne des limites spéciales pour la protection de services de sécurité spécifiques dans des secteurs particuliers. En ce qui concerne la protection d'autres services de sécurité et la protection de certaines bandes de fréquences qui pourraient nécessiter une protection additionnelle (dans la mesure où elles sont attribuées aux services de sécurité publique, de recherche et de sauvetage, et d'urgence), il est nécessaire de procéder à des études supplémentaires. Des informations sur la question sont fournies dans l'Annexe I.

TABLEAU V

Limites des rayonnements pour les équipements de classe B mesurées sur un point d'essai

| Gamme de fréquences (MHz) | Mesure faite sur un point d'essai | |
|---|---|---|
| | Classe B Groupe 1 dB(μV/m) Distance de mesure 10 m | Classe B Groupe 2 dB(μV/m) Distance de mesure 10 m |
| 0,15 - 30 | à l'étude | à l'étude |
| 30 - 80,872 | 30 | 30 |
| 80,872 - 81,848 | 30 | 50 |
| 81,848 - 134,786 | 30 | 30 |
| 134,786 - 136,414 | 30 | 50 |
| 136,414 - 230 | 30 | 30 |
| 230 - 1 000 | 37 | 37 |

Note - Les limites de rayonnement dans les bandes inférieures à 150 kHz et supérieures à 1 GHz restent à déterminer.

TABLEAU VI

Limites des rayonnements pour les équipements du Groupe 1 de la classe A

| Gamme de Fréquences (MHz) | Mesures relatives à des équipements du Groupe 1 et de la classe A sur un point d'essai avec une distance de 30 m (dB(μV/m)) | Mesures à une distance de 30 mètres à partir du mur extérieur du bâtiment abritant l'équipement ISM |
|---|---|---|
| 0,15 - 30 | à l'étude | à l'étude |
| 30 - 230 | 30 | 30 |
| 230 - 1 000 | 37 | 37 |

Note - Les limites de rayonnement dans les bandes inférieures à 150 kHz et supérieures à 1 GHz restent à déterminer.

TABLEAU VII

Limites des rayonnements pour les équipements du Groupe 2 de la classe A

| Gamme de Fréquences (MHz) | Limites relatives aux équipements du Groupe 2 de la classe A (distance de 30 m) | |
|---|---|---|
| | A partir du mur extérieur du bâtiment abritant l'équipement ISM | Sur un point d'essai (dB(μV/m)) |
| 0,15 - 0,49 | 75 | 85 |
| 0,49 - 1,705 | 65 | 75 |
| 1,705 - 2,194 | 70 | 80 |
| 2,194 - 3,95 | 65 | 75 |
| 3,95 - 20 | 50 | 60 |
| 20 - 30 | 40 | 50 |
| 30 - 47 | 48 | 58 |
| 47 - 68 | 30 | 40 |
| 68 - 80,872 | 43 | 53 |
| 80,872 - 81,848 | 58 | 68 |
| 81,848 - 87 | 43 | 53 |
| 87 - 134,786 | 40 | 50 |
| 134,786 - 136,414 | 50 | 60 |
| 136,414 - 156 | 40 | 50 |
| 156 - 174 | 54 | 64 |
| 174 - 188,7 | 30 | 40 |
| 188,7 - 190,979 | 40 | 50 |
| 190,979 - 230 | 30 | 40 |
| 230 - 400 | 40 | 50 |
| 400 - 470 | 43 | 53 |
| 470 - 1000 | 40 | 50 |

Note 1 - La limite inférieure s'applique aux fréquences transitoires.

Note 2 - Les limites pour les fréquences inférieures à 150 kHz et au-dessus de 1 GHz sont encore à déterminer.

TABLEAU VIII

Protection de services spéciaux de sécurité dans des secteurs particuliers

| Gamme de fréquences (MHz) | Limite (dB(μV/m)) | Distance de mesure en dehors du bâtiment en partant du mur extérieur (m) |
|---|---|---|
| 0,2835 à 0,5265 | 65 | 30 |
| 74,6 à 75,4 | 30 | 10 |
| 108 à 137 | 30 | 10 |
| 242,95 à 243,05 | 37 | 10 |
| 328,6 à 335,4 | 37 | 10 |
| 960 à 1215 | 37 | 10 |

10. Informations relatives aux statistiques de plaintes

Compte tenu des différents formats de données relatives aux statistiques en matière d'interférence aux fréquences radioélectriques selon les pays, il est difficile de comparer les données émanant de diverses sources. Il ressort cependant des réponses à un questionnaire sur les interférences aux fréquences radioélectriques provoquées par les appareils ISM, qui avait été envoyé à tous les participants aux travaux de la Commission d'études 1 du CCIR et aux membres du CISPR en 1980/81, que le nombre de plaintes confirmées au sujet des interférences provoquées par les appareils ISM était peu élevé dans tous les pays, non seulement en termes absolus, mais aussi en comparaison du nombre total de plaintes confirmées et du nombre total d'installations ISM (voir le Tableau IX).

Ces chiffres ne permettent cependant pas toujours de distinguer entre les différents services de radiocommunication et ne représentent pas le nombre réel des incidents causés par des interférences. Le nombre de ces derniers est souvent beaucoup plus élevé que le nombre de sources de brouillage signalées. Une partie seulement des personnes gênées par de telles interférences portent plainte, et, lorsqu'elles le font, il est très souvent impossible d'identifier la source du brouillage. Le véritable potentiel de brouillage n'est donc pas connu. D'autres enquêtes seront nécessaires pour obtenir davantage d'informations sur le rapport entre le nombre de plaintes et le potentiel réel de brouillage.

10.1 Services effectivement ou potentiellement touchés (Tableau X)

A l'heure actuelle, les services de radiodiffusion, ainsi que les services mobile terrestre et aéronautique sont les plus touchés. Pour ce qui est du service de radiodiffusion, les bandes les plus critiques sont celles des ondes kilométriques, hectométriques et métriques. A l'avenir, le service de radiodiffusion par satellite dans la bande 12 GHz pourrait être touché par la 5ème harmonique des appareils ISM fonctionnant dans la bande 2-450 MHz.

10.2 Sources principales de brouillage dû à des appareils ISM (Tableau X)

Les principales sources de brouillage sont les harmoniques des fréquences attribuées aux appareils ISM, ainsi que les appareils de ce type fonctionnant en dehors des bandes qui leur sont attribuées.

10.3 Respect des limites actuelles imposées par le CISPR

La République fédérale d'Allemagne, le Japon et la Suède (pour le matériel médical) sont les seuls pays où l'on estime que plus de 90% des appareils ISM sont conformes aux prescriptions du CISPR. Dans la plupart des pays, seul un faible pourcentage des appareils ISM installés sont conformes à ces prescriptions (Tableau X). Cependant, même dans ces pays, le nombre de plaintes ayant trait aux brouillages provoqués par des appareils ISM est peu élevé. Cela signifie qu'il serait sans doute possible d'assouplir les prescriptions imposées en la matière par le CISPR dans certaines bandes de fréquences et dans certains secteurs.

TABLEAU IX

Plaintes motivées par le brouillage d'appareils ISM

| N° | Pays/ organisation | Nombre de plaintes confirmées dues au brouillage d'appareils ISM, par an | Nombre total de plaintes confirmées dues à des sources de brouillage artificielles, par an | Nombre total d'appareils ISM installés | Chiffre de la colonne 2 exprimé en pourcentage de la colonne 3 | Chiffre de la colonne 2 exprimé en pourcentage de la colonne 4 | Année d'enquête sur le brouillage |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | (1) | (2) | (3) | (4) | (5) | (6) | (7) |
| 1 | Danemark | = 40 * | = 2 000 * | 4 000 | 2 | 1 | 1980 |
| 2 | Finlande | 8 | 1 200 | | 0,67 | | 1986 |
| 3 | France | = 100 | 27 824 | | = 0,36 | | 1979 |
| 4 | Rép. féd. d'Allemagne | 76<br>113 | 10 143<br>11 175 | = 270 000<br>= 310 000 | 0,75<br>1,0 | <0,03<br>>0,04 | 1982<br>1983 |
| 5 | Japon | 543 | 31 000 | 11 920 000 y compris les fours à hyperfréquences | 1,75 | <0,005 | 1980 |
| 6 | Pays-Bas | 72<br>51 | 5 012<br>5 018 | - | 1,44<br>1,02 | - | 1983<br>1984 |
| 7 | Suède | 48 | (= 2 000) * | - | 2-3 | - | moyenne 1978-80 |
| 8 | Royaume-Uni | 170 | 22 987 | 123 000 | 0,74 | 0,14 | moyenne sur 6 ans 1978-83 |
| 9 | Etats-Unis | 107 | 75 815 | 275 000 | 0,14 | <0,04 | moyenne 1978-80 |

* données non contenues dans les réponses au questionnaire, mais calculées sur la base des autres données disponibles.

TABLEAU X

Services touchés et sources de brouillage

| N° | Pays | Services touchés | Principales sources de brouillage | Respect des limites de rayonnement du CISPR | Causes de brouillage |
|---|---|---|---|---|---|
| | (1) | (2) | (3) | (4) | (5) |
| 1 | Danemark | Mobile terrestre, stations de radiocommunication côtières, équipement de radionavigation, radiodiffusion (sonore et télévisuelle) | 1) | 10% de tous les appareils ISM | 1) |
| 2 | Finlande | Mobile terrestre TV | Rayonnement harmonique des appareils ISM | | 1) |
| 3 | France | Radiodiffusion et télévision, service mobile aéronautique navigation aéronautique navigation maritime réseaux mobiles terrestres (services de sécurité) | Appareils ISM exploités en dehors des bandes ISM désignées; harmoniques des appareils ISM - séchage de colle à bois - appareils de soudage à l'arc RF (bandes LF - MF) | 10% de tous les appareils ISM | Réglage incorrect de la fréquence fondamentale de l'oscillateur, variations de la fréquence avec les variations de la charge de travail, utilisation incorrecte |
| 4 | République fédérale d'Allemagne | Radiodiffusion, mobile terrestre, mobile aéronautique | Harmoniques des appareils ISM, appareils à étincelage, appareils à ultrasons, soudeurs à l'arc radiofréquence | 90% de tous les appareils ISM respectent ces normes, soit à la distance spécifiée de l'équipement, soit à la distance spécifiée de la zone industrielle | Les limites CISPR ne sont pas respectées |
| 5 | Japon | Radiodiffusion sonore et télévisuelle, radiodiffusion par satellite | Réchauffeur par induction Réchauffeur haute fréquence par pertes diélectriques | 99% (y compris les fours à micro-ondes | Défaut d'immunité des récepteurs de radiodiffusion sonore et télévisuelle, susceptibilité liée aux fréquences; redressement audiofréquence causé par des circuits non linéaires dans les récepteurs et autres appareils récréatifs électroniques. |

TABLEAU X (suite)

| N° | Pays | Services touchés | Principales sources de brouillage | Respect des limites de rayonnement du CISPR | Causes de brouillage |
|---|---|---|---|---|---|
| | (1) | (2) | (3) | (4) | (5) |
| 6 | Pays-Bas | Radiodiffusion mobile aéronautique, mobile terrestre | 1) | 1) | Défaut d'immunité des équipements audio et vidéo brouillés |
| 7 | Suède | Tous les services | Séchage de colle à bois, appareils de soudage des matières plastiques, diathermie, dispositifs de soudage à l'arc radio-fréquence, érosion superficielle des métaux, séchage des matériaux non métalliques | Equipement médical: 100% Autres appareils ISM: très peu respectent les limites | 1) |
| 8 | Royaume-Uni | Services de radiodiffusion dans les bandes LF/MF/VHF et UHF, MOB dans la bande VHF, communications aéronautiques dans la bande VHF, radiodiffusion par satellite, service de radioamateurs, radio-astronomie ILS | Appareils de soudage à l'arc RF (bandes LF et MF), appareils de soudage des matières plastiques (bandes VHF), appareils à étincelles | 30% de tous les appareils ISM | Réglage incorrect de la fréquence fondamentale de l'oscillateur, variation de la fréquence avec variation de la charge de travail, suppression de l'effet d'écran, maintenance ou emploi incorrect |
| 9 | Etats-Unis | TV, AM, FM, BC, CB, amateur, mobile terrestre, mobile aéronautique | 4ème et 5ème harmoniques des appareils ISM à 27 MHz en raison d'une mauvaise maintenance | La majorité des appareils ISM ne respectent pas les limites CISPR | Mauvaise maintenance |
| 10 | Zimbabwe | TV | 2ème harmonique des appareils ISM 27 MHz | 1) | 1) |

1) Pas de renseignements

ANNEXE I

Protection additionnelle nécessaire pour des bandes de fréquences spécifiques

Dans ses études relatives aux spécifications de protection pour des services de sécurité spécifiques, le CCIR a conclu que le Tableau VIII, tel qu'il figure au § 9.2 du présent Rapport, ne couvrait pas tous les services de sécurité spécifiques, par exemple ceux du service mobile maritime. En outre, il a été reconnu qu'un certain nombre d'autres bandes de fréquences pouvaient nécessiter une protection supplémentaire.

Le Tableau XI énumère certaines bandes de fréquences pour les services de sécurité et propose des limites de rayonnement. Toutefois, ce tableau ne comprend pas tous les services de sécurité maritime susceptibles d'être utilisés dans les eaux côtières.

Le Tableau XII spécifie les bandes de fréquences qui pourraient nécessiter une protection supplémentaire dans des secteurs particuliers.

Ces deux tableaux sont destinés à servir de point de départ pour des études ultérieures. En particulier, le CISPR est invité à poursuivre ses travaux sur la question.

TABLEAU XI

Bandes de fréquences pour les services de sécurité et limites proposées

| Gamme de fréquences (MHz) | Limite (dB($\mu$V/m)) | Distance de mesure en dehors du bâtiment à partir du mur extérieur (m) |
|---|---|---|
| 2,170 à 2,194 | 55 | 30 |
| 156 à 162,5 | 30 | 10 |
| 406 à 406,1 | 37 | 10 |
| 1 544 à 1 545 | 37 | 10 |
| 1 645,5 à 1 646,5 | 37 | 10 |
| Dans la Région 1 | | |
| 1,625 à 1,635 | 55 | 30 |
| 1,800 à 1,810 | 55 | 30 |
| 2,160 à 2,170 | 55 | 30 |

TABLEAU XII

Bandes de fréquences qui pourraient nécessiter une protection supplémentaire dans des secteurs particuliers

| Bande de fréquences | Type de service | Fréquence centrale |
|---|---|---|
| 70 - 129 kHz | Radionavigation (navigation Decca, Loran C) | |
| 495 - 505 kHz | Fréquence internationale de détresse en radiotélégraphie | 500 kHz |
| 1 820 - 1 880 kHz | Radionavigation (Loran A) | |
| 2 173,5 - 2 190,5 kHz | Fréquence internationale de détresse et d'appel en radiotéléphonie | 2 182 kHz |
| 3 021,5 - 3 027,5 kHz | Mobile aéronautique (Opérations de recherches et de sauvetage) | 3 023 kHz |
| 4 123,5 - 4 129,5 kHz | Fréquence auxiliaire (pour 2 182 kHz) | 4 125 kHz |
| 4 177 - 4 178 kHz | Fréquences internationales de détresse (systèmes à bande étroite de télégraphie à impression directe) | 4 177,5 kHz |
| 4 207 - 4 208 kHz | Fréquences internationales de détresse (appel numérique sélectif) | 4 207,5 kHz |
| 5 678,5 - 5 684,5 kHz | Comme 3 023 kHz | 5 680 kHz |
| 6 213,5 - 6 219,5 kHz | Fréquence auxiliaire (pour 2 182 kHz) | 6 215 kHz |
| 6 267,5 - 6 268,5 kHz | Comme 4 177,5 kHz | 6 268 kHz |
| 6 311,5 - 6 312,5 kHz | Comme 4 207,5 kHz | 6 312 kHz |
| 8 289,5 - 8 295,5 kHz | Communications de détresse et de sécurité en radiotéléphonie | 8 291 kHz |
| 8 362,5 - 8 368,5 kHz | Recherches et sauvetage (véhicules spatiaux habités) | 8 364 kHz |
| 8 376 - 8 377 kHz | Comme 4 177,5 kHz | 8 376,5 kHz |
| 8 414 - 8 415 kHz | Comme 4 207,5 kHz | 8 414,5 kHz |
| 12 288,5 - 12 294,5 kHz | Comme 8 291 kHz | 12 290 kHz |
| 12 519,5 - 12 520,5 kHz | Comme 4 177,5 kHz | 12 520 kHz |
| 12 576,5 - 12 577,5 kHz | Comme 4 207,5 kHz | 12 577 kHz |
| 16 418,5 - 16 424,5 kHz | Comme 8 291 kHz | 16 420 kHz |
| 16 694,5 - 16 695,5 kHz | Comme 4 177,5 kHz | 16 695 kHz |
| 16 804 - 16 805 kHz | Comme 4 207,5 kHz | 16 804,5 kHz |

TABLEAU XII (suite)

| Bande de fréquences | Type de service | Fréquence centrale |
|---|---|---|
| 74,8 - 75,2 MHz | Radionavigation aéronautique (Radiobornes) | 75 MHz |
| 108 - 118 MHz | Radionavigation aéronautique (système d'atterrissage aux instruments, portée omnidirectionnelle en ondes métriques | |
| 118 - 137* MHz | Mobile aéronautique (Communications air/sol en ondes métriques) | |
| 121,450 - 121,550 MHz | Fréquence d'urgence | 121,5 MHz |
| 156,509 - 156,541 MHz | Communications détresse et sécurité avec appel numérique sélectif | 156,525 MHz |
| 156,7625 - 156,8375 MHz | Communications de détresse, utilisation internationale, et fréquence de sécurité | 156,8 MHz |
| 242,950 - 243,050 MHz | Fréquence d'urgence | 243 MHz |
| 328,600 - 335,400 MHz | Radionavigation aéronautique (Systèmes d'atterrissage aux instruments) | |
| 406 - 406,1 MHz | Radiobalises de localisation des sinistres (Terre vers espace) | |
| 960 - 1 215 MHz | Radionavigation aéronautique (dispositif de mesure de distance, radar de surveillance secondaire) | |
| 1 300 - 1 350 MHz | Radionavigation aéronautique (radar au sol) | |
| 1 544 - 1 545 MHz | Communications de détresse et de sécurité (satellites en vol, espace vers Terre) | |
| 2 700 - 2 900 MHz | Radionavigation aéronautique (radar au sol) | |
| 4 200 - 4 400 MHz | Radionavigation aéronautique (radioaltimètres) | |
| 5 000 - 5 250 MHz | Radionavigation aéronautique (systèmes d'atterrissage aux hyperfréquences) | |
| 9 000 - 9 200 MHz | Radionavigation aéronautiques (radar au sol) | |
| 9 300 - 9 500 MHz | Radionavigation aéronautique (radar météorologique aéroporté, radar au sol, balises radar) | |

* 144 MHz en Région 1.

## ANNEXE II

### Rayonnement des équipements ISM

La présente Annexe contient les résultats obtenus à l'issue de mesures effectuées dans un certain nombre d'usines au Royaume-Uni.

### TABLEAU XIII

**Résumé des résultats concernant les appareils à induction**

| FREQ. (kHz) | Puissance nominale (kW) | Champ de la fréquence fondamentale à 30 m de l'équipement dB (µV/m) | Niveau relatif des champs des harmoniques par rapport au champ de la fréquence fondamentale (dB) | | | Affaiblissement du champ en fonction de la distance (dB/distance en dizaine de mètres) | Indice d'affaiblissement "n" |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | $f_2$ | $f_3$ | $f_4$ | | |
| 430 | 25 | 78 | -18 | -25 | -- | 80,47 | 4,02 |
| 365 | 45 | 102 | -52 | -52 | -72 | 121,1 | 6,15 |
| 368 | 30 | 98 | -68 | -68 | -- | 72,57 | 3,65 |
| 380 | 30 | 95 | -- | -- | -- | 100,56 | 5 |
| 770 | 8 | 89 | -10 | -38 | -- | 69,27 | 3,46 |
| 940 | 8 | 91 | -35 | -41 | -- | 71,39 | 3,57 |
| 327 | 45 | 100 | -- | -- | -- | 55,26 | 2,76 |
| 360 | 45 | 106 | -40 | -56 | -66 | 81,02 | 4,05 |
| 314 | 50 | 91 | -50 | -65 | -- | 80,47 | 4,02 |
| 316 | 30 | 92 | -62 | -62 | -62 | 51,28 | 2,56 |
| 406 | 45 | 89 | -47 | -29 | -- | 101,4 | 5,07 |
| 461 | 45 | 74 | -- | -- | -- | 93,31 | 4,66 |
| 325 | 45 | 84 | -54 | -34 | -- | 87,41 | 4,37 |
| 443 | 30 | 90 | -24 | -40 | -60 | 66,47 | 3,32 |
| 510 | 30 | 88 | -52 | -58 | -- | 83,28 | 4,16 |
| 425 | 30 | 71 | -45 | -45 | -- | 93,26 | 4,66 |
| 435 | 25 | 67 | -33 | -41 | -- | 75,6 | 3,78 |
| 365 | 25 | 76 | -- | -- | -- | 59,18 | 2,96 |
| 169 | 50 | 84 | -64 | -64 | -34 | 80,88 | 4,04 |
| Valeur moyenne (x) | | | -44,3 | -47,9 | -58,8 | 80,82 | 4,007 |
| Ecart type ($\sigma_{n-1}$) | | | 17,5 | 13,8 | 14,6 | 17,17 | 0,87 |

TABLEAU XIV

Résumé des résultats concernant les appareils fonctionnant dans la bande des 27 MHz

| Site | Catégorie d'appareils | Puissance nominale (kW) | Champ de la fréquence fondamentale 30 m dB (µV/m) | Niveau relatif des champs des harmoniques par rapport au champ de la fréquence fondamentale (dB) | | | | | Affaiblissement en fonction de la distance (dB/dizaine de mètres) | Indice d'affaiblissement "n" |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | $f_2$ | $f_3$ | $f_4$ | $f_5$ | $f_9$ | | |
| 1 | Désydrateurs de produits alimentaires (x5) | 55 à 80 | 96 | -23 | -12 | -17 | -10 | -23 | 38,59 | 1,93 |
| 2 | Appareils de séchage de la colle (x3) | 12 | 83 | -30 | -27 | -11 | -5 | -26 | 33,7 | 1,69 |
| 3 | Appareils de soudage de matières plastiques (x12) | 6 à 17 | 104 | -46 | -51 | -59 | -54 | -54 | 30,58 | 1,53 |
| Valeur moyenne (x) | | | | -33 | -30 | -29 | -23 | -34,3 | 34,29 | 1,71 |
| Ecart type ($\sigma_{n-1}$) | | | | 11,8 | 19,7 | 26,2 | 27,0 | 17,0 | 4,04 | 0,20 |

TABLEAU XV

Niveau relatif des champs produits par les fréquences harmoniques à 100 m

| Site | Niveau relatif des champs des fréquences harmoniques par rapport au champ de la fréquence fondamentale (dB) | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | $f_2$ | $f_3$ | $f_4$ | $f_5$ | $f_9$ |
| 1 | -26 | -19 | -21 | -13 | -22 |
| 2 | -30 | -30 | -14 | +2 | -29 |
| 3 | -45 | -45 | -46 | -23 | -38 |
| Valeur moyenne (x) | -33,7 | -31,3 | -27 | -14,7 | -29,7 |
| Ecart type ($\sigma_{n-1}$) | 10 | 13 | 16,8 | 17,6 | 8 |

## ANNEXE III

### Calcul des valeurs limites fixées par le CISPR pour les appareils ISM

Les Recommandations du CISPR concernant les méthodes de mesure et les limites de brouillage, qui font l'objet de la Publication 11 de ce Comité, n'ont pas été acceptées universellement. Le CISPR a donc décidé de revoir les dispositions de cette Publication 11 pour tenir compte des commentaires reçus de différentes sources et traduire avec davantage de précision les conditions actuelles.

Les limites énoncées dans la Publication 11 étaient fondées sur un modèle établi à la fin des années 50 pour tenir compte des vues et des besoins des usagers des fréquences à cette époque. Le Sous-Comité B du CISPR a donc commencé par revoir ce modèle et par l'étendre en introduisant une marge de probabilité.

Le modèle du CISPR est fondé sur une équation simple, à savoir:

$$L = F_s - P_r + d + p$$

où L - limite dB(μV/m) à une distance spécifiée mesurée d'une manière spécifiée.

$F_s$ - valeur minimale du champ à protéger dB(μV/m)

$P_r$ - rapport de protection en dB

$d = 20 \log_{10} \frac{d2^n}{d1^n}$ où $d_1$ - distance de mesure
$d_2$ - distance à partir de l'appareil ISM à laquelle le champ minimal doit être protégé.

n - exposant d'affaiblissement

p - marge en dB pour tenir compte d'un certain nombre de facteurs qui modifient les limites pour le cas le plus défavorable, afin de donner une limite pratique pour la limitation du brouillage.

Ces facteurs sont les suivants:

i) seule une partie des récepteurs sont situés dans des zones de champ utile maximal;

ii) le diagramme de rayonnement des appareils ISM n'est pas normalement isotrope et l'antenne de réception peut ne pas se trouver dans la direction du rayonnement maximal;

iii) il peut y avoir une discrimination contre les brouillages du fait de la directivité de l'antenne et du plan de polarisation;

iv) l'harmonique ISM peut ne pas avoir la même fréquence que le signal utile ou peut ne pas se trouver dans la partie la plus sensible de la bande passante reçue;

v) les appareils ISM et les récepteurs éventuellement affectés peuvent ne pas fonctionner en même temps;

vi) les appareils ISM peuvent fonctionner à pleine puissance peu fréquemment ou pendant de courts laps de temps seulement.

Pour limiter les brouillages, il est souhaitable, du point de vue de la protection des fréquences et pour des raisons pratiques, économiques ou autres, que les appareils soient testés avant la vente ou la location à l'usager final. C'est pourquoi le modèle du CISPR contient également des dispositions pour le calcul des limites de mesure sur un site d'essai normalisé. Les dispositions commprennent l'insertion d'une marge pour l'affaiblissement des bâtiments qui logent les appareils ISM et un facteur pour tenir compte des différences entre les conditions de mesure sur un site d'essai normalisé et dans les environnements normaux de l'utilisation commerciale et industrielle des appareils.

Utilisation du modèle du CISPR

Le Tableau XVI montre comment le modèle ISM du CISPR a été utilisé pour le calcul des limites révisées du CISPR. Dans les calculs, les valeurs du champ minimal à protéger étaient celles spécifiées par l'UIT, le CCIR, l'OACI et d'autres organismes compétents; les rapports de protection ont été déterminés en tenant en outre en compte de la nature des émanations ISM. Des études sont effectuées dans différents pays.

La nature des limites du CISPR est telle que pour atteindre l'objectif recherché, qui est la protection de services radioélectriques par des normes harmonisées calculées pour éviter l'introduction d'entraves techniques ou administratives au commerce, des compromis ont dû être trouvés et des valeurs uniques ont dû être adoptées à partir de données qui, dans bien des cas, ont de grandes dispersions statistiques. La détermination de ces valeurs uniques a soulevé quelques difficultés et les valeurs finalement adoptées n'étaient pas toujours justifiables de manière strictement technique. Les différentes valeurs numériques pour les différents éléments du modèle du CISPR utilisées dans le calcul des limites constituent donc des compromis négociés par discussion.

On peut également constater en comparant les limites calculées dans le Tableau XVI avec celles proposées dans le document CISPR/B(CO)19 (Tableaux V à VIII du corps du rapport) que de nouveaux compromis ont été introduits pour répondre à des difficultés pratiques précises qui, si elles n'avaient pas été prises en considération, auraient empêché l'adoption des limites proposées par toutes les administrations et Comités nationaux. Un exemple typique d'un tel compromis a été l'inclusion de limites plus strictes que celles calculées dans les bandes de télévision, généralement au prix d'un assouplissement de la limite à la 3ème, 5ème et 7ème harmonique de la bande ISM 27,12±0,6 MHz.

Dans l'établissement du modèle, le CISPR a jugé nécessaire d'adopter un groupement et une classification des appareils et des limites pour permettre la prise en compte des différences d'ordre administratif et juridique dans différents pays et pour assurer une protection suffisante des services radioélectriques sans contraindre inutilement tous les appareils ISM à respecter des limites sévères.

Les classifications et groupements sont expliqués dans le corps du rapport.

Marge de probabilité

La marge de probabilité pour des services autres que ceux de sécurité de la vie humaine constitue une partie importante de la limite. On peut le constater si l'on examine les calculs pour la télévision dans la bande I dans le calcul du CISPR.

TABLEAU XVI

Calcul des valeurs limites de la classe A pour les équipements ISM du Groupe 2

Origine : CISPR/B (Secrétariat)39

| Bande de fréquences (MHz) | Service à protéger | Signal à protéger dB(µV/m) | Rapport de protection (dB) | Champ brouilleur admissible à l'antenne de réception dB(µV/m) | Distance, à partir de l'équipement, à laquelle le signal doit être protégé (m) | Loi d'affaiblissement | Champ brouilleur équivalent approximatif à 30 m de l'équipement dB(µV/m) | Affaiblissement introduit par les immeubles (dB) | Marge pour la probabilité (dB) | Valeur limite pratique à 30 m des limites (dB(µV/m) | Valeur limite à 30 m, sur un emplacement de mesure. dB(µV/m) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
| 0,150 à | Radiodiffusion (B.km) | 77 | 30 | 47 | 45 | $d^{-2,7}$ | 57 | 10 | 30 | 87 | 97 |
| 0,285 | Balises aéronautiques | 37 | 0 | 37 | 300 | $d^{-2,8}$ | 93 | 10 | nulle | 93 | 103 |
| 0,285 à 0,490 | Balises aéronautiques | 37 | 0 | 37 | 300 | $d^{-2,8}$ | 93 | 10 | nulle | 93 | 103 |
| 0,490 | Radiodiffusion (B.km) | 56 | 30 | 26 | 45 | $d^{-2,7}$ | 36 | 10 | 30 | 66 | 76 |
| à 1,605 | Balises aéronautiques | 37 | 0 | 37 | 300 | $d^{-2,7}$ | 93 | 10 | nulle | 93 | 103 |
| 1,605 | Fixe | 20 | 0 | 20 | 1000 | $d^{-2,0}$ | 81 | 10 | 10 | 91 | 130 |
| à 4,00 | Mobile aéronautique | 28 | 0 | 28 | 300 | $d^{-2,0}$ | 68 | 10 | nulle | 68 | 107 |
| 4,00 | Fixe | 14 | 0 | 14 | 1000 | $d^{-2,0}$ | 74 | 10 | 10 | 84 | 123 |
| à 15,00 | Mobile aéronautique | 21 | 0 | 21 | 300 | $d^{-2,0}$ | 61 | 10 | nulle | 61 | 100 |
| 15,00 | Fixe | 6 | 0 | 6 | 1000 | $d^{-2,0}$ | 67 | 10 | 10 | 77 | 116 |
| à 20,00 | Mobile aéronautique | 16 | 0 | 16 | 300 | $d^{-2,0}$ | 56 | 10 | nulle | 56 | 95 |
| 20,00 | Fixe | 6 | 0 | 6 | 1000 | $d^{-2,0}$ | 67 | 10 | 10 | 77 | 116 |
| à 30,00 | Mobile aéronautique | 0 | 0 | 0 | 300 | $d^{-2,0}$ | 40 | 10 | nulle | 40 | 79 |

TABLEAU XVI (suite)

| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 30,00 à 68,00 | Télévision | 43 | 50 | -2 | 45 | $d^{-2,0}$ | 5 | 10 | 30 | 35 | 74 |
| | Mobile terrestre | 5 | -18 | 23 | 100 | $d^{-2,0}$ | 44 | 10 | nulle | 44 | 83 |
| 68,00 à 100,00 | Balises aéronautiques | 63 | 20 | 43 | 30 | $d^{-1,0}$ | 43 | 10 | nulle | 43 | 53 |
| | Radiodiffusion (MF) | 60 | 36 | 24 | 45 | $d^{-2,0}$ | 31 | 10 | 30 | 61 | 100 |
| | Mobile terrestre | 5 | -18 | 23 | 100 | $d^{-2,0}$ | 43 | 10 | | 43 | 82 |
| 100,00 à 156,00 | Radiodiffusion (MF) | 60 | 36 | 24 | 45 | $d^{-1,8}$ | 30 | 10 | 30 | 60 | 93 |
| | ILS | 46 | 6 | 40 | 30 | $d^{-1,0}$ | 40 | 10 | nulle | 40 | 50 |
| | Mobile aéronautique | 39 | 0 | 39 | 300 | $d^{-1,0}$ | 59 | 10 | nulle | 59 | 69 |
| | Mobile terrestre | 5 | -18 | 23 | 100 | $d^{-1,8}$ | 42 | 10 | nulle | 42 | 75 |
| 156.00 à 174,00 | Mobile terrestre | 5 | -42 | 47 | 100 | $d^{-1,8}$ | 66 | 10 | nulle | 66 | 99 |
| 174,00 à 216,00 | Télévision | 55 | 50 | 5 | 60 | $d^{-1,8}$ | 16 | 10 | 30 | 47 | 79 |
| | Mobile terrestre | 6 | -42 | 48 | 100 | $d^{-1,8}$ | 67 | 10 | nulle | 67 | 100 |
| 216,00 à 400,00 | ILS | 46 | 6 | 40 | 30 | $d^{-1,0}$ | 40 | 10 | nulle | 40 | 50 |
| 400,00 à 470,00 | Fixe | 26 | 0 | 26 | 1000 | $d^{-1,8}$ | 81 | 10 | 10 | 91 | 124 |
| | Mobile terrestre | Valeurs non disponibles | | | | | | | | | |
| 470,00 à 585,00 | Télévision | 64 | 50 | 14 | 75 | $d^{-1,3}$ | 24 | 10 | 30 | 54 | 72 |
| 585,00 à 614,00 | Navigation aéronautique | 10 | 0 | 10 | 1000 | $d^{-1,0}$ | 40 | 10 | nulle | 40 | 50 |
| | Télévision | 64 | 50 | 14 | 75 | $d^{-1,3}$ | 24 | 10 | 30 | 54 | 72 |
| 614,00 à 854,00 | Télévision | 70 | 50 | 20 | 75 | $d^{-1,3}$ | 30 | 10 | 30 | 60 | 78 |
| 854,00 à 960,00 | Mobile terrestre | Valeurs non disponibles | | | | | | | | | |

* Valeurs limites assouplies de 10 dB à 81,36 MHz et 135,6 MHz

Note - La méthode de calcul et les différentes valeurs contenues dans la présente annexe doivent être considérées comme provisoires en attendant une confirmation ultérieure sur la base d'études supplémentaires du CCIR.

Tableau: 48 dB($\mu$V/m) pour $F_s$, 50 dB pour le rapport de protection, marge de 7 dB pour la distance et marge de 30 dB pour la probabilité; cela donne une valeur de 35 dB($\mu$V/m) ($L = F_s - P_r + d + p$).

Il n'existe pas de méthode simple pour calculer une valeur attribuée à la probabilité dans le modèle du CISPR. Toutefois, les premiers résultats d'une étude effectuée aux Etats-Unis par simulation informatique ont montré que, dans la simulation, qui tient compte des facteurs i), ii), v) et vi) de la liste de probabilités, un changement de 30 dB de la limite a peu d'effet sur la probabilité de brouillage.

Le travail fait aux Etats-Unis ne tient pas compte de l'effet de la directivité des antennes de récepteurs de télévision; cet effet a été pris en compte dans une étude menée au Royaume-Uni pour déterminer la distance $d_1$ à laquelle la protection est nécessaire. Avec le modèle de calcule des limites, le CISPR a proposé l'utilisation de la marge de probabilité de 30 dB tirée des études des Etats-Unis et a tenu compte de l'effet de la directivité de l'antenne du récepteur en adoptant une distance d = 45 m pour la télévision dans la bande I.

L'étude de la probabilité se poursuit activement.

RAPPORT 1101

# ETUDE PRELIMINAIRE DES LIMITES DU BROUILLAGE RADIOELECTRIQUE POUR LES DECODEURS MAC/PAQUETS

(Question 4/1)

(1990)

## 1. Introduction

1.1 Le présent Rapport donne les résultats préliminaires des études entreprises par le CCIR sur la compatibilité électromagnétique entre les équipements de télévision utilisant des décodeurs MAC/paquets et les systèmes de secours (détresse) aéronautiques/maritimes utilisant des émetteurs de localisation d'urgence (ELT) et des radiobalises de localisation des sinistres (RLS) fonctionnant dans les bandes métriques et décimétriques.

1.2 Comme les autres appareils numériques de télévision, les décodeurs MAC/paquets utiliseront des fréquences d'horloge fixées par la norme internationale des codages numériques de la télévision (Rec. 601). Cette norme existe depuis 1981 et s'applique au matériel utilisable dans les studios de télévision ou en reportage ainsi qu'au matériel médical comportant un traitement de l'image; elle est également valable pour les récepteurs de télévision grand public.

1.3 La norme mondiale de codage vidéo numérique définie par le CCIR prévoit une fréquence d'horloge d'échantillonnage de 13,5 MHz. Cette valeur a été soigneusement choisie pour permettre un échantillonnage orthogonal dans les systèmes à 625 lignes/50 Hz et à 525 lignes/60 Hz (dans ce cas, les échantillons d'image correspondant à des lignes de télévision contiguës sont disposés verticalement les uns au-dessus des autres dans les deux systèmes). Cette fréquence doit donc obligatoirement être une harmonique des deux fréquences de ligne de télévision utilisées dans les divers systèmes actuellement employés dans le monde.

1.4 La famille de systèmes de télévision à 625 lignes/50 Hz MAC (C, D et D2-MAC/paquets) fait appel à une compression et une extension temporelle, de sorte que la fréquence d'horloge la plus élevée du décodeur MAC est 3/2 fois celle de la norme fondamentale du CCIR, c'est-à-dire 20,25 MHz. D'autres circuits de traitement numérique dans les récepteurs de télévision pourront utiliser une fréquence d'horloge en relation avec 13,5 MHz, par exemple 40,5 MHz.

1.5 Les limites de brouillage radioélectrique produites par le matériel électrique et électronique font l'objet de plusieurs spécifications existantes ou à l'étude [Annexe A]. Ces limites sont destinées à assurer la compatibilité électromagnétique entre ces appareils et les services de radiocommunication.

1.6 Dans le cas du matériel de télévision numérique utilisant une fréquence d'échantillonnage basée sur 13,5 MHz, trois facteurs exigent une attention particulière en matière de compatibilité électromagnétique :

- certaines harmoniques des fréquences d'horloge coïncident avec le centre des canaux de détresse à 121,5 MHz et 243 MHz dans les bandes du service mobile aéronautique. En général, les émissions provenant de systèmes numériques se composeront d'un spectre de raies discret lié à la fréquence d'horloge et à ses harmoniques ainsi que d'un spectre semblable à un spectre de bruit à large bande produit par les données. Il est à noter que toute fréquence d'horloge inférieure à 34 MHz aura des harmoniques dans les bandes 108 - 137 MHz des services mobile aéronautique (R) et de radionavigation aéronautique. C'est le cas des rayonnements MAC et MAC/paquets. Les harmoniques se trouveront dans la bande 108 - 117,975 MHz du service de radionavigation aéronautique qui est un service de sécurité et dans la bande 117,975 - 137 MHz du service mobile aéronautique (R) qui contient la fréquence aéronautique d'urgence 121,5 MHz et à 1 MHz de la bande de fréquences pour RLS par satellite 406 - 406,1 MHz. L'analyse du brouillage potentiel que ces services sont susceptibles de subir dans ces bandes (à l'exception des fréquences 121,5 et 243 MHz) n'est pas comprise dans le présent document (voir le Rapport 1169).

- le nombre potentiel de futurs récepteurs de télévision utilisant un traitement numérique peut être très grand.

- tous les récepteurs raccordés sur le même canal seront exactement verrouillés sur une fréquence d'horloge identique et tous les récepteurs utilisant l'un quelconque des canaux MAC/paquets à plus ou moins 20 Hz les uns des autres par rapport à la fondamentale.

**Du fait de cette combinaison de facteurs, et de l'importance vitale que présente la protection des services de détresse contre les brouillages préjudiciables, des études ont été menées afin d'étudier les limites de brouillage à imposer aux décodeurs MAC/paquets et au matériel connexe.**

**1.7 Il convient de noter également que le brouillage éventuel n'est pas limité aux systèmes MAC/paquets et que d'autres types d'équipements, en particulier les ISM, peuvent également être sources de brouillage (voir le § 2.2 de l'Annexe C).**

**1.8 Dans ces études, on a supposé une implantation généralisée du système de télévision MAC/paquets, ce qui devrait être le cas dans les 15 à 30 prochaines années. A ce moment, le développement du système COSPAS/SARSAT aura probablement atteint sa quatrième génération. Pour ce qui est de l'avenir, il faudra prendre en compte l'incertitude considérable qui règne en ce qui concerne l'emploi de la fréquence 121,5 MHz et la manière dont elle pourrait être traitée à bord de satellite.**

## 2. Fonctionnement des services de détresse de recherche et de secours aéronautiques maritimes

**2.1 Le système SARSAT (poursuite assistée par satellite pour la recherche et le sauvetage) fait partie du programme international COSPAS/SARSAT destiné à faciliter la détection et la localisation rapides de sinistres aéronautiques et maritimes. On obtient cette possibilité par l'installation d'un ensemble d'instruments spéciaux à bord de satellites en orbite polaire. Cet ensemble d'instruments contient un équipement permettant de recevoir et de traiter des signaux de faible puissance émis par des ELT et des RLS [COSPAS-SARSAT, 1981].**

La bande du service mobile aéronautique est divisée en canaux qui sont normalement utilisés pour des conversations en modulation d'amplitude. L'un des canaux centré sur 121,5 MHz est réservé comme fréquence de secours pour la détresse et l'appel. Une seconde fréquence en relation harmonique avec la première, celle de 243 MHz, de la bande des services fixe et mobile est également réservée dans le même but. On a étendu les possibilités d'usage de ces fréquences en autorisant leur emploi par des RLS.

2.2 La réception des signaux des ELT peut se faire soit à terre, soit à bord d'un navire, soit à bord d'un aéronef ou d'un satellite. On peut l'utiliser pour l'alerte et la localisation, par exemple au moyen d'un des satellites polaires à orbite basse des systèmes SARSAT et COSPAS [OACI, 1986], ou en utilisant un aéronef de recherche et de secours.

2.3 De nouveaux systèmes de RLS (appelés également émetteurs de localisation d'urgence) destinés à la réception par satellite et fonctionnant sur les fréquences 121,5, 243 et 406 MHz, sont actuellement mis en service; la bande 406 - 406,1 MHz est exclusivement réservée aux opérations de secours. Les systèmes à 406 MHz offrent plusieurs avantages au point de vue de la qualité par rapport aux systèmes actuels, utilisant les fréquences inférieures, susceptibles de brouillage causé par le partage et par des perturbations d'origine artificielle. L'OACI cherche actuellement à adopter des caractéristiques améliorées pour des émetteurs de localisation d'urgence fonctionnant à 121,5 et 243 MHz [OACI, 1988]. Les caractéristiques recherchées sont conformes à celles qui ont été adoptées aux Etats-Unis en 1985 [TSO, 1985]. De telles caractéristiques ont été adoptées par le CCIR pendant la période d'études 1986-1990.

3. Etendue des études

3.1 Les fréquences 121,5 MHz et 243 MHz sont respectivement la 9ème et la 18ème harmonique de la fréquence de 13,5 MHz. Elles sont donc susceptibles de souffrir de brouillage.

3.2 Dans le cas de 406 MHz, l'harmonique la plus proche de 13,5 MHz est la 30ème à 405 MHz.

Si on tient compte de la grande stabilité de la fréquence d'horloge (en moyenne 2 sur $10^7$) et du fait que la plus grande largeur de bande à 1 dB, entre 406,0 et 406,1 MHz est de 80 kHz (largeurs de bande correspondantes à 45 dB et 85 dB: 120 kHz et 180 kHz), cette différence de 1 MHz devrait garantir que l'harmonique ne provoquera pas de brouillage à l'intérieur de la bande dans un récepteur à 406 MHz. Il convient cependant d'étudier les effets de brouillages d'un récepteur, tels que les réponses images et parasites (c'est-à-dire les effets hors bande).

3.3 Les études se sont donc concentrées sur le brouillage à 121,5 MHz et 243 MHz. L'analyse nécessaire comporte les deux volets suivants:

- Détermination du champ brouilleur total potentiel que l'on peut tolérer sans affecter la réception correcte des signaux de fréquence de détresse pour chacun des systèmes de réception à considérer (aéronef, satellite et station au sol).

- Calcul au moyen d'un modèle mathématique de simulation pour certaines situations typiques en tenant compte des facteurs d'environnement et du nombre de sources en action.

4. Présentation des méthodes d'analyse

4.1 L'élément central de l'analyse du potentiel de brouillage est le calcul, dans le récepteur, de la somme des signaux provenant de plusieurs sources de brouillage. L'Annexe B présente cette sommation dans le cas du satellite SARSAT* et pour des récepteurs au sol (11 cas). L'Annexe C présente la sommation des signaux attaquant le récepteur du satellite SARSAT seulement (3 cas).

4.2 Chacune des annexes traite ce problème de sommation de différents points de vue. Dans l'Annexe B, on applique une méthode analytique pour calculer la somme des signaux, tandis que l'Annexe C expose une méthode par simulations informatiques.

Par ailleurs, il y a des différences entre les hypothèses faites au sujet des points suivants:

- marge de sécurité des fabricants;
- diagramme de l'antenne du satellite;
- critères de brouillage.

Pour d'autres hypothèses, il y a concordance. Ce sont:

- le nombre et la répartition des sources de brouillage;
- le facteur d'activité;
- l'affaiblissement par les bâtiments;
- les paramètres SARSAT de base.

Quand les deux méthodes appliquent des hypothèses comparables, les résultats qu'elles donnent concordent à 1 ou 2 dB près. Cela constitue une confirmation des méthodes d'analyse.

4.3 Critères de brouillage

L'analyse de l'Annexe B applique un seuil de brouillage de -40 dBμV (équivalent à une élévation de 2 880 K de la température de bruit), basé sur la valeur indiquée pour le signal minimum pouvant être détecté. L'analyse de l'Annexe C applique un seuil de brouillage de -50,8 dBμV (équivalent à une élévation de 240 K de la température de bruit), basé sur les températures de bruit mesurées par des satellites opérationnels en position de visibilité par rapport à la région est des Etats-Unis.

4.4 Marge de sécurité des fabricants

Une marge de sécurité du fabricant égale à 5,5 dB a été prise en compte dans l'Annexe B, mais pas dans l'Annexe C.

---

* Une autre analyse devra être faite pour déterminer les limites de rayonnement aux fins de la protection du satellite COSPAS.

5. Conclusions

5.1 Les analyses présentées dans les Annexes B et C reposent sur des méthodologies différentes et ont abouti à des conclusions différentes. Cependant, des études [CCIR, 1986-90] ont montré que si on utilisait les mêmes limites et paramètres de brouillage, on obtiendrait des résultats presque identiques.

5.2 Pour réduire les différences entre les résultats fournis par les deux méthodes d'analyse, il faut entreprendre d'autres études sur des éléments en rapport avec les limites et paramètres de brouillage. Les sujets indiqués ci-après, qui appellent des études complémentaires portant sur le satellite COSPAS et le satellite SARSAT, ont été rangés dans deux groupes.

Les sujets d'étude hautement prioritaires sont les suivants:

a) Analyse de la répartition et de la densité des décodeurs et des unités de reportage, en étudiant à l'échelle mondiale les questions de la propriété et du facteur d'activité de la télévision, compte tenu du type de système utilisé (câble, satellite, etc.) et de la zone de visibilité des récepteurs fonctionnant à 121,5 MHz;

b) Limite de rayonnement adéquate, nécessaire pour protéger les récepteurs de satellite servant aux opérations de recherche et de sauvetage; pour déterminer cette limite, on compare le rapport signal/brouillage avec le rapport signal/bruit, du point de vue de l'effet produit sur la sensibilité du récepteur du satellite, en tenant compte des limites appropriées et du mécanisme en cause;

c) Etude pour déterminer les températures de bruit pour le système à satellites autour du globe, particulièrement pour l'Europe;

d) Probabilité globale de dégradation sensible de la trace Doppler des ELT sous l'effet du brouillage causé par les systèmes MAC/paquets en tenant compte des points suivants: algorithmes de la transformée de Fourier rapide, vitesse de traitement, valeur des seuils, effets des communications vocales sur 121,5 MHz et d'autres brouillages;

e) Etude du "facteur d'affaiblissement à l'impact de l'aéronef", qui tient compte de l'affaiblissement des signaux dû à la configuration et aux conditions de l'impact;

*f) Une étude est nécessaire pour quantifier l'émission électromagnétique dans l'hémisphère situé au-dessus de l'équipement quand celui-ci est en mode de fonctionnement normal. Il convient d'étudier aussi la diminution du champ en fonction de la distance et de la position;

*g) Etudes des paramètres du rayonnement des cellules, afin d'élaborer un modèle montrant de quelle manière une cellule rayonne.

---

* Le Directeur du CCIR est prié de poser la question suivante au CISPR: "Quelle est la meilleure méthode d'essai pour déterminer le diagramme de rayonnement complet, à trois dimensions, des appareils électroménagers en service?", afin de déterminer avec plus de précision le "facteur de diagramme de rayonnement de la source" Ks [Annexe B, § 3.4.1].

h) Valeurs de l'affaiblissement dû aux bâtiments (sources intérieures et extérieures), à étudier dans le plan horizontal et dans des plans verticaux, pour tous les types de construction.

i) Etudes des marges adoptées actuellement par les fabricants.

Les sujets moins prioritaires sont les suivants:

j) Etude des opérations de recherche et sauvetage (SAR) pour déterminer les valeurs convenables de l'altitude de vol et de la distance de visibilité des aéronefs, à utiliser dans les calculs de propagation.

k) A mesure qu'augmente le nombre des décodeurs en service, effectuer des essais en vol au-dessus de zones ayant des concentrations de décodeurs différentes pour valider l'analyse théorique des émissions brouilleuses. Cette étude ne peut pas être faite dans les conditions présentes.

l) Etudes sur l'aménagement des aéroports dans le monde entier, pour déterminer la distance appropriée entre les récepteurs au sol et les cars de reportage aux emplacements qu'ils sont susceptibles d'occuper.

m) Etude du brouillage pouvant être causé aux récepteurs de satellite sur 406,05 MHz, pour vérifier qu'il ne se produit pas d'effets hors bande.

n) Détermination de l'augmentation prévue du nombre de décodeurs par rapport à la diminution (ou à l'augmentation) du nombre des radiobalises 121,5 MHz. Cette étude ne peut pas être faite dans les conditions présentes.

o) Etude pour comparer l'utilisation de la courbe de gain d'antenne maximum et une méthode par distribution, par exemple une méthode de Monte Carlo, pour obtenir le gain dans la direction considérée.

5.3 Il conviendrait de revoir les analyses en fonction des hypothèses modifiées indiquées plus haut, et d'étudier les probabilités globales correspondantes.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

COSPAS-SARSAT [décembre 1981] System Summary.

OACI [6-15 mai 1986] Report of the 1986 Full Meeting (European frequency co-ordinating body of OACI), Appendix to Attachment G. Paris.

OACI [1988] Satellite-Aided Search and Rescue (SATSAR) Study Group Activity SATSAR/3.

TSO [1985] Technical Standard Order C91a, United States Federal Air Regulations.

Documents du CCIR:

[1986-90]: 1/157 (8/384; 10-11S/167) (Etats-Unis d'Amérique)

BIBLIOGRAPHIE

TAYLOR R.E. et HILL J.S. [1977] Aircraft measurement of radio frequency noise at 121,5 MHz, 243 MHz and 406 MHz. EMC Symposium, Montreux, Suisse.

TAYLOR R.E et HILL J.S. [1981] An airborne census taker using VHF radio-noise techniques. EMC Symposium, Boulder, Colorado, Etats-Unis d'Amérique.

## ANNEXE A

### Limites de rayonnement pour les équipements de télévision

Les limites générales pour le brouillage causé par les récepteurs de radiodiffusion sont traitées dans la Publication N° 13 du CISPR (1975). La méthode de mesure concorde avec celle décrite dans CISPR 22. On a les valeurs suivantes pour les limites de rayonnement imposées actuellement aux équipements domestiques de télévision numériques:

CISPR, Publication N° 13 (CENELEC EN55013)

| Fréquence (MHz) | Distance de mesure (m) | Limite de rayonnement (dB($\mu$V/m)) |
|---|---|---|
| 121,5 | 3 | 40 |
| 243 | 3 | 47 |

Pour les équipements numériques de studio, les limites sont les suivantes:

CISPR, Publication N° 22 (classe A) (CENELEC EN55022)

| Fréquence (MHz) | Distance de mesure (m) | Limite de rayonnement (dB($\mu$V/m)) |
|---|---|---|
| 121,5 | 30 | 30 |
| 243 | 30 | 37 |

## ANNEXE B

### Analyse du brouillage potentiel causé par des rayonnements non essentiels provenant de décodeurs MAC/paquets: méthode analytique

1. Introduction

1.1 La méthode d'analyse examinée dans la présente Annexe a été mise au point par l'UER [CCIR, 1986-90a]; on trouvera plus de précisions sur les aspects théoriques de cette méthode dans le Rapport 1102. La méthode a été examinée pendant les Réunions intérimaires et finales [1988 et 1989] et a fait l'objet de plusieurs propositions de modification. Le texte présenté ci-après est une synthèse de la proposition initiale de l'UER et de la modification déjà approuvée.

1.2 Les données recueillies et étudiées par l'UER pour les stations d'aéronef et les stations au sol sont basées sur les documents RTCA 183 et 186 [RTCA, 1983] ainsi que sur les résultats de simulation. Dans le cas du système SARSAT, elles se basent sur des données de l'OACI [OACI, 1986].

On a également rassemblé des données sur les caractéristiques des émissions parasites provenant du matériel représentatif, ainsi que sur les effets de l'environnement (immeubles, emplacement de l'équipement, etc.). Des méthodes statistiques et des modèles mathématiques sur ordinateur ont été développés pour évaluer les effets d'un réseau de sources réparties.

2. Analyse

2.1 En général, un récepteur de détresse est évalué à une hauteur h au-dessus d'une zone circulaire de rayon R comportant N sources. L'analyse peut être subdivisée en trois parties:

- établir la tension brouilleuse "V" tolérable à l'entrée du récepteur de détresse;
- calculer l'effet combiné de toutes les sources de brouillage dans la zone définie en tenant compte de l'effet des immeubles et des autres facteurs pertinents, en admettant que les limites d'émission sont celles de la Publication N° 22 du CISPR (classe B);
- déterminer si une modification de la limite est souhaitable pour assurer la compatibilité.

2.2 Les cas suivants ont été étudiés:

a) Aéronef et ville: Aéronef au-dessus d'une ville (population 1 million et rayon 15 km) à une altitude de 10 km.

b) Aéronef et grande ville: On a choisi Londres comme représentant le cas le plus défavorable de a). Dans ce cas, la population est de 8 millions et le rayon de 28 km.

c) Aéronef et région rurale: Avion de recherche à une altitude plus faible (780 m) au-dessus d'une région rurale, ce qui correspond au cas le plus défavorable, où une balise de détresse peut être reçue à une distance de 115 km.

d) Aéronef et centre de production: Aéronef survolant un centre de production télévisée à une altitude de 10 km. On a supposé que le centre comporte 1 000 sources de brouillage, ce qui tient compte de la possibilité d'existence de plusieurs centres dans une même ville.

e) Aéronef et car de reportage: Aéronef survolant un car de reportage à une altitude de 10 km. Le nombre de sources brouilleuses a été pris égal à 10.

f) Satellite et total: Un satellite polaire SARSAT à une altitude de 850 km, en supposant que la répartition des sources brouillage correspondant à une population de 600 millions soit uniforme.

g) Satellite et grande ville: Effet de la concentration la plus défavorable de sources tombant dans la bande passante du récepteur SARSAT. On a choisi Londres pour illustrer ce cas (population 8 millions et rayon 28 km).

h) Satellite et centre de production: Effet d'un centre de production télévisée (1 000 sources) sur un récepteur SARSAT.

i) Satellite et car de reportage: Effet d'un car de reportage (10 sources) sur le récepteur SARSAT.

j) Station au sol et ville: Récepteur au sol (par exemple, récepteur de communication air/sol, récepteur de radiogoniométrie à ondes métriques) situé à côté d'une ville.

k) Station au sol et car de reportage: Car de reportage à une distance de 400 m d'un récepteur au sol.

Ces cas nécessitent un complément d'analyse pour améliorer la validité de la conclusion qui en a été tirée. En particulier, il convient d'examiner les hypothèses concernant l'altitude de l'aéronef, le niveau de bruit pendant la nuit et le nombre de sources actives, ainsi que l'effet cumulatif dû à d'autres nombreuses de ces sources actives.

3. Tension brouilleuse admissible V

3.1 Récepteur d'aéronef

3.1.1 Le document [RTCA, 1983] montre que le signal brouilleur doit être limité à -120 dBm aux bornes d'entrée du récepteur pour ne pas brouiller les signaux de détresse. Le tableau ci-dessous indique les niveaux de bruit calculés à partir de la température de bruit de l'antenne (avec les effets du bruit artificiel).

| Altitude | Population | Bruit dans une bande de 25 kHz (dBμV) | |
|---|---|---|---|
| | | Aux environs de 121,5 MHz | à 243,0 MHz |
| 10 km | 1 million | -6 | -2 |
| 10 km | 8 millions | +3 | +7 |

3.1.2 Pour un ELT en limite de portée (115 km) et de puissance réduite (5 mW), les limites de brouillage suivantes garantiraient un rapport signal/brouillage (S/I) de 13 dB [RTCA, 1983].

Il se peut qu'une puissance de 5 mW ne représente pas le cas le plus défavorable.

3.1.3 Dans un cas d'accident final d'aéronef, les dommages causés à l'antenne d'ELT et les effets d'écran du terrain risquent de réduire le signal émis à partir du site de l'accident. Des études [RTCA, 1983; Taggart et autres, 1971] montrent que le facteur d'affaiblissement d'accident (impact) peut être élaboré, mais on ignore encore quelle serait la puissance rayonnée dans ces circonstances.

3.2 Récepteur de satellite

3.2.1 Pour les récepteurs SARSAT de production actuelle, les niveaux du signal détectable minimal sont de -148,9 dBm pour les signaux de 121,5 MHz et de -151,8 dBm pour les signaux de 243,0 MHz; la valeur -148,9 dBm correspond à la puissance fournie par un élément rayonnant ayant une p.i.r.e. de -16 dBm et situé à une distance de 850 km, dans le cas d'antennes isotropes. On a admis, dans l'étude, l'emploi d'un doublet sur le satellite, ce qui donne -147 dBm (-40 dB$\mu$V) dans le récepteur du satellite. Comme la formule de sommation du § 3.4 est basée sur l'utilisation d'un doublet, l'adoption de la valeur -40 dB$\mu$V n'aura pas d'effet sur les résultats obtenus.

3.2.2 A 121,5 MHz, les gains d'antenne SARSAT varient de -7 à +3 dBLi. A 243,0 MHz, les gains d'antenne SARSAT varient de -7 à -1 dBLi.

3.2.3 Un ELT à une distance de 2 450 km et ayant une puissance de 5 mW (7 dBm), ce qui correspond au cas le plus défavorable, produira à l'entrée du récepteur une tension de -26 dB$\mu$V. Si on suppose que le brouillage total est inférieur à -40 dB$\mu$V, cela peut garantir:

- l'impossibilité de fausse alarme

- un rapport signal/brouillage > 14 dB.

3.2.4 Ce calcul prend en compte la puissance de l'émission. En pratique le traitement du signal dans les systèmes SARSAT pourrait utiliser seulement la puissance de porteuse. Le rapport S/I mentionné ci-dessus nécessite une étude complémentaire. Les caractéristiques opérationnelles de SARSAT doivent également être prises en compte.

3.3 Récepteur au sol

3.3.1 Dans ce cas, le signal brouilleur doit être limité à -120 dBm (-13 dB$\mu$V) aux bornes d'entrée du récepteur (comme pour un récepteur d'aéronef).

3.4 Composition des contributions des sources

3.4.1 La formule de calcul [Rapport 1102, équation 15] de la composition des contributions de nombreuses sources de brouillage est la suivante:

$$V_{rms} = C_A E_L K_S d_L \sqrt{K_D N}\ 10^{-\frac{m_B + m_m}{20}}\ e^{(\sigma^2_B + \sigma^2_m)\left(\frac{\ln 10}{20}\right)^2} \sqrt{E\left[\left(\frac{a(d_i)}{d_i}\right)^2\right]}$$

où $v_{rms}$ = moyenne quadratique de la tension à l'entrée du récepteur ($\mu$V)

$C_A$ = facteur d'antenne de réception (Annexe 2)

$E_L$ = limite de champ spécifiée ($\mu$V/m) à une distance $d_L$ (m) pour une source brouilleuse unique (limite du CISPR, Annexe 1)

$K_S$ = facteur de diagramme de rayonnement à la source

$K_D$ = facteur de réduction dû à l'effet Doppler (Annexe 4)

$N$ = nombre total de sources brouilleuses actives

$m_B$ = valeur moyenne de l'effet des immeubles (dB)

$\sigma_B$ = écart-type de l'effet des immeubles (dB)

$m_m$ = moyenne de la marge de sécurité des constructeurs (dB)

$\sigma_m$ = écart-type de la marge de sécurité des constructeurs (dB)

$d_i$ = distance entre la source i et l'antenne de réception

$a(d_i)$ = gain de l'antenne dans la direction de la source i à une distance $d_i$.

$E\left[\left(\frac{a(d_i)}{d_i}\right)^2\right]$ = espérance mathématique du carré du facteur $a(d_i)/d_i$ du rapport gain/distance de l'antenne

3.4.2 Il est à noter que la composition des signaux conduit à une répartition de Rayleigh qui peut être caractérisée par la valeur de sa moyenne quadratique calculée plus haut. On a supposé qu'un signal suivant une loi de Rayleigh a le même effet brouilleur que les bruits actuels ayant la même moyenne quadratique.

3.4.3 Le facteur "effet des immeubles" a été traité comme un élément ayant une répartition de probabilité log-normale.

3.4.4 On a pris pour hypothèse un diagramme d'antenne de satellite suivant une loi en cosinus avec l'équation de la propagation en espace libre pour donner un facteur d'affaiblissement du signal qui réduit le niveau du signal reçu à la puissance quatre de $d_i$. Les futurs satellites utiliseront très vraisemblablement des faisceaux formés qui portent au maximum le gain à l'horizon ou à proximité de l'horizon ce qui modifie la puissance du signal reçu calculée à l'aide du modèle. Les calculs devraient être répétés au moyen du diagramme de gain prévu pour les satellites de la prochaine génération.

## 3.5 Données utilisées dans les calculs

### 3.5.1 Champ produit par une source unique $E_L$, $d_L$

3.5.1.1 On a utilisé dans chaque cas la limite de la Publication N° 22 du CISPR (classe B), c'est-à-dire $E_L$ = 30 dB($\mu$V/m) (37,0 dB($\mu$V/m) à 243,0 MHz) mesuré à une distance $d_L$ = 10 m.

3.5.2 Facteur de diagramme de rayonnement de la source $K_S$

3.5.2.1 Le matériel devra respecter la limite visée au § 3.5.1 dans la direction où leur champ est maximal. Dans la direction du récepteur de détresse il sera cependant généralement plus faible, puisque les récepteurs en question peuvent être dans des directions quelconques. On a adopté un facteur de 3 dB pour tenir compte de cet effet de diagramme de rayonnement de la source. $K_S$ est donc égal à 0,7.

3.5.2.2 Lorsque des sources sont disponibles, il convient de mesurer le digramme de rayonnement autour de l'hémisphère situé au-dessus du récepteur de télévision en état de fonctionnement. On peut ainsi obtenir une valeur représentative de K à utiliser dans l'équation mentionnée au § 3.4.1. Il faut également veiller à ce que les valeurs mesurées ne soient pas soumises aux effets du champ proche ou de rayonnement des structures [CCIR, 1986-90b]. Par ailleurs, les mesures doivent être faites à des distances supérieures à 3 m, comme cela est indiqué par la Publication N° 13 du CISPR, aux fins de la vérification. On a soulevé la question de savoir s'il fallait considérer que le champ de la limite fixée par le CISPR était produit par une source de rayonnement équivalente à une antenne. La loi de propagation peut différer de la loi de l'inverse de la distance et diminuer plus rapidement. Il convient donc de poursuivre les études dans ce domaine.

3.5.3 Effet Doppler $K_D$

3.5.3.1 Le satellite en orbite polaire SARSAT se déplace à la vitesse de 7 km/s, ce qui produit un décalage Doppler du signal brouilleur.

3.5.3.2 Les largeurs de bande des récepteurs de satellite sont les suivantes:

| Fréquence (MHz) | Largeur de bande (kHz) | | |
|---|---|---|---|
| | 1 dB | 20 dB | 80 dB |
| 121,5 | 25 | 35 | 92 |
| 243,0 | 46 | 64 | 180 |

3.5.3.3 Certains terminaux d'utilisateur local, qui sont des récepteurs au sol utilisés pour traiter les données transmises par le satellite SARSAT, ont des largeurs de bande de traitement du signal de 50 Hz à 121,5 MHz et de 100 Hz à 243,0 MHz. D'autres terminaux d'utilisateur local peuvent avoir des largeurs de bande de traitement du signal différentes. Etant donnée que chaque palier d'augmentation de la largeur de bande de traitement du signal est extrêmement faible (50 Hz) seule une petite partie de toutes les sources de brouillage d'une vaste zone sera détectée dans un seul filtre de traitement.

3.5.3.4 On peut montrer [CCIR, 1986-90a] qu'à 121,5 MHz une bande passante de 50 Hz est équivalente à une bande d'environ 14 km de large sous le satellite. Ainsi, bien que l'antenne de réception puisse "voir" une région ayant un rayon de 3 651 km, la réduction de la puissance brouilleuse reçue dans une bande de traitement peut atteindre 20 dB. Dans le cas d'une grande ville (par exemple Londres), l'affaiblissement est d'environ 5 dB.

3.5.4 Nombre de sources actives N

3.5.4.1 On a supposé que le nombre de récepteurs de télévision était égal à celui de la population divisé par trois en se basant sur les statistiques de nombre de récepteurs de télévision en Europe. On a de plus pris un facteur d'activité de 25% pour tenir compte des récepteurs qui ne sont pas en service ou accordé sur une chaîne terrestre n'utilisant pas le MAC. Il résulte que le nombre de sources brouilleuses N est égal au chiffre de la population divisé par 12. Cette densité représente un niveau de saturation des récepteurs de radiodiffusion par satellite et il est peu vraisemblable qu'on s'en approchera avant 15 ou 30 ans.

3.5.4.2 Le facteur 4 découle de l'hypothèse de travail considérant qu'à un instant donné, un décodeur MAC/paquets sera actif dans un foyer sur quatre. Un facteur d'activité de 25% semble raisonnable si l'on considère que certains récepteurs pourront être hors circuit ou ne pas être du type MAC/paquet.

3.5.4.3 Pour éviter toute perturbation inutile de l'environnement électromagnétique, il faut absolument veiller à ce que les décodeurs MAC/paquets ne soient pas mis sous tension lorsqu'un récepteur est en état d'attente ou commuté pour recevoir une transmission autre que MAC/paquets.

3.5.4.4 Le facteur 3 est obtenu à partir des statistiques du nombre actuel des récepteurs de télévision dans les pays des Membres de l'UER, publiées annuellement dans la Revue de l'UER (technique). On voit d'après ces statistiques que le rapport entre le nombre des habitants et celui des récepteurs de télévision n'est pas inférieur à 3 dans la plupart des pays européens. Ce facteur se modifie peu avec le temps car il correspond à la saturation et il a donc été pris comme norme dans la planification des réseaux de diffusion terrestres.

3.5.4.5 Un complément d'étude est nécessaire sur les détenteurs de postes de télévision et sur le facteur d'activité, compte tenu du système de réception utilisé, c'est-à-dire des systèmes par câble par opposition aux systèmes de télévision par satellite en liaison directe.

3.5.5 Effet des immeubles $m_B$, $\sigma_B$

3.5.5.1 Les immeubles produisent des réflexions et un affaiblissement du signal. Les données ont été tirées des rapports de mesure fournis par Mir et White [1974] à une fréquence de 150 MHz. Cela donne:

| | |
|---|---|
| valeur moyenne | $m_B$ = 22 dB |
| écart type | $\sigma_B$ 12,5 dB. |

3.5.5.2 Il est à noter que l'écart type de ces facteurs a une grande influence sur la valeur de $v_{rms}$. Par exemple, un effet d'immeuble ayant une valeur moyenne de 22 dB et un écart type de 12,5 dB donnera les mêmes résultats que si la moyenne était de 4 dB et l'écart type de 0 dB.

3.5.5.3 Certaines administrations ont estimé que d'autres modèles d'affaiblissement dû aux immeubles pourraient mieux convenir. Un complément d'étude est nécessaire pour comparer certains modèles donnés dans les références au modèle donné pour l'affaiblissement dû aux immeubles afin de savoir si ce modèle est approprié. Il convient également d'étudier plus avant les conséquences de la distribution statistique employée pour représenter les effets des immeubles.

3.5.6 Marge de sécurité des constructeurs $m_m$, $\sigma_m$

3.5.6.1 Le matériel produit en grande série sera essayé par échantillonnage. La procédure recommandée par le CISPR garantit qu'au moins 80% des appareils respecteront les limites avec un intervalle de confiance d'au moins 80%. L'Europe a appliqué cette règle des 80%-80% pendant plus de dix ans.

3.5.6.2 Afin de réduire le volume des essais qu'il devra réaliser, le constructeur appliquera une limite plus stricte de manière à s'assurer avec une plus grande confiance que son produit respecte celle fixée par le CISPR. La différence entre ces limites, c'est-à-dire la marge de sécurité du constructeur, est en moyenne de 6 dB avec un écart-type de 2 dB. On a donc :

| | |
|---|---|
| valeur moyenne | $m_m = 6$ dB |
| écart-type | $\sigma_B^m = 2$ dB. |

3.5.6.3 Il est entendu que cette marge de sécurité ne peut être utilisée que dans les cas où les limites susmentionnées imposées au constructeur sont obligatoires. Il convient également de noter que les mesures du CISPR ne tiennent peut-être pas compte des effets examinés au § 3.5.2.2.

3.6 Résultats des calculs

3.6.1 A l'aide de ces données, le signal brouilleur a été calculé pour chacun des cas a) à k) selon la méthode décrite dans le Rapport 1102. Les résultats sont donnés au Tableau I.

TABLEAU I - Résultats du calcul de la marge de brouillage total à 121,5 MHz et à 243,0 MHz

| Cas | altitude[1] h (km) | rayon R (km) | population | n° de sources actives N | moy. quadratique calculée de la tension aux bornes de l'antenne[3] (dBμV) | limite de brouillage[3] (dBμV) | marge[3] (dB) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| a) Aéronef/ville | 10 | 15 | $10^6$ | $8{,}3.10^4$ | -8 (-7) | -6 (-2) | +2 (+5) |
| b) Aéronef/Londres | 10 | 28 | $8.10^6$ | $6{,}5.10^5$ | -4 (-3) | +3 (+7) | +7(+10) |
| c) Aéronef/campagne | 0,78 | 115 | $5.10^6$ | $4.10^5$ | -18 (-17) | -13 | 5 (4) |
| d) Aéronef/centre de production | 10 | 0,1 | - | $10^3$ | -22 (-21) | -6 (-2) | +16(+19) |
| e) Aéronef/car de reportage | 10 | 0,01 | - | 10 | -42 (-41) | -13 | 29 (28) |
| f) Satellite/total | 850 | 3651 | $6.10^8$ | $5.10^7$ | -47 (-46) | -40 | 7 (6) |
| g) Satellite/Londres | 850 | 28 | $8.10^6$ | $6{,}5.10^5$ | -38 (-37) | -40 | -2 (-3) |
| h) Satellite/centre de production | 850 | 0,1 | - | $10^3$ | -64 (-63) | -40 | 24 (23) |
| i) Satellite/car de reportage | 850 | 0,01 | - | 10 | -81 (-80) | -40 | 41 (40) |
| j) Station au sol et ville | 0,01 | 15 | $1{,}2.10^6$ | $8{,}3.10^4$ | -7 (-6) | -6 (-2) | +1 (+4) |
| k) Station au sol/ car de reportage[2] | 0,4 | 0,01 | - | 10 | -14 (-13) | -13 | 1 (0) |

Note 1. - Dans les cas j) et k), la hauteur est égale à la distance de séparation.

Note 2. - D'après une étude menée par une administration, une distance de 50 m convient mieux [CCIR, 1986-90c].

Note 3. - Les valeurs entre parenthèses sont celles applicables à 243,0 MHz.

3.6.2 **La marge donnée au Tableau I est définie comme étant la différence entre la limite de brouillage spécifiée et la moyenne quadratique de la tension calculée aux bornes de l'antenne de l'aéronef du satellite ou de la station au sol. Lorsqu'elle est positive, il n'existe pas de risque de brouillage. Dans le seul cas où elle est faiblement négative, il peut exister des brouillages à peine détectables.**
**La marge négative la plus importante est de 3 dB pour la réception par un satellite dans le cas de Londres. Etant donné qu'il n'existera que très peu de villes dans cette catégorie, et que leurs emplacements sont bien connus, ce facteur ne semble pas justifier une réduction de la limite de rayonnement. Un complément d'étude est nécessaire pour savoir s'il n'y a plus de trace de l'effet Doppler ou si elle a été fortement dégradée ou non.**

3.7 Incidence des dispersions des fréquences des émetteurs de localisation d'urgence

3.7.1 Bien que l'écart de fréquence des émetteurs de localisation d'urgence à court terme soit très faible, la dispersion des fréquences de ces émetteurs couvre plusieurs centaines de Hz. Par ailleurs la 9ème harmonique de l'horloge MAC/paquet est précisément sur 121,5 MHz. La largeur de bande de traitement du signal par satellite de 50 Hz n'est pas centrée sur 121,5 MHz exactement, là où se produit le brouillage mais a une dispersion d'environ 10 fois cette largeur de bande. En outre, le brouillage dû à l'effet Doppler ne se produit que pendant un certain pourcentage temps. Compte tenu de ces effets, un complément d'étude est nécessaire pour évaluer la probabilité globale de brouillage.

4. Conclusions

4.1 Les études susmentionnées ont montré que les limites de rayonnement à appliquer aux décodeurs MAC/paquets et à d'autres équipements de télévision numérique utilisés dans des environnements domestiques sont les suivantes :

| Fréquence (MHz) | Distance de mesure (m) | Limite de rayonnement dB ($\mu$V/m) |
|---|---|---|
| 121,5 | 10 | 30 |
| 243,0 | 10 | 37 |

Cette limite est identique à celle qui figure déjà dans la publication 22 du CISPR (Classe B) et à la limite de brouillage radioélectrique CENELEC EN 55022 pour le matériel informatique à ces deux fréquences.

4.2 Cette étude a montré que les limites de rayonnement précitées garantissent une compatibilité électromagnétique avec les services aéronautiques dans les situations de détresse possibles.

4.3 Dans le cas du matériel de production numérique, la limite recommandée est la même que celle de la publication CISPR N° 22 (Classe A) et les limites CENELEC EN 55022 aux fréquences de 121,5 MHz et 243 MHz, comme suit:

| Fréquence (MHz) | Distance de mesure (m) | Limite de rayonnement recommandé dB ($\mu$V/m) |
|---|---|---|
| 121,5 | 30 | 30 |
| 243,0 | 30 | 37 |

Cette limite est en fait supérieure de 10 dB à celle du CISPR (Classe B), car elle est mesurée à une distance de 30 m au lieu de 10. Certaines administrations ont examiné des préoccupations concernant ces hypothèses.

4.4 Dans le cas d' un récepteur d'aéronef, les études entreprises ont démontré que le bruit artificiel existant dégrade la sensibilité au-dessus des régions fortement peuplées. On constate que l'effet des brouillages émanant de décodeurs MAC/paquets est inférieur au niveau actuel de bruit artificiel.

4.5 Ces résultats sont basés sur des études qui supposent une implantation généralisée du système de télévision MAC/paquets, ce qui devrait être le cas dans les 15 à 30 prochaines années.

4.6 Sur la base des valeurs du Tableau I, aucune combinaison des scénarios a) à k) du § 4 ne donnera des marges sensiblement plus faibles.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

MIR, S. et WHITE, D.R.J. [1974] Building attenuation and the impact on product susceptibility. EMC Symposium, San Francisco, Etats-Unis d'Amérique.

OACI [6-15 mai 1986] Report of the 1986 Full Meeting (European frequency coordinating body of OACI), Appendix to Attachment G., Paris.

RTCA [mai 1983] Minimum operational performance standards for emergency locator transmitters. Radio Technical Commission for Aeronautics (RTCA), Washington, D.C., DO-183 et DO-186.

TAGGART, H.E., WORKMAN, J.L. et NELSON, R.E. [1971] Emergency locator transmitters: Effective radiated power levels and techniques of determining effective radiated power, National Bureau of Standard Report N° 9769, Boulder, Colorado, Etats-Unis d'Amérique.

Documents du CCIR

[1986-90]: **a.** 1/2 (8/3; 10-11S/4) (UER)
**b.** 8/461 (France)
**c.** 1/123 (8/331; 10-11S/130) (Canada)

ANNEXE C

Analyse par simulation du brouillage potentiel du système SARSAT causé par des rayonnements non essentiels provenant de décodeurs MAC/paquets

1. Introduction

1.1 La méthodologie d'analyse examinée dans la présente Annexe a été élaborée par les Etats-Unis d'Amérique [CCIR, 1986-90b], et on en trouvera une description plus complète des fondements théoriques dans la Référence [Miller et Wallace, 1989].

2. Historique

2.1 Les sous-systèmes de réception et de traitement de signaux SARSAT ont été conçus de manière à obtenir la sensibilité limitée par le bruit thermique maximal possible aujourd'hui afin de permettre la détection et la localisation fiables des sinistres. Ces signaux utiles reçus par l'ensemble d'instruments SARSAT étant souvent relativement faibles, les sous-systèmes SARSAT sont sensibles au brouillage.

2.2 Le brouillage d'un système SARSAT peut être causé par le rayonnement de signaux non essentiels dans les bandes utilisées, lorsque des éléments rayonnants se trouvent dans la zone de visibilité du satellite. Ces éléments rayonnants peuvent être des émetteurs fonctionnant dans des bandes adjacentes ou harmoniquement liées, des automobiles et des machines, des équipements électroniques (par exemple, des ordinateurs), des équipements récréatifs et d'autres sources.

2.3 Le Comité international spécial des perturbations radioélectriques (CISPR) a établi des limites pour les rayonnements non essentiels provenant d'équipements électriques et électroniques. Pour les équipements de catégorie B (équipement grand public typique), les limites de rayonnement applicables pour l'équipement informatique sont indiquées dans le Tableau I ci-après [CISPR, Publication No 22, 1985]. Ces limites sont conçues pour assurer la protection de l'environnement local contre des équipements individuels et non contre l'effet composite d'un grand nombre d'équipements.

TABLEAU I

Limites de rayonnement fixées par le CISPR
(Publication No 22)

| Fréquence | Champ électrique maximal (quasi-crête) |
|---|---|
| 30 - 230 MHz | 30 dB($\mu$V/m) à 10 mètres |
| 230 - 1 000 MHz | 37 dB($\mu$V/m) à 10 mètres |

2.4 La présente Annexe traite des effets des rayonnements non essentiels sur le fonctionnement du système SARSAT à 121,5 MHz et 243,0 MHz. On admet que des rayonnements proviennent de décodeurs MAC/paquets aux limites CISPR du Tableau I. Comme on l'expliquera au § 5, les résultats cités ici tendent à indiquer que les limites actuellement fixées par le CISPR sont inadéquates [CISPR, Publication No 22, 1985].

3. Caractéristiques du système SARSAT

3.1 Le système SARSAT comprend le secteur spatial, les émetteurs d'alerte de détresse (ELT et RBLS à satellite) et le sous-système de traitement des signaux.

3.2 Secteur spatial

3.2.1 Le secteur spatial comprend un satellite en orbite circulaire quasi polaire à une altitude nominale de 850 km. Ce satellite est équipé de l'ensemble d'instruments du système SARSAT, composé d'antennes de réception assurant la couverture de la Terre, de récepteurs, de sous-systèmes de traitement des signaux (406,05 MHz seulement) et d'un émetteur espace vers Terre, pour recevoir, traiter et retransmettre les signaux émis par les ELT et les RBLS à satellite fonctionnant sur 121,5, 243,0 et 406,05 MHz. Le traitement des signaux dans les stations terriennes de réception ou les terminaux d'usager locaux permet de déceler un sinistre et de le localiser (voir le Rapport 761).

3.2.2 Les antennes de réception de l'engin spatial sont pointées vers le nadir (droit vers le bas) et présentent un diagramme de rayonnement à symétrie circulaire permettant de recevoir des émissions à polarisation rectiligne des ELT et des RBLS sous une orientation quelconque. Les Figures 1 et 2 indiquent les diagrammes de gain d'antenne par rapport à un signal à polarisation rectiligne (dBLi) mesuré à l'entrée du récepteur pour 121,5 MHz et 243,0 MHz respectivement [COSPAS-SARSAT, 1988]. La formule (1) est applicable au calcul de la fonction de gain des antennes de 121,5 et 243 MHz:

$$G(dBLi) = a_0 + a_1\Gamma + a_2\Gamma^2 \qquad (1)$$

ou $\Gamma$ (radians) est l'angle par rapport au nadir; les valeurs pour $a_0$, $a_1$ et $a_2$ sont données dans le Tableau II. Ces approximations sont des courbes d'adaptation du second ordre de l'erreur sur les moindres carrés (à environ 0,2 dB près) des fonctions de gain indiquées dans les figures.

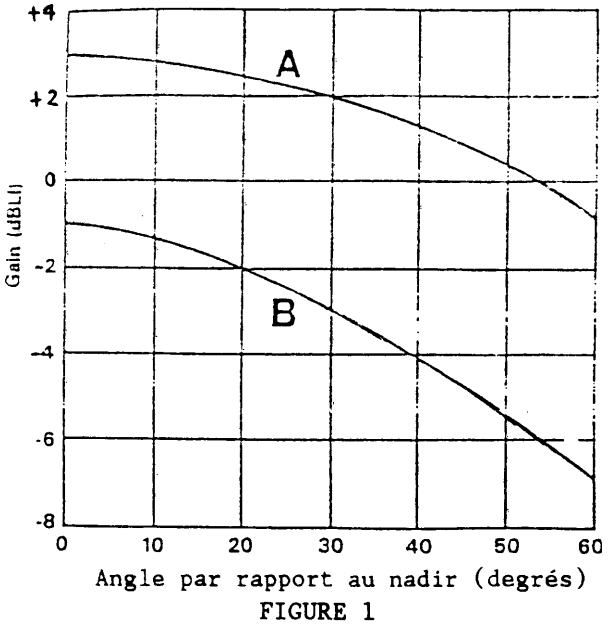



FIGURE 1

Gain de l'antenne de l'engin spatial à 121,5 MHz [COSPAS-SARSAT, 1988]

A: gain maximal sur 90% de la zone
B: gain minimal sur 95% de la zone

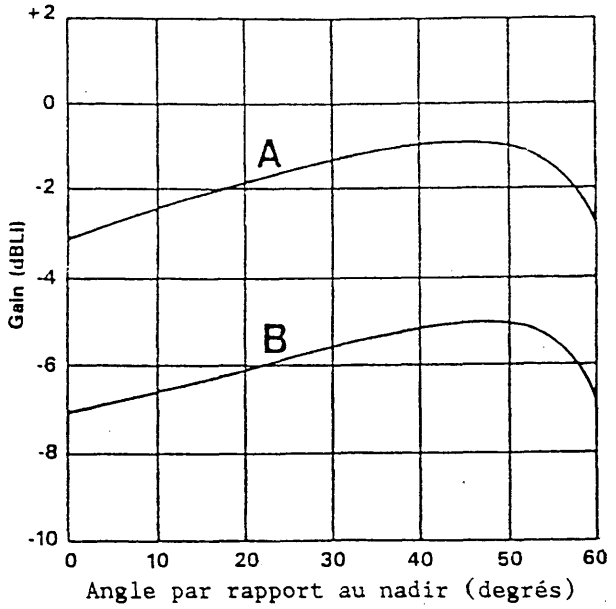



FIGURE 2

Gain de l'antenne de l'engin spatial à 243 MHz [COSPAS-SARSAT, 1988]

A: gain maximal sur 90% de la zone
B: gain minimal sur 95% de la zone

TABLEAU II

Coefficients pour la formule de gain d'antenne (1)

| Fréquence (MHz) | $a_0$ | $a_1$ | $a_2$ |
|---|---|---|---|
| 121,5 | 02,96 | 00,04 | -03,51 |
| 243 ($\Gamma$ < 45 degrés) | -03,01 | 04,06 | -01,88 |
| 243 ($\Gamma$ > 45 degrés) | -28,95 | 66,92 | -40,05 |

3.2.3 La température de bruit du système de réception dépend de plusieurs facteurs, dont notamment la fréquence d'exploitation, l'heure et le type de zone visible du satellite. Des mesures de la température du bruit des systèmes de réception ont été faites à la suite du lancement pour tous les satellites NOAA mis sur orbite à ce jour. Les résultats de ces mesures sont présentés dans le Tableau III [NASA; a, b, c, d, e]. Ce tableau présente les valeurs minimales et maximales de température du bruit mesurée pour chaque série d'essais. Les essais étaient exécutés au NASA Goddard Space Flight Center (Etats-Unis), le satellite considéré étant orienté vers la partie orientale (industrielle) des Etats-Unis. Pour NOAA-8, à 121,5 MHz la température de bruit était augmentée par le brouillage électromagnétique dû aux instruments de bord. Comme on peut le voir d'après le Tableau III, ce problème n'existe plus sur les satellites qui ont suivi. Sur la base de ces données, on peut admettre aux fins d'analyse, des températures de bruit minimales de 2 000 K pour 121,5 MHz et de 800 K pour 243 MHz. Un complément d'étude est requis pour quantifier les valeurs de température de bruit dans d'autres parties du monde.

TABLEAU III

Température de bruit mesurée pour les systèmes de réception

| Satellite SARSAT | Référence | Température de bruit mesurée (K) | |
|---|---|---|---|
| | | 121,5 MHz | 243 MHz |
| NOAA-8 | NASA, a 19 | 3 630-18 200 | 800 |
| NOAA-9 | NASA, b 20 | 1 320-4 680 | 1 050-4 680 |
| NOAA-9 | NASA, c 21 | 2 009-2 903 | non mesurée |
| NOAA-10 | NASA, d 22 | 2 100-3 200 | 500-800 |
| NOAA-11 | NASA, e 23 | 1 182-3 981 | 851-5 495 |

4. Analyse

4.1 Une analyse a été effectuée [Miller et Wallace, 1989] dans le but d'estimer le niveau et la nature du signal reçu par un récepteur SARSAT dans trois cas, à partir de deux distributions hypothétiques d'émetteurs (décodeurs MAC/paquets et équipements de studio) dans le champ de visibilité du satellite. Les distributions supposées étaient les suivantes: 1) largement étendue, les émetteurs étant répartis de façon aléatoire sur tout le champ de visibilité, avec un nombre moyen constant par kilomètre carré; et 2) concentrée, les émetteurs étant répartis uniformément dans une zone circulaire représentant une ville isolée, soit au nadir du satellite soit ailleurs qu'au nadir.

4.2 Diagramme de l'antenne de satellite

On admettait que, dans tous les cas, le gain de l'antenne du satellite était indépendant de l'angle d'azimut et égal aux courbes supérieures (gain maximal dans 90% de la région) des Figures 1 et 2, en fonction de l'angle par rapport au nadir. Dans cette analyse, on a calculé le gain en utilisant des formules quadratiques adaptées à ces courbes à $\pm$ 0,2 dB près. Un complément d'étude est requis pour comparer cette hypothèse à l'aide d'une méthode statistique.

4.3 Sources de brouillage distribuées uniformément

4.3.1 Pour la distribution étendue, on a appliqué une analyse informatique par la méthode de Monte Carlo, dans laquelle les résultats d'un grand nombre d'essais d'émetteurs individuels étaient combinés. Pour chaque essai, l'emplacement de l'émetteur était choisi au hasard puis on calculait la puissance et la fréquence du signal reçu par le satellite. L'histogramme de la puissance reçue en fonction de la fréquence sur de nombreux essais représentait alors la densité spectrale de puissance du signal résultant reçu simultanément de tous les émetteurs. La puissance reçue était calculée comme suit pour chaque essai: p.i.r.e. (présumée constante à la limite du rayonnement -3dB pour l'orientation aléatoire) + affaiblissement dû aux bâtiments + perte sur le trajet de propagation + gain de l'antenne du récepteur du satellite. La fréquence du signal était déterminée par la vitesse relative émetteur/satellite et le décalage Doppler résultant.

4.3.2 La Figure 3 présente les résultats de deux simulations préliminaires pour une fréquence d'exploitation de 121,5 MHz (une simplification de la formule 1 était utilisée) permettant de déterminer la comparaison entre deux modèles de l'affaiblissement dû aux bâtiments. La densité spectrale de puissance était pointée en fonction du décalage Doppler pour des sources de brouillage distribuées uniformément sur le champ de visibilité du satellite. Seule la moitié de la courbe est présentée, étant donné la symétrie aux environs de l'effet Doppler zéro.

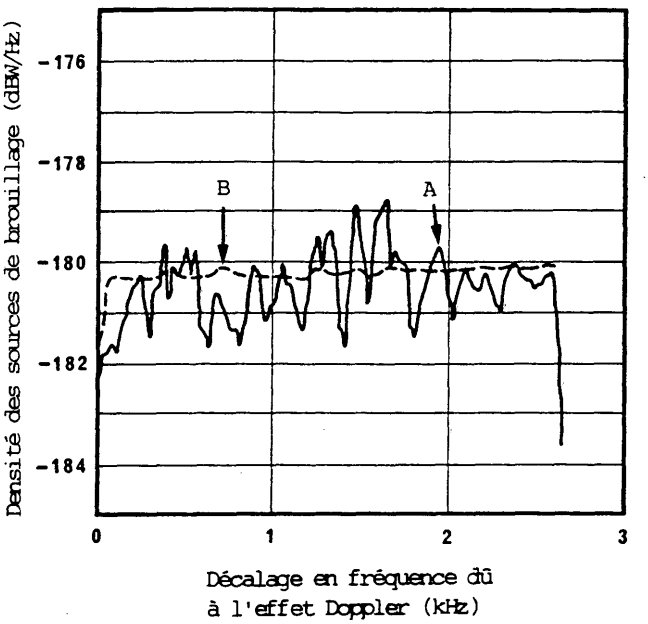



FIGURE 3

Densité spectrale de puissance (DSP) à l'entrée du récepteur fonctionnant à 121,5 MHz
(puissance rayonnée totale: 1 W, gain d'antenne calculé à l'aide de la formule 2 de [Miller et Wallace, 1989])

A. Affaiblissement log-normal dû aux bâtiments
B. Affaiblissement dû aux bâtiments, valeur constante de 4 dB

4.3.3 La courbe en trait plein de la Figure 3 est le résultat de $2 \times 10^6$ essais. Pour chaque essai, une valeur aléatoire pour l'affaiblissement dû aux bâtiments (distribution log-normale, $\mu$ = 22 dB, $\sigma$ = 12,5 dB [CCIR, 1986-90a]) était ajoutée à l'affaiblissement sur le trajet. La courbe en pointillés de cette même figure est le résultat de $5 \times 10^5$ essais avec une valeur constante de 4 dB pour l'affaiblissement dû aux bâtiments. Etant donné que les deux courbes concordent à $\pm$ 2 dB près, toutes les analyses qui ont suivi ont été fondées sur l'approche plus simple, soit une valeur d'affaiblissement dû aux bâtiments constante de 4 dB.

4.3.4 La Figure 4 présente les résultats de $10^6$ essais pour deux diagrammes d'antenne à 121,5 MHz. La courbe supérieure correspond à l'adaptation de la courbe de la formule 1. La courbe inférieure de la Figure 4 correspond au gain d'une antenne doublet [CCIR, 1986-90a].

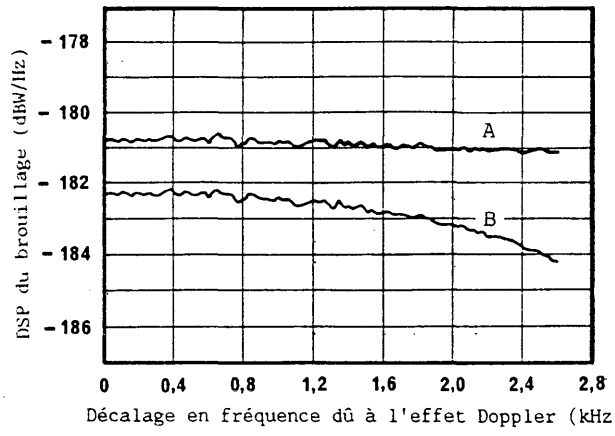
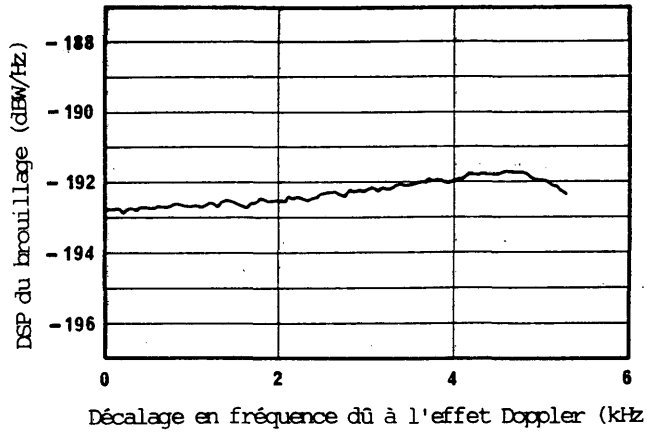



FIGURE 4

DSP à l'entrée du récepteur fonctionnant à 121,5 MHz
(puissance rayonnée totale: 1 W)

A: gain d'antenne = formule 1
B: antenne doublet

4.3.5 La Figure 5 présente les résultats de $10^6$ essais à la fréquence d'exploitation de 243 MHz, avec le gain d'antenne donné par la formule 1. Les sources de brouillage sont réparties uniformément sur le champ de visibilité du satellite. Comme on peut le voir, la DSP à 243 MHz est inférieure de 11 à 12 dB à 121,5 MHz. Cela correspond à l'emploi d'une antenne de réception de satellite ayant un gain de 1 à 6 dB inférieur à 243 MHz qu'à 121,5 MHz, à une réduction de 6 dB causée par un affaiblissement de transmission de base accrue et à une réduction de 3 dB résultant du décalage en fréquence par effet Doppler. Ces résultats donnent donc un affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments constant, soit de 4 dB.




. FIGURE 5

DSP à l'entrée du récepteur fonctionnant à 243 MHz
(puissance rayonnée totale: 1 W, gain d'antenne calculé d'après la formule 1)

4.3.6 Nous référant aux Figures 4 et 5, admettons qu'il existe 50 x $10^6$ sources de brouillage uniformément réparties sur le champ de visibilité et que chacune d'elles rayonne une p.i.r.e. de -87,8 dBW (équivalant à la limite du CISPR pour 121,5 MHz moins une marge de 3 dB pour tenir compte de l'orientation aléatoire des sources). La puissance rayonnée totale de toutes les sources additionnées est donc de 10 log (50 x $10^6$) -87,8 dBW = -10,8 dBW. Les courbes des Figures 4 et 5 ont été calculées pour un niveau de rayonnement total normalisé de 0 dBW. En conséquence, la DSP déterminée par la courbe de simulation de la Figure 4 serait réduite de 10,8 dB pour donner la puissance reçue totale à l'entrée du récepteur de (-180,8 - 10,8) = -191,6 dBW/Hz pour des émetteurs à la limite fixée dans la publication du CISPR No 22.

4.4 Brouillage provenant de villes

Pour la simulation de la distribution concentrée, on calcule le niveau de la puissance reçue en admettant que tous les émetteurs sont situés au centre de la "ville du cas le plus défavorable" (voir Annexe B, § 2.2). La forme de la courbe de DSP en fonction de la fréquence tient compte de la répartition des émetteurs situés à l'intérieur de la limite circulaire de la ville, dont le rayon est de 28 km.

4.5 Augmentation de la température de bruit du système de réception

L'augmentation effective de la température de bruit d'exploitation du système de réception est une mesure adéquate du degré de dégradation qu'aura ce type de brouillage sur la qualité de fonctionnement du système SARSAT. L'augmentation de la température de bruit équivalente, delta T, due au brouillage est égale à

$$\text{delta } T = DSP/k \qquad (2)$$

où DSP est la densité de puissance spectrale (W/Hz) à l'entrée du récepteur due au brouillage et k la constante de Boltzmann (1,380 x $10^{-23}$ J/K ou -228,6 dB (W/Hz-K)).

5. Critères de brouillage

5.1 Au § 3, il est indiqué que le rayonnement provenant d'un grand nombre d'unités MAC/paquets sera reçu à bord du satellite, sous la forme d'un signal analogue au bruit. L'effet de ce brouillage analogue au bruit peut dégrader de façon mesurable le seuil de détection, réduisant ainsi la probabilité de déceler et de localiser un sinistre.

5.2 D'après l'analyse de signaux d'émetteurs de localisation d'urgence réelle reçue par les satellites SARSAT [King, 1986], un grand pourcentage des signaux traités fait apparaître des valeurs $C/N_0$ voisines du seuil de traitement. Le Tableau IV donne des statistiques des signaux observés pendant une période de 7 semaines, en 1983, pour l'engin spatial NOAA-8. Ces données montrent que le système SARSAT fonctionne au voisinage de son seuil.

TABLEAU IV

Statistiques relatives au Rapport C/N pour le signal reçu, pour l'engin spatial NVAA-8 [King, 1986]

| Fréquence (MHz) | Seuil de $C/N_0$ (dB-Hz) | Percentiles $C/N_0$ | | |
|---|---|---|---|---|
| | | 25ème | 50ème | 75ème |
| 121,5 | 14,0 | 16,5 | 19,5 | 24 |
| 243 | 15,5 | 16,5 | 19,0 | 22 |

5.3 Les données indiquent que la possibilité pour le système SARSAT de déceler et de localiser un sinistre est limitée par le bruit. Pour des systèmes limités par le bruit, le critère accepté, pour la spécification d'un niveau admissible de brouillage est fonction de l'augmentation de la puissance de bruit à la réception (ou, ce qui est équivalent de la température de bruit d'exploitation du récepteur) causée par le brouillage. Ce critère est utilisé par des services qui recherchent une protection contre des brouillages préjudiciables causés par des rayonnements non essentiels provenant d'autres systèmes.

5.4 Dans le service de radioastronomie par exemple, des mesures passives des radiations thermiques d'origine extra-terrestres sont faites à l'aide de système de réception à gain élevé et à faible bruit qui font appel à des techniques complexes de combinaison et de traitement des signaux (voir le Rapport 224). Le niveau de brouillage préjudiciable adopté pour le service de radioastronomie est le niveau qui introduit une erreur de 10% ou plus dans la mesure, soit de la puissance reçue de la source extra-terrestre soit de la température de bruit de cette source.

5.5 Le service fixe par satellite prévoit 20% du bilan de bruit sur une voie téléphonique pour les brouillages autres que des réseaux SFS et 10% du bilan de bruit pour les brouillages provenant de systèmes de Terre fonctionnant dans la bande à titre primaire, sur un pied d'égalité (voir les Recommandations 353, 356 et 466).

5.6 Dans le service mobile maritime par satellite, 12% de l'objectif global de qualité de fonctionnement est attribué au bruit sur une voie téléphonique pour le brouillage dans la bande provenant d'autres systèmes du même service et de systèmes de Terre fonctionnant à titre primaire, sur un pied d'égalité (voir le Rapport 917).

5.7 Le brouillage électromagnétique provenant d'autres équipements partageant l'engin spatial avec le récepteur SARSAT pourrait, comme le brouillage provenant du sol, accroître la température de bruit équivalente et dégrader la sensibilité du système. Des objectifs nominaux très stricts ont été fixés pour les niveaux de brouillage électromagnétique dans les bandes de réception, cela afin d'empêcher une telle dégradation [King, 1984]. Ils sont fondés sur une dégradation maximale de 0,5 dB du seuil du système, ce qui est équivalent à une augmentation de 12% de la température de bruit du système.

5.8 Compte tenu de ce qui précède*, on tolérera que les rayonnements MAC/paquets augmentent la puissance de bruit du système de réception de 0,5 dB ou la température de bruit de 12% avant qu'on les considère dans la présente analyse comme des brouillages préjudiciables. Cette valeur limite nécessitera éventuellement un complément d'étude en rapport avec ce critère de brouillage.

6. Analyses des brouillages

Le présent paragraphe contient les résultats d'une analyse du brouillage des opérations SARSAT à 121,5 MHz et 243,0 MHz. Cette analyse a été exécutée sur la base de l'approche définie au § 3 et décrite en détail en [Miller et Wallace, 1989]. Trois cas ont été pris en considération: 1) des brouillages dus à des rayonnements non essentiels provenant d'équipements distribués uniformément dans le champ de visibilité, 2) des brouillages dus à des équipements situés à l'intérieur d'une ville située au-dessous du satellite, et 3) des brouillages dus à des équipements situés dans une ville, alors que le satellite ne se trouve pas au-dessus de celle-ci. Les hypothèses choisies pour cette analyse sont décrites ci-après; elles correspondent à celles qui ont été choisies dans l'Annexe B. Les résultats sont comparés avec la modification de 0,5 dB du seuil de détection de la température de bruit.

6.1 Hypothèses utilisées dans l'analyse

6.1.1 La p.i.r.e. d'une source unique est de -87,8 dBW à 121,5 MHz et de -80,8 dBW à 243,0 MHz, ce qui correspond aux limites du CISPR de 30 dB ($\mu$V/m) et 37 dB ($\mu$V/m) respectivement, mesurés à 10 mètres (avec une réduction de 3 dB pour tenir compte de l'orientation aléatoire).

6.1.2 L'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments est de 4,0 dB. Cette valeur nécessitera éventuellement un complément d'étude.

6.1.3 Le nombre de décodeurs de télévision actif (facteur d'activité) est égal à la population se trouvant dans le champ de visibilité divisé par 12. On admet ainsi que, dans la population, une personne sur trois possède un décodeur et qu'un de ces décodeurs sur quatre est utilisé à un moment déterminé. Ces statistiques seraient fondées sur le nombre de récepteurs de télévision existants en Europe et représentent une densité de saturation qui ne sera vraisemblablement pas atteinte d'ici 15 ou 30 ans [CCIR, 1986-90a].

6.2 Résultats

6.2.1 Trois cas de configuration différente sont considérés pour chacune des deux fréquences d'exploitation.

6.2.1.1 Cinquante millions de sources de brouillage actives, réparties uniformément dans le champ de visibilité du satellite.

6.2.1.2 650 000 sources de brouillage actives, concentrées dans une ville dont les dimensions sont approximativement celles de Londres. Le satellite passe directement au-dessus de la zone.

---

* Les rayonnements MAC/paquets sont tolérés sur une base d'absence de brouillage et aucune marge n'est prévue dans ces bandes de fréquence.

6.2.1.3 650 000 sources de brouillage actives, concentrées dans une ville dont les dimensions sont approximativement celles de Londres. Cette ville se trouve en un emplacement arbitraire: latitude relative: 11° et un angle de la zone centrale: 21°.

6.2.2 Les résultats des analyses sont résumés dans les Tableaux V et VI. Les valeurs de densité spectrale de puissance pour les cas à distribution uniforme sont tirées des Figures 4 et 5 et ajustées comme cela est indiqué au § 3.3.6. Ces tableaux montrent que l'augmentation de la température de bruit due à des rayonnements non essentiels aux limites indiquées dans la Publication N° 22 du CISPR dépasse le seuil de dégradation de valeurs comprises entre 10,3 et 19,5 dB à 121,5 MHz et entre 10,3 et 15,5 dB à 243 MHz.

TABLEAU V

Brouillage potentiel du système SARSAT à 121,5 MHz

| Cas | Distribution uniforme | Ville de 28 km de diamètre (au nadir) | Ville ailleurs qu'au nadir |
|---|---|---|---|
| Nombre de sources actives | $50 \times 10^6$ | $650 \times 10^3$ | $650 \times 10^3$ |
| Puissance reçue (dBW) | | -163,2 | -177,2 |
| Décalage en fréquence dû à l'effet Doppler en crête (Hz) | 2 654 | 99,1 | 27,3 |
| Densité spectrale de puissance (dBW/Hz) | -191,6 | -185,3 | -194,5 |
| Tension équivalente (dBμV/50 Hz | -37,6 | -31,3 | -40,5 |
| Augmentation de la température de bruit (K) | 5 012 | 21 380 | 2 570 |
| Augmentation admissible de la température de bruit (K) | 240 | 240 | 240 |
| Augmentation excédentaire de la température de bruit (dB) | 13,2 | 19,5 | 10,3 |

TABLEAU VI

Brouillage potentiel du système SARSAT à 243,0 MHz

| Cas | Distribution uniforme | Ville de 28 km de diamètre (au nadir) | Ville ailleurs qu'au nadir |
|---|---|---|---|
| Nombre de sources actives | $50 \times 10^6$ | $650 \times 10^3$ | $650 \times 10^3$ |
| Puissance reçue (dBW) | | -168,4 | -179,2 |
| Décalage en fréquence dû à l'effet Doppler en crête (Hz) | 5 307 | 198,2 | 54,6 |
| Densité spectrale de puissance (dBW/Hz) | -195,6 | -193,3 | -198,5 |
| Tension équivalente (dBμV/50 Hz) | -41,6 | -39,3 | -44,5 |
| Augmentation de la température de bruit (K) | 1 995 | 3 388 | 1 023 |
| Augmentation admissible de la température de bruit (K) | 96 | 96 | 96 |
| Augmentation excédentaire de la température de bruit (dB) | 13,2 | 15,5 | 10,3 |

6.3 Niveaux seuil pour les rayonnements non essentiels

Les niveaux d'émission donnés dans le Tableau VII permettront d'obtenir que le brouillage de décodeurs MAC/paquets et d'équipements de studio ne cause pas une augmentation du niveau de bruit dans les récepteurs SARSAT supérieure au niveau seuil de 0,5 dB (augmentation de 12% de la température de bruit). Il en résulte des niveaux de rayonnement inférieurs de 20 dB à 121,5 MHz et de 16 dB à 243 MHz aux limites indiquées dans la Publication No 22 du CISPR.

TABLEAU VII

Limites maximales de rayonnement respectées pour la protection du système SARSAT, d'après l'étude qui précède

| Fréquence (MHz) | Distance de mesure (mètres) | Limite de rayonnement (dB(μV/m)) |
|---|---|---|
| 121,5 | 10 | 10 |
| 243,0 | 10 | 21 |

7. Conclusions

7.1 L'analyse décrite dans le présent Rapport permet de conclure que les décodeurs de télévision MAC-paquets et les équipements de studio de télévision rayonnant aux limites du CISPR reproduites dans le Tableau I pourraient, en s'additionnant, causer un brouillage préjudiciable au système SARSAT.

7.2 Etant donné que l'altitude de l'orbite, le gain d'antenne et les paramètres de fonctionnement du système COSPAS sont différents, on peut s'attendre à ce que les limites de brouillage soient différentes de celles qui ont été calculées pour le système SARSAT. Il faudrait faire une analyse afin de déterminer les limites de rayonnement adéquates pour la protection du satellite COSPAS.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CISPR, Publication No 22 [1985] "Limits and Methods of Measurement of Radio Interference Characteristics of Information Technology Equipment (ITE)", publiée par la CEI, Genève, Suisse.

COSPAS-SARSAT [juin 1988] Space Segment, Document C/S T.003, COSPAS-SARSAT Secretariat.

King, J.V. [septembre 1984] "Electromagnetic Interference (EMI) Design Goals for a SARSAT Equipped Spacecraft", Rapport SAR 84/9, Department of Communications, Canada.

King, J.V. [avril 1986] "Determination of the Effects of Spacecraft-Generated Electromagnetic Interference on the 121.5/243 MHz SARSAT Mission", Rapport SAR 86/5, Department of Communications, Canada.

Miller, J.E. et Wallace, R. [30 juin 1989] - "Analysis of the Potential Interference to SARSAT Caused by Spurious Emissions from TV Decoders", Technical Report 2886 (Rév.2), Atlantic Research Corporation, Washington D.C.

Documents de la NASA

a. [novembre 1983] "NASA SARSAT Spacecraft Communications, Post Launch Test Results, NOAA-8 Spacecraft", NASA Goddard Space Flight Center

b. [juin 1985] "NASA SARSAT Spacecraft Communications, Post Launch Test Results, NOAA-9 Spacecraft", NASA Goddard Space Flight Center

c. [juillet 1985] "SARSAT Test Report: Test of Spurious Signals and Noise Level in the NOAA-9 121.5 MHz Channel", NASA Goddard Space Flight Center.

d. [...] Données d'essais en laboratoire non publiées, obtenues du System Engineering and Development Laboratory, NASA Goddard Space Flight Center.

e. [juillet 1989] "NASA SARSAT Spacecraft Communications, Post Launch Test Results, NOAA-11 Spacecraft', NASA Goddard Space Flight Center.

Documents du CCIR

[1986-90]: a. 1/2 (8/3; 10-11S/4) (UER)
b. 1/157 (8/384; 10-11S/167) (Etats-Unis d'Amérique)

BIBLIOGRAPHIE

Law A.M. et Kelton W.D. [1982] Simulation Modeling and Analysis, McGraw-Hill Book Co., New York, 1982, Chapitre 7, pp 240-278.

RAPPORT 1118 *

# ETUDE RELATIVE A LA REDUCTION DU BRUIT RADIOELECTRIQUE PROVENANT DE SOUS-STATIONS D'ALIMENTATION ELECTRIQUE - IMPORTANCE D'UNE MAINTENANCE APPROPRIEE

(Question 46-1/1, Programme d'études 46B/1)

## 1. Introduction (1990)

Les sous-stations d'alimentation électrique produisent un niveau assez élevé de bruit radioélectrique essentiellement imputable à la décharge de l'entrefer et à la rupture en effet de couronne. Dans toute station de grande taille ou de taille moyenne, et à n'importe quel moment, il peut y avoir des connecteurs mal reliés à la terre, des isolateurs défectueux, des contacts en métal à résistance élevée ainsi que du matériel divers mal assujetti entraînant éventuellement une décharge de l'entrefer et en effet de couronne. En conséquence, une maintenance périodique des sous-stations est assez indispensable pour réduire le niveau du bruit radioélectrique.

Pour étudier le comportement du bruit radioélectrique et les effets d'une maintenance périodique, on considère qu'il est nécessaire de connaître:

i) le niveau de bruit rayonné par une sous-station d'alimentation électrique dans laquelle il peut exister plusieurs "points chauds" - contacts mal assujettis, isolateurs défectueux, etc.

ii) le niveau de bruit radioélectrique après l'élimination de lacunes de ce genre;

iii) l'ampleur de la réduction du niveau de bruit rayonné due à une maintenance minutieuse de la sous-station.

## 2. Etude expérimentale d'une sous-station d'alimentation électrique type

L'étude expérimentale a porté sur une sous-station type de 220 kV comportant trois lignes entrantes et trois lignes sortantes. Cette sous-station est située dans la banlieue de New Delhi (Inde). La densité du trafic des véhicules sur les routes avoisinantes étant très faible, les effets du bruit d'allumage ont été considérés comme négligeables. En outre, il n'y a autour de la sous-station aucune zone résidentielle ou industrielle et aucune autre source de bruit radioélectrique artificiel pouvant provoquer des erreurs de mesure. La station considérée a été mise en service en 1983; elle comporte deux barres d'alimentation - avec 39 isolateurs chacune - et 106 connexions au total.

---

* Ce Rapport doit être porté à la connaissance du CISPR.

3. Méthode de mesure

Les mesures ont été faites conformément aux Publications du CISPR. Selon la spécification du CISPR (c'est-à-dire en mode quasi crête), le microprocesseur choisit automatiquement la largeur de bande FI de 120 kHz. Deux sites appropriés ont été retenus après un examen détaillé de l'emplacement des barres d'alimentation, des transformateurs, du réseau de distribution et des portiques (etc.) dans la sous-station. Un emplacement a été choisi entre deux transformateurs et les réseaux de distribution faisant face à la barre d'alimentation I et à la barre d'alimentation II. Un autre site a été choisi près des portiques, où se trouvent plusieurs contacts en métal. Il a été procédé aux mesures à 20 mètres de distance des barres d'alimentation dans les deux emplacements. Les résultats finals ont été obtenus sur la base des données brutes fournies par plus de 40 mesures à chaque endroit.

4. Etat de la sous-station

A l'aide de l'organisation responsable de la maintenance et de l'entretien régulier de la sous-station, on a recherché les "points chauds", et quatre de ces "points chauds" ont été décelés outre les anomalies comme celles des isolateurs défectueux. Une série de mesures, ont été faites avant la maintenance de la sous-station. Ensuite, l'ensemble des "points chauds" ont été éliminés, et, les isolateurs défectueux ont été remplacés. Après cette opération de maintenance, il a été procédé à une autre série de mesures.

5. Conditions météorologiques

Pendant les mesures, le temps a été assez sec, ensoleillé et clair. Toutes les mesures ont été faites de jour avec une température environ comprise entre 40 et 43°C et un taux d'humidité d'environ 30 à 35%.

6. Résultats

Les niveaux de bruit radioélectrique provenant de la sous-station sont représentés à la Figure 1 pour les deux antennes de polarisation. Les valeurs du bruit rayonné ont été mesurées dans la bande de fréquences 60 - 300 MHz par beau temps.

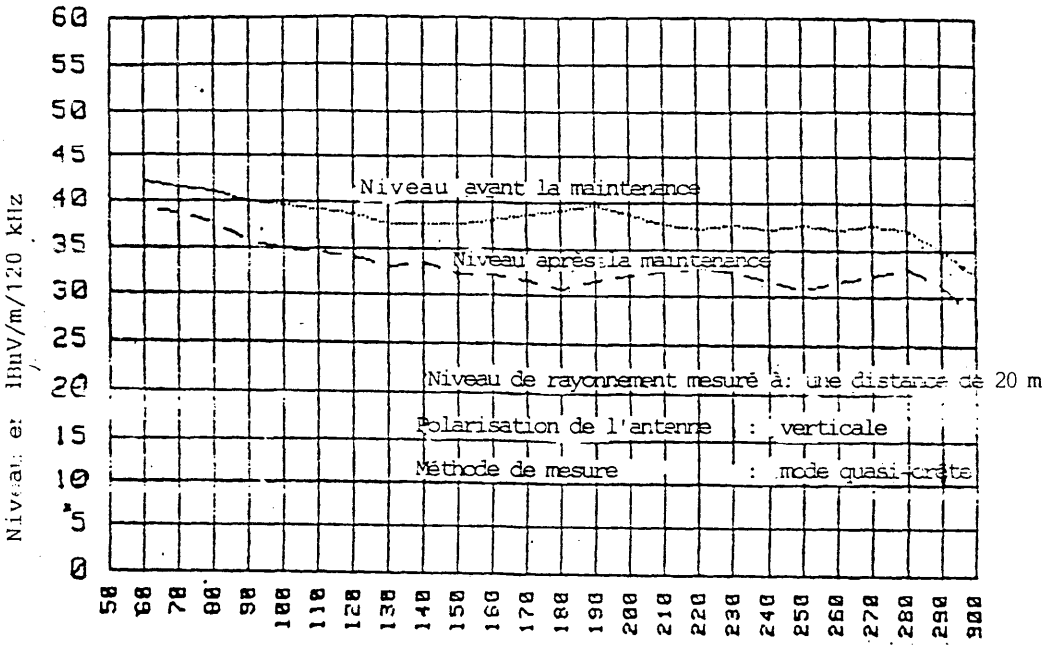
L'examen des données recueillies pendant cette campagne de mesures montre que le bruit radioélectrique a été réduit d'environ 10 dB après la maintenance. En conséquence, il est possible de réduire considérablement le bruit radioélectrique en assurant une maintenance adéquate de la sous-station d'alimentation électrique et en éliminant les anomalies.

L'examen des données fait apparaître qu'une maintenance préventive régulière de la sous-station visant à éliminer les connecteurs mal reliés à la terre, les isolateurs défectueux, les contacts en métal à résistance élevée et les divers équipements mal assujettis permet d'obtenir une réduction considérable du bruit radioélectrique produit dans une sous-station d'alimentation électrique et, partant, de réduire les brouillages causés aux services de radiocommunications.

7. Conclusion

Cette étude souligne l'importance de la maintenance des sous-stations d'alimentation. Il convient de se rappeler que les installations d'alimentation électrique et les systèmes de distribution de courant peuvent être des sources importantes de brouillage pour le spectre des fréquences radioélectriques (voir le Document 18 du CISPR) et que tous les efforts possibles doivent être déployés pour réduire ces brouillages et même les éliminer.

NIVEAU DE BRUIT RAYONNE PAR UNE SOUS-STATION DE 220 kv




NIVEAU DE BRUIT RAYONNE PAR UNE SOUS-STATION DE 220 KV

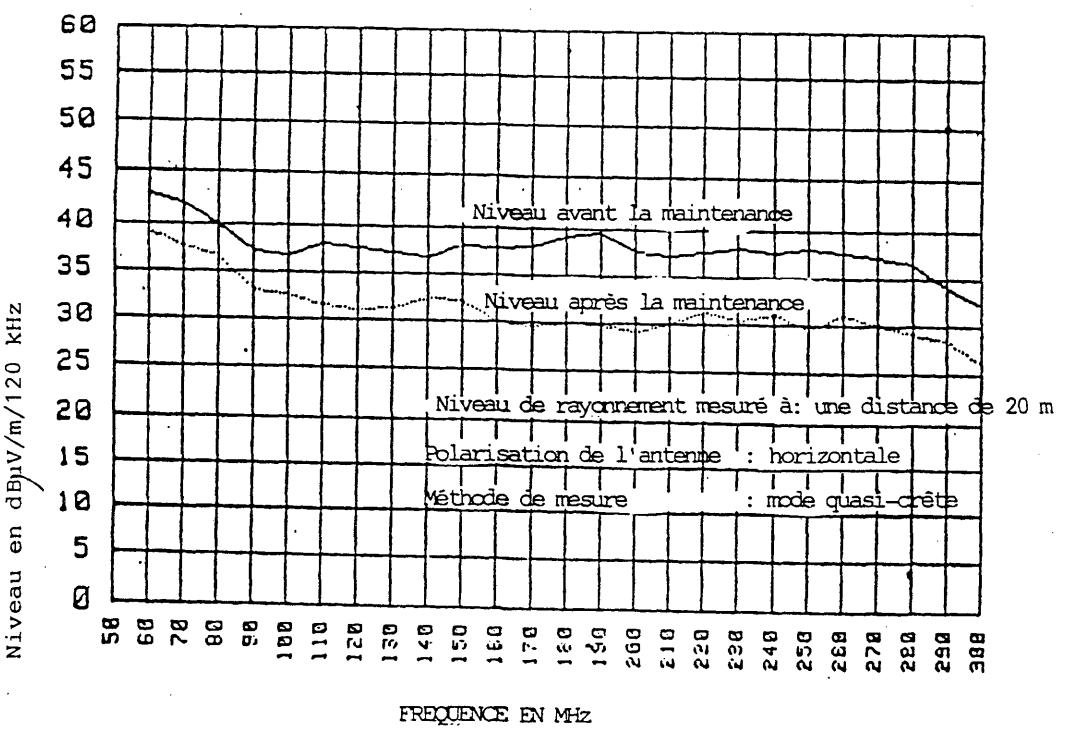



FIGURE 1

RAPPORT 670-1

# NIVEAU MINIMAL DE BRUIT EXTERNE: SPÉCIFICATION MONDIALE 0,1 Hz A 100 GHz

(Question 46/1, Programme d'études 46A/1)

(1978-1990)

## 1. Introduction

Ce bref Rapport a pour objet de spécifier le niveau minimal de bruit externe auquel on peut s'attendre aux emplacements de réception de Terre, provenant de sources naturelles ou de sources artificielles (à l'exclusion des signaux brouilleurs) dans la gamme des fréquences comprises entre 0,1 Hz et 100 GHz. Le but est de pouvoir déterminer la valeur minimale de bruit du récepteur, $f_r$, qui convient pour que la limite de fonctionnement d'un système de réception de Terre soit pratiquement déterminée par le niveau de bruit externe. En général, il ne faut pas utiliser des systèmes de réception ayant des facteurs de bruit inférieurs à ceux qui sont définis par le niveau minimal de bruit externe.

## 2. Définitions

Le facteur de bruit total de fonctionnement, $f$, résulte pour un système de réception, d'un certain nombre de sources de bruit au terminal de réception du système. Il faut tenir compte du bruit interne et du bruit externe. Pour les récepteurs exempts de réponses parasites, le facteur de bruit du système (voir le Rapport 413, Oslo, 1966) est donné par la formule:

$$f = f_a + (l_c - 1)\left(\frac{t_c}{t_0}\right) + l_c\,(l_t - 1)\left(\frac{t_t}{t_0}\right) + l_c\,l_t\,(f_r - 1) \qquad (1)$$

où

$f_a$ : facteur de bruit externe défini comme étant:

$$f_a = \frac{p_n}{k t_0\, b} \qquad (2)$$

$F_a$ : valeur de bruit externe défini comme étant $F_a = 10 \log f_a$

$p_n$ : puissance de bruit disponible fournie par une antenne sans pertes (les bornes de cette antenne sans pertes n'existent pas réellement, mais il s'agit du seul point de référence approprié du système de réception pour les divers facteurs de bruit)

$k$ : constante de Boltzmann = $1{,}3802 \times 10^{-23}$ J/K

$t_0$ : température de référence exprimée en K, 288 K

$b$ : largeur de bande de la puissance de bruit du système de réception en Hz

$l_c$ : pertes du circuit d'antenne (rapport puissance d'entrée disponible/puissance de sortie disponible)

$t_c$ : température réelle, en K, de l'antenne et du sol à proximité

$l_l$ : pertes de la ligne de transmission (rapport puissance d'entrée disponible/puissance de sortie disponible)

$t_l$ : température réelle, exprimée en K, de la ligne de transmission

$f_r$ : facteur de bruit du récepteur ($F_r = 10 \log f_r$ : valeur de bruit en dB)

Si $t_c = t_l = t_0$, la formule (1) devient:

$$f = f_a - 1 + f_c\, f_l\, f_r \tag{3}$$

où $f_c$ est le facteur de bruit associé aux pertes du circuit d'antenne,

$$f_c = 1 + (l_c - 1)\left(\frac{t_c}{t_0}\right) \tag{4}$$

et $f_l$ est le facteur de bruit associé aux pertes de la ligne de transmission,

$$f_l = 1 + (l_l - 1)\left(\frac{t_l}{t_0}\right) \tag{5}$$

La relation (2) peut s'écrire:

$$P_n = F_a + B - 204 \qquad \text{dBW} \tag{6}$$

où $P_n = 10 \log p_n$ ($p_n$ = puissance disponible en watts), $B = 10 \log b$, et $-204 = 10 \log kt_0$. Pour une courte antenne unipolaire verticale, mise au sol ($h \ll \lambda$), la composante verticale de la valeur quadratique moyenne du champ est donnée par la formule

$$E_n = F_a + 20 \log f_{\text{MHz}} + B - 95{,}5 \qquad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \tag{7}$$

où $E_n$ est le champ dans la largeur de bande $b$ et $f_{\text{MHz}}$ est la fréquence centrale en MHz. On peut dériver des expressions similaires pour $E_n$ dans le cas d'autres antennes [Lauber, 1977]. Par exemple, pour un doublet demi-onde en espace libre,

$$E_n = F_a + 20 \log f_{\text{MHz}} + B - 99{,}0 \qquad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \tag{8}$$

Le facteur de bruit externe est aussi couramment exprimé sous forme d'une température, $t_a$, où, par définition de $f_a$,

$$f_a = \frac{t_a}{t_0} \tag{9}$$

et $t_0$ est la température de référence en K et $t_a$ est la température d'antenne due au bruit externe.

Le Rapport 413 (Oslo, 1966) contient des définitions et des études plus détaillées (y compris dans le cas des réponses parasites).

## 3. Résultats

Les trois figures suivantes et l'étude de chacune d'elles permettent de spécifier la valeur minimale de $F_a$ ainsi que d'autres niveaux de bruit présentant de l'intérêt. Il convient de noter que $f_a$ est une quantité sans dimensions, puisqu'il s'agit du rapport de deux puissances. Toutefois, elle donne numériquement la densité spectrale de puissance disponible en fonction de $kt_0$ et la puissance disponible en fonction de $kt_0b$ [Spaulding, 1976].

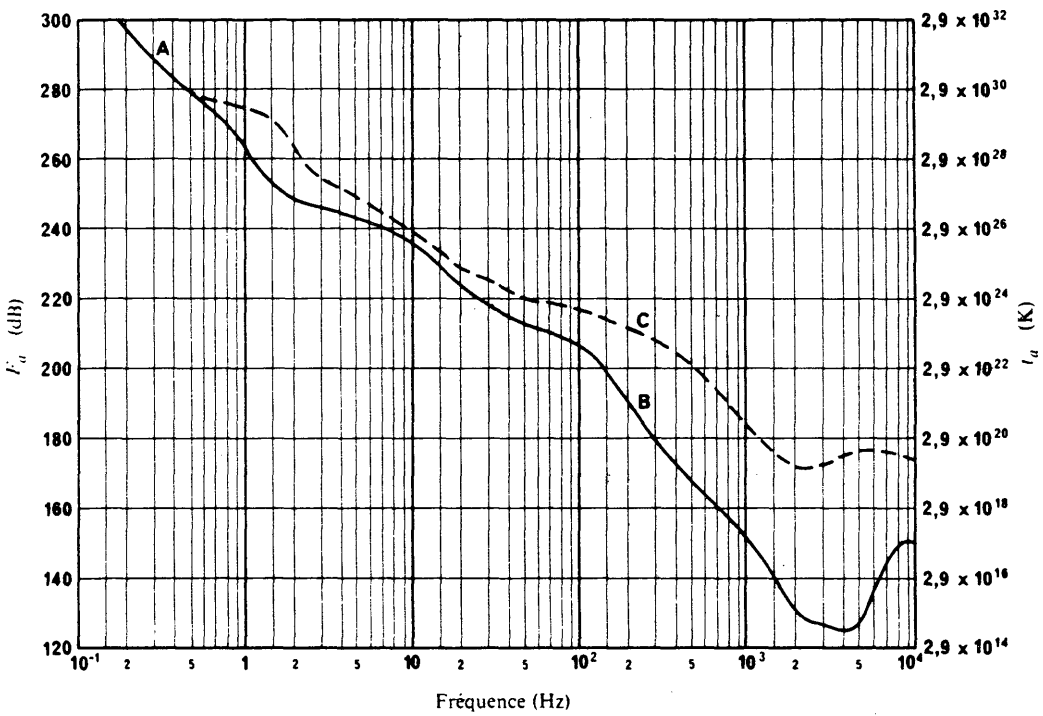



FIGURE 1 — *$F_a$, valeur minimale et maximale, en fonction de la fréquence (0,1 à $10^4$ Hz)*

A: Microimpulsions

B: Valeur minimale attendue du bruit atmosphérique

C: Valeur maximale attendue du bruit atmosphérique

*Fig. 1 :* Cette figure couvre la gamme des fréquences comprises entre 0,1 Hz et 10 kHz. La courbe en trait plein représente les valeurs minimales attendues de $F_a$ fondées sur des mesures (compte tenu de la surface entière de la Terre, pour toutes les saisons et heures du jour) et la ligne en tirets représente les valeurs maximales attendues. Il convient de noter que dans cette gamme de fréquences il y a très peu de variations saisonnières, diurnes ou géographiques. La plus grande variabilité dans la gamme 100 à 10 000 Hz est due à la variabilité de la fréquence de coupure du conduit Terre-ionosphère.

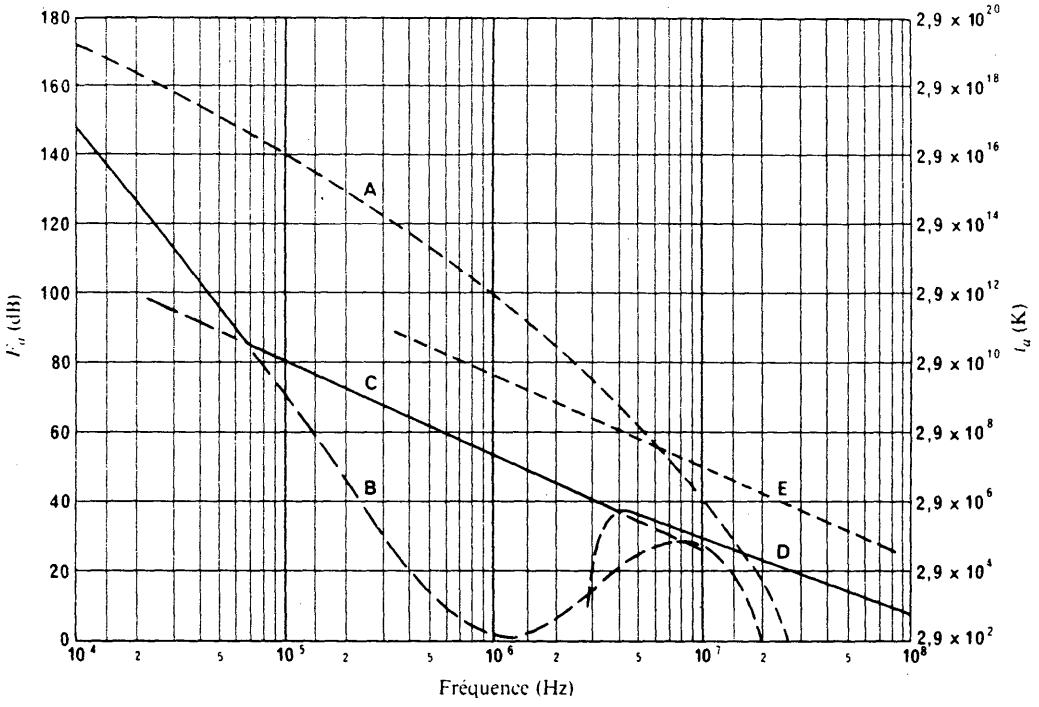



FIGURE 2 — *$F_a$ en fonction de la fréquence ($10^4$ à $10^8$ Hz)*

A: Bruit atmosphérique, valeur dépassée pendant 0.5% du temps

B: Bruit atmosphérique, valeur dépassée pendant 99.5% du temps

C: Bruit artificiel, emplacement de réception calme

D: Bruit galactique

E: Valeur médiane du bruit artificiel dans une zone commerciale

———— : Niveau de bruit minimal attendu

*Fig. 2 :* Cette figure couvre la gamme de fréquences comprises entre $10^4$ et $10^8$ Hz c'est-à-dire 10 kHz à 100 MHz. Le bruit minimal attendu est représenté par les courbes en traits pleins et les autres bruits qui pourraient présenter de l'intérêt par les courbes en tirets. Pour le bruit atmosphérique, les valeurs minimales attendues sont les valeurs dépassées pendant 99,5% du temps et les valeurs maximales sont les valeurs dépassées pendant 0,5% du temps. Pour les courbes représentant le bruit atmosphérique, toutes les heures du jour, les saisons et la surface entière de la Terre, ont été prises en considération. On peut obtenir d'autres précisions (sur les variations géographiques et les variations horaires) dans le Rapport 322. Le bruit artificiel (emplacement de réception calme) est le bruit mesuré à des emplacements calmes soigneusement choisis dans le monde entier, comme l'indique le Rapport 322. Bien entendu, on n'a pas mesuré le bruit atmosphérique inférieur à ce niveau de bruit artificiel et les niveaux indiqués sont fondés sur des considérations théoriques (voir références). On a également indiqué la valeur médiane attendue du bruit artificiel dans des zones commerciales. On trouvera des précisions complémentaires sur le bruit artificiel et sa variation dans le Rapport 258 et dans [Spaulding et Disney, 1974] et les références.

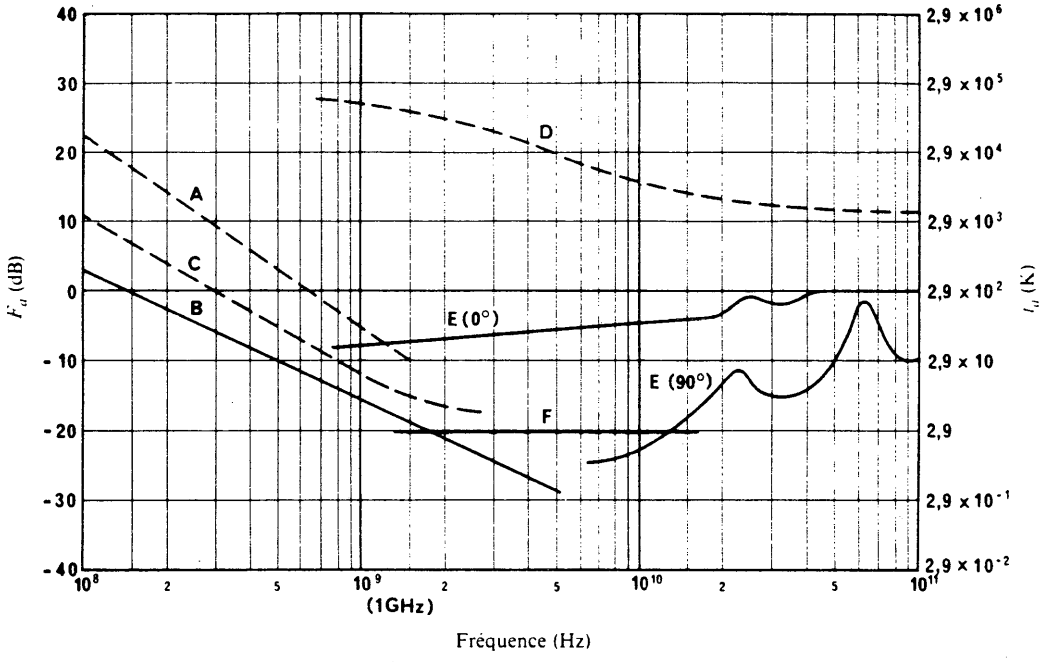



FIGURE 3 — *$F_a$ en fonction de la fréquence ($10^8$ à $10^{11}$ Hz)*

A: Valeur médiane estimative du bruit artificiel dans une zone commerciale

B: Bruit galactique

C: Bruit galactique (en direction du centre galactique avec ouverture de faisceau infiniment étroite)

D: Soleil calme (ouverture du faisceau ½ degré orienté vers le Soleil)

E: Bruit du ciel dû à l'oxygène et à la vapeur d'eau (antenne à faisceau très étroit): courbe supérieure, angle de site 0°; courbe inférieure angle de site 90°

F: Corps noir (fond cosmique), 2,7 K

——— : Niveau de bruit minimal attendu

*Fig. 3 :* Cette figure couvre la gamme de fréquences comprises entre $10^8$ et $10^{11}$ Hz c'est-à-dire entre 100 MHz et 100 GHz. Là encore, le niveau de bruit minimal est représenté par les courbes en traits pleins alors que certains autres bruits qui présentent de l'intérêt, par des courbes en tirets.

La plupart des résultats indiqués dans les trois figures s'appliquent à des antennes omnidirectives (sauf indication contraire sur les figures). La valeur moyenne de $F_a$ pour les antennes directives sera la même si l'on admet une orientation aléatoire. Des études ont montré que dans la bande des ondes décamétriques (par exemple), pour ce qui est du bruit atmosphérique dû aux orages, on peut observer une variation atteignant 10 dB (5 dB au-dessus à 5 dB au-dessous de la valeur moyenne $F_a$ indiquée) selon l'orientation pour le cas d'antennes à faisceau très étroit.

En ce qui concerne le bruit galactique, la valeur moyenne (sur l'ensemble du ciel) est représentée par la courbe en traits pleins portant l'indication «bruit galactique» (Fig. 2 et 3). Les mesures montrent une variation de ± 2 dB par rapport à cette courbe. Le niveau minimal de bruit galactique (antenne à faisceau étroit orientée vers le pôle galactique) est de 3 dB inférieur à celui qui est représenté par la courbe du bruit galactique en traits pleins de la Fig. 3. Le niveau maximal de bruit galactique pour les antennes à faisceau étroit est représenté par une courbe en tirets à la Fig. 3.

Nous allons maintenant examiner un exemple simple pour montrer comment on peut déterminer la valeur de bruit requise. A 10 kHz par exemple, le niveau minimum du bruit externe est $F_a$ = 146 dB. Si nous admettons $t_c = t_l = t_0$, $l_c = l_l = 1$ (autrement dit, s'il n'y a aucune perte dans l'antenne ou dans la ligne de transmission, nous obtenons alors

$$f = f_a - 1 + f_r \qquad (10)$$

Nous pouvons choisir pour $f_r$ la valeur qui n'augmentera $f$ que de 1 dB. Cela nous donne une valeur de bruit, $f_r$ de 140 dB ou un facteur total de bruit, $f$, de 147 dB. Toute valeur de bruit inférieure $f_r$, aussi faible soit-elle, ne peut faire tomber $f$ au-dessous de 146 dB. Considérons maintenant que $l_c = l_t = 100$, c'est-à-dire des pertes d'antenne de 20 dB et des pertes de transmission de 20 dB. Nous obtenons alors

$$f = f_a - 1 + 10\,000\, f_r \qquad (11)$$

Dans le cas présenté ci-dessus, pour augmenter la valeur de $f$ de 1 dB au maximum (c'est-à-dire la porter à 147 dB), il faut que $f_r$ soit au moins de 100 dB.

Il arrive que plusieurs types de bruit doivent être considérés parce que de valeurs comparables. Cela peut être vrai à toute fréquence, en général, mais c'est le plus souvent dans le cas des ondes décamétriques, où le bruit atmosphérique, le bruit artificiel et le bruit galactique peuvent avoir des valeurs comparables (Figure 2, 10 MHz, par exemple). Les valeurs de la puissance de bruit, $F_a$, indiquées sur les Figures 1 à 3 sont des valeurs médianes (blocs de temps 4 heures pendant 3 mois pour le bruit atmosphérique) et les valeurs de $f_a$ ont des distributions autour de la médiane $f_a$. Une méthode appropriée pour obtenir la valeur médiane et la distribution pour la somme de deux processus de bruit ou plusieurs a été mise au point [Spaulding et Stewart, 1987].

Enfin, il convient de noter que de nombreux bruits externes sont de nature impulsive (par exemple de nombreuses formes de bruit atmosphérique et de bruit artificiel). Cela signifie que le bruit externe peut toujours limiter la qualité de fonctionnement d'un système de communication, même si le bruit du récepteur est fixé au niveau le plus élevé, qui n'augmente pas le facteur de bruit total de fonctionnement $f$. Autrement dit, la qualité de fonctionnement n'est pas seulement fonction de la puissance du bruit de brouillage (rapport signal/bruit), mais elle dépend aussi des caractéristiques statistiques précises de ce brouillage. On trouvera des renseignements détaillés complémentaires dans les Rapports 258, 322, 342 et 720 du CCIR.

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

LAUBER, W. R. [1977] Preliminary urban UHF/VHF radio noise intensity measurements in Ottawa Canada. Deuxième colloque sur la CEM, Montreux, Suisse, 28-30 juin, 357-362.

SPAULDING, A.D. [1982] Atmospheric radio noise and its effects on telecommunication systems, Handbook of Atmospherics, Chapter 6, ed. H. Volland, CRC Press, Boca Raton, FL U.S.A.

SPAULDING, A.D. et R.T. DISNEY [1974] Man-made radio noise, Part 1: Estimates for business, residential, and rural areas, Office of Telecommunications Report OT-74-38 (NTIS Order Number COM 75-10798/AS).

SPAULDING, A.D. et STEWART, F.G. [1987] An updated noise model for use in IONCAP, National Telecommunications and Information Administration Report 87-212 (NTIS Order Number PB 87 1650007/AS).

DECISIONS

## DÉCISION 27-2

## APPLICATION DES TECHNIQUES INFORMATIQUES A LA GESTION DU SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE

(Questions 18/1, 44/1 et 45/1; Programmes d'études 18B/1 et 18C/1)

(1978-1981-1985)

La Commission d'études 1 du CCIR,

CONSIDÉRANT

*a)* que les demandes croissantes concernant le spectre des fréquences radioélectriques rendent nécessaire une amélioration des techniques de gestion du spectre;

*b)* que les administrations ont une tâche de plus en plus lourde et difficile en matière de gestion du spectre en raison de l'utilisation accrue des moyens de télécommunications existants et des nouvelles techniques de télécommunications;

*c)* que le développement de l'exploitation en partage du spectre parmi les administrations exige l'utilisation de techniques d'analyse plus complètes;

*d)* que la solution efficace des problèmes de gestion du spectre exige des moyens de stockage, de recherche et d'analyse des données et, par conséquent, une gestion efficace du spectre et l'application de méthodes informatiques;

*e)* que les progrès techniques constants permettent de mettre sur le marché des micro- et mini-ordinateurs de plus en plus puissants à des coûts raisonnables;

*f)* que la coordination des fréquences entre les administrations et la notification à l'IFRB seraient améliorées par un transfert des données produites par ordinateur;

*g)* que la Résolution 71 a approuvé la publication et l'actualisation du Manuel sur l'application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique,

DÉCIDE

**1.** que le Groupe de travail intérimaire 1/2 sera maintenu conformément aux dispositions de la Résolution 24 et travaillera principalement par correspondance avec le mandat suivant:

étudier les principes nécessaires et mettre au point des techniques efficaces de gestion du spectre, y compris la spécification de caractéristiques fonctionnelles, de modèles de compatibilité électromagnétique (CEM) et de techniques informatiques pour la gestion des données et l'assignation des fréquences. Le GTI devra en particulier accomplir les tâches suivantes:

– actualisation et tenue à jour du Manuel du CCIR sur l'application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique, en particulier, pour décrire les procédures à appliquer pour concevoir et mettre en œuvre des systèmes automatiques de gestion du spectre;

- examen des programmes d'ordinateur pour la gestion du spectre et l'analyse de compatibilité électromagnétique;
- mise au point de normes recommandées pour l'échange de données nationales de gestion du spectre produites par ordinateur entre les administrations en ayant à l'esprit les avantages que présente la compatibilité avec les normes utilisées pour les échanges de données entre les administrations et l'IFRB;

**2.** que le GTI 1/2 est actuellement composé selon les indications de l'Annexe I;

**3.** que toute administration ou organisation qui désire participer aux travaux du GTI 1/2 devra communiquer au Directeur du CCIR le nom et l'adresse de son expert;

**4.** que le Directeur du CCIR communiquera tous changements à l'Annexe I pouvant être portés à son attention, au Rapporteur principal et aux Vice-Rapporteurs principaux de la Commission d'études 1, ainsi qu'au Président du GTI 1/2, sans que ces changements soient considérés comme modifiant la présente Décision;

**5.** que le GTI 1/2 établira un rapport donnant les résultats de ses études et le présentera lors de la réunion finale de la Commission d'études en 1989;

**6.** que la présente Décision sera réexaminée lors de sa prochaine réunion.

## ANNEXE I

A la fin de la XVI[e] Assemblée plénière de 1986, les administrations et les organisations internationales suivantes ont indiqué leur participation aux travaux du Groupe de travail intérimaire 1/2:

*Administrations:*

Allemagne (République fédérale d')
Australie
Canada
Chine (République populaire de)
Espagne
Etats-Unis d'Amérique
Finlande
France
Inde
Italie
Japon
Jordanie
Mexique
Norvège
Nouvelle-Zélande
Papouasie-Nouvelle-Guinée
Pologne (République populaire de)
Royaume-Uni
Suède
Suisse
URSS
Venezuela

*Organisations internationales:*

Agence spatiale européenne (ASE)
Union européenne de radiodiffusion (UER)

*Union internationale des télécommunications:*

IFRB

*Président du Groupe de travail intérimaire 1/2:*

M. R. J. Mayher
National Telecommunications and Information Administration
Department of Commerce
14th & Constitution Avenue N.W.
Room 4096
WASHINGTON DC 20230
Etats-Unis d'Amérique

DÉCISION 53-2

## ACTUALISATION DU MANUEL A L'USAGE DES STATIONS DE CONTRÔLE

(Question 32/1, Résolution 62)

(1981-1985-1989)

La Commission d'études 1 du CCIR,

CONSIDÉRANT

*a)* l'importance du contrôle des émissions pour l'exploitation générale de services de radiocommunications en expansion;

*b)* les difficultés qu'éprouvent les administrations à réunir les informations qui leur sont nécessaires soit pour la création, soit pour la modernisation des stations de contrôle;

*c)* l'importance qu'il y a à tenir à la disposition des pays en développement des informations qui leur permettent d'établir leurs propres stations de contrôle et de pouvoir ainsi participer activement au système international de contrôle;

*d)* l'utilité du Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions en tant que service d'informations sur le contrôle des émissions;

*e)* les termes de la Question 32/1 et en particulier le § 6 du DECIDE;

*f)* les dispositions de la Résolution N° 39 (Mob-83) du Règlement des radiocommunications;

*g)* les dispositions de la Recommandation N° 30 du Règlement des radiocommunications;

*h)* la nécessité d'actualiser le Manuel à l'usage des stations de contrôle pour tenir compte de l'évolution des techniques et des matériels utilisés dans ces stations;

*j)* les dispositions de la Résolution 62 du CCIR ayant trait aux besoins d'informations sous forme visuelle et/ou sonore;

**k) la Recommandation N° COM6/B de la CAMR ORB(88) relative au contrôle international des émissions provenant de stations spatiales,**

DÉCIDE

1. que le GTI 1/5 sera maintenu conformément à la Résolution 24 avec le mandat suivant:

– procéder à l'actualisation appropriée du Manuel;

– déterminer quels nouveaux chapitres devraient être inclus et les rédiger;

**- de poursuivre les études concernant les moyens de contrôle des émissions spatiales;**

**- d'étudier les possibilités offertes en matière de contrôle du spectre par des moyens automatiques;**

– étudier les divers aspects de l'inclusion des informations contenues dans les textes pertinents du CCIR dans les chapitres appropriés du Manuel et faire des propositions alternatives en ce sens à la Commission d'études 1;

– étudier les possibilités d'utiliser des matériels audiovisuels afin de faciliter la formation des personnels des stations de contrôle;

– mettre à l'étude les questions spécifiques se rapportant au contrôle des émissions qui lui seront soumises par le Directeur du CCIR ou par lé Rapporteur principal de la Commission d'études 1;

2. que le GTI 1/5 travaillera conformément à la Résolution 24 et, dans la mesure du possible, par correspondance;

3. que le GTI 1/5 fera un rapport sur l'état d'avancement de ses travaux lors de la prochaine réunion intérimaire de la Commission d'études 1;

4. que le GTI 1/5 s'efforcera de terminer ses travaux avant la prochaine réunion finale de la Commission d'études 1;

5. que le Président et la composition du GTI 1/5 seront ceux indiqués dans l'Annexe I;

6. que toute administration et autre organisation participant aux travaux du CCIR, qui désirent participer aux travaux du GTI, devraient communiquer au Directeur du CCIR le nom et l'adresse de son expert;

7. que le Directeur du CCIR communiquera tous les changements relatifs à l'Annexe I pouvant être portés à son attention au Rapporteur principal et aux Vice-Rapporteurs principaux de la Commission d'études 1 ainsi qu'au Président du GTI sans que ces changements soient considérés comme modifiant la présente Décision.

## ANNEXE I

Les administrations, organisations internationales et organismes scientifiques ou industriels ci-après, ont fait savoir qu'ils tenaient à participer aux travaux du GTI 1/5:

*Administrations:*

Allemagne (République fédérale d')
Espagne
Etats-Unis d'Amérique
France
Inde
Iran (République islamique d')
Italie
Japon
Portugal
Royaume-Uni

*Organisations internationales ou organismes scientifiques ou industriels:*

UER Rohde et Schwarz THOMSON-CSF

*Union internationale des télécommunications:*

IFRB

*Président du Groupe de travail intérimaire 1/5:*

M. R. Lefort
Centre FRANCE TELECOM
BP 9
78660 ABLIS
France

Tél: +33 1 34.84.20.01
Télex: 698 193 INTRAMB
Fax: +33 1 34.85.92.08

DÉCISION 54-2

## RAYONNEMENT D'APPAREILS ISM

(Question 4/1 et Programme d'études 4D-1/1)

(1981-1985-1989)

La Commission d'études 1 du CCIR,

CONSIDÉRANT

*a)* la Résolution N° 63 de la Conférence administrative mondiale des radiocommunications, Genève, 1979;

*b)* le Vœu 2 du CCIR;

*c)* la Recommandation 433-3 du CCIR;

*d)* que le Groupe de travail intérimaire GTI 1/4 a été constitué à la fin de 1980;

*e)* que les travaux du GTI 1/4 ont progressé mais n'ont pas encore permis de parvenir à des conclusions définitives (voir le Rapport 1104 qui indique les travaux futurs à accomplir),

DÉCIDE

**1.** que le GTI 1/4 poursuivra ses travaux conformément aux dispositions de la Résolution 24 et travaillera principalement par correspondance avec le mandat suivant:

- déterminer, en collaboration avec le CISPR et la CEI, les limites pour les rayonnements des appareils ISM dans les parties du spectre qui ne sont pas désignées dans le Règlement des radiocommunications pour être utilisées par ces appareils;
- déterminer, en collaboration avec le CISPR et la CEI, les limites pour les rayonnements des appareils ISM dans les bandes de fréquences désignées pour être utilisées par ces appareils, compte tenu des besoins, présents et futurs, des applications industrielles, scientifiques et médicales;

**2.** que le Président et la composition du GTI 1/4 seront ceux indiqués dans l'Annexe I;

**3.** que le Directeur du CCIR devra communiquer la présente Décision à toutes les administrations et à toutes les organisations qui participent aux travaux du CCIR en vue de leur demander de contribuer au travail du GTI 1/4;

**4.** que toute administration ou organisation autre que celles énumérées dans l'Annexe I et qui désirerait participer au travail du GTI 1/4 doit annoncer au Directeur du CCIR le nom et l'adresse de l'expert qu'elle désignera pour y participer;

**5.** que le Directeur du CCIR devra communiquer au Rapporteur principal et aux Vice-Rapporteurs principaux de la Commission d'études 1 ainsi qu'au Président du GTI 1/4 tout changement aux indications données dans l'Annexe I qui sera porté à son attention, sans que ce changement puisse être considéré comme modifiant la présente Décision;

**6.** que le GTI 1/4 présentera son rapport à la prochaine réunion intérimaire de la Commission d'études 1 et, s'il le peut, élaborera une Recommandation appropriée qui pourrait être approuvée à la prochaine Assemblée plénière du CCIR.

# ANNEXE I

Les administrations et organisations internationales ci-après, ont fait savoir qu'elles tenaient à participer aux travaux du GTI 1/4:

*Administrations:*

Allemagne (République fédérale d')
Canada
Chine (République populaire de)
Danemark
Etats-Unis d'Amérique
France
Inde
Italie
Japon
Pays-Bas
Pologne (République populaire de)
Royaume-Uni
Suède
URSS

*Organisations internationales:*

CISPR
UER
AISM

*Président du Groupe de travail intérimaire 1/4:*

M. G. Lehning
Fernmeldetechnisches Zentralamt
Referat S 24
Am Kavalleriesand 3
D-6100 DARMSTADT
République fédérale d'Allemagne

Tél: +49 6151 832450
Télex: 419511 ftz d
Fax: +49 6151 834791

DÉCISION 56*

## TRANSFERT DE TECHNOLOGIE

(1980)

La Commission d'études 1 du CCIR,

CONSIDÉRANT

*a)* la Résolution N° 14 de la Conférence administrative mondiale des radiocommunications (Genève, 1979) relative au transfert de technologie;

*b)* l'importance de l'application de la science et de la technologie pour le développement des télécommunications dans le monde;

*c)* la nécessité d'accélérer ladite application,

DÉCIDE

**1.** qu'elle s'efforcera de favoriser par tous les moyens possibles le transfert de technologie nécessaire au développement des télécommunications dans le monde, particulièrement dans les pays en développement;

**2.** qu'elle encouragera les administrations Membres de l'UIT à participer dans toute la mesure possible aux travaux du CCIR, lequel joue un rôle de plaque tournante dans le transfert des données relatives à l'application de la technologie des télécommunications;

**3.** qu'elle entreprendra en outre de publier, sous forme de manuels et d'opuscules, des renseignements de caractère permanent et directement applicables qui aideront à effectuer le transfert de technologie nécessaire:

*Exemples:*

a) Rapport du GTI 1/2 intitulé «Application des techniques informatiques à la gestion du spectre radioélectrique» (destiné à aider dans la gestion moderne des fréquences);

b) «Manuel à l'usage des stations de contrôle des émissions» (pour lequel un chapitre spécial est en cours de rédaction, dont l'objet est de faire connaître les moyens de résoudre les problèmes nouveaux rencontrés lors de l'établissement d'un nouveau service de contrôle);

**4.** qu'elle apportera son soutien technique aux séminaires et cycles d'études organisés par l'UIT.

DECISION 100

PREPARATIFS DE LA CONFERENCE ADMINISTRATIVE MONDIALE
DES RADIOCOMMUNICATIONS DE 1992

(1989)

La Commission d'études 1 du CCIR,

CONSIDERANT

a) que par sa Résolution PL-B/1, la Conférence de plénipotentiaires de l'UIT de Nice (1989) a décidé:

- que la Conférence administrative mondiale des radiocommunications chargée d'étudier les attributions de fréquences dans certaines parties de spectre aura lieu au premier trimestre de 1992;

- que l'ordre du jour de cette Conférence devra être établi par le Conseil d'administration, compte tenu des Résolutions et des Recommandations des CAMR HFBC-87, CAMR MOB-87 et CAMR ORB-88 relatives à l'attribution des fréquences;

- que, de plus, cette Conférence pourra envisager de définir certains services spatiaux nouveaux et examiner des attributions à ces services dans les bandes de fréquences supérieures à 20 GHz;

b) que la Commission d'études 1 du CCIR a déjà défini certains concepts de base et critères techniques applicables au partage des fréquences et à l'évaluation de la compatibilité, qui pourront faciliter les travaux de la Conférence;

c) qu'un rapport de la Commission d'études 1 du CCIR devra être communiqué au GTIM chargé d'élaborer à l'intention de la CAMR-92 un rapport harmonisé qui puisse être transmis aux administrations avant la Conférence, comme indiqué dans la Résolution 24;

d) que la Commission d'études 1 peut se trouver dans une situation unique en son genre pour fournir des avis sur les concepts de base et critères techniques applicables au partage des fréquences compte tenu des attributions et à la compatibilité des services,

DECIDE

1. de constituer un Groupe de travail intérimaire 1/6 chargé d'établir le rapport de la Commission d'études 1 à l'intention du GTIM-CAMR-92 et de confier à ce GTI 1/6 le mandat suivant:

1.1 identifier les hypothèses et les principes appropriés, pouvant être appliqués à la fois aux situations de partage des fréquences existantes et aux situations prévisibles;

1.2 étudier les concepts de base et critères techniques appropriés pour le partage des fréquences, conformément au projet de nouvelle Décision [GTIM-CAMR-92];

1.3 signaler toute autre situation de partage spécifique dans laquelle la Commission d'études 1 pourrait fournir des avis au titre des préparatifs de la CAMR-92;

1.4 étudier les textes actuels de la Commission d'études 1 afin d'en extraire les parties concernant la CAMR-92 et de les communiquer au GTIM;

1.5 étudier les tolérances en fréquence et les émissions ayant une incidence sur les critères de partage ou de compatibilité, pour ce qui est des services et attributions inscrits à l'ordre du jour de la CAMR-92 par le Conseil d'administration;

1.6 selon les besoins, fournir des rapporteurs aux GTI et GTIM constitués dans le cadre de la préparation des textes destinés au GTIM-CAMR-92, et cela, afin de coordonner les études ultérieures qui pourraient faciliter la résolution des questions de partage des fréquences dont sera saisie la CAMR-92;

2. que M. Becker (Nouvelle-Zélande) assurera les fonctions de Président du GTI et que MM. Skiffins (Royaume-Uni) et McCaughern (Canada) assureront celles de vice-présidents;

3. que le GTI 1/6 définira sa structure et les modalités de ses travaux selon les besoins;

4. que les administrations intéressées et les autres participants aux travaux de la Commission d'études 1 du CCIR devront, le 10 janvier 1990 au plus tard, faire connaître au Directeur du CCIR et au Président du GTI 1/6 leur intention de participer au travaux du GTI, et indiquer le (les) nom(s) et adresse(s) de leur(s) représentant(s);

5. que le GTI se réunira selon les besoins, de telle sorte qu'il soit possible de diffuser le rapport dans les délais fixés par le GTIM-CAMR-92.

ANNEXE

Le GTI 1/6 sera constitué de représentants de:

| | | |
|---|---|---|
| Australie | RDA | UER |
| Canada | Iran | |
| Etats-Unis d'Amérique | Finlande | |
| France | Royaume-Uni | |
| Italie | Japon | |
| Suède | Pays-Bas | |

[redacted]