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 AUX VOLUMES X ET XI – PARTIE 2

SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE (RADIODIFFUSION SONORE ET TÉLÉVISION)

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 AUX VOLUMES X ET XI – PARTIE 2

SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE (RADIODIFFUSION SONORE ET TÉLÉVISION)

CCIR COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES RADIOCOMMUNICATIONS

92-61-04272-4

Genève, 1990

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

© U.I.T.

ANNEXE A LA PARTIE 2 DES VOLUMES X ET XI

SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE (SONORE ET TELEVISION)

(Partie 2 des Commissions d'études 10 et 11)

TABLE DES MATIERES

Page

Plan des Volumes I à XV de la XVIIe Assemblée plénière du CCIR (voir le Volume X ou le Volume XI - Recommandations)

Répartition des textes de la XVIIe Assemblée plénière du CCIR parmi les Volumes I à XV (voir le Volume X ou le Volume XI - Recommandations)

Table des matières..... I

Index des textes par ordre numérique..... V

Section 10/11A - Terminologie

Pas de Rapports

Section 10/11B - Systèmes

Rapport 215-7 Systèmes pour le service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore et télévision)..... 1

Rapport 1073-1 Normes de télévision pour le service de radiodiffusion par satellite..... 30

Rapport 1074-1 Emission par satellite de signaux d'image à composantes analogiques multiplexées (MAC)..... 46

Rapport 1075-1 Télévision à haute définition par satellite..... 69

Rapport 955-2 Radiodiffusion sonore par satellite pour récepteurs portatifs et récepteurs dans des véhicules automobiles..... 172

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

Page

Rapport 632-4 Service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore et télévision). *Types de modulation les plus appropriés du point de vue technique* 251

Rapport 953-2 Codage numérique pour l'émission de signaux son de haute qualité en radiodiffusion par satellite (bande passante nominale de 15 kHz)..... 283

Rapport 954-2 Méthodes de multiplexage pour l'émission de plusieurs sons numériques ainsi que de signaux de données en radiodiffusion 301

Rapport 1227 Systèmes de radiodiffusion par satellite pour le RDNIS (radiodiffusion numérique à intégration de services)..... 309

Rapport 1228 Normes du son de haute qualité et des données pour le service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz..... 312

Section 10/11C - Technologie

Rapport 810-3 Service de radiodiffusion par satellite (sonore et télévision). *Diagrammes de référence et techniques des antennes d'émission et de réception* 349

Rapport 473-5 Caractéristiques des équipements de réception pour le service de radiodiffusion par satellite..... 371

Rapport 808-3 Service de radiodiffusion par satellite. *Techniques relatives au secteur spatial* 400

Section 10/11D - Planification

Rapport 633-3 Planification de la ressource orbite-spectre dans le service de radiodiffusion par satellite..... 413

Rapport 811-2 Service de radiodiffusion par satellite.*Eléments de planification utilisés pour l'établissement des plans d'assignation de fréquence et de positions orbitales pour le service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz*..... 436

Rapport 814-2 Facteurs à prendre en considération lors du choix de la polarisation pour planifier le service de radiodiffusion par satellite..... 442

Rapport 952-2 Caractéristiques techniques des liaisons de connexion aux satellites de radiodiffusion. *Eléments nécessaires pour l'établissement des plans d'assignation de fréquences et de positions orbitales pour le service de radiodiffusion par satellite et les liaisons de connexion associées. Partage dans les bandes attribuées aux liaisons de connexion* 448

Page

Rapport 812-3 Logiciels pour la planification des services de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz..... 505

Section 10/11E - Partage

Rapport 631-4 Partage des fréquences entre le service de radiodiffusion (sonore et télévision) par satellite et les services de Terre..... 513

Rapport 634-4 Service de radiodiffusion sonore et de télévision par satellite. *Mesures des rapports de protection contre le brouillage pour la planification des systèmes de radiodiffusion de télévision* 563

Rapport 951 Partage entre le service inter-satellites et le service de radiodiffusion par satellite au voisinage de 23 GHz..... 632

Rapport 809-3 Partage interrégional de la bande 11,7-12,75 GHz entre le service de radiodiffusion par satellite et le service fixe par satellite..... 639

Rapport 807-3 Rayonnements non désirés des stations spatiales de satellites de radiodiffusion..... 645

Rapport 1076 Considérations affectant le logement des fonctions de service des spationefs (PTT) dans les bandes du service de radiodiffusion par satellite et des liaisons de connexion... 655

Décisions

Décision 43-5 Radiodiffusion sonore par satellite pour récepteurs portatifs ou installés à bord de véhicules et aspects relatifs au partage et au spectre en radiodiffusion par satellite de TVHD à bande RF large..... 669

Décision 51-4 Radiodiffusion par satellite de signaux de télévision à haute définition (TVHD) et insertion de plusieurs voies audio et/ou de données soit associés à des signaux de télévision soit pour la radiodiffusion sonore/de données dans des canaux de radiodiffusion de Terre et par satellite..... 674

Décision 93 Travaux préparatoires de la CAMR-92..... 680

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

INDEX DES TEXTES PAR ORDRE NUMERIQUE

ANNEXE A LA PARTIE 2 DES VOLUMES X ET XI

Page

SECTION 10/11A - Terminologie..... 1

SECTION 10/11B - Systèmes..... 1

SECTION 10/11C - Technologie..... 349

SECTION 10/11D - Planification..... 413

SECTION 10/11E - Partage..... 513

RAPPORTS	Section	Page	RAPPORTS	Section	Page
215-7	B	1	814-2	D	442
473-5	C	371	951	E	632
631-4	E	513	952-2	D	448
632-4	B	251	953-2	B	283
633-3	D	413	954-2	B	301
634-4	E	563	955-2	B	172
807-3	E	645	1073-1	B	30
808-3	C	400	1074-1	B	46
809-3	E	639	1075-1	B	69
810-3	C	349	1076	E	655
811-2	D	436	1227	B	309
812-3	D	505	1228	B	312

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

SECTION 10/11A: TERMINOLOGIE

Cette Section ne comporte pas de Rapports.

SECTION 10/11B: SYSTEMES

RAPPORT 215-7

SYSTÈMES POUR LE SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE (RADIODIFFUSION SONORE ET TÉLÉVISION)

(Question 2/10 et 11 et Programme d'études 2A/10 et 11)

(1963-1966-1970-1974-1978-1982-1986-1990)

1. Introduction

Le présent Rapport décrit les principaux éléments d'un système de radiodiffusion par satellite et les relations existant entre ces éléments. Il a pour objet d'aider les ingénieurs chargés de la conception des systèmes, du choix des fréquences, de la construction des engins spatiaux et des stations terriennes à choisir les caractéristiques appropriées. Ces choix, comme dans tous les autres systèmes, sont limités par diverses contraintes: limites imposées par l'état actuel de la technique, accords internationaux et, surtout, considérations d'ordre économique.

D'autres renseignements relatifs aux caractéristiques des systèmes du service de radiodiffusion par satellite sont donnés dans les Recommandations et les Rapports suivants:

- Terminologie: Recommandation 566
- Système de radiodiffusion télévisuelle
  Recommandation 650, Rapports 1073 et 1074
- Systèmes de radiodiffusion sonore
  Rapport 955
- Système de radiodiffusion de télévision à haute définition
  Rapport 1075
- Liaisons de connexion
  Rapport 952
- Modulation, multiplexage et codage
  Recommandation 651, Rapports 632, 953 et 954
- Antenne d'émission et de réception
  Recommandation 652, Rapport 810
- Equipement de réception au sol
  Rapport 473
- Techniques par satellite
  Rapport 808
- Partage des fréquences entre services
  Rapport 634

2. Principaux paramètres du système

Il existe différentes façons d'envisager le choix des paramètres du système. On trouvera dans la présente section une de ces méthodes.

Dans un premier temps, il convient de décider les facteurs définissant le système: qualité désirée pour plusieurs pourcentages de temps, nombre des voies (y compris le nombre des voies pour les programmes sonores associés) et zone de couverture sur la surface de la Terre. La question de la qualité de réception est traitée en détail dans le § 3 ci-après.

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

2.1 Facteurs influant sur le choix de l'orbite

2.1.1 Généralités

Parmi les facteurs qu'il faut prendre en considération dans le choix des orbites préférées pour les satellites de radiodiffusion, il y a la région à desservir, le nombre d'heures d'émission par jour et les caractéristiques des antennes.

L'orbite d'un satellite de radiodiffusion doit être telle que les régions voulues du globe (zone de service de radiodiffusion) soient desservies pendant les périodes où l'on désire assurer les émissions de radiodiffusion ou de télévision, celles-ci pouvant varier de quelques heures à 24 heures par jour. Quand il s'agit d'une desserte non continue, il est souhaitable que les intervalles pendant lesquels la réception peut avoir lieu se répètent chaque jour à la même heure (locale). Indépendamment de la durée de la période d'émission, il est souhaitable que l'orbite soit telle que la station de réception n'ait pas besoin d'être équipée d'un système d'antenne de poursuite.

2.1.2 Orbite des satellites géostationnaires (OSG)

L'orbite des satellites géostationnaires (altitude 35 786 km au-dessus de l'équateur) a été choisie pour la plupart des systèmes de radiodiffusion par satellites existants et prévus. Elle permet d'assurer un service de radiodiffusion permanent sur des zones aussi petites que des pays ou aussi grandes que des continents jusqu'à un maximum d'environ un tiers de la surface de la Terre. Les limitations imposées par l'angle minimal de site utilisable peuvent être déterminées à l'aide de la Fig. 1 du Rapport 206. Un satellite géostationnaire permet également d'employer si nécessaire des antennes de réception fixes de gain et, par suite, de directivité très élevés.

2.1.3 Orbites inclinés

Un satellite décrivant une orbite équatoriale circulaire sous-synchrone peut couvrir une région géographique donnée, à la même heure locale chaque jour. Le nombre d'heures de diffusion ininterrompue que peut assurer un tel satellite dans une région donnée de la surface terrestre est fonction de son altitude et de la latitude du point de réception. L'Annexe I (voir le Tableau XI) indique des durées de visibilité types.

Du fait qu'un satellite sur orbite circulaire sous-synchrone est à une altitude plus faible qu'un satellite géostationnaire, il permet de disposer, pour une puissance isotrope rayonnée équivalente donnée de l'émetteur, d'un signal plus intense à la surface de la Terre. De tels satellites présentent donc un avantage lorsque le gain maximal des antennes d'émission est limité par des raisons d'encombrement et que les antennes de réception peuvent être à peu près omnidirectives.

2.1.4 Choix de la position sur l'OSG

Les facteurs suivants doivent être pris en considération pour choisir un emplacement sur l'OSG:

- l'angle de site de l'antenne de réception dans la zone de service de radiodiffusion;
- l'effet de l'éclipse due à la lune (en général, on choisit comme position du satellite de radiodiffusion sur l'orbite 20 à 40° à l'ouest, à partir du centre de la zone de service de radiodiffusion, afin d'éviter l'obscurcissement par l'éclipse pendant les heures de service).

2.2 *Fréquence d'exploitation*

2.2.1 *Considérations générales*

Pour un système de radiodiffusion par satellite, le choix d'une bande de fréquences n'est pas seulement limité aux attributions de fréquences que fais à ce service le Règlement des radiocommunications, mais encore par d'autres éléments, tels que l'utilisation actuelle ou prévue de certaines fréquences partagées avec d'autres services dans la zone à desservir ou dans des zones où peuvent se produire des brouillages du fait du système envisagé (exemple: voir le Rapport 634).

L'affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère et à la pluie, et la dépolarisation sont les principaux effets dont il faut tenir compte en matière de propagation.

2.2.2.1 Affaiblissement

L'affaiblissement atmosphérique est surtout dû à la pluie et aux nuages. Il varie avec la fréquence, l'angle de site et le climat local. Il peut être extrapolé avec précision à partir d'un modèle d'affaiblissement dû à la pluie.

Les mesures qui ont été faites en Europe*, au Japon, en Malaisie, en Australie, aux Etats-Unis et en France sont décrites dans l'Annexe II. Les valeurs d'affaiblissement non dépassées pendant 99% ou 99,9% du mois le plus défavorable sont fournies dans le Tableau I.

TABLEAU I

Affaiblissement observé pendant le mois le plus défavorable en différents lieux et à des fréquences comprises entre 11,6 et 30 GHz

Lieu des mesures	Fréquence (GHz)	Angle de site (degrés)	Affaiblissement (dB) non dépassé pendant une partie donnée du mois le plus défavorable	
			99%	99,9%
Europe*	11,7	20 à 45	1,1	3,3
France (Paris)	11,6 - 11,8		1,8	4,0
France (Bretagne)	11,6 - 11,8		1,5	3,4
Japon (12 endroits)	12	30 à 60	2,4	6,9
Malaisie	12	Corrigé à 45	1,7	8,7
Darwin, Australie	12,75	50	6	16
Sydney, Australie	12,75	53	1	20
Maryland, Etats-Unis	11,7	29,5	< 1	5,4
Caroline du Nord, Etats-Unis	11,7	36	1	1,8
""	20	36	1,5	11,0
""	30	36	2,4	19,5

* Les mesures ont été faites par ESA dans certains pays de l'Ouest de l'Europe.

Le modèle d'affaiblissement dû à la pluie fondé sur les statistiques d'évanouissement dû à la pluie correspondant à 1% du mois le plus défavorable a été appliqué pour la planification des liaisons descendantes et des liaisons de connexion pour le service de radiodiffusion par satellite à 12 GHz décrit dans les Appendices 30 (ORB-85) et 30A du Règlement des radiocommunications (voir le Rapport 723 qui donne une méthode d'estimation des statistiques du mois le plus défavorable à partir des statistiques annuelles).

* Les mesures ont été faites par ESA dans certains pays de l'Ouest de l'Europe.

Des renseignements complémentaires figurent dans les Rapports 564 et 565, et on trouvera dans le Rapport 563 la description d'une méthode de calcul de l'affaiblissement par la pluie.

Pour une fréquence quelconque f(GHz) autre que 11,5 GHz, l'affaiblissement atmosphérique A_f peut être calculé approximativement à partir des valeurs obtenues à 11,5 GHz, $A_{11,5}$, à l'aide de la formule suivante qui est valable entre 11,0 et 14,5 GHz:

$$A_f = A_{11,5}\,[1 + 0{,}2\,(f - 11{,}5)] \qquad \text{dB}$$

Les mesures peuvent être corrigées en ce qui concerne l'angle de site, au moyen de la loi de la cosécante [CCIR, 1978-82a].

Il existe peu de données sur l'affaiblissement dû à la pluie pour les zones hydrométéorologiques tropicales. Il convient de réaliser un plus grand nombre de mesures dans ces régions au-dessus de 11,6 GHz afin de disposer d'un ensemble intéressant de données.

2.2.1.2 *Dépolarisation*

Outre les effets qu'ils produisent sur l'affaiblissement, les nuages et la pluie peuvent entraîner une dépolarisation du signal. L'analyse statistique des résultats mesurés avec une polarisation circulaire dans la Région 1 semble indiquer que le niveau de la composante dépolarisée (par rapport au niveau de la composante de même polarisation après affaiblissement) peut être exprimé approximativement en fonction de l'affaiblissement causé par l'atmosphère, selon la formule suivante:

Niveau relatif de la composante dépolarisée (pour la polarisation circulaire)

$$\approx -\,[30 - 20 \log A] \qquad \text{dB}$$

où A est l'affaiblissement atmosphérique en décibels.

Les statistiques de mesure effectives ont été analysées dans le Rapport 564, qui donne une équation plus détaillée pour tenir compte de l'influence de la fréquence et de l'angle de site.

Le Rapport 814, l'Annexe 5 de l'Appendice 30(ORB-85) et l'Appendice 30A du Règlement des radiocommunications décrivent plus en détail les effets de la dépolarisation due aux précipitations.

2.2.2 *Effets du bruit radioélectrique additionnel*

Le bruit radioélectrique additionnel est dû à des sources naturelles et industrielles (lignes d'alimentation, appareils électriques, systèmes d'allumage des véhicules à moteur). La Fig. 1 indique les niveaux types du bruit produit par ces sources et montre que, dans certaines conditions particulières, le bruit additionnel dans la partie inférieure de la bande 10 et dans la plus grande partie de la bande 9 est réduit au minimum. On notera toutefois que si l'on a fait de nombreuses mesures du niveau de bruit impulsif, l'évaluation de ces données est [encore incomplète]. Il faut donc considérer comme provisoires les niveaux de bruit que présente la Figure 1.

Actuellement, on dispose de peu de renseignements sur les aspects subjectifs du bruit impulsif [Pacini et autres, 1971]. On connaît encore insuffisamment les relations entre les bruits industriels et l'angle d'arrivée, la polarisation, la fréquence, la hauteur de l'antenne, etc., pour pouvoir faire une analyse technique correcte des niveaux de bruit aux bornes de l'antenne de réception.

En plus des sources de bruit indiquées sur la Fig. 1, on peut observer une augmentation importante du bruit lorsque le soleil traverse le faisceau de l'antenne, ce qui correspondra à de brèves périodes, si l'on utilise des antennes de réception à faisceau étroit (ouverture inférieure à 5°). Dans le cas de l'orbite des satellites géostationnaires, ces périodes se présentent de jour pendant quelques journées consécutives, au printemps et à l'automne. La température de bruit et l'écart angulaire du disque solaire calme à 12 GHz sont observés à environ 12 000 K et 0,6° d'arc, respectivement. Des exemples de brouillage causés par le Soleil à une antenne de petites dimensions sont décrits dans l'Annexe III; ils sont le résultat d'expériences faites avec le satellite expérimental de radiodiffusion du Japon (BSE).

2.3 Marge nécessaire

La marge nécessaire dépend de la fréquence choisie et de la qualité désirée pour plusieurs pourcentages de temps (voir le Rapport 811), ce qui dépend à la fois des statistiques d'affaiblissement applicables à la zone de service de radiodiffusion et des valeurs du rapport porteuse/puissance de bruit correspondant aux objectifs de qualité du signal et aux paramètres de modulation du signal et du récepteur.

Dans le cas de la modulation de fréquence, il est nécessaire de maintenir le rapport porteuse/bruit au-dessus du seuil pendant un pourcentage de temps aussi élevé que possible (généralement 99,9%) et d'obtenir la valeur requise du rapport signal/bruit pendant un pourcentage de temps spécifié (généralement 99%). Ainsi il est indispensable de choisir la marge au-dessus du seuil de telle manière que ces deux conditions soient réalisées simultanément. Cette marge pourrait comprendre l'affaiblissement atmosphérique et d'autres termes non spécifiquement inclus dans le bilan de puissance. Dans la valeur requise de G/T, il faudrait qu'il soit tenu compte des effets atmosphériques sur la température du système

Le Tableau I donne des exemples de marge pour l'affaiblissement dû à l'atmosphère dans la zone de radiodiffusion européenne, une partie des Etats-Unis, en Australie, au Japon et en Malaisie.

Note. – Dans le cas du satellite de radiodiffusion opérationnel japonais BS-2a, les statistiques temporelles obtenues pour des rapports porteuse/bruit de 14 dB et de 10 dB font apparaître que les pourcentages pendant lesquels ces rapports sont dépassés sont respectivement de 99% du temps et de 99,95% du temps, au cours d'une période de 7 mois, y compris juin et juillet qui sont les mois les plus défavorables en ce qui concerne l'affaiblissement par la pluie. Les résultats figurent dans le Tableau II.

TABLEAU II – *Statistiques temporelles du rapport porteuse/bruit à la réception*
Mesures effectuées sur la période du 12 mai au 24 décembre 1984

Rapport porteuse/bruit (C/N) (dB)	14,0	12,0	10,0	8,0
Pourcentage de temps pendant lequel le rapport porteuse/bruit est dépassé (%)	99,0	99,9	99,95	99,98

Fréquence:	11,996 GHz
Antenne de réception:	75 cm de diamètre (gain: 37,6 dB)
Facteur de bruit du récepteur:	3,0 dB
Influence de la liaison de connexion sur le rapport C/N de la liaison descendante:	0,2 dB
Pluviométrie pendant la période considérée:	710 mm
Emplacement des mesures:	Tokyo (Zone hydrométéorologique M)

Le Rapport du GTIM 10-11/3 [CCIR, 1986-90a] souligne la nécessité d'étudier d'autres critères pour définir des marges appropriées pour les signaux de télévision à haute définition (TVHD) qui pourront exiger des rapports porteuse/bruit plus élevés que les signaux de télévision classique et qui pourront se trouver dans des bandes de fréquences dans lesquelles les marges d'affaiblissement sont plus élevées que dans les bandes des 12 GHz.

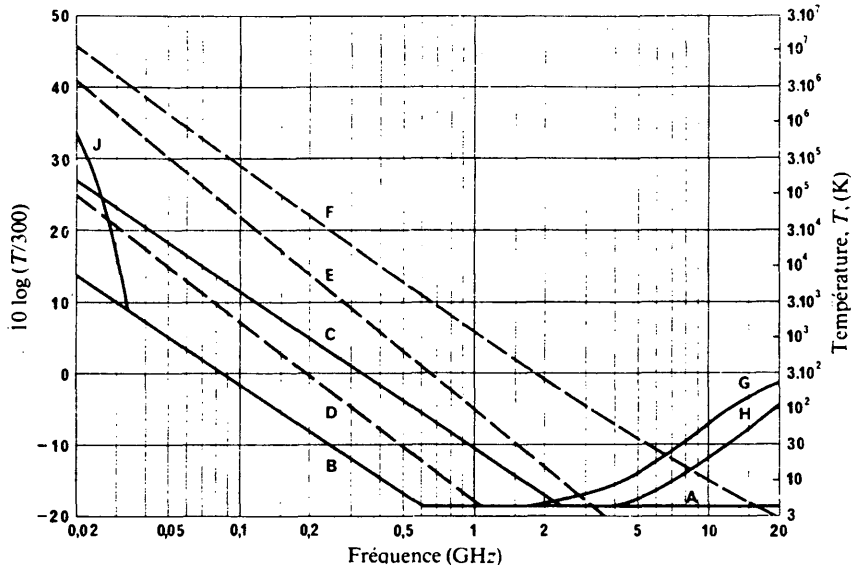


FIGURE 1 – *Température de bruit due aux sources de bruits naturels et de bruits industriels*

Note. – Ce graphique devrait être étendu jusqu'à 100 GHz et les courbes G et H devraient être tracées en partant des meilleures données disponibles, afin de couvrir les performances prévisibles dans les bandes des 40 et des 80 GHz attribuées au service de radiodiffusion par satellite. On a constaté que la courbe E contredit les indications de la Fig. 1 du Rapport 258 dans le cas de fréquences atteignant 250 MHz. La courbe E et, par conséquent, la courbe F, doivent donc être employées avec prudence. Les administrations et les Commissions d'études appropriées du CCIR sont priées d'étudier la question et de fournir des données.

Courbes A : bruit d'origine cosmique (Rapport 205)

B : valeur minimale du bruit d'origine cosmique (Rapport 205)

C : valeur maximale du bruit d'origine cosmique (Rapport 205)

D : bruits industriels types dans une zone «rurale» (antenne de réception omnidirective) (Rapport 670, Fig. 3)

E : bruits industriels types dans une zone «urbaine» (antenne de réception omnidirective) (Rapport 670, Fig. 3)

F : bruit «urbain» calculé pour une antenne directive ayant un angle de site supérieur à 45°. On a admis que le gain sur le bruit était égal à la moitié du gain de l'antenne (dB), ce gain étant de 8 dB à 20 MHz et de 25 dB à 2500 MHz

G : niveau type de bruit dû à la pluie et à l'absorption atmosphérique – 0,1% du temps – latitude de zones tempérées – angle de site de 30°

H : niveau type de bruit dû aux précipitations et à l'absorption atmosphérique – 1% du temps – latitude de zones tempérées – angle de site de 30°

J : bruit atmosphérique pendant la nuit (Rapport 322)

2.4 *Modulation* et largeur de bande nécessaire

La transmission des signaux radioélectriques par satellite repose normalement sur une méthode de modulation qui suppose un compromis entre puissance et largeur de bande. Jusqu'à présent, les satellites ont généralement été davantage limités en puissance qu'en largeur de bande, de sorte qu'ils utilisaient généralement la modulation de fréquence. La modulation d'amplitude, si elle permet d'employer une largeur de bande nettement plus petite exige une telle puissance qu'elle n'est pas compétitive. La modulation de fréquence présente également l'avantage de donner un signal d'enveloppe constant, ce qui la rend moins vulnérable aux effets des non-linéarités d'amplitude du répéteur.

Le Rapport 632 examine les méthodes de modulation utilisées pour les systèmes à satellites, et procède à une comparaison de la modulation de fréquence avec les techniques de modulation numérique.

2.4.1 Radiodiffusion télévisuelle avec modulation de fréquence

La largeur de bande RF nécessaire (b) pour la sous-porteuse combinée image et son à MF est calculée approximativement au moyen de l'équation suivante:

$$B = D_{b\,C-C} + 2f_b$$

où $D_{b\,C-C}$ est l'excursion crête-à-crête de la porteuse causée par le signal composite dans la bande de base et f_b est la largeur de bande de base composite.

Les performances du système pour des signaux vidéo en bande de base seulement sont discutées au § 3.2. La dispersion d'énergie artificielle, technique utile pour faciliter le partage avec d'autres services dont l'énergie des signaux est confinée à des largeurs de bande beaucoup plus petites que celles des transmissions analogiques MF (ce qui est le cas du SRS), augmente la largeur de bande occupée par le signal provenant du satellite. La nécessité d'employer une dispersion d'énergie artificielle de 600 kHz sur toutes les transmissions desservant les Régions 1 et 3 est incorporée dans l'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications. La dispersion d'énergie est aussi nécessaire dans certains cas pour des transmissions dans la Région 2. D'autres détails sont discutés au §2.4.4et donnés dans le Rapport 631.

Des essais de laboratoire effectués dans la bande des 12 GHz, ont montré que dans la transmission en modulation de fréquence d'un signal de télévision en couleur à 625 lignes accompagné d'un signal son transmis sur une sous-porteuse modulée en fréquence, on a pu obtenir un compromis satisfaisant entre la largeur de bande et la qualité du signal pour une largeur de bande radioélectrique d'environ 25 MHz.

Certains essais effectués au Japon _____ ont montré que la transmission de signaux de télévision modulés en fréquence accompagnés de signaux son dans un seul canal, pour laquelle on utilise une sous-porteuse modulée en fréquence multiplexée à 4,5 MHz permet d'obtenir des résultats satisfaisants avec une largeur de bande de 23 MHz. De plus, on peut profiter de la sur-excursion pour transmettre six signaux son supplémentaires de qualité moyenne, au moyen d'une deuxième sous-porteuse utilisant la modulation de fréquence et le multiplexage à répartition dans le temps par des impulsions.

La largeur de bande occupée par un signal provenant d'un satellite de radiodiffusion doit être étendue pour couvrir une ou plusieurs voies son. En règle générale, cet élargissement ne représente qu'un assez faible pourcentage de la largeur de bande nécessaire au seul signal d'image. La largeur d'une voie radioélectrique de l'émetteur du satellite doit également être plus étendue que la largeur de bande occupée, pour tenir compte de l'instabilité de fréquence de cet émetteur et pour maintenir le brouillage entre voies adjacentes à un niveau acceptable.

L'accroissement de la largeur de bande permettant de loger les voies son et les bandes de garde est de l'ordre de 10% de la largeur de bande aux radiofréquences, *b*.

Le Rapport 1075 donne des précisions sur les caractéristiques du signal, la largeur de bande nécessaire et la qualité de fonctionnement du système pour les signaux en bande de base envisagés pour les futurs systèmes de radiodiffusion par satellite.

2.4.2 Radiodiffusion sonore

Pour la radiodiffusion sonore, les modulations MF et numériques sont prises en considération.

Le Rapport 955 et le Rapport 1228 ... décrivent les méthodes de modulation et la largeur de bande nécessaire. Les systèmes décrits dans le Rapport 955 sont destinés à être utilisés dans les bandes 7 et 9 avec des récepteurs radio portatifs, mobiles et fixes. Les systèmes décrits dans le Rapport 1228 sont conçus pour le service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz, destinés généralement à la réception fixe.

2.4.3 *Excursion de fréquence et préaccentuation*

Pour planifier le service de radiodiffusion par satellite, on s'est fondé sur l'emploi des caractéristiques de préaccentuation figurant dans la Recommandation 405. Toutefois, l'emploi d'autres caractéristiques de préaccentuation n'est pas exclu pour autant, à condition que cela n'augmente pas le brouillage [Règlement des radiocommunications, Appendice 30 (ORB-85) (Annexe 5, § 3.1.3)]. ——— [CCIR, 1978-82h et d'Amato et Stroppiana, 1979] montrent les résultats d'une enquête effectuée pour optimiser la caractéristique de préaccentuation. Tous les facteurs affectant la qualité du signal (visibilité du seuil de bruit, modulation non désirée d'amplitude, distorsions, diaphonie son/image et image/son) ont été pris en considération. Les données expérimentales confirment la validité de la caractéristique de préaccentuation actuellement recommandée par le CCIR pour les satellites de radiodiffusion.

Les spécifications de préaccentuation pour les formats de signal recommandés pour les futurs systèmes de radiodiffusion par satellite sont données dans une publication spéciale du CCIR [CCIR, 1988].

[CCIR, 1974-78a] expose une méthode destinée à améliorer le rapport signal vidéo/bruit sur une liaison MF par satellite, par optimalisation simultanée de l'excursion de fréquence et de la caractéristique de préaccentuation. Il y a lieu de poursuivre les études pour s'assurer que cette méthode est bien applicable au service de radiodiffusion par satellite.

2.4.4 *Dispersion de l'énergie sur les liaisons de connexion et les liaisons descendantes*

Dans les transmissions de télévision MF effectuées par l'intermédiaire de satellites du service fixe par satellite, on a recours à la dispersion d'énergie pour réduire le brouillage causé à d'autres systèmes qui partagent les mêmes bandes de fréquences. Dans le cas des transmissions de radiodiffusion par satellite, il peut être nécessaire d'assurer une dispersion de l'énergie sur la liaison descendante afin de protéger les liaisons en faisceaux hertziens de Terre alors que, sur la liaison de connexion elle peut être nécessaire pour protéger les transmissions vers des satellites du service fixe situés sur des emplacements d'orbite voisins et qui partagent les mêmes bandes de fréquences (par exemple, 14 à 14,5 GHz). (Note. – Les bandes des 11, 14,5 à 14,8 et 17 GHz (Terre vers espace) sont réservées aux liaisons de connexion du service de radiodiffusion par satellite.) Les plans mondiaux que la CARR-83 et la CAMR ORB-88 ont établis pour les assignations aux liaisons de connexion dans les bandes des 14 et 17 GHz figurent dans l'Appendice 30A du Règlement des radiocommunications.

En principe, la largeur de bande nécessaire pour assurer la dispersion d'énergie est différente dans les deux sens de transmission; cette largeur de bande est normalement plus grande sur la liaison de connexion. En revanche, il est souhaitable d'avoir une largeur de bande de dispersion aussi réduite que possible sur la liaison descendante afin de réduire au minimum le coût d'élimination du signal de dispersion dans les récepteurs de télévision domestiques. De même, une dispersion à la fréquence de ligne de télévision peut être extrêmement efficace sur la liaison de connexion pour protéger les transmissions des satellites du service fixe, alors qu'un signal de dispersion à la fréquence d'image peut être moins coûteux à éliminer sur la liaison descendante. Si un tel conflit se manifeste entre les exigences pour la liaison de connexion et celles pour la liaison descendante, on peut envisager la conversion de la modulation à dispersion d'énergie dans le satellite de radiodiffusion comme un moyen possible d'améliorer l'utilisation de l'orbite. De plus amples études sont nécessaires sur les besoins et les possibilités pratiques d'application de telles techniques.

Dans la pratique, la dispersion d'énergie à utiliser pour les assignations faites dans les plans des liaisons descendantes à 12 GHz et dans les plans des liaisons de connexion à 14 et 17 GHz est indiquée respectivement dans les Appendices 30(ORB-85) et 30A.

2.4.5 *Préservation de la composante continue dans les modulateurs de fréquence*

Pour obtenir l'utilisation maximale de la largeur de bande disponible par des signaux monochrome ou couleur, la fréquence centrale de la porteuse modulée par un signal vidéo devrait être préservée (par exemple, par préservation de la composante continue dans le modulateur de fréquence), principalement dans les circuits par satellite qui sont sous contraintes quant à la puissance et la largeur de bande.

La fréquence centrale peut être ajustée pour correspondre au point-milieu des crêtes d'un signal vidéo au blanc préaccentué [AuBC, 1983].

Si la fréquence centrale n'est pas préservée, non seulement la performance du système risque d'être réduite, mais des signaux peuvent être rayonnés à l'extérieur de la bande du canal considéré au cours de variations rapides du signal de luminance, d'où le risque de brouillage aux canaux deuxièmes adjacents. Des filtres plus sélectifs, avec toutes leurs limitations, seraient alors nécessaires à la sortie du modulateur pour supprimer ces composantes de signaux hors bande.

En cas de transmissions employant des composantes analogiques multiplexées (MAC), la caractéristique de préaccentuation susceptible d'être employée n'affaiblira que légèrement les basses fréquences vidéo. Il est donc d'autant plus important pour de tels systèmes de préserver la fréquence correspondant à la valeur centrale du signal vidéo. [CCIR, 1988].

2.5 P.i.r.e. du satellite et facteur de qualité (G/T) du récepteur terrien

2.5.1 Optimisation de la p.i.r.e. du satellite et du facteur de qualité du récepteur terrien

Dans tout système de télécommunication par satellite, des compromis peuvent généralement être faits entre le coût et la complexité du satellite et de la station terrienne; un des compromis déterminants fait intervenir la p.i.r.e. du satellite et le facteur de qualité, G/T, des stations terriennes. En maintenant tous les autres paramètres du système inchangés, on peut faire varier la p.i.r.e. et G/T à condition de maintenir leur somme constante. La figure 2 donne graphiquement la somme de la p.i.r.e et du facteur de qualité dans le cas des systèmes fonctionnant à 12 GHz avec un S/N minimal de 45 dB pour diverses largeurs de bande et des rapports C/N minimaux. Aucune perte autre que l'affaiblissement sur le parcours en espace libre n'a été incluse. On peut obtenir des résultats analogues dans le cas d'autres bandes de fréquences ou d'autres rapports S/N minimaux.

La p.i.r.e. disponible par satellite pour chaque voie et pour une puissance de sortie donnée de l'émetteur de satellite dépend du gain d'antenne d'émission correspondant à la zone de couverture nécessaire. Il est actuellement difficile de concevoir des satellites à p.i.r.e. élevée pour fournir plusieurs canaux de télévision à de grandes zones géographiques de service, en raison de la forte puissance primaire que cela exige.

D'autres systèmes possibles pour diminuer la p.i.r.e. désirée consistent à recourir à des méthodes de modulation qui exigent moins de puissance, ou à obtenir une compression vidéo suffisante pour que les techniques de modulation numérique permettent d'économiser de la puissance (voir le Rapport 631).

Il est assez simple de déterminer les effets d'un accroissement des dimensions de l'antenne des stations terriennes de réception puisqu'on connaît bien le gain en fonction des dimensions et que l'on possède des données sur les coûts des antennes. Il faut cependant tenir compte des conditions réelles (montage, charge du vent, etc.), en particulier pour l'utilisation domestique. Le Rapport 473 (§ 3) fournit quelques considérations sur ce sujet.

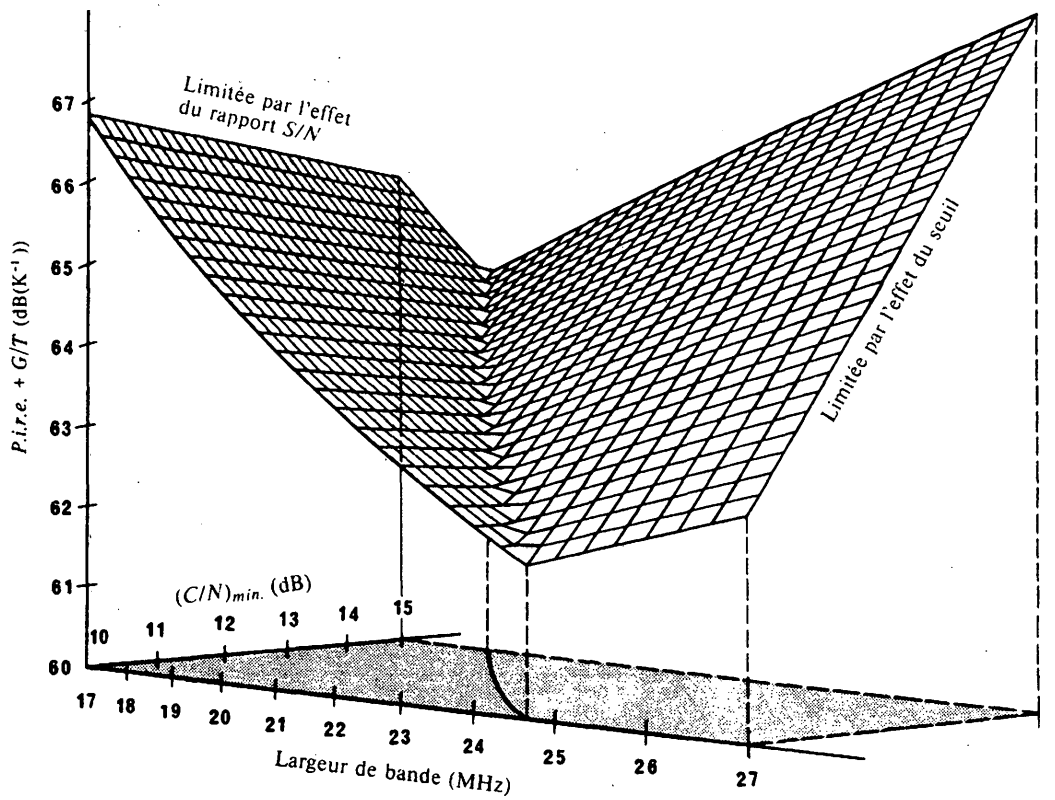


FIGURE 2 – *Surface paramétrique pour la détermination de la largeur de bande optimale (S/N minimal vidéo = 45 dB)*

2.5.2 Formules de calcul du système

La relation entre la p.i.r.e. du satellite et le facteur de qualité du récepteur au sol est la suivante:

$$C/N_d = p.i.r.e. - L_{FS} + G/T - 10 \log kB - L_A - L_R \quad \text{ou}$$

$$p.i.r.e. = C/T + L_{FS} + L_A + L_R - G/T \quad \text{dB}$$

où:

C/N_d: rapport porteuse/bruit minimal acceptable (dB)

C/T: rapport porteuse/température de bruit sur le trajet espace vers Terre, (dBW(K^{-1}))

p.i.r.e.: puissance isotrope rayonnée équivalente émise par le satellite vers un point en bordure de la zone de service voulue (dBW)

k: 10 log constante de Boltzmann (dB($WK^{-1}Hz^{-1}$))

L_{FS}: affaiblissement en espace libre, sur le trajet espace vers Terre (dB)

$= 20 \log 4\pi R/\lambda$ (où R représente la distance et λ la longueur d'onde mesurée selon les mêmes unités)

L_A: affaiblissement sur le trajet dû à l'absorption en atmosphère claire (dB)

L_R: niveau d'évanouissement dû à la pluie (dB)

G/T: valeur minimale dégradée du facteur de qualité du récepteur (dB(K^{-1}))

B: largeur de bande du bruit d'un canal (Hz).

A condition de connaître le gain de l'antenne du satellite, G_T, on peut convertir la valeur nécessaire de la p.i.r.e. du satellite en puissance de sortie de l'émetteur du satellite, P_S:

$$P_S = p.i.r.e. - G_T \quad \text{dB}$$

L'ouverture du faisceau à demi-puissance, θ_0, peut être déterminée une fois spécifié le gain de l'antenne du satellite:

$$\theta_0 = \sqrt{27\,843/G_T} = 225(\lambda/\pi D)$$

où G_T est le gain d'antenne exprimé sous la forme d'un rapport et D est le diamètre de l'antenne exprimé dans les mêmes unités que λ, la longueur d'onde. On a admis une efficacité de 55% de l'ouverture de l'antenne.

Déterminer exactement la zone de couverture au sol est compliqué. En effet, il est difficile de déterminer l'intersection du faisceau de l'antenne du satellite avec la surface sphérique de la Terre. Pour des faisceaux orientés au voisinage du point de projection du satellite, un faisceau de 1,5° donne une zone de couverture d'un diamètre d'environ 1000 km. Le même faisceau, orienté vers de plus hautes latitudes ou vers des zones plus écartées en longitude du point de projection du satellite couvrira une zone beaucoup plus grande de la surface de la Terre [Ostrander, 1967; Sollfrey, 1966].

On a la relation suivante entre les unités de champ et de puissance surfacique.

La conversion directe entre le champ E, (dB(μV/m)), et la puissance surfacique Φ, (dB(W/m^2)), est donnée par:

$$\Phi = E - 145{,}8$$

On peut indiquer d'autres correspondances utiles:

- la puissance de bruit dans une largeur de bande de 1 MHz est de −144,0 dBW à la température de bruit de 290 K,
- une f.é.m. de 1 μV entre les bornes d'une source de résistance interne égale à 75 ohms correspond à une puissance disponible de −144,8 dBW,
- une f.é.m. de 1 μV entre les bornes d'une source de résistance interne égale à 50 ohms correspond à une puissance disponible de −143,0 dBW.

La relation entre la p.i.r.e. d'un satellite géostationnaire et la puissance surfacique à la surface de la Terre est la suivante:

$$\text{puissance surfacique} = \text{p.i.r.e.} - \text{perte par étalement} + B - W - X$$

où

la puissance surfacique	est exprimée en dB(W/m^2) dans la largeur de bande de référence B
la p.i.r.e.	est exprimée en dBW
B (largeur de bande de référence) (voir la Note 1)	est exprimé en dBHz
W (largeur de spectre effective du signal)	est exprimé en dBHz ($W > B$)

X est un terme (dB) qui tient compte de l'uniformité du spectre du signal sur sa largeur de spectre W. X varie entre 0 dB, lorsque le spectre du signal est plat, et ($B - W$) dB lorsque $W \leqslant B$.

Pour le point sur la Terre ayant une latitude de $\varphi°$ et une longitude relative (point sous-satellite = 0°) $\lambda°$ et avec $\cos\Delta = \cos\lambda\cos\varphi$, on a la correspondance suivante:

Angle Δ (degrés)	Perte par étalement, dB(m^2) (voir la Note 2)
0 (point de projection du satellite)	162,1
80	163,4

Pour l'angle de site ε, avec $\text{tg}\,\varepsilon = (\cos\Delta - 0{,}1513)/\sin\Delta$, on a la correspondance suivante:

Angle ε (degrés)	Perte par étalement, dB(m^2) (voir la Note 2)
0	163,4
90	162,1

Note 1. – La largeur de bande de référence peut prendre des valeurs diverses. Pour la recherche spatiale elle est de 1 Hz; pour le service fixe par satellite elle peut être de 4 kHz ou de 1 MHz, selon les caractéristiques du service de Terre avec lequel une bande est partagée. Quand l'émission d'un satellite n'est pas répartie uniformément sur sa largeur de bande nécessaire, on considère généralement que la puissance surfacique s'applique à la largeur de bande de référence «la plus défavorable».

Note 2. – La p.i.r.e. en dBW diminuée des pertes par étalement en dB(m^2) est égale à la puissance surfacique en dB(W/m^2), compte non tenu des pertes atmosphériques.

Les formules ci-dessus sont typiques de celles qu'on utilise pour la planification des assignations de fréquence aux satellites et aux liaisons de connexion de radiodiffusion, respectivement dans les bandes des 12 et des 14/17 GHz.

3. Qualité de réception

3.1 *Généralités*

La qualité d'une image sur l'écran d'un récepteur de télévision dépend du rapport signal/bruit, du niveau et de la nature d'un brouillage éventuel et des diverses distorsions de la chaîne de transmission (studio, circuit de Terre, liaison de connexion, émetteur du satellite, trajet du signal, récepteur). Différentes méthodes d'évaluation subjective de la qualité des images de télévision et des facteurs à considérer sont indiquées dans le Rapport 405. La méthode recommandée pour évaluer la qualité des images de télévision est indiquée dans la Recommandation 500.

Il semble important de déterminer les performances globales du système tout entier, puis d'arrêter, sous la forme d'objectifs à atteindre, les spécifications de ses composants, comme les répéteurs de satellite et les récepteurs domestiques. Le Tableau III du présent Rapport montre les principaux paramètres typiques des composants d'un système de radiodiffusion par satellite; son but essentiel est de permettre l'étude de la qualité minimale requise au bord de la zone de service aux fins de planification. Le service de radiodiffusion par satellite étant capable de fournir à l'intention du grand public, des signaux de télévision de haute qualité comparables à ceux produits en studio, il est pratiquement possible de fixer une norme de qualité supérieure.

TABLEAU III – *Valeurs types des caractéristiques*

Elément du système	Caractéristique				
	Phase différentielle (degrés)	Gain différentiel (%)	Inégalité de gain chrominance/ luminance (%)	Inégalité de temps de transmission chrominance/ luminance (ns)	Rapport signal/bruit (pondéré) (dB)
Studio	± 5(1)	± 5(1)	± 5(1)	± 10	48
Circuit de Terre	± 5(1)	± 10(1)	± 10(1)	± 50	56(2)
Liaisons par satellite	± 5(1)	± 10(1)	± 10(1)	± 50	
Récepteur domestique	± 10(5)	± 15(5)	(3)	± 100	46(4)

(1) Statistiquement variable et non dépassée pendant au moins 80% d'un mois quelconque.

(2) Dépassé pendant au moins 80% d'un mois quelconque.

(3) On suppose que la distorsion produite dans le récepteur est compensée par la commande manuelle de chrominance.

(4) On suppose que le rapport signal/bruit non pondéré est de 33 dB et que le facteur de pondération (y compris l'effet de la préaccentuation) est de 13 dB. Cette performance minimale doit être atteinte, dans le cas le plus défavorable, à la limite de la zone de service et pendant 99% du temps.

(5) Des études ont montré que ces tolérances sont effectivement réalisables avec, dans le récepteur, des filtres simples et dépourvus de circuits correcteurs lorsque l'excursion de fréquence est d'environ 14 MHz/V et la largeur de bande à —3 dB de 27 MHz. En première approximation, ces valeurs sont à considérer comme constantes au cours du temps.

La norme de transmission pour le signal de télévision sur le circuit fictif de référence de 2500 km (Recommandation 567) peut être prise comme référence. On trouve dans le Tableau IV des exemples d'objectifs de performance pour la partie de la chaîne de radiodiffusion par satellite qui est destinée à remplacer la chaîne de radiodiffusion de Terre. Dans la pratique, on définira les objectifs de performance globaux en examinant la possibilité qu'il y a de les atteindre sur chaque composant et en étudiant, pour chacun d'eux, le rapport de distribution propre à assurer le coût total minimum. L'Annexe II au Rapport 405 signale la possibilité d'une autre loi d'addition pour calculer la distribution de la dégradation totale entre les différents éléments. On peut également en tenir compte pour évaluer ce qui précède. Les Membres du CCIR seront invités à poursuivre l'étude de cette question.

Le rapport signal/bruit est un facteur très important pour déterminer les caractéristiques des systèmes de télévision et pour établir des réseaux d'émetteurs; c'est pourquoi on attire l'attention sur ce point. Pour déterminer la valeur du rapport signal/bruit, il faut également tenir compte, dans de nombreux cas, des autres causes de distorsion des signaux. En télévision, le rapport signal/bruit aux fréquences vidéo est défini comme le rapport (en dB) entre l'amplitude crête-à-crête nominale du signal de luminance et la valeur efficace du bruit dans la bande des fréquences vidéo (Recommandation 567).

La qualité de service d'un système de radiodiffusion par satellite (laquelle sera très sensiblement uniforme dans toute la zone de service) devrait être plus élevée que la qualité de service demandée à la limite de la zone de service d'un émetteur de radiodiffusion de Terre (où la qualité est bien meilleure au centre de la zone qu'à la périphérie). Deux qualités de réception (primaire et secondaire) sont définies dans la Recommandation 566.

On devrait rechercher une qualité élevée de la réception communautaire pour satisfaire aux exigences particulières des programmes de télévision éducative. En tout état de cause, la qualité ne devrait pas être inférieure à celle que l'on juge appropriée pour un système de radiodiffusion de Terre conçu pour la réception individuelle.

L'effet subjectif du bruit dépend de sa répartition spectrale énergétique dans la bande vidéo. Pour la mesure de la puissance de bruit, on utilise d'habitude des réseaux de pondération qui tiennent compte de cet effet; il en résulte que la puissance du bruit pondéré aux fréquences vidéo est inférieure à celle du bruit non pondéré, le rapport entre ces deux puissances dépendant de la répartition spectrale. Pour la plupart des systèmes de télévision, les réseaux de pondération existants sont conçus de manière telle que, pour les différentes répartitions spectrales du bruit, les mesures rendent mieux compte de l'impression subjective des images en noir et blanc que la mesure du bruit non pondéré; pour la télévision en couleur, l'effet subjectif doit faire l'objet d'une étude spéciale.

TABLEAU IV – *Exemple d'allocation des principales caractéristiques de transmission de télévision, pour système vidéo composite*

Elément	Caractéristiques globales	Allocation à l'équipement de réception (1)	Facteur de distribution	Loi d'addition (4)
Rapport signal/bruit aléatoire (dB crête-à-crête/valeur efficace) (2)	53	48/54 (3)	0,9	2
Rapport signal/bruit périodique:				
Ronflement du secteur (dB crête-à-crête/crête-à-crête)	35	–/41	0,5	2
Fréquence pure (> 1 kHz) (dB crête-à-crête/crête-à-crête)	55	–/58	0,5	2
Gain différentiel (%)	10	10/6	0,5	1,5
Phase différentielle (degrés)	5	5/3	0,5	1,5
Suroscillation (%)	15	–/8	0.5	néant
Caractéristiques en régime permanent:				
Gain/fréquence (dB) (500 kHz – 4,2 MHz)	± 1	± 1,0/± 0,6	0,5	1,5
Temps de propagation/fréquence (ns) (500 kHz – 4,2 MHz)	± 100	–/± 60	0,5	1,5

(1) L'allocation est indiquée sous la forme: Norme minimale/Objectif.
Norme minimale: minimum acceptable en tout lieu de la zone de service.
Objectif: but à atteindre pour une bonne qualité dans la zone de service.

(2) Sont compris les bruits aléatoires de toute provenance, non seulement des étages d'entrée, mais encore des étages FI et des amplis vidéo.

(3) D'après la CAMR-RS-77, 14 dB (C/N) pendant 99% du mois le plus défavorisé à la limite de la zone de service, ce qui revient à compter sur 50% du temps dans la partie principale de cette zone.

(4) On peut déduire la performance globale D_t des performances D_i de chaque sous-système en appliquant la loi d'addition en p ci-après:

$$D_t = \left[\sum_{i=1}^{n} (D_i)^p \right]^{1/p}$$

3.2 Valeurs du rapport signal/bruit

Un système de radiodiffusion à satellites s'intègre dans un système de télévision global qui va du studio au récepteur domestique, de sorte qu'il convient d'établir des normes qui considèrent le circuit par satellite comme faisant partie du système de transmission complet, donnant la valeur de tous les paramètres qui influent sur la qualité correspondante de l'image. De plus, la qualité de l'image dépend non seulement du rapport signal/bruit mais aussi de la présence de distorsions.

3.2.1 Transmission vidéo

Le calcul du rapport signal/bruit après démodulation pour les signaux de télévision à modulation de fréquence est donné par la méthode suivante:

$$S/N = C/N + 10 \log [3(D_{C-C}/f_v)^2 + 10 \log (b/2f_v) + k_W$$

où:

S/N: rapport amplitude de luminance crête-à-crête/bruit efficace pondéré (dB)

C/N: rapport porteuse/bruit avant détection, dans la largeur de bande radioélectrique (dB)

$D_{c\text{-}c}$: excursion crête-à-crête due au signal vidéo (y compris les impulsions de synchronisation)

f_v: fréquence vidéo la plus élevée (par exemple 4,2 MHz pour la norme M)

b: largeur du canal radioélectrique (généralement $D_{c\text{-}c} + 2 f_v$)

k_w: coefficient d'amélioration combinée de la désaccentuation et de la pondération dans les systèmes à modulation de fréquence (dB) (voir le Tableau V).

Par exemple, au Tableau VI, le rapport signal/bruit est évalué au moyen de l'équation ci-dessus, en supposant que le C/N utilisé est de 14 dB, l'excursion de fréquence vidéo est de 12 MHz crête à crête (voir l'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications), la fréquence vidéo la plus élevée pour le système utilisé f_v étant conforme au Rapport 624 et le facteur combiné d'amélioration de désaccentuation et de pondération k_W est tiré du Tableau V.

TABLEAU V – *Facteurs de réduction des réseaux de pondération aux fréquences vidéo, pour la télévision monochrome*

Système	Pondération (dB)		Pondération (k_W) y compris la désaccentuation (dB)
	Bruit blanc	Bruit triangulaire	Bruit triangulaire
B, C, E, F, G, H et M (Japon)	8,5	16,3	16,3
D, K, L	9,3	17,8	18,1
I	6,5	12,3	12,9
M (Canada, Etats-Unis d'Amérique) (1)	6,8	10,2	13,8

(1) Les coefficients de pondération pour le système M à 525 lignes (Canada, Etats-Unis d'Amérique) sont fondés sur la Recommandation 567 (valeurs conformes au Rapport 637).

Note – Lorsqu'on applique la préaccentuation spécifiée dans la Recommandation 405, l'effet conjoint de la pondération et de la désaccentuation pour le bruit triangulaire est à peu près le même que s'il s'agissait d'une pondération seule. Pour plus de renseignements à ce sujet, voir le Rapport 637.

Des exemples de facteur de réduction de pondération signal vidéo/bruit applicable sont donnés au Tableau V. Pour plus de détails, voir le Rapport 637.

TABLEAU VI

Rapports types signal vidéo/bruit

Système	f_v (MHz)	k_W (dB)	S/N (dB)
M (USA et Canada)	4,2	13,8	45,5
M (Japon)	4,2		
B et G	5,0	16,3	46,1
D, K et L	6,0	18,1	45,9
I	5,5	12,9	41,7

3.2.2 Transmission audio

Le rapport signal/bruit non pondéré des canaux audio d'accompagnement, qui consistent en sous-porteuses MF situées au-dessus de la bande de base vidéo, est déterminé par l'équation suivante:

$$S/N_a = 10 \log \left[\frac{3}{4}\left(\frac{b}{f_a}\right)\left(\frac{D_s}{f_s}\right)^2\left(\frac{D_a}{f_a}\right)^2\right] + \left(\frac{C}{N}\right) + k_a$$

où:

S/N_a : rapport signal efficace/bruit efficace dans un canal audio (dB)

D_s : excursion de crête de la porteuse principale due à la sous-porteuse (MHz)

D_a : excursion de crête de la sous-porteuse due au signal audio (MHz)

f_s : fréquence de la sous-porteuse (MHz)

f_a : fréquence audio supérieure (MHz)

C/N : rapport porteuse/bruit avant détection (dB)

k_a : facteur d'amélioration combiné dû à la préaccentuation et à la désaccentuation pour le canal audio (dB) (voir le Rapport 496 de la CMTT, Tableau II, pour les facteurs d'amélioration correspondant à diverses largeurs de bande de base des canaux audio)

b : largeur de bande RF avant détection (MHz) définie par l'équation du § 2.4.1.

Le rapport signal audio/bruit (après démodulation) est évalué au Tableau VII au moyen de l'équation susmentionnée, en supposant le même C/N de 14 dB et que l'excursion de 12 MHz (crête-à-crête) de la porteuse causée par la porteuse composite dans la bande de base, calculée par approximation, est l'excursion due au signal vidéo.

Les valeurs suivantes du système sont appliquées:

- excursion de crête de la sous-porteuse due au signal audio (D_a): 15 kHz à la fréquence de la sous-porteuse (f_s);
- facteur combiné d'amélioration (k_a) dû à la préaccentuation et à la désaccentuation pour la largeur de bande RF avant détection b), comme défini au § 3.2.1, mais au moyen de paramètres composites de bande de base[1]: 9 dB;

[1] Voir le Tableau II du Rapport 496, conditions de bruit blanc.

- excursion de crête (D_s) due à une amplitude de sous-porteuse son égale à environ 30% de l'excursion totale crête à crête de la porteuse[2]: 1,8 MHz.

Le Tableau VII donne des exemples du rapport signal audio/bruit auquel on peut s'attendre.

TABLEAU VII

Rapports signal audio/bruit typiques

Système	D_a (MHz)	f_s (dB)	b (MHz)	S/N (dB)
M (USA et Canada)	0,025	4,5	21	49,7
M (Japon)		4,5		
B et G	0,050	5,5	23	54,4
D, K et L	"	6,5	25	53,3
I	"	6,0	24	53,8

3.2.3 Modulation image et son combinée

D'autres schémas de modulation combinée image et son, par exemple, l'image avec de multiples sous-porteuse audio MF ou avec modulation audio numérique sont décrits dans les Rapports 632, 1073 et 1074. De plus, le Rapport 632 donne les résultats subjectifs de la qualité de l'image et du son en fonction du rapport porteuse/bruit.

3.3 Influence des normes pour la télévision

Pour assurer des services de télévision par satellite, les méthodes suivantes peuvent être envisagées:

- tenir compte des besoins spécifiques du service de radiodiffusion par satellite indiqués dans la Recommandation 650 et le Rapport 1073;
- copier les normes déjà appliquées par le service de radiodiffusion de Terre dans la zone géographique considérée;
- réaliser un dispositif de réception pour la conversion du signal émis par le satellite en un signal utilisable dans un récepteur ordinaire;
- réaliser un récepteur conçu spécialement pour le service de radiodiffusion par satellite.

3.4 Influence de la liaison de connexion

La relation entre le rapport total porteuse/bruit, le rapport porteuse/bruit de la liaison de connexion et le rapport porteuse/bruit de la liaison descendante doit prendre en compte les deux facteurs ci-après [CCIR, 1978-82b]:

- la caractéristique de transfert du répéteur du satellite,
- les statistiques d'affaiblissement dû à la pluie sur les liaisons de connexion et descendantes.

---

[2] Voir le Rapport 632.

Par exemple, pour limiter la dégradation du rapport C/N sur la liaison descendante à 0,5 dB, en raison de la présence de la liaison de connexion en cas d'évanouissement simultané dû à l'affaiblissement dû à la pluie sur les deux liaisons, un rapport C/N de 24 dB est nécessaire sur la liaison de connexion. Les deux valeurs 14,5 dB et 24 dB sont calculées pour 99% du mois le plus défavorable à tous les points de la zone de service.

Lorsque l'on envisage pour la liaison de connexion des petites stations terminales, fixes ou transportables, une valeur quelque peu inférieure de $(C/N)_u$ peut être souhaitable afin que la puissance et le coût des liaisons de connexion restent dans des limites raisonnables et que le brouillage causé par des émissions sur la liaison de connexion à des liaisons voisines en faisceaux hertziens de Terre soit réduit. D'autres détails sur la répartition des contributions du bruit sur les liaisons sont données dans le Rapport 952.

Les liaisons de connexion, y compris leur importance dans la planification, sont traitées en détail dans les Rapports 561 et 952.

4. Exemples de systèmes

Les Tableaux de ce paragraphe contiennent, à titre purement indicatif, les caractéristiques de systèmes de radiodiffusion par satellite utilisant un satellite géostationnaire, qui pourraient être mis en service à l'avenir. Il convient de noter que certains de ces exemples exigent des émetteurs plus puissants que ceux qui pourront vraisemblablement être réalisés avant longtemps. De plus, lesdits exemples ne prennent pas en considération le partage des fréquences avec d'autres services. Cependant, les valeurs indiquées dans ces exemples pourraient être modifiées de manière à correspondre à d'autres possibilités qui exigeraient moins de puissance à bord des satellites.

Note. – Les exemples indiqués se rapportent aux bandes de fréquences attribuées par la Conférence administrative mondiale des radiocommunications, Genève, 1979. Il convient de souligner que les divers exemples indiqués reposent sur des hypothèses différentes notamment en ce qui concerne la qualité de réception, l'installation de réception (facteurs de bruit, dimensions d'antenne) et la zone desservie déterminée d'après l'ouverture du faisceau de l'antenne d'émission. Pour cette raison, la comparaison entre les puissances d'émission et autres caractéristiques indiquées dans les tableaux doit être faite avec prudence.

On trouvera ci-dessous un résumé de la méthode par laquelle les valeurs indiquées dans le tableau pour la puissance de l'émetteur du satellite pourront être modifiées si l'on procède à un ajustement de l'un quelconque des paramètres admis:

- si l'on admet que le faisceau de l'antenne d'émission a une section transversale circulaire, le fait de réduire de moitié l'ouverture du faisceau permettra de réduire de 6 dB la puissance de l'émetteur. Si l'on double l'ouverture du faisceau il faudra augmenter la puissance de 6 dB;
- si l'on veut augmenter le rapport signal vidéo/bruit pour obtenir une transmission de meilleure qualité, il faudra augmenter en conséquence (en décibels) la puissance de l'émetteur. De même, une réduction de ce rapport permettra de réduire la puissance en conséquence, mais dans le cas de la modulation de fréquence, l'excursion et la largeur de bande radioélectrique doivent être diminuées lorsqu'on approche de la région du seuil du discriminateur;
- si l'on augmente le facteur de qualité de l'installation de réception il faudra réduire la puissance de l'émetteur d'un nombre équivalent de décibels et vice versa.

De cette manière, ces exemples, modifiés à volonté, peuvent indiquer les conditions nécessaires pour permettre au public de recevoir des programmes de radiodiffusion dont la qualité technique serait à tout moment comparable à celle des services assurés de manière classique par un réseau d'émetteurs de Terre.

Ces exemples indiquent le champ nécessaire pour certaines caractéristiques données de récepteur. On peut faire d'autres hypothèses, comme par exemple celle qui traite des systèmes de télévision en couleur; ces hypothèses donnent des champs différents et des exigences différentes pour la p.i.r.e. du satellite. Tous ces exemples visent à établir une gamme raisonnable de conditions pour la puissance de sortie dans le cas d'un service de radiodiffusion par satellite.

4.1 *Télévision*

Les Tableaux VIIIa et VIIIb présentent des exemples de télévision pour la réception communautaire et pour la réception individuelle pour différentes fréquences et différentes conditions d'exploitation et de qualité.

Les normes de télévision pour la radiodiffusion par satellite sont décrites dans la Recommandation 650 et dans le Rapport 1073 et les techniques de multiplexage des composantes analogiques, dans le Rapport 1074.

4.2 *Radiodiffusion sonore*

Le tableau IX donne quelques exemples de caractéristiques permettant d'obtenir plusieurs voies son, toutes appropriées à un service monophonique avec réception individuelle à 12 GHz. Les émissions stéréophoniques sont possibles avec deux (ou plus) de ces voies (voir le Rapport 632). Certaines voies son pourraient aussi être associées à des programmes de télévision, en plus de la voie son transmise comme indiqué au § 4.1.

En République fédérale d'Allemagne, un système radionumérique par satellites (DSR) conçu pour l'émission de 16 voies radiophoniques stéréophoniques à codage numérique fonctionne depuis 1989. L'utilisation d'autres systèmes est à l'étude. Les systèmes de radiodiffusion sonore sont décrits en détail dans les Rapports 955 et 1228.

Le Rapport 955 présente les résultats d'études, portant sur des systèmes de radiodiffusion sonore par satellite fonctionnant dans d'autres bandes pour la réception individuelle.

4.3 Télévision à haute définition

Le Rapport 1075 décrit le système de TVHD et donne des exemples de paramètres de la liaison pour les signaux TVHD utilisant des satellites de radiodiffusion dans différentes bandes de fréquences.

TABLEAU VIIIa

Exemples de paramètres de système de télévision pour réception communautaire

Paramètre	1	2	3	4	5	6	Observations
1. Système							
Fréquence de la porteuse (GHz)	0,7	2,6	12	12,5	22,75	42	Note 7
Largeur de bande rectangulaire équivalente approximative (MHz)	19	20	27	24	40	40	Note 1
Rapport porteuse/bruit avant démodulation (dB)	16	15	16	14	11	11	Note 1
Bruit additionnel de la liaison de connexion (dB)	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	
C/N nécessaire (dB)	16,5	15,5	16,5	14,5	11,5	11,5	
2. Installation de réception							
Facteur de qualité, G/T ($dB(K^{-1})$)	-4,4	5,9	16,5	14,7	11,6	11,5	Note 2
Température de bruit du système (K)	750	750	500	500	1100	1500	
Diamètre d'antenne (m)	3,4	3	1,8	1,4	0,8	0,5	
Puissance surfacique nécessaire en limite de couverture du faisceau ($dB(W/m^2)$)	-116,5	-116,2	-111,3	-111,6	-104,1	-98,7	Note 6
3. Propagation							
Affaiblissement par étalement (dB)	162,4	162,4	162,4	162,4	162,4	162,4	Note 3
Affaiblissement supplémentaire pour la propagation (dB)	0	0	0	0	2,0	2,0	Note 4
Affaiblissement dû à la pluie pendant 99% du mois le plus défavorable (dB)	0	0	1,0	1,0	4,0	8,0	Note 4
P.i.r.e. nécessaire du satellite à la limite de couverture du faisceau (dBW)	45,9	46,2	52,1	51,8	64,3	73,7	
4. Emetteur du satellite							
Ouverture d'antenne aux points à -3 dB (deg.)	1,4	1,4	1,4	1,4	1,4	1,4	Note 5
Diamètre d'antenne (m)	23,0	6,2	1,3	1,3	0,7	0,4	Note 5
Gain d'antenne (dBi)	38,5	38,5	38,5	38,5	38,5	38,5	Note 5
Pertes dans les lignes, filtres, joints, etc. (dB)	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	
Puissance d'émission nécessaire du satellite (dBW)	8,3	8,6	14,6	14,3	26,8	36,2	
(W)	6,8	7,3	29	27	480	4200	

TABLEAU VIIIb

Exemples de paramètres de système de télévision pour réception individuelle

Paramètre	7	8	9	10	11	Observations
1. Système						
Fréquence de la porteuse (GHz)	0,7	12	12,5	22,75	42	
Largeur de bande rectangulaire équivalente approximative (MHz)	19	27	24	40	40	Note 1
Rapport porteuse/bruit avant démodulation (dB)	16	14	14	11	11	Note 1
Bruit additionnel de la liaison de connexion (dB)	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	
C/N nécessaire (dB)	16,5	14,5	14,5	11,5	11,5	
2. Installation de réception						
Facteur de qualité, G/T ($dB(K^{-1})$)	-14,0	6,0	10,0	7,5	9,5	Note 2
Température de bruit du système (K)	-	1100	750	1100	1500	
Diamètre d'antenne (m)	-	0,8	1,0	0,5	0,4	
Puissance surfacique nécessaire en limite de couverture du faisceau ($dB(W/m^2)$)	-107,0	-102,8	-106,9	-100,0	-96,7	Note 6
3. Propagation						
Affaiblissement par étalement (dB)	162,4	162,4	162,4	162,4	162,4	Note 3
Affaiblissement supplémentaire pour la propagation (dB)	0	0	0	2	2,0	Note 4
Affaiblissement dû à la pluie pendant 99% du mois le plus défavorable (dB)	0	1	1	4	8	Note 4
P.i.r.e. nécessaire du satellite à la limite de couverture du faisceau (dBW)	55,4	60,6	56,5	68,4	75,7	
4. Emetteur du satellite						
Ouverture d'antenne aux points à -3 dB (deg.)	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	Note 5
Diamètre d'antenne (m)	32,0	1,8	1,8	1,0	0,5	Note 5
Gain d'antenne à la limite de la zone de couverture (dBi)	41,4	41,4	41,4	41,4	41,4	Note 5
Pertes dans les lignes, filtres, joints, etc. (dB)	1,0	2,0	2,0	3,0	3,0	
Puissance d'émission nécessaire du satellite (dBW)	15,0	21,2	17,1	30,0	37,3	
(W)	32	130	50	1000	5400	

Notes des Tableaux VIIIa et VIIIb:

1) La largeur de bande et le rapport porteuse/bruit nécessaires dépendent de la méthode de modulation et de la qualité du signal.

2) Les valeurs sont "un facteur de qualité utilisable" selon la définition donnée dans l'Annexe I du Rapport 473-4. On suppose un rendement de 55% et une erreur de pointage de 1 dB pour calculer le gain d'antenne, qui est en général meilleur que la valeur indiquée, surtout dans des bandes inférieures à 12,5 GHz, grâce à l'amélioration de la température de bruit du récepteur et du rendement de l'antenne.

3) On suppose que l'angle de site du satellite est de 40°.

4) Il faut corriger l'affaiblissement par la pluie en utilisant la valeur appropriée de chaque zone climatique.

5) Il faut adapter l'ouverture d'antenne aux dimensions de la zone de service. On modifiera le diamètre et le gain d'antenne en conséquence.

6) Les valeurs de puissance surfacique données ici qui reposent sur des calculs visant à satisfaire le C/N nécessaire pour le système de radiodiffusion par satellite, seront nécessaires pendant 99% du mois le plus défavorable.

7) La fréquence porteuse indiquée aux colonnes 5 et 10 (22,75 GHz) est un exemple de fréquence centrale de la bande attribuée au service de radiodiffusion par satellite dans les régions 2 et 3.

5. Autres applications pour des services existants et nouveaux

On admet au départ que la mise en œuvre de ces transmissions dans un canal de télévision ne doit pas causer de brouillages supplémentaires à d'autres systèmes, ni nécessiter une protection supplémentaire par rapport à celle qui est nécessaire dans l'utilisation usuelle du service de radiodiffusion par satellite, comme par exemple la transmission télévisuelle.

5.1 Radiodiffusion de données dans un canal de télévision à modulation de fréquence

Il est possible maintenant d'envisager l'utilisation de certaines lignes d'un signal de télévision pour diffuser des données dans le service de radiodiffusion par satellite.

L'introduction de ces nouveaux signaux ne devrait modifier ni les caractéristiques du canal de télévision, ni les niveaux de brouillage, ni les critères de partage avec d'autres services, tels qu'ils ont été définis par la CAMR-RS-77.

Une étude effectuée en France a montré la possibilité de mettre en œuvre ce nouveau service de radiodiffusion dans un canal de radiodiffusion par satellite _____. Ce service _____ utilise une modulation numérique constituée en bande de base par un signal binaire NRZ limité en fréquence à la bande vidéo. Le débit binaire est d'environ 6 Mbit/s. La sous-porteuse son à 6,5 MHz du signal de télévision peut ou non être superposée à ce signal.

5.2 Connexions interactives

De nouvelles applications inédites du service de radiodiffusion par satellite avec réception communautaire sont étudiées actuellement aux Etats-Unis et au Canada avec le satellite de technologie des applications 6 (ATS-6) [IEEE, 1975] et le satellite de technologie des télécommunications (CTS-Hermes). Parmi les exemples de ces applications, on peut citer la diffusion de renseignements relatifs à l'éducation, à la médecine, à l'information ou à d'autres domaines spécialisés, à des écoles, des hôpitaux ou des centres communautaires. On trouvera dans le doc. [CCIR, 1974-78b] un exposé plus détaillé de ces applications, avec des exemples particuliers. On considère qu'un grand nombre de ces applications relèvent de la définition de la réception communautaire (numéro 124 du Règlement des radiocommunications).

Un certain nombre des applications en question sont aussi associées aux transmissions des satellites de radiodiffusion, par une connexion de retour; c'est le cas, par exemple, pour des étudiants en salle de classe qui dialoguent avec un professeur situé à une grande distance. Dans certains cas, cette liaison avec retour ou «interaction» utilise une transmission par satellite. On prévoit que la plupart de ces liaisons avec interaction comprendront une ou plusieurs voies son.

TABLEAU IX

Exemples de paramètres du système pour la réception individuelle de la radiodiffusion sonore

Paramètre	1	2	3	4	5	6	Observations
1. Système			Note 6	Note 6			
Fréquence de la porteuse (GHz)	12	12	12	12	12	12	
Type de modulation	MF	MF/MF	MDP-4	MDP-4	MDP-4	MDP-4	
Largeur de bande de fréquences sonore (kHz)	15	15	15	20	15	15	
Fréquence d'échantillonnage (kHz)			32	48		32	
Nombre de voies son	1	12	48	24	96	32	Note 1
Loi de codage			14/10 NIC	linéaire 16 bits	MDA Note 7	16/14 virgule flottante	
Débit binaire de transmission (Mbit/s)			24,6	24,6		20,48	
Largeur de bande rectangulaire équivalente approximative (MHz)	0,18	22	27	27		Note 3	
Rapport porteuse/bruit avant démodulation (dB)	19	14	15,1 Note 2	15,1 Note 2		82 (C/No)	
Bruit additionnel de la liaison de connexe (dB)	0,5	0,5					
C/N nécessaire (dB)	19,5	14,5	15,6	15,6			
2. Installation de réception						Note 8	
Facteur de qualité (dB(K^{-1}))	4	4	12,0			3,0	
Puissance surfacique nécessaire à la limite de couverture du faisceau (dB(W/m^2))	-118	-103	-110,3			-103	
C/N reçu (dB)			16,4				Note 4
C/No (dB)						85	Note 5

TABLEAU IX (suite)

Paramètre	1	2	3	4	5	6	Observations
3. Propagation							
Pertes par étalement (dB)	162,4	162,4	162,4			162,4	
Affaiblissement supplémentaire pour la propagation (dB)	0,5	0,5	0,2			0,5	
Affaiblissement par la pluie pour 99% du mois le plus défavorable (dB)	1,5	1,5	2,0			2,0	
4. Emetteur du satellite							
Ouverture d'antenne (deg.)	1,4	1				1,6 x 0,7	
Gain d'antenne (dB)	38	41	37			40,9	
Pertes dans les lignes, etc. (dB)	1	1	2,5			2	
Puissance émise (dBW)	10	23	20			23,6	
(W)	10	200	100			230	
P.i.r.e. du satellite à la limite de couverture du faisceau (dBW)	47	63	54,5			62,5	

NIC: Compression extension quasi instantanée

(1) Voies monophoniques.

(2) Rapport porteuse/bruit pour la largeur de bande de Nyquist nécessaire pour obtenir un TEB de 1×10^{-7} (avant correction d'erreurs).

(3) Pour un TEB de 1×10^{-3} (avant correction d'erreurs) correspondant à une excellence qualité de son.

(4) Rapport porteuse/bruit possible avec un récepteur ayant une largeur de bande de Nyquist. La différence entre le rapport porteuse/bruit requis et le rapport porteuse/bruit à la réception peut être utilisée comme marge dans la conception du récepteur. Dans le cas d'une largeur de bande de 27 MHz nécessaire pour la réception du signal de télévision, le rapport porteuse/bruit sera d'environ 14 dB avec les caractéristiques indiquées dans le présent Tableau.

(5) La marge entre le rapport porteuse/bruit (C/N_0) à la réception et le rapport porteuse/bruit (C/N_0) requis peut être utilisée pour réduire davantage la taille de l'antenne.

(6) Variantes possibles pour les paramètres du système, fondées sur la transmission de voies son utilisée dans le système décrit au § 2.3 du Rapport 1073. Pour ce système, on spécifie également dans la première colonne de ce Tableau, les paramètres conformes à la Recommandation 651.

(7) Equivalent à l'utilisation du codage par modulation delta adaptative (MDA) décrit dans le Rapport 953.

(8) Correspondant à une antenne parabolique de 40 cm pour réception audio seulement.

5.3 Radiodiffusion à accès conditionnel

Une nouvelle application du service de radiodiffusion par satellite est la distribution de programmes de télévision avec accès sélectif. Cette application a conduit l'Administration française à étudier une technique d'embrouillage dans la bande de base qui répond à ce besoin [CCIR, 1978-82c].

Si le signal soumis à l'embrouillage doit demeurer conforme aux caractéristiques de la norme à 625 lignes, le système d'embrouillage choisi doit garder la structure en lignes de l'image de télévision. Les composantes verticales de l'image doivent donc être détruites de manière que, même si le secret absolu n'est pas assuré, l'image soit suffisamment complexe pour décourager toute tentative de décryptage.

Pour ce faire, on introduit des transformations sur chaque ligne de télévision suivant une séquence pseudo-aléatoire évoluant au rythme des impulsions de ligne et déclenchée par chaque trame.

Le(s) récepteur(s) visé(s) sont choisi(s) au moyen de clés (dites «clés de service»), constituées chacune par un mot de 18 bits, qui déterminent la séquence pseudo-aléatoire.

L'équipement à l'étude depuis quelques années a été mis au point dans des systèmes intégrés pour utilisation sur des circuits analogiques CCD ou numériques qui permettent un embrouillage efficace de l'image.

5.4 Radiodiffusion numérique avec intégration des services

Les progrès des techniques numériques dans le domaine de la radiodiffusion permettent de transmettre l'information numérique, soit exclusivement, soit en association avec le signal principal. Une voie de radiodiffusion par satellite constitue un support approprié à cette fin. En effet, sa grande qualité de transmission et sa capacité se prêtent à l'intégration de diverses sortes d'information, d'où sa souplesse et son efficacité. Il est nécessaire de tenir compte de la compatibilité possible de tous les supports de radiodiffusion entre eux, mais aussi avec d'autres services et supports de télécommunication groupés.

Le Programme d'études 2N/10-11 prévoit d'étudier la détermination de la composition technique des services et la spécification des paramètres techniques de la radiodiffusion numérique avec intégration des services, de manière à assurer une exploitation très souple et très efficace au moyen d'un canal de radiodiffusion télévisuelle par satellite et à faciliter la conception de systèmes rentables. (voir le Rapport 1227).

6. Fonctions supplémentaires pour l'exploitation de la radiodiffusion et des engins spatiaux

6.1 *Canaux de mise en attente à bande étroite*

Dans un système opérationnel utilisant des stations de liaison de connexion transportables, il pourrait être nécessaire de recourir à des canaux indépendants de mise en attente de type SCPC, transmis grâce au même répéteur de satellite que le signal de télévision correspondant. Un minimum de 2 canaux SCPC à bande étroite semble être nécessaire pour la mise en attente et la réponse. Etant donné que les antennes des stations de connexion seront probablement de dimensions supérieures, ces canaux SCPC seraient transmis à une puissance inférieure afin de limiter l'intermodulation dans la bande. La transmission de ces canaux de mise en attente doit être étudiée plus avant, du point de vue de la possibilité de les placer dans les Plans, et des répercussions éventuelles sur la qualité de la transmission.

6.2 **Fonctions de service des engins spatiaux**

Le Règlement des radiocommunications (numéro 25) stipule que les fonctions de service (TTC) des engins spatiaux seront normalement assurées au sein du service dans lequel fonctionne la station spatiale. Pour le service de radiodiffusion par satellite, cela couvre ____ les bandes attribuées aux liaisons descendantes et aux liaisons de connexion correspondantes y compris la possibilité d'utiliser les bandes de garde. Les fonctions de service à fournir sont récapitulées dans le Tableau X.

TABLEAU X – *Principales fonctions de service des engins spatiaux*

Fonction	Notes
Terre vers espace:	
– télécommande	Transmission de faible débit binaire non continue
– mesure de distance	Mesure non continue par signaux ou par codes
– poursuite de l'antenne d'un satellite	Détection RF continue, sur onde entretenue ou porteuse balayée (par exemple, porteuse résiduelle du signal de télécommande) *
Espace vers Terre:	
– télémesure	Transmission continue de faible débit binaire
– mesure de distance	Mesure non continue par signaux ou par codes
– poursuite de l'antenne d'une station de terre	Continu, sur porteuse résiduelle de télémesure ou sur porteuse balayée

* Les mesures faites sur le satellite TDF-1 ont montré qu'il était possible d'atteindre une erreur radiale de 0,01° dans le pointage de l'antenne d'émission grâce à la détection RF d'une balise au sol [CCIR, 1986-90b].

Bien qu'il puisse être souhaitable d'utiliser une partie des assignations de fréquences à la radiodiffusion pour les services TTC exclusivement, cela peut s'avérer impossible à faire du point de vue opérationnel et technologique. Cela implique que, pour certaines phases de la durée utile d'un satellite de radiodiffusion quelconque, on devra peut-être utiliser des bandes de fréquences différentes.

L'assignation de voies spécifiques aux fonctions de service des engins spatiaux dans les bandes de fréquences attribuées aux liaisons descendantes de radiodiffusion et aux liaisons de connexion devra être effectuée en coordination étroite avec les assignations de polarisation et de fréquences aux voies de radiodiffusion, si l'on veut assurer la compatibilité avec les contraintes techniques et les contraintes opérationnelles. De plus, ces assignations devront être compatibles avec les émissions de radiodiffusion et ne devront pas causer de brouillage inadmissible à d'autres services utilisant en partage les mêmes bandes de fréquences. Ces considérations donnent à penser qu'il faudra peut-être établir des critères de partage appropriés. Des informations plus détaillées sur la mise en œuvre de fonctions de service des engins spatiaux dans les bandes de garde du service de radiodiffusion par satellite sont données dans le Rapport 1076.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

AuBC [1983] Australian Broadcasting Commission – Engineering Development Report No. 127. Peak Levels in a PAL signal after pre-emphasis to CCIR Recommendation 405-1.

CCIR [1988] Spécifications des systèmes de transmission pour les services de radiodiffusion par satellite .

D'AMATO, P. et STROPPIANA, M. [mars-avril 1979] Ottimizzazione della rete di enfasi per transmissioni televisive MF, standard a 625 righe (Optimization of the pre-emphasis network for FM television transmissions, 625-line standard). *Elettronica e Telecomunicazioni*, Vol. L.1000, **2**, 55.69.

IEEE [novembre 1975] Edition spéciale sur ATS-6, *IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems.* Vol. AES-11, **6**.

OSTRANDER, N. C. [septembre 1967] The Rand Sync-Sat calculator. Memorandum RM-5228-NASA, Rand Corporation, Santa Monica, Californie (Etats-Unis d'Amérique).

PACINI, G. P., GAUDIO, R. et ROSSI-DORIA, F. [février 1971] Experimental investigation on man-made noise in 850 MHz and 12 GHz frequency bands. *Alta Frequenza*, Vol. XL, **2**, 132-139.

SOLLFREY, W. [février 1966] Earth coverage patterns with high-gain antennae on stationary satellites. Memorandum RM-4894-NASA, Rand Corporation, Santa Monica, Californie (Etats-Unis d'Amérique).

Documents du CCIR

[1974-78]: a. 11/419 (France); b. 11/396 (Etats-Unis d'Amérique)
[1978-82]: a. 10-11S/117 (Japon); b. 10-11S/175 (Canada); c. 11/265 (France).
[1986-90]: a. 10-11S/8 (GTIM 10-11S/3); b. 10-11S/139 (France).

ANNEXE I

Durée de visibilité pour le satellite

Un satellite décrivant en 12 heures une orbite elliptique dans un plan incliné d'environ 63° sur le plan de l'équateur avec un apogée de 40 000 km situé très au nord de l'équateur peut couvrir une surface de l'hémisphère nord plus grande que celle d'un satellite géostationnaire et l'emploi de plusieurs satellites sur de telles orbites peut permettre d'assurer un service ininterrompu. Les temps de visibilité d'un satellite sont donnés au Tableau II pour une latitude particulière du point de réception (60° N) et pour un angle de site minimal donné (20°). Théoriquement, en raison de la non-sphéricité de la Terre, c'est pour un angle d'inclinaison de 63,4° que le grand axe ne dérive pas dans le plan de l'orbite et que, par suite, les apogées successifs se produisent à la même latitude terrestre.

TABLEAU XI - *Durée de visibilité pour des satellites évoluant sur une orbite stationnaire ou sur une orbite équatoriale circulaire sous-synchrone (non rétrograde)*

Période approximative (h)	Altitude (km)	Nombre de passages journaliers au-dessus d'un point donné	Durée approximative de visibilité au-dessus de l'horizon à chaque passage (h)			
			A l'équateur	A ± 15° de lat.	A ± 30° de lat.	A ± 45° de lat.
24(1)	35 786	Stationnaire	Continue	Continue	Continue	Continue
12	20 240(2)	1	10,1	10,0	9,9	9,3
8	13 940(2)	2	4,8	4,7	4,6	4,2
6	10 390(2)	3	3,0	2,9	2,8	2,5
3	4 190(2)	7	1,0	1,0	0,9	0,6

(1) Période exacte: 23 h 56 min 4 s.
(2) Valeur approximative.

Dans l'exemple du Tableau XII, le petit axe de l'ellipse est supposé parallèle au plan de l'équateur. La période de visibilité la plus longue pour un point donné de la Terre à une latitude de 60° (soit 10,6 heures) est alors obtenue lorsque l'apogée est à la même longitude que ce point.

TABLEAU XII - *Durée de visibilité pour un satellite évoluant sur une orbite elliptique type inclinée à environ 63,4°*

Période approximative (h)	Apogée approximatif (km)	Périgée approximatif (km)	Durée approximative de visibilité à chaque passage (h) en un point de réception situé à 60° de latitude, l'antenne de réception ayant un angle de site supérieur à 20°	
			Maximum	Minimum
12	40 000	500	10,6	4,5

ANNEXE II

Mesures de l'affaiblissement dû à l'atmosphère et de la dépolarisation aux fréquences utilisées pour le service de radiodiffusion par satellite

Des mesures complètes de température de bruit du ciel à 11,5 GHz couvrant la région européenne ont été faites par l'Agence spatiale européenne pendant plusieurs années. On s'attendait que l'affaiblissement atmosphérique varie selon l'angle de site et selon les conditions climatiques locales. Cependant, dans la région européenne et pour la gamme d'angles de site (de 20° à 45°) utilisée pour les mesures, l'importance de ces facteurs est si faible qu'il n'est pas nécessaire d'en tenir compte quand on les compare aux variations aléatoires annuelles des valeurs d'affaiblissement. Les valeurs d'affaiblissement obtenues pour le mois le plus défavorable au moyen des mesures sont énumérées au Tableau XIII. Pour la planification des systèmes, on propose que soient utilisées les valeurs médianes correspondant au mois le plus défavorable d'une année moyenne.

TABLEAU XIII- *Affaiblissement à 11,5 GHz pour le mois le plus défavorable (Europe)*

Pourcentage de temps (%)	Affaiblissement non dépassé au cours des mois les plus défavorables (dB)		
	valeur à 90%	valeur médiane	valeur à 10%
20	0,3	0,4	0,6
5	0,4	0,6	0,9
1	0,9	1,1	1,4
0,3	1,2	1,8	2,4
0,1	1,5	3,3	6,0
0,03	3,1	7,3	11,0

Dans la Région 3, on a procédé à des mesures de l'affaiblissement atmosphérique dans la bande 12 GHz au moyen du satellite expérimental de radiodiffusion (BSE) au Japon, et en utilisant un radiomètre en Malaisie; ces pays sont situés respectivement dans la zone tempérée et dans la zone tropicale de l'Asie. Les résultats sont résumés dans le Tableau XIV. Bien que les données présentées doivent être considérées comme provisoires, on pourra les juger utiles jusqu'à ce que des résultats plus précis soient disponibles.

TABLEAU XIV- *Affaiblissement observé à 12 GHz au Japon et en Malaisie pendant le mois le plus défavorable*

Lieu des mesures	Période	Affaiblissement qui n'est pas dépassé pendant le mois le plus défavorable (dB)	
		pendant 99% du mois le plus défavorable d'une année moyenne	pendant 99,9% du mois le plus défavorable d'une année moyenne
12 lieux au Japon	Août 1978 à décembre 1979	2,4	6,9
Klang en Malaisie	Octobre 1970 à novembre 1972	1,7	8,7

Dans le Tableau XIV, les valeurs au Japon sont les valeurs médianes des données recueillies pendant les mois les plus défavorables d'une période de douze à quatorze mois en douze lieux différents, répartis sur tout le territoire du Japon, les angles de site sous lesquels les mesures étaient faites variant d'environ 30° à 60°. Les résultats de mesure obtenus en Malaisie ont été corrigés pour un angle de site de 45° par application de la loi de la cosécante [CCIR, 1978-82a].

Le Centre des vols spatiaux de Goddard (NASA) a mesuré l'affaiblissement dû aux précipitations à 11,7 GHz à Greenbelt (Maryland) et Rosman (Caroline du Nord) aux Etats-Unis d'Amérique, en recevant les émissions de la radiobalise montée à bord du satellite technologique de télécommunication (CTS). Ces mesures ont débuté à Greenbelt (Maryland) en juin 1976 et se sont terminées en automne 1979. Les angles de site sous lesquels le satellite CTS est vu de Greenbelt et de Rosman sont respectivement de 29,5° et de 36°.

Des mesures de l'affaiblissement par la pluie à 20 GHz et 30 GHz avaient été effectuées aussi à Rosman à l'aide du satellite ATS-6 [Ippolito, 1975].

Le Tableau XV donne les résultats résumés de ces mesures pour les deux mois les plus défavorables de la période de mesure.

TABLEAU XV – *Affaiblissement par la pluie observé à 11,7 GHz (CTS) et à 20 et 30 GHz (ATS-6) dans le Maryland et la Caroline du Nord (Etats-Unis d'Amérique)*

Lieu des mesures	Fréquence (GHz)	Mois	Affaiblissement moyen pendant une minute (dB), qui n'est pas dépassé pendant un mois pour les pourcentages du temps indiqués		
			99%	99,9%	99,99%
Greenbelt (Maryland)	11,7	juin 1976	<1	1,6	9,2
		août 1976	<1	5,4	15,6
Rosman (Caroline du Nord)	11,7	juillet 1976	1	1,8	8,3
	20	juillet 1974	1,5	11,0	>20
	30	juillet 1974	2,4	19,5	>35

En 1978-1980, des mesures de l'affaiblissement et de la dépolarisation ont été effectuées par le CNES-TDF (France) en Bretagne (11 700 heures) et près de Paris (3500 heures). Il s'agissait de signaux à 11,8 GHz (polarisation circulaire) et à 11,6 GHz (polarisation rectiligne), émis par les radiophares du satellite OTS [CCIR, 1978-82b]. Les valeurs d'affaiblissement non dépassées pendant 99% du temps et 99,9% du mois le plus défavorable étaient de 1,8 et 4 dB respectivement, pour Paris et de 1,5 et 3 dB respectivement, pour la Bretagne. Le rapport d'isolation du radiophare à polarisation circulaire n'était supérieur à 20 dB que pendant 99,9% du mois le plus défavorable et pendant 99,99% du temps sur toute la période de mesure; en revanche, il n'était jamais inférieur à 30 dB dans le cas du radiophare à polarisation rectiligne.

De même, des mesures de dépolarisation ont été faites avec le satellite CTS lancé en 1976 dans la bande des 12 GHz, avec une polarisation circulaire et une polarisation verticale. Des statistiques de mesures réelles, établies à partir de ce programme, ont été analysées dans le Rapport 564.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

IPPOLITO, L. J. [novembre 1975] ATS-6 millimeter wave propagation experiments at 20 and 30 GHz. *IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems.* Vol. AES-11, **6**, 1067-1083.

Documents du CCIR

[1978-82]: a. 10-11S/117 (Japon); b. 10-11S/13 (France)

ANNEXE III

EXEMPLES DE BROUILLAGE CAUSÉ PAR LE SOLEIL A UN SYSTÈME DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE (MESURÉ LORS DE L'EXPÉRIENCE AVEC LE SATELLITE BSE)

La Fig. 3 montre la dégradation du rapport porteuse/bruit imputable au brouillage causé par le Soleil, pour un système de réception doté d'une antenne de 1,6 m de diamètre et présentant les caractéristiques suivantes: fréquence de 12 GHz, largeur de bande de 27 MHz, bruit du récepteur de 650 K et rendement de l'antenne de 55%.

La dégradation maximale imputable au brouillage causé par le Soleil est de 6,7 dB et le temps de dégradation supérieure à 1 dB le plus long, est de 8,4 min. Quant au temps de dégradation cumulé, il est de 32,8 min pendant une période de brouillage.

Pour des antennes ayant des diamètres différents, les valeurs de la dégradation maximale, de la durée maximale de dégradation et du temps de dégradation cumulé sont comme indiquées dans le Tableau XVI:

TABLEAU XVI

Diamètre de l'antenne (m)	Dégradation maximale (dB)	Durée maximale (min)	Durée cumulée (min)
1,0	3	9,8	53,3
2,5	7	5,8	17,5
4,5	8	4,0	8,6

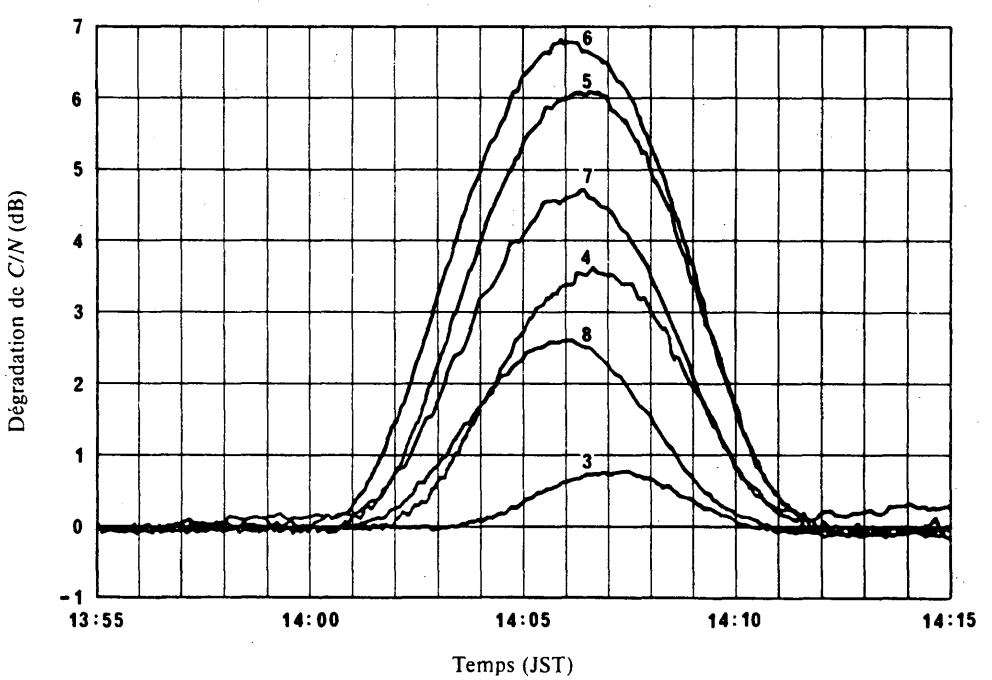


FIGURE 3 – *Exemple de brouillage causé par le Soleil à une installation de réception dotée d'une antenne de 1,6 m de diamètre. Valeurs mesurées obtenues au cours d'une expérience menée avec le satellite BSE, pendant une période de brouillage causé par le Soleil*

(Les chiffres indiqués sur les courbes se rapportent aux jours du mois de mars 1980 auxquels les mesures ont été effectuées.)

RAPPORT 1073-1

NORMES DE TÉLÉVISION POUR LE SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE

(Question 2/10 et 11, Programme d'études 2F/10 et 11)

(1986-1990)

1. Introduction

Le présent Rapport décrit brièvement, de manière comparative, les caractéristiques essentielles de certains des systèmes qui ont été élaborés pour la transmission de signaux de télévision avec services son et données pour la radiodiffusion par satellite. Etant donné les avantages que représente la réduction du nombre de méthodes de modulation et des différences entre les caractéristiques de ces méthodes, il a été décidé d'utiliser les paramètres fondamentaux de chacun des systèmes pour élaborer des tableaux qui mettent l'accent sur les points communs entre des systèmes. Seuls les systèmes entièrement définis, adoptés, ou sérieusement examinés en vue d'être adoptés par au moins une administration, sont décrits dans ces tableaux. On trouvera dans une publication séparée du CCIR, les spécifications détaillées de ces systèmes (spécifications des systèmes de transmission pour le service de radiodiffusion par satellite).

Une attention toute particulière doit être accordée aux systèmes qui utilisent le principe général de multiplexage par répartition dans le temps qui permet une amélioration de la qualité des signaux en éliminant, en particulier, les problèmes d'intermodulation et de diaphotie luminance/chrominance. Une structure de multiplexage par répartition dans le temps permet aussi par la suite d'introduire des services supplémentaires ou des améliorations supplémentaires de la qualité des services de base. Par exemple, des images de format élargi peuvent être transmises. Des écrans de type 4:3 peuvent visualiser la partie la plus intéressante de l'image, identifiée par un signal de données. Le Rapport 1074 fournit d'autres détails concernant ces améliorations du signal d'image.

Afin d'utiliser le plus possible la capacité dont on dispose grâce aux canaux définis par la CAMR-RS-77 et la CARR SAT-83, tous les systèmes décrits dans le présent Rapport utilisent des techniques numériques pour le son (et pour les données); il convient également de tenir compte, si nécessaire, des besoins de translation directe sur des réseaux de distribution à bandes plus étroites. L'utilisation d'un multiplexage son/données (associé à un système d'identification des services) offrant à la fois la capacité requise et la souplesse maximale, constitue également un avantage très important. Les possibilités d'embrouiller le signal pour en assurer une transmission confidentielle et en contrôler la réception, sont considérées de plus en plus comme des éléments importants de ces systèmes.

Le présent Rapport offre un bref résumé des principales caractéristiques de chacun des systèmes entièrement définis et examinés. Il est suivi de tableaux qui énumèrent les valeurs pour les principales caractéristiques de chacun des systèmes.

2. Brève description des systèmes

2.1 *Famille MAC/paquet*

La famille de normes MAC/paquet comprend trois membres qui conviennent à la radiodiffusion par satellite: C-MAC/paquet, D-MAC/paquet et D2-MAC/paquet. Ces systèmes ont été optimisés en fonction de diverses exigences et répondent aux besoins différents des services de radiodiffusion par satellite de norme à 625 lignes dans un canal de satellite de 27 MHz de largeur de bande.

Les —— systèmes possèdent les caractéristiques communes suivantes:

- multiplexage par répartition dans le temps;
- codage d'image MAC, avec capacité d'extension du format d'image (voir le Rapport 1074);
- multiplexage par paquet pour le son et les données;
- codage numérique du son de haute qualité et de moyenne qualité et méthode de protection contre les erreurs (voir la Recommandation 651 et le Rapport 632);
- identification de service et systèmes d'accès conditionnel avec embrouillage vidéo et audio [CCIR, 1986-90a, b];
- mode **numérique plein canal, lorsque la plage de l'image de télévision normalement réservée au signal image MAC (et à son intervalle de suppression trame) est remplacée par des paquets de données (voir le Rapport** 1128).

Les fréquences d'horloge utilisées dans ces trois systèmes ont des relations simples avec les fréquences d'échantillonnage des normes pour les studios numériques définies dans la Recommandation 601.

Cette relation étroite entre les systèmes ——— permet de mettre au point et d'introduire des récepteurs capables de fonctionner avec toutes les normes.

2.1.1 *Système C-MAC paquet*

Le système C-MAC/paquet a été mis au point, en partie, pour fournir une capacité élevée de canaux de données.

Les caractéristiques du système C-MAC/paquet sont les suivantes:

- utilisation du multiplexage par répartition dans le temps du canal RF lorsque la porteuse est modulée en fréquence par des signaux d'image analogiques pendant une partie de la durée de la ligne et modulée en MDP-2-4 pendant l'autre partie de la durée de la ligne par un multiplex transmettant plusieurs canaux son, et plusieurs signaux de la synchronisation et des données;
- la capacité du multiplex son/données est d'environ 3 Mbit/s, ce qui équivaut à huit canaux son de haute qualité d'une largeur de bande de 15 kHz avec compression-extension quasi instantanée de 14 à 10 bits (protégée par un bit de parité par échantillon). La capacité de données restante peut être utilisée pour d'autres services.

Le système C-MAC/paquet a été adopté par le Royaume-Uni en 1983, et par la Finlande, l'Islande, la Norvège et la Suède en août 1984* pour les services de radiodiffusion par satellite.

2.1.2 D-MAC/paquet

Le système D-MAC/paquet a été mis au point notamment pour fournir un canal de données à haute capacité et un interface unique en bande de base pour les autres supports de transmission et de distribution. Les caractéristiques propres au système D-MAC/paquet sont les suivantes:

— multiplexage en bande de base par répartition dans le temps dans lequel les signaux analogiques d'image sont combinés avec des signaux son numérique, des signaux de synchronisation et de données, codés sous forme duobinaire ;

— la capacité de multiplex son/données est d'environ 3 Mbit/s, équivalente à 8 canaux son de haute qualité à 10 kHz de largeur de bande avec compression-extension 14/10 bits quasi instantanée (protégé par un bit de parité par échantillon). La capacité de données restante peut être utilisée pour d'autres services ;

— pour la radiodiffusion par satellite, le signal unique en bande de base à multiplexage par répartition dans le temps est modulé en fréquence.

* L'adoption a aussi été appuyée par l'Administration du Danemark.

Des experts de plusieurs organisations ont étudié de façon approfondie le système D-MAC/paquet et ont montré qu'il convenait aussi pour la radiodiffusion par satellite.

Compte tenu des résultats de ces études, le Royaume-Uni a maintenant l'intention d'adopter le système D-MAC/paquet pour ses services de radiodiffusion par satellite.

2.1.3 *Système D2-MAC/paquet*

Le système D2-MAC/paquet a été mis au point, en partie, pour assurer une interface unique de bande de base avec d'autres moyens de distribution et de transmission.

Les caractéristiques du système D2-MAC/paquet sont les suivantes:

- multiplexage en bande de base par répartition dans le temps, dans lequel les signaux analogiques d'image sont combinés avec des signaux son numériques, des signaux de synchronisation et de données, codés sous forme duobinaire;
- la capacité du multiplex son/données est d'environ 1,5 Mbit/s, ce qui équivaut à quatre canaux son à 15 kHz de haute qualité avec compression-extension quasi instantanée de 14 à 10 bits (protégée par un bit de parité par échantillon). La capacité de données restante peut être utilisée pour d'autres services;
- pour la radiodiffusion par satellite, le signal unique en bande de base à multiplexage par répartition dans le temps est modulé en fréquence.

La République fédérale d'Allemagne et la France ont adopté le système D2-MAC/paquet pour leurs services de radiodiffusion par satellite (TV-SAT et TDF-1*), lorsqu'ils seront opérationnels.

2.2 *Systèmes B-MAC*

Deux applications étroitement liées du système B-MAC ont été mises au point pour des normes à 525 et 625 lignes. Les deux systèmes conviennent très bien pour les applications du service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz avec des voies de 24 MHz ou 27 MHz.

Le signal B-MAC est un multiplex en bande de base comprenant des signaux analogiques d'image avec une salve de données à quatre (ou deux) niveaux contenant des informations de son numérique, de synchronisation et de données.

Le codage du signal vidéo utilise les mêmes facteurs de compression de temps que ceux des systèmes C-MAC/paquet et D2-MAC/paquet. Les fréquences d'horloge des systèmes B-MAC 625/50 et 525/60 sont les mêmes multiples des fréquences de lignes correspondantes, de manière à permettre l'utilisation des mêmes circuits intégrés pour les deux systèmes. Dans la version à 525 lignes, les fréquences d'horloge sont en relation harmonique avec la fréquence de sous-porteuse NTSC, ce qui facilite le transcodage en NTSC. Les deux systèmes B-MAC peuvent être conçus de façon à permettre la transmission d'images de format 16:9.

Les systèmes B-MAC offrent une capacité totale de données d'environ 1,6 Mbit/s, qui peut être utilisée pour constituer six canaux audio à 15 kHz de haute qualité avec la modulation delta adaptative qui comprend le masquage d'erreur et la protection de parité (voir le Rapport 953); ces canaux peuvent aussi être utilisés comme des canaux de données à 204 kbit/s. Un canal de données de service utilise la capacité restante dans le multiplex de données.

La structure B-MAC comprend aussi un système d'accès conditionnel fondé sur l'embrouillage par translation pour la vidéo et le chiffrement de données pour l'audio. En raison des nombreux points communs entre les systèmes B-MAC à 625 lignes et à 525 lignes, il sera possible de mettre au point un récepteur unique capable de recevoir l'un ou l'autre des systèmes B-MAC.

Le système B-MAC offre une interface unique en bande de base avec d'autres moyens d'émission et de distribution.

Le système B-MAC à 625 lignes a été adopté en Australie pour la Homestead Community Broadcasting Satellite Service (HACBSS) qui a commencé à fonctionner en octobre 1985.

La «Direct Broadcasting Satellite Association» et le «Advanced Television Systems Committee» des Etats-Unis d'Amérique et le Canada étudient actuellement le système B-MAC à 525 lignes.

---

* Satellites de radiodiffusion directe dans la bande des 12 GHz de la République fédérale d'Allemagne (TV-SAT) et de la France (TDF-1)

2.3 *Système sous-porteuse numérique/NTSC*

Dans ce système, une sous-porteuse numérique est multiplexée en fréquence avec un signal vidéo NTSC conventionnel. Ce système a été conçu afin d'être utilisé par le service de radiodiffusion par satellite.

Les paramètres vidéo du système sont fondés sur ceux du système M/NTSC décrit dans le Rapport 624; ce système est donc compatible avec la norme vidéo de Terre.

Les signaux son/données sont acheminés sur une sous-porteuse à 5,73 MHz en utilisant la MDPD quaternaire. Cette sous-porteuse, avec le signal vidéo, module en fréquence la porteuse principale. La capacité de données du système est d'environ 2 Mbit/s. Ce système peut offrir quatre canaux audio à 15 kHz de haute qualité avec compression-extension quasi instantanée de 14 à 10 bits, ou deux canaux de très haute qualité à 20 kHz avec un codage linéaire à 16 bits. Un canal de données supplémentaire est aussi fourni dans les deux cas. Les deux systèmes utilisent le code de protection contre les erreurs BCH (63,56).

Ce système a été adopté par l'Administration japonaise en 1982 pour son système de radiodiffusion par satellite opérationnel. Ce service a commencé à être exploité en mai 1984 avec BS-2a; il est conforme au Plan de la CAMR-RS-77.

La voie de données a fait l'objet de spécifications détaillées: Sa capacité varie de 224 à 1 760 kbit/s selon le mode de transmission du son. La voie de données suit un schéma de multiplexage par paquets (voir le § 4.1 du Rapport 954) [CCIR, 1986-90c].

TABLEAU I – *Structure du multiplex données/*image

Paramètre/Système		SYSTEMES MAC/PAQUET			B-MAC (625 lignes)	B-MAC (525 lignes)	Sous-porteuse numérique/NTSC
		C	D	D2			
Paramètres généraux	1.1 Fréquence de trame de modulation (Hz)	25				29,97	
	1.2 Nombre de lignes par image (trame)	625				525	
	1.3 Fréquence ligne (Hz)	15 625				15 734	
	1.4 Nombre d'incréments de temps par ligne	1 296			1 365		-
	1.5 Fréquence d'horloge de référence nominale (MHz)	20,25			21,328	21,477	-
Structure de multiplexage	1.6 Principe de multiplexage	Radiofréquence	Bande de base				Sous-porteuse
	1.7 Codage d'image	Composantes analogiques multiplexées dans le temps					Composite (1)
	1.8 Largeur de bande nominale de l'image transmise (MHz)	8,4 (2)			7,5 (2)	6,3 (2)	4,5
	1.9 Amplitude nominale de l'image (3) (V crête à crête)	1,000					
	1.10 Codage de données	Voir § 4.2 du Tableau IV	Duobinaire		Quaternaire/binaire (4)		Voir § 4.2 du Tableau IV
	1.11 Débit de symbole (Mbd)	20,25		10,125	7,11	7,16	2,048
	1.12 Encombrement spectral des données (MHz)	Non applicable	10,0	5,0	7,11 (5)	7,16 (5)	1,2
	1.13 Amplitude nominale de données (3) (V crête à crête)	Non applicable	0,800	0,800	0,770		Voir le Tableau IV
	1.14 Nombre de bits par symbole	1			2/1 (4)		1

TABLEAU I *(suite)*

	Paramètre/Système	SYSTEMES MAC/PAQUET			B-MAC (625 lignes)	B-MAC (525 lignes)	Sous-porteuse numérique/NTSC
		C	D	D2			
Structure de multiplexage *(suite)*	1.15 Débit binaire instantané (Mbit/s)	20,25		10,125	14,22/7,11 [4]	14,32/7,16 [4]	2,048
	1.16 Description du multiplex [6]	Souple [7]			Rigide		–
	1.17 Configuration du multiplex de base au niveau trame	Voir la Fig. 1					–
	1.18 Configuration du multiplex de base au niveau ligne	Voir Fig. 2a)	Voir Fig. 2b)	Voir la Fig. 3	Voir la Fig. 4		–
Signaux de référence	1.19 Principe de synchronisation	Mot de code numérique					Image: [1] Données: motif de synchronisation numérique
	1.20 Récupération d'horloge	Récupération à partir des données			Salve de référence à 10 cycles (20 symboles) sur chaque ligne		–
	1.21 Synchronisation de ligne	Mot de 6 bits			Non applicable		[1]
	1.22 Synchronisation de trame	Mot de 64 bits dans la ligne 625			1 131 symboles dans la ligne 2 [8]		16 bits/trame de données
	1.23 Niveau de référence pour l'alignement du signal	Niveau constant			Niveau moyen d'une salve de référence (binaire) de 20 symboles dans la suppression trame		Image: [1] Données: sans objet
	1.24 Période d'alignement (µs)	0,75			2,81	2,79	Image: [1] Données: sans objet
	(Nombre de périodes d'horloge)	15			60		
	1.25 Niveau de référence de CAG (V) [3]	± 0,500 par rapport au niveau d'alignement sur une ligne par image dans l'intervalle de suppression trame			−0,500 par rapport au niveau d'alignement sur une ligne par image dans l'intervalle de suppression trame		–

Notes relatives au Tableau I

(1) Le système est fondé sur les caractéristiques en bande de base du système M-NTSC (voir le Rapport 624).

(2) Dans chaque cas, cette largeur de bande est inférieure à la limite imposée par la fréquence d'échantillonnage (voir le Rapport 1074).

(3) Toutes les tensions sont mesurées par rapport à une charge de 75 Ω.

(4) Deux applications de codage de données sont possibles: tout d'abord, un système quaternaire avec deux bits par symbole et, d'autre part, un code binaire plus robuste.

(5) Avant l'émission, on limite intentionnellement la bande du spectre par filtrage à 6,3 MHz.

(6) La structure du multiplexeur peut être réorganisée en une configuration compatible pour la diffusion de données plein temps.

(7) Par description de chaque composante exprimée en incréments de temps et en nombre de lignes dans la norme à 625 lignes.

(8) Il s'agit de la ligne 2 du format B-MAC, qui équivaut à la ligne 625 PAL.

TABLEAU II – *Codage de l'image*

	Paramètre/Système	MAC/paquet C, D, D2	B-MAC (625 lignes)	B-MAC (525 lignes)	Sous-porteuse numérique/NTSC
Paramètres vidéo généraux	2.1 Méthode d'analyse	De gauche à droite et de haut en bas			
	2.2 Lignes actives par trame	574		483	
	2.3 Lignes de réserve par trame (disponibles pour les services et les signaux d'essai supplémentaires)	47	21/38 (1)		24
	2.4 Rapport d'entrelacement	2 : 1			
	2.5 Format d'image	4 : 3 (2)			4 : 3
	2.6.1 Hypothèse de gamma de visualisation	2,8		2,2	
	2.6.2 Gamma total	1,2		1,0	
	2.7 Chromaticités des couleurs primaires:		x	y	
	Rouge:		0,67	0,33	
	Vert:		0,21	0,71	
	Bleu:		0,14	0,08	
	2.8 Coordonnées de chromaticité pour des signaux primaires égaux $E'_R = E'_G = E'_B$	Illuminant D_{65} $x = 0{,}313$, $y = 0{,}329$			Illuminant C $x = 0{,}310$, $y = 0{,}316$
	2.9 Equation du signal de luminance	$E'_Y = 0{,}299\ E'_R + 0{,}587\ E'_G + 0{,}114\ E'_B$			
	2.10 Equations de signaux de différence de couleur	$E'_R - E'_Y = 0{,}701\ E'_R - 0{,}587\ E'_G - 0{,}114\ E'_B$ $E'_B - E'_Y = -0{,}299\ E'_R - 0{,}587\ E'_G + 0{,}886\ E'_B$		$E'_I = -0{,}27\ (E'_B - E'_Y) + 0{,}74\ (E'_R - E'_Y)$ $E'_Q = 0{,}41\ (E'_B - E'_Y) + 0{,}48\ (E'_R - E'_Y)$	

TABLEAU II *(suite)*

	Paramètre/Système	MAC/paquet C, D, D2	B-MAC (625 lignes)	B-MAC (525 lignes)	Sous-porteuse numérique/NTSC
Luminance	2.11 Nombre de périodes d'horloge	696	750		Non applicable (3)
	2.12 Rapport de compression	3 : 2			
	2.13 Fréquence nominale d'échantillonnage (MHz)	13,500	14,219	14,318	
	2.14 Largeur de bande (nominale) non comprimée (MHz)	5,6 (4)	5,0 (4)	4,2 (4)	4,5
	2.15 Niveau de référence du noir (V) (5)	−0,500 par rapport au niveau d'alignement			Non applicable (3)
	2.16 Equation du signal de luminance émis (V) (5)	$-0{,}500 + E'_Y$			
	2.17 Gamme d'amplitudes (V crête-à-crête) (5)	de −0,500 à +0,500			
Chrominance	2.18 Nombre de périodes d'horloge	348	375		
	2.19 Rapport de compression	3 : 1			
	2.20 Fréquence d'échantillonnage (MHz)	6,750	7,109	7,159	
	2.21 Largeur de bande (nominale) non comprimée (MHz) (6)	2,4	2,1		
	2.22 Niveau de référence de zéro de chrominance (V) (5)	0,000 par rapport au niveau d'alignement			
	2.23 Equations des signaux de chrominance émis (5)	$E'_{DB} = 0{,}733\ (E'_B - E'_Y)$ $E'_{DR} = 0{,}927\ (E'_R - E'_Y)$	$E'_{DB} = -0{,}694\ (E'_B - E'_Y)$ $E'_{DR} = -0{,}926\ (E'_R - E'_Y)$		

TABLEAU II *(suite)*

	Paramètre/Système	MAC/paquet C, D, D2	B-MAC (625 lignes)	B-MAC (525 lignes)	Sous-porteuse numérique/NTSC
Chrominance	2.24 Gamme d'amplitudes ([7]) (V crête-à-crête) ([5])	de −0,500 à +0,500			Non applicable ([1])
	2.25 Transmission sequentielle	E'_{DB} émis sur les lignes actives impaires de chaque trame E'_{DR} émis sur les lignes actives paires de chaque trame			
	2.26 Pré-filtrage vertical ([8])	Paramètres de filtre laissés au choix du radiodiffuseur	0,25, 0,5, 0,25		
	2.27 Coïncidence entre les signaux de luminance et de chrominance	Le signal de chrominance est transmis une ligne avant le signal de luminance associé			
Processus de brouillage	2.28 Processus de brouillage pour l'accès conditionnel	Rotation des composantes avec deux points de coupure ou rotation des lignes avec un point de coupure	Translation de ligne		A l'étude

([1]) Le plus petit chiffre correspond à un système d'accès conditionnel.
([2]) Les systèmes peuvent également fonctionner avec un format d'image 16 : 9.
([3]) Le système est fondé sur les caractéristiques en bande de base du système M-NTSC (voir le Rapport 624).
([4]) Cette largeur de bande peut être étendue pour approcher la largeur de bande de Nyquist (par exemple, afin d'utiliser un format d'image 16 : 9).
([5]) Toutes les tensions sont mesurées par rapport à une charge de 75 Ω.
([6]) Cette largeur de bande sera limitée dans le codeur par un filtre conçu pour réduire au minimum la suroscillation.
([7]) Les signaux de chrominance permettent d'utiliser des barres de couleur à saturation de 75% et à amplitude de 100%.
([8]) Dans le récepteur, il convient d'utiliser un filtre de coefficients (0,5, 0, 0,5).

TABLEAU III – *Structure du multiplex de données*

Paramètre/Système		C-MAC/paquet D-MAC/paquet	D2-MAC/paquet	B-MAC (625 lignes)	B-MAC (525 lignes)	Sous-porteuse numérique/NTSC
Paramètres de données généraux	3.1 Salve de données utile (bits/ligne)	2 × 99 (1)	99	102/51 (2)		–
	3.2 Type de multiplex	Paquet		Continu		Continu pour le son, en paquet pour les données
	3.3 Organisation	2 × 82 paquets de 751 bits/trame (1)	82 paquets de 751 bits/trame	6 canaux de 203 kbit/s plus un canal de 62,5 kbit/s	6 canaux de 204,5 kbit/s plus un canal de 62,9 kbit/s	Trame de données comprenant 32 blocs de 64 bits chacun
	3.4 Débit binaire moyen (Mbit/s)	3,08 (3) (2 × 2 050 paquets/s)	1,54 (3) (2 050 paquets/s)	1,59	1,60	2,048
	3.5 Brouillage (pour l'accès conditionnel)	En ajoutant mod 2 une séquence binaire pseudo-aléatoire synchronisée sur la trame de modulation au niveau du canal de données		Non indiqué		A l'étude

TABLEAU III *(suite)*

<table>
<tr><th colspan="2">Paramètre/Système</th><th>C-MAC/paquet
D-MAC/paquet</th><th>D2-MAC/paquet</th><th>B-MAC
(625 lignes)</th><th>B-MAC
(525 lignes)</th><th>Sous-porteuse numérique/NTSC</th></tr>
<tr><td rowspan="7">Codage son</td><td>3.6 Fréquence d'échantillonnage du signal audiofréquence (kHz)</td><td colspan="2">32 pour une haute qualité (HQ)

16 pour une qualité moyenne (MQ)</td><td colspan="2">Débit binaire de base du signal audiofréquence (pour la haute qualité)
203 kbit/s 204,5 kbit/s
Commande de facteurs d'échelle
7,8 kbit/s 7,9 kbit/s
Commande de l'accentuation
7,8 kbit/s 7,9 kbit/s</td><td>32 kHz
ou
48 kHz</td></tr>
<tr><td>3.7 Pré-accentuation du signal audiofréquence</td><td colspan="2">Recommandation J.17 du CCITT</td><td colspan="2">Adaptative</td><td>50/15 µs</td></tr>
<tr><td>3.8 Méthode de codage du signal audiofréquence</td><td colspan="2">Linéaire 14 bits/échantillon (L)
ou
quasi instantanée 10 bits/échantillon (I)
Gamme de codage: 5 niveaux</td><td colspan="2">Modulation delta adaptative
(voir le Rapport 953) (4)</td><td>quasi instantanée
14/10
ou
linéaire 16 bits</td></tr>
<tr><td>3.9 Protection</td><td colspan="2">Gamme de protection: 2 niveaux
1 – premier niveau par 1 bit de parité par échantillon, ou
2 – deuxième niveau par un code de Hamming à 5 bits par échantillon</td><td colspan="2">2,33 bits par bloc de 13 bits</td><td>BCH (63,56),
SEC, DED</td></tr>
<tr><td>3.10 Débit de paquets par canal monophonique ou stéréophonique (paquets/s)</td><td colspan="2"><table><tr><th></th><th>MQ mono</th><th>HQ mono</th><th>HQ stéréo</th></tr><tr><td>I1</td><td>253</td><td>503</td><td>1 003</td></tr><tr><td>L1</td><td>336,3</td><td>669,7</td><td>1 336,3</td></tr><tr><td>I2</td><td>336,3</td><td>669,7</td><td>1 336,3</td></tr><tr><td>L2</td><td>447,4</td><td>891,9</td><td>1 780,8</td></tr></table></td><td colspan="3">Non applicable</td></tr>
<tr><td>3.11 Identification de la méthode de codage</td><td colspan="2">Explicite par blocs d'interprétation</td><td colspan="2">Non applicable</td><td>Code de commande</td></tr>
<tr><td>3.12 Nombre maximal de canaux audiofréquence monophoniques de haute qualité</td><td>8</td><td>4</td><td colspan="2">6/3 (2)</td><td>4 (15 kHz)
ou
2 (20 kHz)</td></tr>
</table>

TABLEAU III *(suite)*

	Paramètre/Système	C-MAC/paquet D-MAC/paquet	D2-MAC/paquet	B-MAC (625 lignes)	B-MAC (525 lignes)	Sous-porteuse numérique/NTSC
Identification de service	3.13 Emplacement des données d'identification de service	Une ligne par image dans l'intervalle de suppression trame et dans le canal de données 0 du multiplexeur par paquets		2 lignes par image dans l'intervalle de suppression trame		A l'étude
	3.14 Organisation des données de description de service	Groupe de données, commandes et paramètres acheminées par paquets		Non applicable		
Accès conditionnel	3.15 Commande de désembrouillage	Mot de commande pour l'initialisation de la séquence binaire pseudo-aléatoire		Non communiqué		A l'étude
	3.16 Informations secrètes	Clés d'autorisation par service Clés d'autorisation par abonné		Non communiqué		
	3.17 Vérification et gestion des droits d'accès	Diffusion des mots de commande chiffrés et des clés d'autorisation dans le multiplexeur de données		Non communiqué		
	3.18 Taux d'adressage (adresses/h)	150 000 par kbit/s		1 000 000		
	3.19 Nombre maximum d'adresses	64×10^9		256×10^6		
Radiodiffusion de données	3.20 Codage télétexte	Systèmes télétexte CCIR: A et B [CCIR, 1986-90d]				
	3.21 Protection	Intervalle de protection: 2 niveaux 1. CRC dans le bloc de données de télétexte (2 blocs de données de télétexte par paquet) 2. CRC dans le bloc de données de télétexte + (24,12) FEC par code de Golay global (1 bloc/paquet de données de télétexte protégé)				
	3.22 Identification de la méthode de codage	Déterminée par paramètre (DCINF) dans le canal d'identification du service				

(1) Pour constituer le multiplexeur par paquets, on peut utiliser les deux salves de données comme une entité unique.

(2) Deux applications de codage de données sont possibles: tout d'abord, un système quaternaire avec deux bits par symbole et, d'autre part, un code binaire plus robuste.

(3) La structure du multiplexeur peut être réorganisée en une configuration compatible pour la diffusion de données plein temps.

(4) Le Rapport 795 contient la description d'un système son, en cours de mise au point aux Etats-Unis, qui transmet quatre canaux d'information sonore directionnelle dans deux canaux discrets à l'aide d'une modulation delta adaptative pour le codage du son.

TABLEAU IV – *Paramètres de modulation*

	Paramètre/Système	C-MAC/paquet	D2-MAC/paquet D-MAC/paquet	B-MAC (625 lignes)	B-MAC (525 lignes)	Sous-porteuse numérique/NTSC
Paramètres de modulation	4.1 Largeur de bande nominale du canal (MHz)	27		24		27
	4.2 Modulation des signaux de données	MDP-2-4	MF			MDPD-4-MF
	4.3 Modulation des signaux vidéo	MF				MF
	4.4 Polarité de modulation de fréquence	Positive				
	4.5 Position de la fréquence du niveau de référence	Exactement centrée dans le canal				–
	4.6 Composante DC	Préservée				Couplage alternatif
	4.7 Excursion de fréquence (MHz/V)	13,5		16,5	17,5	17,0 (1)
	4.8 Caractéristiques de préaccentuation	$E1^{(3)} = H(f) = A \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2}$				Recommandation 405
	4.9 Paramètres de préaccentuation A:	0,7071				
	f_1 (MHz)	0,84		1,87		
	f_2 (MHz)	1,50		3,74		
	4.10 Dispersion d'énergie (kHz)	600 Forme triangulaire synchrone de la trame de modulation				
	4.11 Fréquence de sous-porteuse (MHz)	Non applicable				5,7272 (2)
	4.12 Excursion de fréquence de la porteuse principale par la sous-porteuse (MHz)	Non applicable				± 3,25

(1) Correspond à l'excursion vidéo seulement, c'est-à-dire sans la sous-porteuse.

(2) La fréquence de sous-porteuse a été déterminée de façon à correspondre à 8/5 fois la fréquence de la sous-porteuse couleur nominale, compte tenu du fait que la marge des caractéristiques de filtre doit éviter le brouillage mutuel entre l'image et le signal MDP, et d'autres signaux.

(3) En plus de E1, il est possible d'utiliser une préaccentuation non linéaire pour la famille MAC/paquet. Voir le Rapport 1074, § 3.4.1.

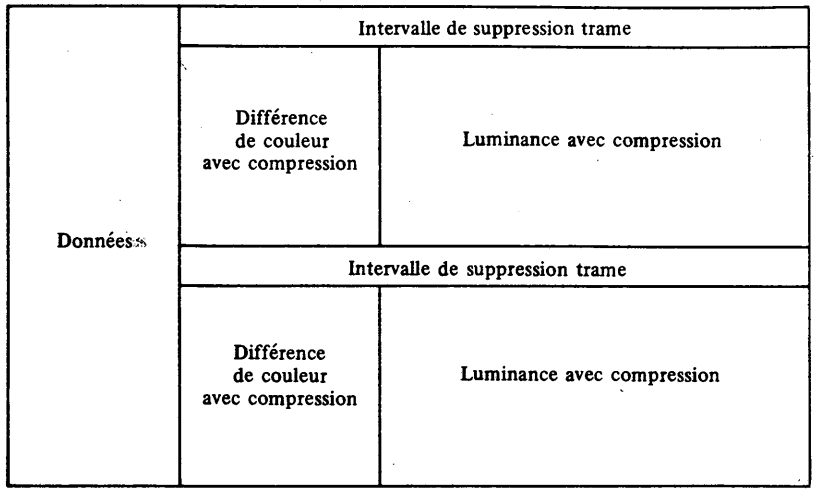


FIGURE 1 – *Configuration de base pour trame MRT*

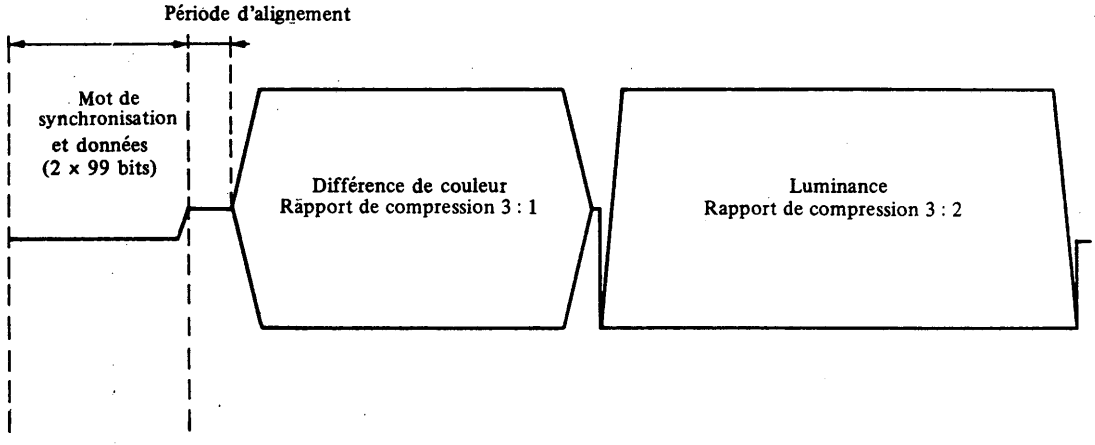


FIGURE 2a) – *Forme du signal C-MAC/paquets (sans embrouillage)*

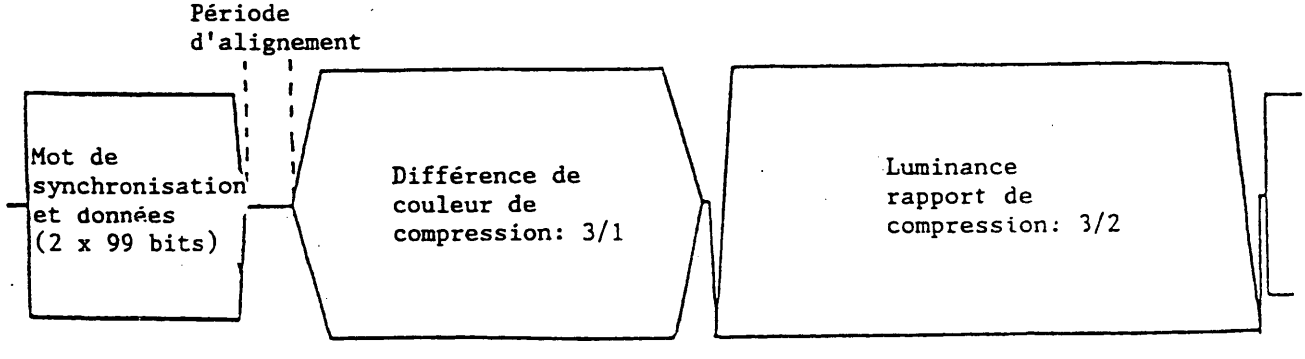


FIGURE 2b)

Forme du signal D-MAC/paquet (sans embrouillage)

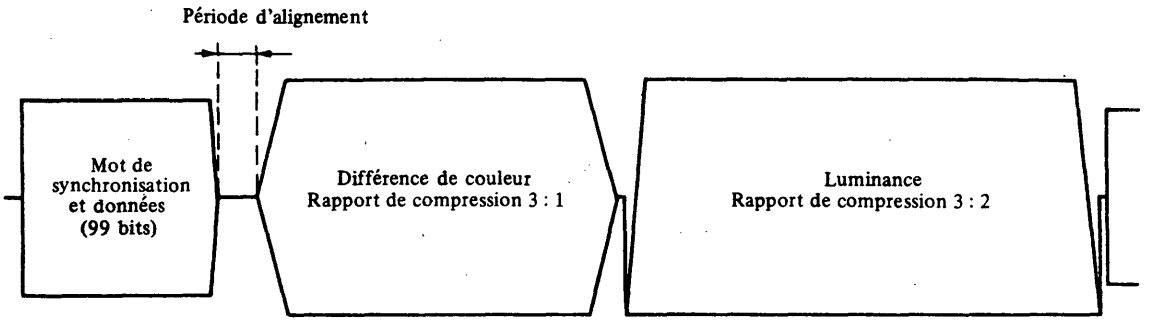


FIGURE 3 – *Forme du signal dans la bande de base D2-MAC/paquets (sans embrouillage)*

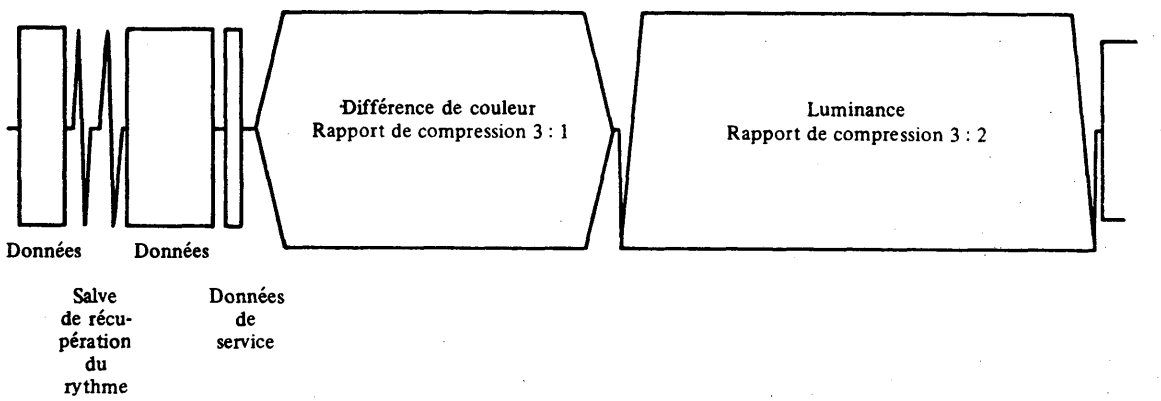


FIGURE 4 – *Forme du signal B-MAC (sans embrouillage)*

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR:

[1986-90]: a. GITM 10-11/3-116 (France); b. GTIM 10-11/3-117 (Royaume-Uni); c. 10-11S/119 (Japon); d. GTIM 10-11/5 CP36 (UER).

BIBLIOGRAPHIE

TODD et GRAIG [août, 1987] - A compatible digital audio format for broadcast and cable television. IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol. CE33, 3, 297-305.

Documents du CCIR

[1982-86]: 10-11S/127 (CCIR); 10-11S/154 (GTI 10-11/3); 10-11S/164 + Add.1 (UER); 10-11S/165 + Add.1 (UER); 10-11S/170 (France); 10-11S/179 (France); 10-11S/178 (Etats-Unis d'Amérique); 10-11S/182 + Add.1 (France, République fédérale d'Allemagne); 10-11S/193 (Australie); 10-11S/204 (Japon).

RAPPORT 1074-1

EMISSION PAR SATELLITE DE SIGNAUX D'IMAGE A COMPOSANTES ANALOGIQUES MULTIPLEXÉES (MAC) *

(Question 2/10 et 11, Programme d'études 2F/10 et 11)

(1986-1990)

1. Introduction

La Conférence administrative mondiale des radiocommunications de 1977 a établi le Plan pour la radiodiffusion par satellite dans les Régions 1 et 3 dans la bande des 12 GHz. On a pris pour hypothèse, à ce moment là, l'utilisation en bande de base des systèmes composites classiques, tels que le PAL ou le SECAM, avec une sous-porteuse analogique pour le son. Le Plan n'interdit toutefois pas l'utilisation d'autres systèmes. De même, dans le Plan élaboré par la CARR SAT-83 pour la Région 2, on a admis l'emploi de signaux de télévision composites classiques (par exemple, des signaux NTSC avec sous-porteuses son analogiques). Cependant, cette Conférence a également pris en compte de nouveaux systèmes, qui pourront être utilisés, pour autant que les critères de brouillage soient respectés.

Depuis lors, les radiodiffuseurs ont montré un intérêt accru pour l'amélioration du service, ce qui a, par exemple, conduit à un accord sur une norme applicable aux signaux vidéo numériques pour les studios, faisant appel à des composantes séparées et non à un codage composite.

A la suite de cet accord, des études intensives faites par certaines organisations ont conduit à la mise au point d'une nouvelle méthode de codage par composantes analogiques destinée à la transmission par satellite, dite méthode des composantes analogiques multiplexées (MAC-Multiplexed Analogue Components).

L'émission de signaux codés par composantes permettrait aux téléspectateurs de mieux profiter des avantages offerts par les futurs studios entièrement numériques qu'avec l'émission de signaux composites. De plus, il existe une tendance à prévoir une interface par composantes pour les récepteurs domestiques et les magnétoscopes. Cette évolution donne l'occasion d'établir des normes communes pour le service de radiodiffusion par satellite (SRS), (Rapport 632).

L'UER a étudié un certain nombre de systèmes vidéo à 625 lignes améliorés utilisables par le SRS. Des mesures objectives et subjectives ont été réalisées sur un système par composantes, ainsi que des mesures comparatives avec les systèmes PAL et SECAM classiques.

A partir de ces études, les experts de l'UER ont mis au point une famille de systèmes dans lesquels le signal image est acheminé par la méthode des composantes comprimées dans le temps. Tous les systèmes de cette famille se prêtent à la radiodiffusion par satellite. Ces systèmes, appelés systèmes C-MAC/paquet, D-MAC/paquet et _____ D2-MAC/paquet» sont décrits dans le Rapport 1073.

Des études analogues de systèmes d'images améliorées pour le SRS faites au Canada et aux Etats-Unis d'Amérique ont conduit à la mise au point de différents systèmes MAC à 525 lignes et 625 lignes qui utilisent le multiplex son de type B. Les résultats de ces travaux ont été examinés en détail par la CARR SAT-83 [CCIR, 1982-86a]. On trouvera dans le Rapport 1073 la description de l'un de ces systèmes (B-MAC).

Le présent Rapport décrit les caractéristiques générales des systèmes MAC, donne des raisons expliquant le choix des paramètres pour le système vidéo MAC-625 lignes et 525 lignes, examine les améliorations futures de ces systèmes et considère des méthodes d'embrouillage vidéo.

---

* Les renseignements figurant dans le Rapport 1074 doivent être aussi utilisés pour harmoniser le contenu dans les autres Rapports et Recommandations du CCIR, ainsi que la Publication spéciale sur les systèmes de radiodiffusion par satellite.

2. Caractéristiques générales des systèmes MAC

2.1 *Limitations des signaux à codage composite appliqués au SRS*

Les signaux composites utilisés en télévision classique (NTSC, PAL, SECAM) ont été conçus il y a 30 ans. Ils ont été optimisés pour des transmissions en MA et aux fins de compatibilité entre récepteurs monochrome et récepteurs couleur. Cela a conduit à l'adjonction d'une sous-porteuse couleur dans la partie supérieure de la bande de luminance, si bien que l'information couleur «partage la bande» avec de l'information de luminance à haute fréquence. C'est la présence de cette sous-porteuse couleur qui est la cause des limitations les plus visibles des signaux, c'est-à-dire la diaphotie luminance-chrominance, la sensibilité au bruit MF de la diaphotie de chrominance-luminance, le gain différentiel et la phase différentielle.

Une caractéristique d'un système MF est que la densité de puissance de bruit démodulé augmente comme le carré de la fréquence de bande de base. Donc, lorsque l'on utilise un codage de télévision classique dans un canal satellite, le signal de chrominance est sujet à davantage de bruit par unité de largeur de bande que le signal de luminance. Dans le processus de démodulation de chrominance, le bruit haute fréquence est transformé en un bruit de fréquence plus basse qui est subjectivement plus gênant. Cela a pour conséquence de créer un déséquilibre entre les caractéristiques de bruit des canaux de luminance et de chrominance, si bien que le bruit de différence de couleur est la dégradation la plus importante pour de petites valeurs de C/N [Lucas et Windram, 1981].

Une autre caractéristique de l'émission par satellite de signaux de télévision MF est que les caractéristiques du bruit MF changent lorsque le système fonctionne en-dessous de seuil MF. Ces conditions peuvent être le résultat de conditions météorologiques défavorables et/ou du mauvais réglage de l'antenne. Dans les systèmes de télévision classiques, le réseau de désaccentuation transforme ce bruit en longues traînées noires et blanches qui sont subjectivement gênantes et difficiles à cacher. En outre, la présence de la sous-porteuse couleur élève le seuil MF du système et peut entraîner une distorsion d'intermodulation avec les signaux son.

Avec des récepteurs classiques, les effets de diaphotie luminance-chrominance et chrominance-luminance sont tels qu'ils limitent des largeurs de bande effectives des signaux de luminance et de différence de couleur à des largeurs relativement petites (environ 3,5 MHz et 1 MHz respectivement dans le système PAL et environ 3,2 MHz et 0,6 MHz dans le système NTSC). La diaphotie peut être réduite dans des récepteurs avec filtres en peigne et mémoires de trame. Avec des images fixes, elle peut-être largement éliminée et la largeur de bande de luminance n'est alors limitée que par la présence de la sous-porteuse son. En revanche, avec des images animées, la réduction de ces diaphoties est plus limitée et nécessite des mécanismes de mémorisation ainsi que des algorithmes de filtrage adaptés au mouvement, plus complexes.

C'est pour toutes ces raisons que le nouveau système de codage par composantes (MAC) a été mis au point, il a été conçu pour s'adapter aux caractéristiques du canal MF et pour être à la base de développements futurs.

2.2 *Le signal MAC*

Dans le système de codage vidéo MAC, le signal de luminance et l'un des deux signaux de différence de couleur de la ligne active sont comprimés dans le temps séparément et placés séquentiellement à l'intérieur de la ligne pour former un signal à composantes analogiques multiplexées temporellement. Les deux signaux de différence de couleur comprimés dans le temps sont transmis sur des lignes successives de manière à minimiser les rapports de compression nécessaires de tous les signaux et à améliorer les caractéristiques de bruit [Lucas et Windram, 1981].

A la réception, les signaux de luminance et de différence de couleur sont décomprimés par l'utilisation de mémoires de ligne dans le décodeur. Cette méthode permet de distribuer les dégradations dues au bruit de façon équilibrée entre la chrominance et la luminance pour améliorer la performance en présence de signaux faibles. Les diaphoties sont complètement éliminées.

La compression temporelle des signaux vidéo entraîne une augmentation proportionnelle de la largeur de bande vidéo requise pour laisser passer le signal. Toutefois, la largeur spectrale du signal MF est fonction de la fréquence et de l'amplitude des signaux en bande de base, ce qui peut servir à loger un signal comprimé dans le temps. L'absence de sous-porteuse couleur réduit l'excursion aux fréquences de modulation élevées ce qui permet d'augmenter la largeur de bande émise des signaux vidéo en bande de base.

Pour une largeur de bande vidéo constante, la compression temporelle des signaux dans le codeur, suivie d'expansion temporelle dans le décodeur, entraînent une augmentation de la puissance de bruit en sortie du récepteur. En première approximation, la puissance de bruit augmente comme le cube du rapport de compression.

Il ressort clairement de ces considérations qu'il faudrait s'attacher tout particulièrement à réduire les rapports de compression utilisés lors de la conception de systèmes MAC. En général toutefois, les systèmes MAC peuvent être conçus de manière à avoir une caractéristique de bruit supérieure à celle des systèmes de télévision classiques employant les mêmes largeurs de bande vidéo [Windram et autres, 1983a]. Dans ce contexte, les avantages du système MAC sont particulièrement importants lorsque le rapport C/N a une valeur proche ou inférieure à celle du seuil MF, car le réseau de désaccentuation MAC ne cause que de courtes traînées horizontales qui sont subjectivement moins gênantes que celles des systèmes classiques. En outre, les traînées de bruit de seuil ne s'étendent pas aux éléments d'image adjacents, aussi est-il facile d'appliquer des méthodes de masquage.

2.2.1 Aspects multiplexage

Plusieurs variantes du format MAC ont été développées et ont atteint un stade avancé: systèmes C-MAC/paquet, D-MAC/paquet, D2-MAC/paquet, B-MAC. Les travaux de développement relatifs à un autre système, A-MAC, ont été abandonnés. La principale différence entre ces systèmes réside dans la manière dont les signaux numériques son/données sont multiplexés avec le signal image MAC.

En C-MAC/paquet, les signaux son et de données sont insérés dans l'intervalle de suppression de ligne du signal vidéo au niveau RF sous la forme d'une porteuse modulée numériquement. A l'émission, un multiplexage temporel est effectué en fréquence intermédiaire, en commutant les signaux vidéo modulés en fréquence et les signaux son et données modulés numériquement, de manière à maintenir la continuité de phase de la porteuse RF émise. L'absence de sous-porteuse haute fréquence pour la couleur ou pour le son permet d'augmenter les largeurs

Dans le cas des systèmes D-MAC/paquet et D2-MAC/paquet développés par l'UER et du B-MAC développé au Canada et aux Etats-Unis d'Amérique, les signaux son et de données sont transportés dans l'intervalle de suppression de ligne en bande de base sous la forme de signaux numériques. Pour ces systèmes, le spectre du signal son/données peut être obtenu en bande de base à la sortie du discriminateur ou du démodulateur à boucle à verrouillage en phase utilisés pour la vidéo.

Des essais pratiques ont montré qu'un signal (C, D, D2) MAC/paquet fonctionnant avec une largeur de bande vidéo comprimée de 8,4 MHz satisfait aux spécifications de brouillage prescrites par la CAMR-RS-77 (Rapport 634). Par ailleurs, des mesures de brouillage dans le cas du système B-MAC ont indiqué que le critère de brouillage dans le même canal spécifié par la CARR SAT-83 est satisfait (Rapport 634).

2.2.2 Aspects image

Avec le système C-MAC/paquet et les multiplex son de type B, (D-MAC/paquet, D2-MAC/paquet, B-MAC), l'absence de sous-porteuse permet d'augmenter la largeur de spectre des signaux vidéo en bande de base ou l'excursion de fréquence: la possibilité d'augmenter la largeur de bande vidéo comprimée jusqu'à environ 11 MHz est démontrée par des essais de brouillage faits sur un système appelé PAL étendu [Shelswell, 1982], [Rhodes, 1985].

Un complément d'étude est nécessaire pour confirmer les limites supérieures de la largeur de bande de base que l'on peut obtenir avec des systèmes C-, D- ou D2-MAC/paquet. Néanmoins, il est probable que des largeurs de bande vidéo non comprimées supérieures à 7 MHz pour la luminance et à 3 MHz pour les signaux de différence de couleur pourront être obtenues. Ces transmissions à largeurs de bande plus grandes pourront être nécessaires dans l'avenir pour obtenir la résolution plus fine nécessaire à la visualisation sur grands écrans. Dans ce cas, on emploierait des antennes plus grandes et/ou des techniques telles que la réduction du bruit.

Une autre caractéristique du système C-, D- ou D2-MAC/paquet est la possibilité de signaler des changements dans les limites entre le signal numérique et le signal vidéo et entre le signal vidéo et l'intervalle de suppression de trame. Des propositions sont faites en vue d'utiliser cette possibilité pour permettre la transmission d'images ayant un format plus large.

Des techniques permettant d'obtenir des signaux de définition améliorée et des formats d'image plus larges avec des sytèmes MAC sont discutées plus en détail aux § 3 et 4 du présent Rapport.

Le signal MAC est aussi très bien adapté à l'embrouillage vidéo pour accès conditionnel (voir § 5). Ces méthodes d'embrouillage utilisent un moyen simple de réarrangement des blocs vidéo. La séparation des composantes dans un multiplex temporel facilite cela. Le désembrouillage se fait facilement dans les mémoires de ligne du décodeur MAC sans nécessiter de circuits supplémentaires.

Le problème de la compatibilité avec les récepteurs existants est le même, que l'on utilise le codage MAC ou le codage de télévision classique. Dans les deux cas, de nouvelles installations extérieures et intérieures de complexité globale comparable sont nécessaires. Dans le cas MAC, toutefois, de nombreux récepteurs imposeront que l'installation intérieure soit dotée d'un codeur composite.

2.2.3 Résumé

Les systèmes MAC offrent de nombreux avantages par rapport aux systèmes classiques. Parmi ceux-ci, on peut citer:

- l'élimination des diaphoties luminance-chrominance et chrominance-luminance;
- amélioration de la résolution horizontale de luminance et de différence de couleur;
- une amélioration subjective globale pour ce qui est du bruit;
- distorsion et intermodulation réduites;
- utilisation plus efficace du canal de transmission;
- embrouillage vidéo facilité pour l'accès conditionnel;
- possibilité d'images à définition améliorée de format d'image plus large;
- maintien de la transmission son/données numériques de grande capacité.

3. Raisons du choix des paramètres pour le système MAC utilisé dans les systèmes C-, D- et D2-MAC/paquet définis dans le Rapport 1073

Cette section donne des renseignements généraux sur les paramètres pour le système vidéo MAC particulier, décrit dans le Rapport 1073.

L'étude et la définition des caractéristiques vidéo du système MAC ont imposé de prendre de nombreuses décisions concernant le multiplexage temporel et la mise en forme de la bande. On peut citer les suivantes:

- meilleur ordre de diffusion des composantes de différence de couleur et de luminance;
- système de diffusion simultanée en ligne ou séquentielle en ligne des signaux de différence de couleur;
- largeurs de bande et niveaux optimaux pour les signaux de luminance et de différence de couleur, compte tenu de la résolution horizontale et du comportement vis-à-vis du bruit;
- résolution verticale;
- compression temporelle des signaux de luminance et de différence de couleur;
- caractéristique de préaccentuation et de désaccentuation;
- qualité d'image;
- embrouillage pour l'accès conditionnel;
- conformité à la CAMR-RS-77;
- perspectives d'améliorations ultérieures.

La plupart de ces caractéristiques dépendent les unes des autres, de sorte qu'il a fallu faire des compromis.

3.1 *Largeurs de bande de luminance et de différence de couleur*

Le choix des largeurs de bande de luminance et de différence de couleur a été fait en prenant comme référence la norme numérique de studio 4 : 2 : 2 (Recommandation 601), qui prévoit pour ces signaux des fréquences d'échantillonnage respectivement égales à 13,5 et 6,75 MHz. Les largeurs de bande maximales en bande de base disponibles avec la norme 4 : 2 : 2 sont donc respectivement d'environ 6 et 3 MHz.

Le bruit est en relation étroite avec les largeurs de bande de luminance et de différence de couleur. Dans le système MAC, la compression temporelle introduit une nouvelle dégradation dans le domaine du bruit. En première approximation, la puissance de bruit pour une largeur de bande donnée du signal comprimé, est proportionnelle au cube du facteur de compression.

Il en résulte évidemment que des précautions particulières doivent être prises pour réduire le bruit des signaux de différence de couleur qui sont deux fois plus comprimés que ceux de luminance. Il a été décidé à l'origine que l'amplitude maximale des signaux de différence de couleur devait être de 1,3 V crête-à-crête pour une saturation de 100%. Toutefois, afin de permettre l'utilisation, dans l'avenir, d'une largeur de bande de différence de couleur non comprimée supérieure à 2 MHz, on a décidé de limiter à 1 V crête-à-crête l'amplitude du signal. Cette limitation est considérée comme acceptable, car elle correspond à une saturation proche des 96% sur l'écran du récepteur et est rarement dépassée par les images naturelles.

Comme l'amplitude des signaux de différence de couleur est la même que celle des signaux de luminance et que leur rapport de compression est double, leur bande passante est en principe la moitié de celle de la luminance. On peut s'approcher de cette limite à l'émission, mais afin d'éviter des suroscillations qui peuvent causer des dégradations inacceptables des signaux de différence de couleur, leur bande passante doit être encore réduite à la réception au moyen d'un filtre à coupure douce (filtre de Bessel, par exemple).

Les constructeurs sont laissés libres du choix du filtre et il est vraisemblable que lorsque le signal reçu sera intense, il sera possible d'obtenir une bande passante de différence de couleur de 2 MHz, soit environ 1/3 de celle de la luminance. Du fait des propriétés de l'œil humain, cette valeur est largement suffisante pour des images naturelles et suffit encore pour des images très critiques produites électroniquement (textes avec lettres de petite taille, par exemple). Il pourrait être souhaitable de réduire davantage la bande des signaux affectés de bruit et on a proposé d'utiliser dans ce cas des filtres de type gaussien ou de type Bessel ayant une bande passante à 3 dB d'environ 0,9 MHz.

Afin d'obtenir des données plus précises sur la relation entre le bruit et la bande passante, on a calculé la densité de puissance de bruit en fonction de la fréquence, compte tenu du facteur de compression et de la préaccentuation. Les résultats montrent que le bruit augmente de manière sensible en même temps que la fréquence. Si on applique une pondération ayant une constante de temps $\tau = 0{,}2$ µs (Recommandation 451), la caractéristique de densité de bruit pondéré a la forme présentée à la Fig. 1 dans laquelle on tient compte des effets de la préaccentuation (voir le § 3.4). On suppose ici que la luminance et la différence de couleur subissent la même pondération. Les courbes, relativement uniformes aux fréquences élevées, indiquent que les caractéristiques du bruit MF et la perception visuelle du bruit sont bien harmonisées.

La visibilité du bruit sur l'écran peut différer de celle prévue théoriquement du fait du non respect du principe de luminance constante et d'effets physiologiques (l'œil est sensible de manière différente au bruit dans les deux voies de différence de couleur). Les effets subjectifs du bruit de chrominance peuvent être réduits en choisissant bien les axes de différence de couleur, mais on ne pense pas que cette amélioration puisse dépasser 1 dB environ. On peut encore améliorer légèrement le bruit des signaux de différence de couleur en prenant la moyenne dans la direction verticale à la réception (au lieu de répéter une ligne unique).

L'influence de la préaccentuation et de la désaccentuation sur le bruit est examinée au § 3.4.

3.2 *Choix de l'ordre des composantes analogiques et du rapport de compression*

La composante de luminance et les deux composantes de différence de couleur doivent être diffusées séquentiellement et avec compression dans le temps. On doit tout d'abord décider si les signaux de différence de couleur doivent être transmis sur chaque ligne ou séquentiellement une ligne sur deux et dans ce cas, dans quel ordre.

Le choix des rapports de compression impose un compromis entre le rapport signal/bruit, les contraintes imposées par les brouillages, la transparence vis-à-vis de la norme numérique de studio (compte tenu de la nécessité de permettre la conception des récepteurs simples) et la division la plus simple possible de la durée de la ligne active de 52 µs. Il résulte des deux derniers facteurs que, quel que soit le principe retenu (diffusion séquentielle en ligne ou simultanée), les taux de compression de luminance (Y) et de différence de couleur (X) doivent être dans un rapport de 0,5 (conduisant à la même fréquence d'échantillonnage pour les deux signaux comprimés). De plus, la somme des parties du temps partagé doit être égale à 1.

Dans un système de diffusion séquentielle en ligne des composantes de différence de couleur, on parvient au système de deux équations suivant dont les deux variables sont les facteurs de compression:

$$\frac{Y}{X} = 0{,}5 \text{ et } \frac{1}{X} + \frac{1}{Y} = 1$$

dont la solution est $X = 3$ et $Y = \frac{3}{2}$

Dans le cas de transmission simultanée des composantes de différence de couleur, ces équations deviennent:

$$\frac{Y}{X} = 0{,}5 \text{ et } \frac{2}{X} + \frac{1}{Y} = 1$$

avec la solution suivante: $X = 4$ et $Y = \frac{4}{2}$

On a indiqué au § 2.2 que la puissance de bruit après décompression varie comme le cube du facteur de compression K et en conséquence, la diminution du rapport signal/bruit est égale à 30 log K (dB). Il s'ensuit que les meilleures caractéristiques de bruit sont obtenues quand les rapports de protection sont maintenus à un niveau minimal. Ces valeurs montrent clairement que, dans un système où les deux signaux de différence de couleur sont sur la même ligne, la dégradation du bruit de différence de couleur et de luminance est de 3,7 dB par rapport au cas où la diffusion de la différence de couleur est séquentielle en ligne. De plus, la compression temporelle des composantes entraîne une augmentation proportionnelle de la largeur du spectre du signal à loger dans le canal MF. En conséquence, pour éviter des brouillages supplémentaires causés par l'accroissement de la fréquence modulante maximale lors de la transmission simultanée des deux composantes de différence de couleur, les déviations devraient être réduites, ce qui entraînerait une nouvelle réduction du rapport signal/bruit d'environ 2 dB pour la différence de couleur et de 4 dB pour la luminance. Des dégradations totales du rapport signal/bruit dépassant 5 dB sont apparues inacceptables, et c'est pourquoi les signaux de différence de couleur sont diffusés séquentiellement en ligne avec des rapports de compression de 3 à 2 pour la luminance et de 3 à 1 pour la différence de couleur.

En ce qui concerne l'ordre de diffusion des composantes, la différence de couleur est émise avant la luminance. Aucune raison déterminante n'indique qu'un ordre différent de celui proposé pourrait offrir des avantages du point de vue de la complexité du récepteur. On a choisi de diffuser d'abord la différence de couleur car on a estimé que les distorsions à basse fréquence seraient surtout visibles dans la différence de couleur et que, par conséquent, celle-ci doit être la plus proche de la référence de clampage du début de la ligne.

3.3 *Considérations relatives aux définitions verticale et horizontale de luminance et de différence de couleur*

Lorsqu'on étudie ce problème, il est bon de convertir la définition verticale, généralement exprimée en cycles par hauteur d'image, en une définition horizontale équivalente, exprimée en MHz.

Dans le système à 625 lignes/50 Hz avec entrelacement 2 : 1 et formats d'image de 4 : 3, la limite de Nyquist de 143,75 cycles par hauteur d'image (575 lignes actives/4), conduit à une fréquence équivalente horizontale pour un signal en damier de 3,7 MHz. Cette limitation est due au papillotement d'entrelacement.

La définition de luminance possible est toutefois équivalente à 7,4 MHz et elle peut être obtenue par un balayage progressif dans la direction verticale, faisant appel à des techniques de pré- et de postfiltrage vertical. L'amélioration possible est un facteur dont il faut tenir compte en étudiant la réponse en fréquence nécessaire pour obtenir une harmonisation des définitions verticale et horizontale.

Puisque les signaux de différence de couleur sont diffusés dans une ligne sur deux, la définition verticale possible pour la chrominance est la moitié de celle de la luminance. La limite de Nyquist, soit 71,87 cycles par hauteur d'image, correspond à une fréquence équivalente de 1,85 MHz. Les signaux de différence de couleur doivent subir un préfiltrage vertical en vue de réduire les composantes de repliement de spectre apparaissant dans le signal initial. Il peut en résulter une nouvelle limitation de la définition selon le type de filtre utilisé. Un dispositif simple prenant la moyenne des lignes (filtre 1,1) introduirait par exemple une perte de 3 dB à 1,85 MHz, tandis que si on adoptait un filtre 1,2,1, la perte serait de 6 dB. La réponse globale dépend aussi du type de postfiltrage appliqué à la réception. Après un préfiltrage 1,2,1 à l'émission, un postfiltrage 1,2,1 à la réception (valeur conseillée pour un écran de taille normale) introduirait une nouvelle limitation et, en théorie, la réponse serait réduite de 6 dB à 1,34 MHz.

Cette définition verticale est inférieure à la définition horizontale maximale possible avec des signaux à faible bruit (environ 2 MHz). Il est cependant probable qu'on pourra améliorer la définition verticale de chrominance en ayant recours à des techniques de préfiltrage plus raffinées, notamment celles faisant appel à des mémoires de trame et en utilisant éventuellement un postfiltrage correspondant à la réception. On pourrait ainsi obtenir la meilleure harmonisation possible entre les définitions dans les deux directions.

On peut conclure qu'un système de diffusion séquentielle de la couleur donne une définition assez bien harmonisée dans les directions verticale et horizontale, et de nouvelles améliorations peuvent être obtenues en utilisant un traitement plus perfectionné.

3.4 *Choix de la préaccentuation*

Dans le système MAC, il est inutile d'appliquer une forte préaccentuation pour réduire la distorsion comme dans les signaux composites. Il est toutefois utile d'appliquer une préaccentuation pour améliorer le comportement dans le domaine du bruit et des brouillages, compte tenu des conditions imposées par le Plan de la CAMR-RS-77.

L'étude de la préaccentuation doit prendre en compte les effets du bruit de seuil, car la désaccentuation transforme en traînées visibles sur l'écran les impulsions parasites. La dégradation qui en résulte dépend du nombre et de l'amplitude de ces impulsions ainsi que de la longueur de la perturbation. La décompression temporelle introduit un étalement des traînées dont la durée est multipliée par le taux de compression.

La préaccentuation a l'avantage de réduire le nombre et l'amplitude des impulsions, mais elle a aussi l'effet négatif d'accroître leur longueur. Des évaluations subjectives ont toutefois démontré que lorsque la caractéristique de préaccentuation est bien choisie, les avantages l'emportent sur les inconvénients.

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

En principe, la préaccentuation risque de créer des distorsions par suite du filtrage à 27 MHz et du bruit de troncature. Cet effet peut être limité en choisissant avec précaution la caractéristique de préaccentuation.

Ce choix doit résulter d'un compromis entre les facteurs contradictoires mentionnés plus haut. Certains des Membres de l'UER ont effectué des calculs et des évaluations subjectives avec deux réseaux [CCIR, 1982-86b]. Le Tableau I donne les caractéristiques du réseau spécifiées dans le Rapport 1073 pour les systèmes de la famille MAC/paquet.

On n'exclut pas la possibilité que, à la suite d'autres études, une caractéristique légèrement différente, mais compatible, soit proposée pour optimiser les performances du système.

L'affaiblissement d'insertion à basse fréquence du réseau de préaccentuation MAC est seulement de 3 dB. Il est donc hautement souhaitable que la restitution de la composante continue vidéo soit faite à l'entrée du modulateur MF.

3.4.1 Exemple de réseau de pré- et désaccentuation non linéaire compatible E7 pour la famille MAC/paquets

En plus du réseau E1 à caractéristique de préaccentuation linéaire destiné à la famille MAC/paquets (Tableau I), on peut aussi utiliser un réseau de préaccentuation non linéaire E7 (voir Annexe I). Le réseau E7 doit s'appliquer uniquement en signal d'images, non à la salve de données. Ce réseau produit une amélioration subjective de la qualité de l'image équivalente à une augmentation de 3 dB du rapport porteuse/bruit du signal reçu. E7 est une pré-désaccentuation non linéaire conçue pour diminuer le bruit et le brouillage sans détériorer le seuil. C'est un système de compression-extension instantanée en fonction de la fréquence. Il est compatible en ce qu'il n'a pas d'influence sur les fréquences vidéo basses et n'affecte donc pas l'excursion choisie pour le signal MF. E7 est utilisable sous forme tant analogique que numérique et les spécifications ci-après portent sur les deux cas, pour les réseaux de préaccentuation et de désaccentuation. Les deux exemples qui font l'objet de la spécification ci-dessous sont conformes au plan de la CAMR RS-77 lorsqu'ils sont ajoutés à la préaccentuation E1. Tous les réseaux de préaccentuation dont on se sert pour la famille MAC/paquets doivent être compatibles vers le haut avec le HD-MAC que décrit le Rapport 1075 du CCIR.

3.5 *Qualité d'image*

Des essais subjectifs effectués par l'UER pour des rapports porteuse/bruit différents ont montré que la qualité du MAC* est toujours supérieure à celle du PAL et du SECAM.

Le MAC est cependant inférieur au PAL du point de vue de la finesse des transitions colorées verticales, par suite des filtres d'interpolation utilisés à l'émission et à la réception pour réduire les composantes de repliement de spectre causées par la diffusion séquentielle en ligne de la différence de couleur. Ces composantes qui existent dans le SECAM peuvent être particulièrement gênantes sur les images mobiles synthétisées électroniquement (texte rouge sur fond noir, par exemple) si on ne les ramène pas à un niveau négligeable par un filtrage approprié [Windram et Morcom, 1983].

Quant au rapport signal/bruit, même à des valeurs élevées de C/N, un certain bruit est visible dans les zones colorées fortement saturées. Ce bruit est subjectivement plus faible en MAC qu'en PAL ou en SECAM.

Des essais subjectifs ont aussi prouvé que les prescriptions du Plan de la CAMR-RS-77 relatives au brouillage dans le même canal et dans le canal adjacent sont satisfaites, pour les signaux MAC non embrouillés comme pour les signaux MAC embrouillés (voir le Rapport 634).

D'autre part, à des valeurs de C/N faibles, la performance du système est toujours meilleure que celle des systèmes composites existants, même avec une démodulation de seuil étendue. Les images sont plus acceptables, car les traînées dues à l'effet de seuil sont beaucoup plus courtes, en raison d'une désaccentuation moindre et de constantes de temps plus courtes.

---

* Dans le système utilisé pour ces essais, la bande passante à 3 dB de luminance était de 5,6 MHz et celle de la différence de couleur de 1,6 MHz.

TABLEAU I – *Caractéristiques des réseaux de préaccentuation pour signaux MAC*

Système	A_0 (dB)	A_∞ (dB)	f_z (MHz)	f_p (MHz)	f_p/f_z	S/N lum. (dB)	S/N diff. de couleur (dB)
C-MAC D-MAC D2-MAC	−3	2,04	0,84	1,5	1,786	42,23	43,59
B-MAC	−3	+3	1,87	3,74	2		

A_0: gain basse fréquence

A_∞: gain haute fréquence

f_z: fréquence du zéro

f_p: fréquence du zéro

S/N lum.: rapport signal de luminance/bruit pondéré correspondant à C/N = 14 dB (réseau de pondération: Recommandation 451; largeur de bande 6 MHz)

S/N diff. de couleur: rapport signal de différence de couleur/bruit pondéré correspondant à C/N = 14 dB (réseau de pondération: Recommandation 451; filtre récepteur gaussien avec point à 6 dB à 1,3 MHz).

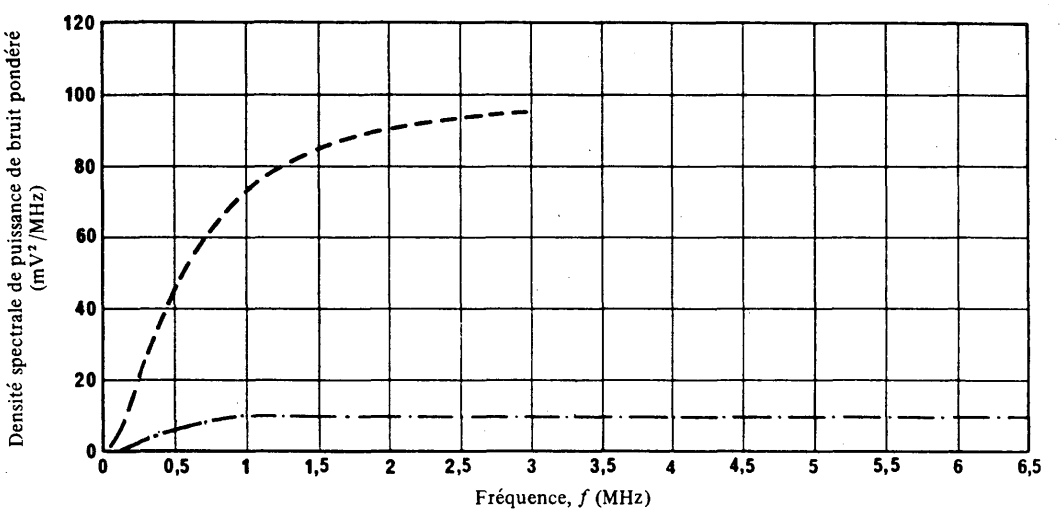


FIGURE 1 – *Densité spectrale de puissance de bruit pondéré pour le signal de différence de couleur et la luminance*

Filtre de pondération: Recommandation 451.

Réseau de préaccentuation utilisé pour C-, D- et D2-MAC/paquet

– – – – – – Signal de différence de couleur

·—·—·—· Luminance

L'échelle des ordonnées est telle que l'aire sous les courbes, exprimée en décibels par rapport à 1 mV², donne la valeur des rapports signal/bruit pondéré correspondant à un C/N de 14 dB.

Note. – Les courbes pour le bruit de différence de couleur ont été établies en supposant que les puissances de bruit pour les deux signaux de différence de couleur s'additionnent en proportions égales. On doit noter toutefois que l'effet subjectif du bruit pour chacun des signaux de différence de couleur est une fonction compliquée de la teinte, de la saturation et de la luminance.

3.6 *Améliorations futures*

Lorsqu'on définit un nouveau système pour la radiodiffusion par satellite, il est important de ne pas rendre impossibles les améliorations futures envisageables.

Les améliorations suivantes peuvent être possibles; certaines d'entre elles n'ont pas encore été expérimentées, mais elles devraient être réalisables avec le type de signal proposé.

3.6.1 *Accroissement de la résolution des signaux de luminance et de différence de couleur*

On peut y parvenir en portant de 9 MHz à 12 MHz environ la largeur de bande vidéo comprimée, ce qui entraînerait un accroissement de la résolution horizontale de 33%; mais il reste à démontrer qu'il n'en résulterait pas de brouillages inacceptables.

On pourrait aussi envisager de recourir à un pré- et postfiltrage ce qui permettrait d'acheminer des informations horizontales supplémentaires sans excéder la bande de base actuelle en ayant recours au repliement de l'énergie du spectre. Les signaux ainsi traités pour l'amélioration de l'image risquent toutefois d'exiger des compromis lors de la conception des récepteurs avec postfiltrage utilisant ces informations et des récepteurs normaux [Tonge, 1982].

Des techniques d'amélioration de la résolution verticale par préfiltrage avant émission et postfiltrage utilisant des mémoires de ligne et de trame dans le récepteur sont décrites dans [Tonge, 1983; Long, 1983; Windram et Tonge, 1983]. Il apparaît qu'un accroissement de la résolution verticale effective de 100% est possible avec des images fixes. Toutefois, cette résolution est réduite aux fréquences verticales/temporelles plus élevées.

3.6.2 *Format d'image*

La souplesse offerte par le schéma de codage de la famille MAC/paquet et le débit de données élevé des systèmes C et D-MAC/paquet offre la possibilité d'une image compatible à format élargi. L'utilisation du contrôle MRT pour diminuer la largeur de la salve numérique (jusqu'à une valeur suffisante pour acheminer un son stéréo seulement) permet la transmission des informations supplémentaires de luminance. Les signaux supplémentaires correspondants de chrominance sont envoyés dans l'intervalle de suppression de trame comme l'indique la Fig. 2 et conformément à la description donnée dans [Windram et autres, 1983b].

D'autres études ont permis de définir une seconde méthode pour obtenir un format d'image élargi dans les systèmes C, D et D2-MAC/paquet. Cette approche utilise les composantes MRT d'image normales pour transporter une image de format 16:9 et laisse inchangée la capacité des données. On peut alors extraire de l'image élargie 16:9 une image de format 4:3 visualisable sur les écrans traditionnels. Pour la même largeur de bande du signal vidéo, cela provoquerait une légère perte de résolution, en raison des taux de décompression différents, mais il est possible d'accroître la largeur de bande du système pour les récepteurs futurs afin de compenser cet effet. /Shelswell, 1982; CCIR, 1982-86d, e, f, g/.

Les récepteurs à mémoires de trame incorporées seront capables de traiter ces informations supplémentaires pour la visualisation de formats d'image élargis.

Les images 4 : 3 ne sont pas perturbées par le processus et les récepteurs normaux.

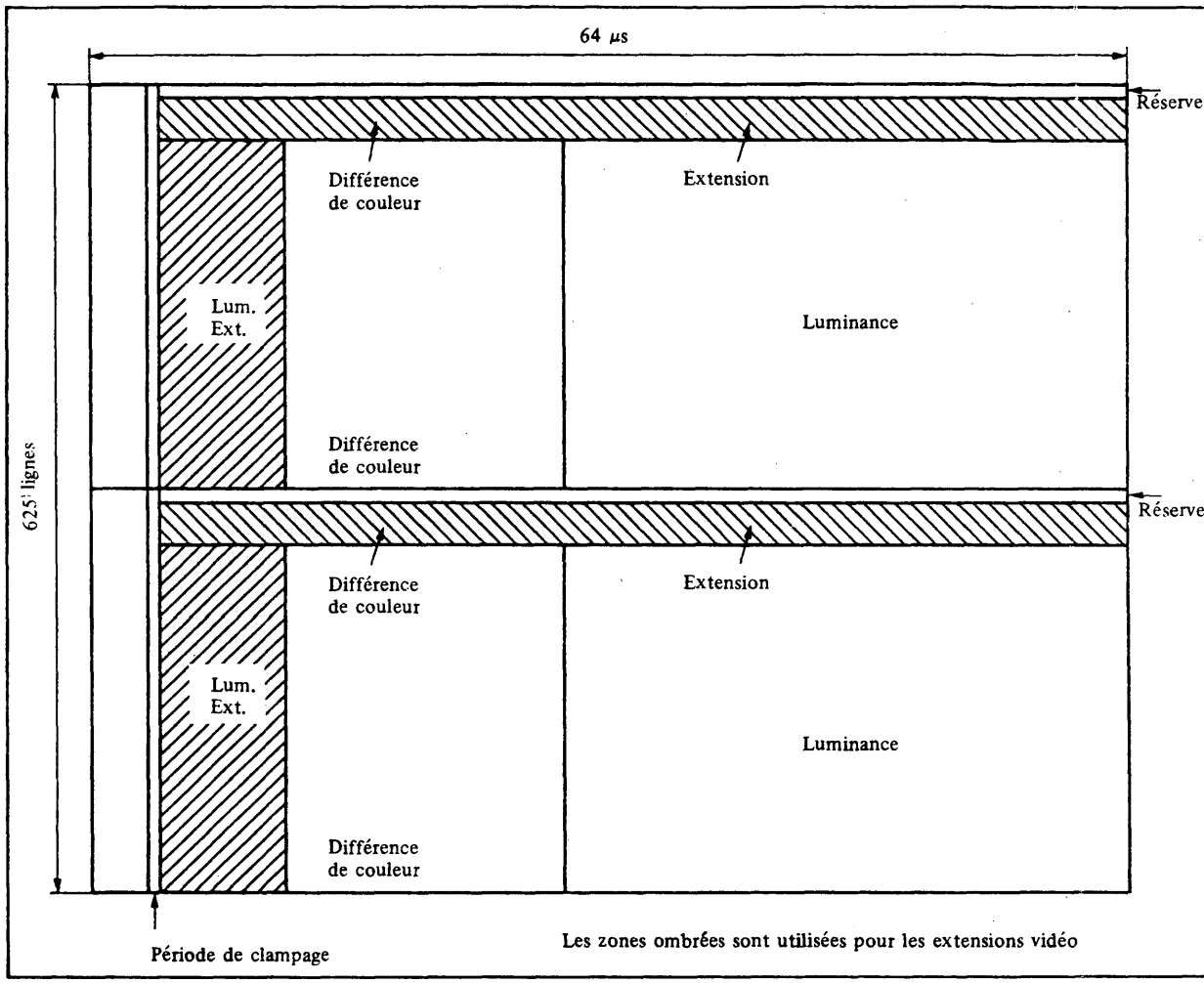


FIGURE 2 – *Exemple de MAC étendu*

3.6.3 *Multiplexage vidéo à la fréquence de ligne et de trame*

L'utilisation du contrôle MRT dans les systèmes de la famille MAC/paquet et d'une mémoire de trame dans les récepteurs permet d'offrir tout un éventail de formats de transmission. Certaines possibilités sont à l'étude [CCIR, 1982-86c].

D'autres études sont en cours également sur une deuxième série de rapports de compression et sur une autre méthode avec format d'image plus large dans les systèmes C- et D2-MAC/paquet. Cette approche laisse inchangée la capacité des données numériques et fournit une image de format 4 : 3 compatible par l'utilisation d'un nouveau jeu de taux de compression (pour la même largeur de bande du signal vidéo, ceci provoquerait une légère perte de résolution, mais cette largeur de bande peut être augmentée) [Shelswell, 1982] [CCIR, 1982-86d, e, f, g].

3.6.3.1 *Multiplexage à la fréquence de trame*

Le principe de cette méthode est illustré par la Fig. 3a. Le contenu des périodes de ligne est représenté dans le sens horizontal et la subdivision de la période de trame est représentée dans le sens vertical.

Pendant un certain nombre de lignes par trame, seule l'information de luminance (signal Y) est transmise, et pendant d'autres lignes, seuls les signaux de différence de couleur sont transmis, sous forme comprimée. L'image résultante aura la résolution horizontale maximale, déterminée par la largeur de bande du canal, et un format d'image supérieur à la normale. Des méthodes destinées à améliorer la résolution verticale sont à l'étude.

3.6.3.2 *Multiplexage aux fréquences de ligne et de trame*

La Fig. 3b représente une manière de combiner les méthodes de multiplexage à la fréquence de ligne et à la fréquence de trame.

L'intervalle de temps *Y* est réservé à la transmission de l'information de luminance. L'intervalle c_a peut contenir un ou deux signaux de différence de couleur; il en va de même pour l'intervalle c_b. Les limites entre les intervalles de temps sont indiquées par des lignes a, b, d et e.

L'avantage du contrôle MRT est qu'il est d'une grande souplesse pour déplacer les limites entre les signaux sonores et vidéo et entre les signaux de luminance et de différence de couleur. Cette souplesse offre la possibilité d'un format d'image élargi, d'une télévision améliorée, d'une télévision stéréoscopique, et d'une transmission de données plein canal. Toutefois, il convient de noter que beaucoup d'avantages cités nécessiteront l'utilisation d'un récepteur équipé d'une mémoire d'image.

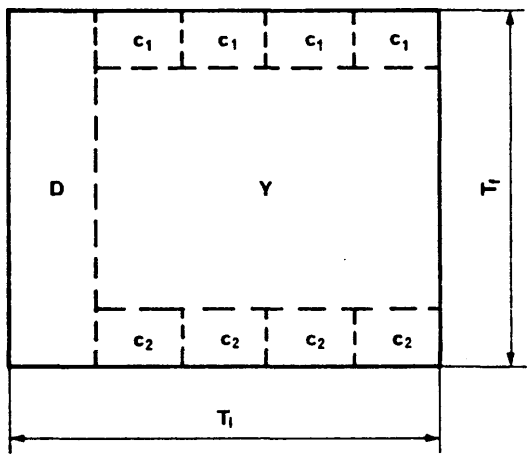


FIGURE 3a – *Multiplexage à la fréquence de trame*

T_f : période de trame
T_l : période de ligne
D : son + données + synchronisation

c_1 : 1er signal de différence de couleur (par exemple U)
c_2 : 2e signal de différence de couleur (par exemple V)
Y : signal de luminance

Intervalle de suppression trame

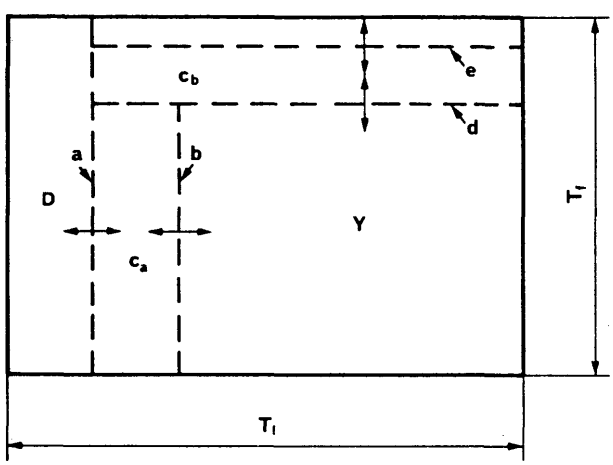


FIGURE 3b – *Multiplexage aux fréquences de ligne et de trame*

T_f : période de trame
T_l : période de ligne
D : son + données + synchronisation

c_1 : 1er signal de différence de couleur (par exemple U)
c_2 : 2e signal de différence de couleur (par exemple V)
Y : signal de luminance

3.6.4 *TVHD* (voir également le Rapport 801)

Pour éviter l'aliassage dans les processus d'extension de la résolution verticale dans un seul canal CAMR, on utilise un préfiltrage. Le processus de préfiltrage consiste à éliminer l'information temporelle/verticale haute fréquence. Ceci peut ne pas être d'une importance primordiale subjectivement, car l'œil est moins sensible dans cette région [Tonge, 1982; Fujio et autres, 1982]. On peut réaliser des filtres qui préservent l'information temporelle/verticale haute fréquence pour transmission dans un deuxième canal. L'emploi de deux canaux CAMR de cette manière devrait permettre de s'approcher de l'obtention d'une norme studio TVHD de qualité parfaite.

3.6.5 *Télévision stéréoscopique*

Un deuxième canal CAMR pourrait être utilisé pour véhiculer des informations supplémentaires permettant la télévision stéréoscopique [CCIR, 1982-86b]. Dans ce cas, les deux canaux pourraient transporter des signaux à définition améliorée compatibles similaires. Ces signaux sont combinés dans le récepteur pour produire l'image stéréoscopique. Un complément d'étude est nécessaire.

4. Motifs du choix des paramètres du système image MAC utilisé dans les systèmes B-MAC définis par le Rapport 1073

Les spécifications détaillées pour les systèmes B-MAC ont été fixées pour l'obtention des caractéristiques de base suivantes:

- fonctionnement dans un canal de 24 MHz avec un rapport C/N nominal de 14 dB;
- qualité d'image améliorée par rapport aux systèmes à 525 lignes existants;
- canaux son numériques multiples de haute qualité;
- capacité de radiodiffusion de données (ces données sont aussi à utiliser pour la synchronisation);
- embrouillage avec possibilité d'adressage individuel;
- possibilité d'améliorations futures;
- compatibilité possible avec la télévision à haute définition.

Des systèmes B-MAC pour 525 et 625 lignes ont été mis au point aux Etats-Unis d'Amérique et au Canada. Un système semblable, appelé B-TMC, à 525 lignes, est en cours de réalisation aux Etats-Unis d'Amérique. Ces systèmes sont décrits dans [CCIR, 1982-86h, i].

4.1 *Systèmes B-MAC*

Dans les systèmes B-MAC, le signal vidéo présente une similitude étroite avec le signal vidéo des **systèmes de la famille MAC/paquet. Les facteurs de compression utilisés sont les mêmes mais les fréquences d'horloge diffèrent cependant. Comme les systèmes de la famille MAC/paquet, le système B-MAC transmet l'information de** luminance et de chrominance dans le temps de ligne active. Les signaux de différence de couleur sont transmis séquentiellement sur des lignes alternées. En B-MAC, les fréquences d'horloge sont des multiples entiers de la fréquence de la sous-porteuse couleur NTSC. La fréquence d'échantillonnage de luminance de 14,32 MHz permet d'utiliser une largeur de bande de luminance qui peut atteindre 6,4 MHz lorsque l'on utilise des techniques directes. La largeur de bande de chrominance est limitée par le critère de Nyquist. Ces largeurs de bande peuvent être utilisées pour transmettre des images de format élargi sur des appareils normalisées à 525 lignes de manière compatible avec les récepteurs actuellement utilisés, dont les écrans ont un format d'image de 4 : 3. Le format élargi qui permet cette compatibilité est 16 : 9 ou 4 : 3 du format d'image normalisé. Pour passer du format d'image à l'emission de 16 : 9 à celui de 4 : 3, il faut modifier les fréquences d'horloge, pour la décompression temporelle, de 1365 F_h : 910 F_h : 455 F_h à 1365 F_h : 682,5 F_h : 341,25 F_h. La sélection de la partie de l'image 16 : 9 à afficher sur un écran 4 : 3 est commandée par une instruction qui est transmise numériquement dans la suppression trame. Pour obtenir la largeur de bande potentielle (6,4 MHz), le système B-MAC nécessite, pour le même rapport *S/N pondéré*, un rapport C/N de 3 dB environ supérieur à celui qui serait nécessaire pour une largeur de bande de luminance de 4,2 MHz sans compression.

Le systèmes B-MAC emploie l'embrouillage vidéo par translation des lignes et embrouille numériquement les signaux son et données avec possibilité d'adressage de récepteurs individuels ou de groupes de récepteurs.

Dans ce système , l'information de synchronisation verticale et horizontale est transmise sous forme numérique protégée par des systèmes de correction d'erreurs à redondance élevée, ce qui donne une reconstitution des signaux de synchronisation très sûre. On a démontré que ce système pouvait maintenir la synchronisation à des valeurs de C/N aussi faibles que 2 dB, de manière qu'une synchronisation fiable puisse être maintenue pendant des périodes où le niveau de bruit est élevé, telles que celles que l'on rencontre en transmission par satellite dans de mauvaises conditions météorologiques et/ou lorsque les antennes sont mal pointées. Une seule ligne de l'intervalle de suppression trame est utilisée pour transmettre l'information de synchronisation, les autres lignes de l'intervalle de suppression trame du signal MAC peuvent servir à d'autres services comme le télétexte, des informations vidéo supplémentaires, etc.

Un nouveau réseau de préaccentuation est proposé pour ces signaux, car le degré de préaccentuation nécessaire pour le système NTSC n'est pas optimal pour les signaux en composantes. La caractéristique de préaccentuation MAC optimale a des constantes de temps plus courtes et un affaiblissement d'insertion plus petit aux basses fréquences (voir le Tableau I). Ce réseau améliore la performance au seuil ou en dessous, tandis que, en même temps, les impulsions induites par l'effet de seuil sont moins sujettes à l'étalement. L'amélioration globale subjective de la qualité de l'image obtenue lorsque le signal MAC fonctionne dans les conditions de faible rapport C/N est considérée comme l'une des qualités les plus significatives du système MAC.

Le signal MAC devrait être conçu de manière que, dans de mauvaises conditions de réception, le signal vidéo soit perdu avant la synchronisation, conformément à la pratique suivie en radiodiffusion de Terre. Le seuil MF est atteint pour un rapport C/N de l'ordre de 10 à 11 dB. Dans les systèmes MAC, la synchronisation est maintenue jusqu'à un rapport C/N de 2 dB ou même inférieur.

4.2 *Système B-MAC à double rapport d'image*

Le format B-MAC est susceptible d'extension pour les transmissions à définition améliorée. Il transporte une image à entrelacement avec les sons, la synchronisation et l'adressage à accès conditionnel associés. Le système B-MAC peut transmettre soit des images de format 4 : 3 soit des images 16 : 9 pour grand écran [Rhodes et Lowry, 1985]. Les téléspectateurs peuvent avoir une image de format 4 : 3 de très haute qualité (largeur effective de bande de luminance: 4,8 MHz) sur des écrans classiques 4 : 3. Les téléspectateurs ayant un écran 16 : 9 peuvent obtenir des images grand écran. L'augmentation de la largeur de bande de luminance de 6,4 MHz assurera la même résolution horizontale sur des écrans de format 16 : 9 que sur des écrans de format 4 : 3. Dans un proche avenir, on peut prévoir que des récepteurs perfectionnés pourront désentrelacer le signal émis afin d'améliorer la qualité de l'image. Une image désentrelacée à grand écran (chaque trame étant répétée deux fois) permettra selon toute vraisemblance d'approcher de la qualité d'un système de transmission à fréquence plus élevée. Un complément d'étude est nécessaire, notamment en matière de détection du mouvement.

5. Embrouillage pour l'accès conditionnel

Il est impératif, dans l'accès conditionnel, que les signaux vidéo et son soient embrouillés sous le contrôle d'un système d'accès conditionnel. Les principes de l'accès conditionnel sont discutés dans le Rapport 1079. Des exemples adaptés au service de radiodiffusion par satellite sont fournis dans le Tableau I et l'Annexe II de ce Rapport ainsi que dans la publication spéciale du CCIR (Spécification des systèmes de transmission de radiodiffusion par satellite). On trouvera ci-après une description de l'embrouillage d'image.

5.1 *Algorithme d'embrouillage*

Des essais ont montré qu'un embrouillage d'image très efficace peut être obtenu par des méthodes qui redistribuent les éléments d'image dans le temps. L'existence d'une mémoire de ligne dans chaque décodeur domestique permet de penser qu'il est préférable que ce processus se déroule à chaque ligne plutôt qu'au moyen d'un réagencement complet de lignes dans une trame, processus qui nécessiterait une mémoire de trame.

Le décalage circulaire des composantes à 2 points de coupure et le décalage circulaire de ligne à 1 point de coupure sont des méthodes d'embrouillage qui peuvent être appliquées aux systèmes MAC et qui sont à même de donner une performance excellente à condition que les tolérances sur l'inclinaison de la ligne, sur le trajet du signal embrouillé, soient contrôlées de façon adéquate.

Ces méthodes sont des membres d'une famille de techniques d'embrouillage reposant sur le découpage et le réarrangement des composantes de la ligne vidéo.

Dans le système à décalage circulaire des composantes à 2 points de coupure, les composantes de différence de couleur et de luminance tournent séparément et cycliquement sur elles-mêmes d'une distance déterminée de façon pseudo-aléatoire (Fig. 4b). Cette distance de rotation sera fixée par la sortie d'un générateur de séquences pseudo-aléatoires faisant partie du système de contrôle d'accès.

Dans le système à décalage circulaire de lignes à 1 point de coupure, la composante de différence de couleur de chaque ligne est découpée en deux segments, et le premier segment est déplacé jusqu'à l'extrémité de la ligne (Fig. 4c). La position du point de coupure est déterminée par le signal de sortie d'un générateur de séquences pseudo-aléatoires.

Le décalage circulaire des composantes et des lignes apparaît comme étant très intéressant pour l'embrouillage d'image; on a montré que le système est capable de masquer totalement une image émise et que le signal peut facilement être désembrouillé [Lodge, 1983].

L'embrouillage par translation de ligne a été aussi appliqué; il présente l'avantage d'une plus faible sensibilité aux distorsions dans le trajet du signal telles que l'inclinaison de la ligne. Dans cette méthode, on fait varier de manière pseudo-aléatoire la période de suppression de la ligne émise, ce qui a pour effet, dans un récepteur non autorisé, de perturber la corrélation entre les lignes de l'image et de déplacer les parties de la ligne active en dehors de la zone de visualisation de l'image. L'effet d'embrouillage est fort [Lowry, 1984]. La Fig. 5 illustre schématiquement l'embrouillage par translation de ligne pour les systèmes B-MAC à 525 lignes.

Il existe plusieurs moyens de modifier le signal pour obtenir un effet d'embrouillage. Les deux méthodes qui ont été décrites se prêtent à un emploi avec le système MAC. Les mémoires de ligne utilisées pour la décompression temporelle peuvent aussi être utilisées pour désembrouiller l'image.

Il pourrait être nécesaire d'entreprendre au plus tôt une normalisation des méthodes d'embrouillage pour empêcher une prolifération de boîtes noires autour du récepteur de télévision domestique.

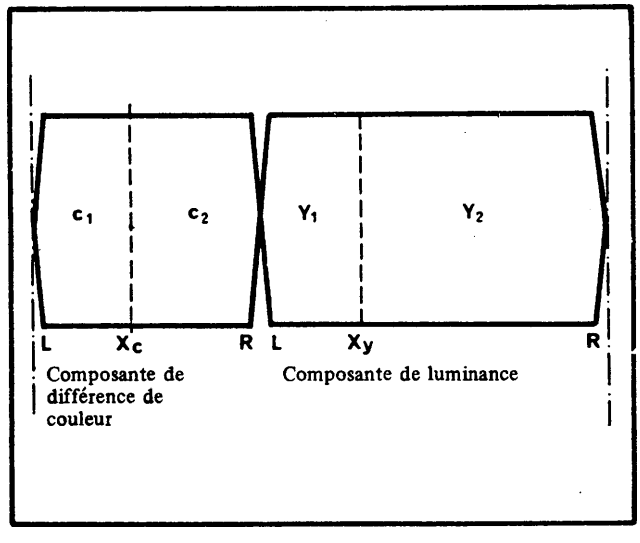


FIGURE 4a – *Ligne MAC normale*

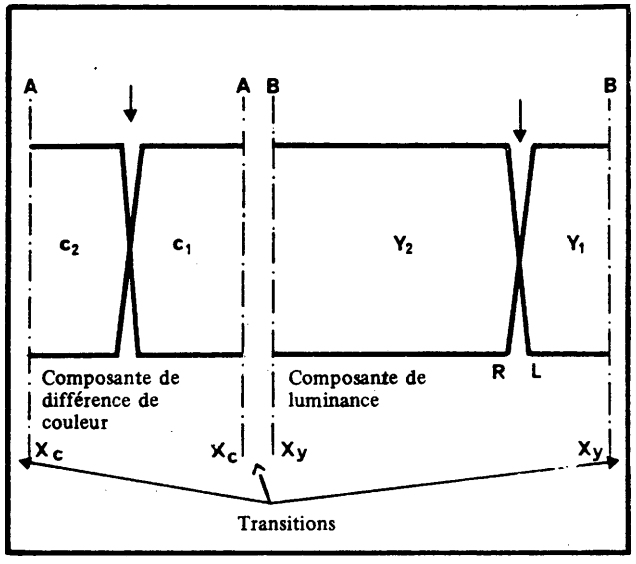


FIGURE 4b – *Embrouillage par rotation des composantes à 2 points de coupure*

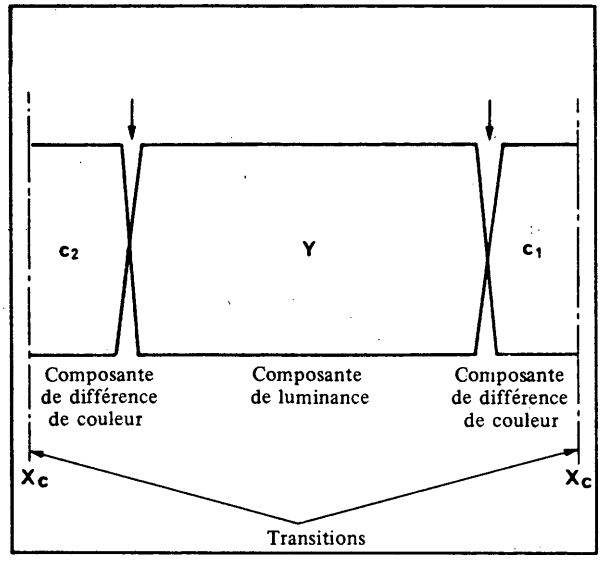


FIGURE 4c – *Embrouillage par rotation des lignes à 1 point de coupure*

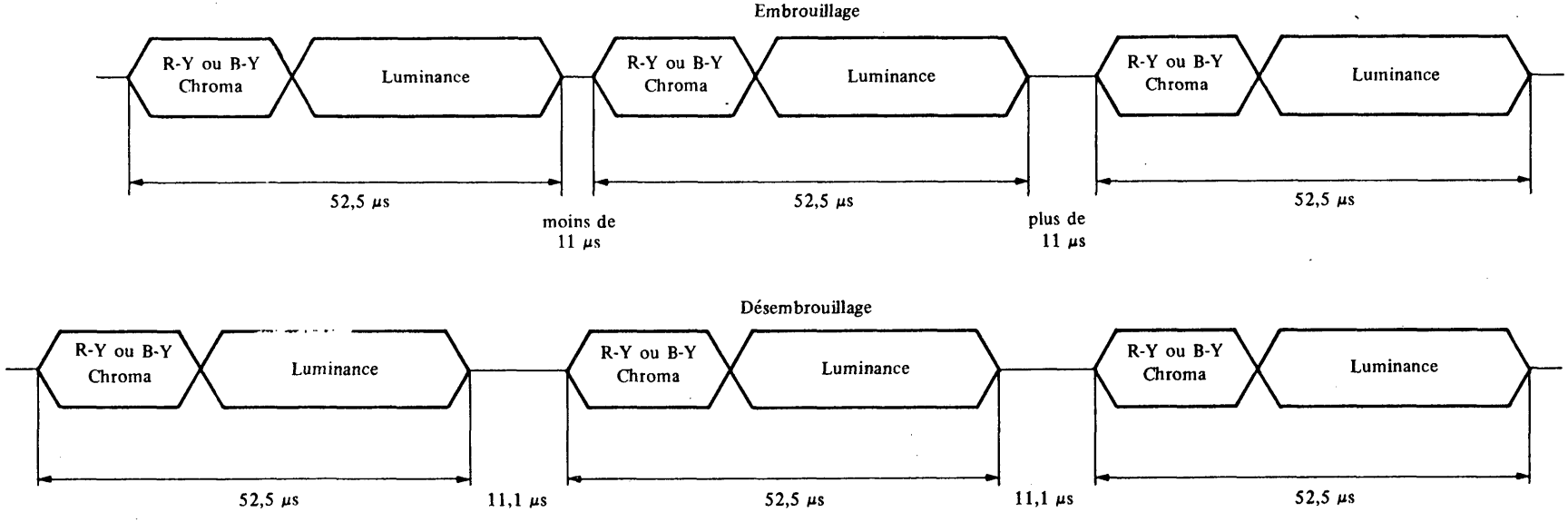


FIGURE 5 – *Embrouillage par translation de lignes*

Note. – Les intervalles de suppression de ligne sont répartis de façon aléatoire dans une trame mais la durée de suppression (moyenne sur une trame quelconque) est fixe.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

FUJIO, T. *et autres*, [juin 1982] High-definition television. NHK Technical Monograph No. 32.

LODGE, N. [1983] A proposal for the EBU specification. IBA Report 122/83.

LONG, T. J. [1983] Why non-compatible HDTV? IBA Report 119/83.

LOWRY, J. [novembre 1984] B-MAC – An Optimum Format for satellite Television Transmission, *SMPTE J.*

LUCAS, K. et WINDRAM, M. D. [1981] Direct television broadcasts by satellite – desirability of a new transmission standard. IBA Report 116/81.

RHODES, C. W. [mai 1985] The further Evolution of the B-MAC Signal Format for HDTV Broadcast, 2nd HDTV Colloquium, Ottawa, (Canada).

RHODES, C. W. et LOWRY, J. [juin 1985] The B-MAC Signal Format as Applied to Enhanced 525 Line TV Systems and to HDTV, ICCE, Chicago, (Etats-Unis d'Amérique).

SHELSWELL, P. [1982] Satellite broadcasting protection ratio requirements for enhanced transmission using extended PAL vision and digital sound signals. BBC Research Department Report RD 1982.

TONGE, G. [1982] Spatio-temporal bandwitch requirements for extended definition television. IBA Report 1/82.

TONGE, G. [1983] Signal processing for extended definition television. IBA Report 121/83.

WINDRAM, M. D. et MORCOM, R. [1983] The MAC colour-difference signal. IBA Report 124/83.

WINDRAM, M. D. et TONGE, G. [1983] Line sequential colour transmission and vertical filtering in MAC. IBA Report 130/83.

WINDRAM, M. D., MORCOM, R. et HURLEY, T. [1983b] Extended definition MAC. IBA Report 120/83.

WINDRAM, M. D., TONGE, G. et MORCOM, R. [1983a] MAC – a television system for high-quality satellite broadcasting. IBA Report 118/83.

Documents du CCIR

[1982-86]: **a.** 10-11S/62 (Canada); **b.** 10-11S/39 (UER); **c.** 10-11S/33 (Pays-Bas); **d.** 10-11S/170 (France); **e.** 10-11S/164 + Add.1 (UER); **f.** 10-11S/165 + Add.1 (UER); **g.** 10-11S/182 + Add.1 (France, Allemagne (République fédérale d')); **h.** 10-11S/178 (Etats-Unis d'Amérique); **i.** 10-11S/193 (Australie).

ANNEXE I

Caractéristiques de la pré- et désaccentuation E7*

1. Caractéristique de désaccentuation E7

1.1 E7 analogique

On se rapporte au schéma de la Figure 6:

Organe de retard T

$T = 0$

Filtre passe-bas F

La fonction de transfert est donnée par

$$\frac{1}{1 + j\ f/f_o}$$

où f = fréquence
f_o = 2,0 MHz

Fonction non linéaire N^{-1}

Elle est représentée sur la Figure 7.

La relation qui lie la sortie V_o de la fonction non linéaire à l'entrée V_i est la suivante:

$$V_i = \frac{V_o}{C} + \frac{1}{B} \ln \left[\frac{V_o + \sqrt{V_o^2 + (2AC)^2}}{2AC} \right]$$

A = 0,009
B = 19,80
C = 1,5642

On a choisi précisément cette fonction car il est facile de la réaliser avec des circuits analogiques [IBA, 1988].

Post-filtre

Le réseau E7 est suivi d'un post-filtre. Un filtre de Tchebicheff à 3 pôles, -3 dB à 12 MHz (ondulation: 0,1 dB) convient à cet effet.

---

* On notera que l'utilisation de E7 est facultative: il faudra donc indiquer sa présence dans les codes d'identification de service de la famille MAC/paquets. S'il est universellement adopté, cette indication ne sera pas nécessaire. Il faudra étudier cette question plus avant, notamment pour spécifier les codes de signalisation qui seront employés pour l'identification des services.

1.2 E7 numérique

On peut montrer que le schéma de la Figure 6 est du point de vue fonctionnel équivalent à celui de la Figure 8, où F_1, est le filtre complémentaire (passe-haut) de F et où la fonction non linéaire est remplacée par une nouvelle fonction, N_1. C'est ce qu'illustre la Figure 9.

La fonction n'est pas monotone mais on peut l'utiliser facilement en consultant une table. Il est recommandé d'adopter la forme de réalisation de la Figure 8 en raison de sa simplicité.

Fréquence d'échantillonnage

20,25 MHz

Organe de retard T

T = 3 périodes d'horloge

Filtre passe-haut F_1

Réponse en phase : linéaire
Réponse en amplitude : gaussienne
Largeur de bande -3 dB: 2,0 MHz

On utilise un filtre numérique à 7 prises avec les coefficients suivants:

$$C_o = \frac{180}{256} \qquad C_2 = C_{-2} = -\frac{25}{256}$$

$$C_1 = C_{-1} = -\frac{58}{256} \qquad C_3 = C_{-3} = -\frac{7}{256}$$

Ces coefficients sont normalisés pour avoir un gain unité en alternatif.

Fonction non linéaire N_1

Si N^{-1} est défini par $V_o = f(V_i)$,

où V_i = entrée
V_o = sortie

N_1 est déterminé par

$V_o = f(V_i) - V_e$ (voir Figure 9)

$f(V_i)$ ne peut s'exprimer explicitement mais peut se tirer de la formule.

$$V_i = \frac{V_o}{C} + \frac{1}{B} \ln \left[\frac{V_o + \sqrt{V_o^2 + (2AC)^2}}{2AC} \right]$$

où A = 0,011
B = 19,80
C = 1,5225

2. Caractéristiques de préaccentuation

2.1 Préaccentuation analogique

La Figure 10 représente le schéma. Le réseau de désaccentuation correspond aux caractéristiques du § 1.1.

Il faut que le gain G soit assez grand pour que l'erreur e soit petite à côté du signal d'entrée pour des fréquences de bande de base allant jusqu'à 8,4 MHz. Le filtre de sortie est un passe-bas de 12 MHz de largeur de bande à -3 dB.

2.2 Préaccentuation numérique

La Figure 11 représente le schéma.

Filtre passe haut F_1

Fréquence d'horloge : 20,25 MHz
Réponse en phase : linéaire
Réponse en amplitude : gaussienne
Largeur de bande à -3 dB: 2,0 MHz

On se sert d'un filtre numérique à 7 prises dont les coefficients sont les suivants:

$$C_o = \frac{180}{256} \qquad C_2 = C_{-2} = -\frac{25}{256}$$

$$C_1 = C_{-1} = -\frac{58}{256} \qquad C_3 = C_{-3} = -\frac{7}{256}$$

Ces coefficients sont normalisés pour avoir un gain unité en alternatif.

Organe de retard T

T = 3 périodes d'horloge

Fonction non linéaire N_1

Comme pour la désaccentuation (§ 1.1)

Fonction non linéaire N_2

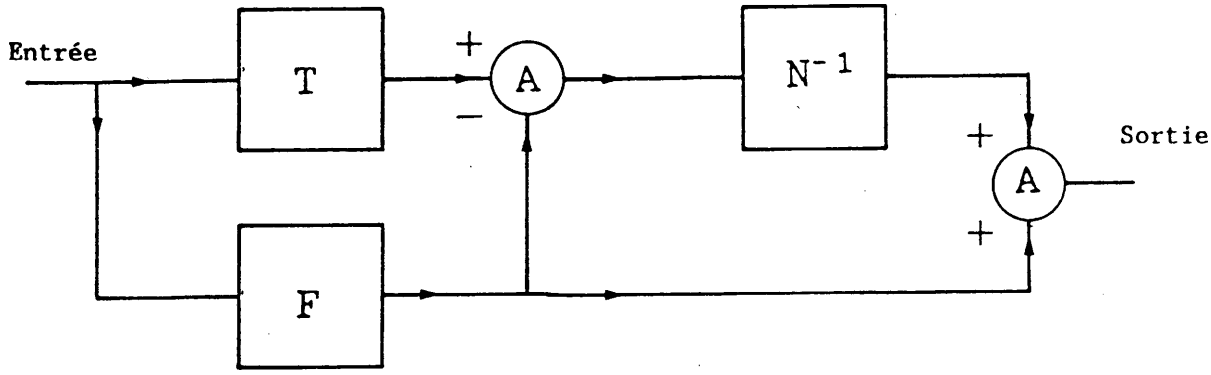
La fonction est représentée par la formule suivante:

$$V_o = V_i \frac{(1 - C)}{C} + \frac{1}{B} \ln \left[\frac{V_i + \sqrt{V_i^2 + (2AC)^2}}{2AC} \right]$$

où A = 0,011
B = 19,80
C = 1,5225

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

IBA, experimental and development report 141/88, Compatible non-linear preemphasis for MAC signals.



A: Additionneur
T: Organe de retard
F: Filtre passe-bas
N^{-1}: Fonction non linéaire

FIGURE 6 - Schéma de la désaccentuation E7

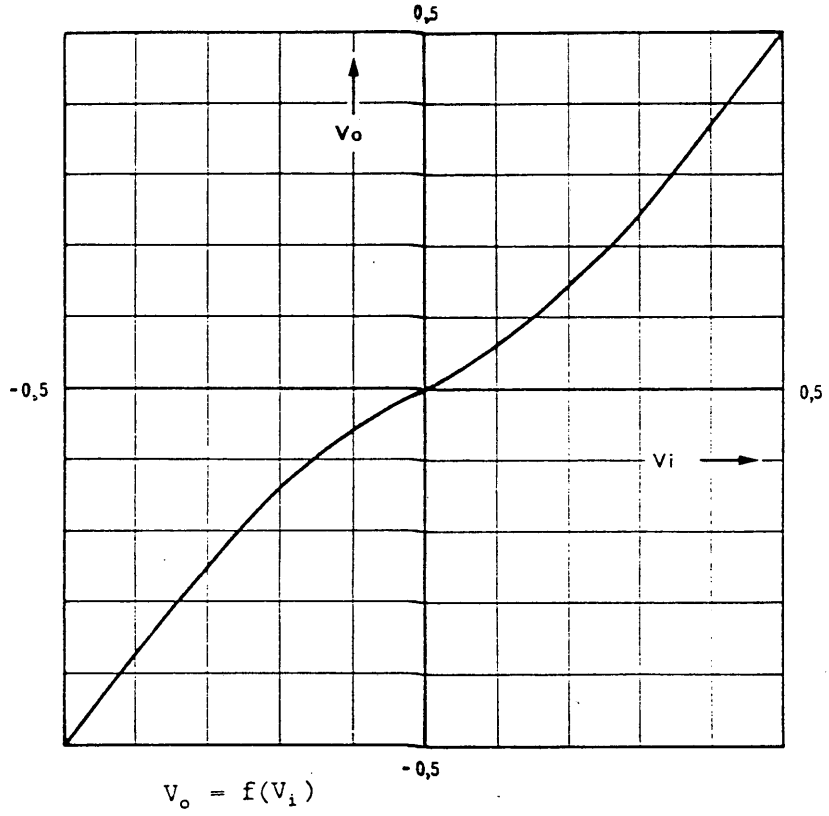
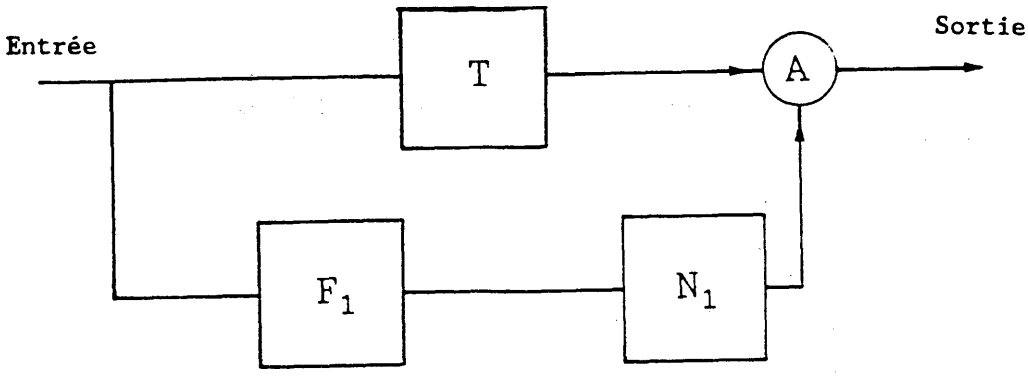
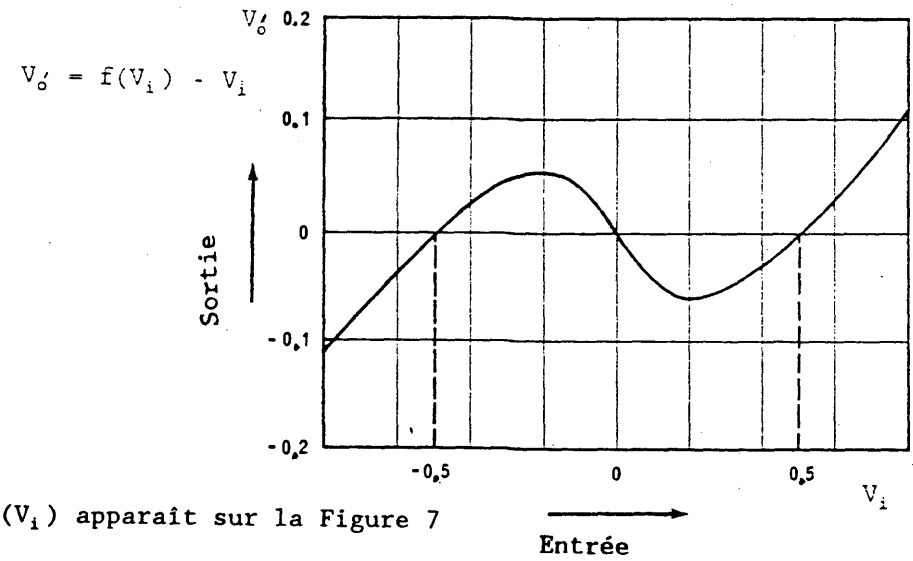


FIGURE 7 - Fonction non linéaire N^{-1}



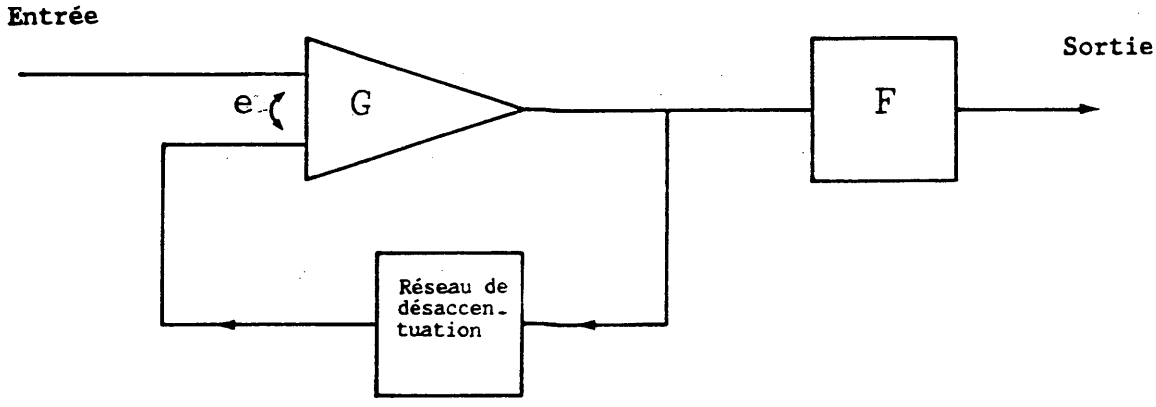
A: Additionneur
T: Organe de retard
F_1: Filtre passe-haut
N^{-1}: Fonction non linéaire

FIGURE 8 - Forme de réalisation recommandée pour la désaccentuation (numérique)



$f(V_i)$ apparaît sur la Figure 7

FIGURE 9 - Non-linéarité N_1



F: Filtre passe-bas
G: Gain de l'amplificateur >> 1
e: Signal d'erreur

FIGURE 10 - Configuration de la préaccentuation analogique

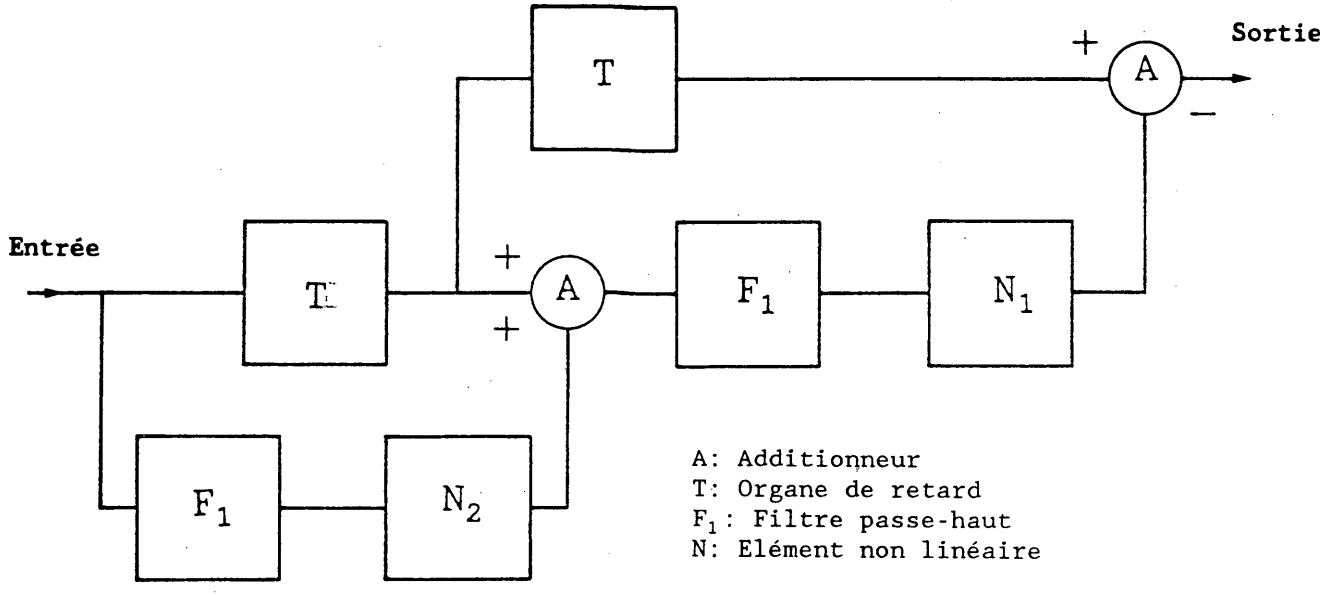


FIGURE 11 - Configuration de la préaccentuation numérique

RAPPORT 1075-1

TÉLÉVISION A HAUTE DÉFINITION PAR SATELLITE

(Question 2/10 et 11, Programme d'études 2M/10 et 11)

(1986-1990)

1. Introduction

Au cours de leur quatrième Conférence Inter-Union, 1983, l'ensemble des Unions représentant les organismes de radiodiffusion du monde entier a unanimement recommandé l'adoption d'une norme unique mondiale pour la télévision à haute définition.

Par ailleurs, à leurs cinquième et sixième Conférences Inter-Union, 1986 et 1989, l'ensemble des Unions ont unanimement recommandé l'attribution d'une seule fréquence sur le plan mondial pour le SRS en TVHD.

Le Rapport 801 contient des considérations générales, et des informations sur la méthode de balayage, le format du signal pour la transmission, les techniques de réduction de largeur de bande et la mise au point des équipements pour la télévision à haute définition.

Les systèmes de transmission pour les communications entre centres de radiodiffusion seront vraisemblablement établis directement sur la base de normes de studio mondiales.

Pour la radiodiffusion de TVHD, il faudra prévoir des normes avec un format modifié assurant un bon équilibre en une très bonne qualité d'image, la largeur de bande de canal TVHD et la complexité des récepteurs.
Il n'y a pas de solution unique à cet équilibre et différents systèmes proposés, analogiques ou numériques sont décrits dans le présent Rapport.

Certaines administrations étudient la mise en oeuvre éventuelle d'un service de radiodiffusion TVHD par satellite.

Le CCIR a établi un rapport à l'intention de la seconde session de la CAMR ORB-88 en vue de l'examen possible d'une attribution de fréquence unique sur le plan mondial au SRS. Il a aussi établi un rapport lors de la réunion extraordinaire de la Commission d'études 11 sur la TVHD, en mettant un accent particulier sur la question d'une norme mondiale commune. La plus grande partie des éléments figurant dans ces deux rapports ont été intégrés dans le présent rapport du CCIR pour exposer la situation actuelle en ce qui concerne les systèmes de TVHD, les bandes de fréquences et les problèmes de partage.

2. Disponibilité du service et objectif de qualité

Les études actuelles du CCIR sont fondées sur des systèmes de TVHD pour lesquels des paramètres seront optimisés pour une distance téléspectateur écran avoisinant 3 fois la hauteur d'image sur grand écran [CCIR, 1986-90a]. Cela aura une influence sur certains facteurs tels que visibilité du bruit, le brouillage et la distorsion. Des valeurs précises objectives sont nécessaires pour les évaluations qu'on cherche à obtenir pour ces paramètres. Ces valeurs objectives sont liées aux dégradations subjectives.

On juge qu'il est nécessaire que la radiodiffusion par satellite de TVHD possède les deux facteurs de qualité suivants:

- on doit normalement disposer d'une bonne qualité;

- les durées d'interruptions doivent être strictement limitées.

Le choix des objectifs de qualité en ce qui concerne la TVHD constitue un point sensible étant donné que la performance est l'élément principal de sa viabilité. Aussi considère-t-on comme "insuffisante" une qualité inférieure à celle des systèmes classiques de télévision. Pour obtenir une meilleure qualité, le téléspectateur aura à payer un supplément à la fois à cause du coût plus élevé du récepteur et des coûts des programmes.

La qualité, tout en dépendant du système de codage et de modulation est liée au rapport porteuse à bruit qui est un des principaux éléments à prendre en considération lors de la mise en place d'un service de TVHD. Les Plans de la CAMR-SRS concernant la télévision conventionnelle utilisent un niveau de qualité de 3,5 correspondant à un rapport porteuse à bruit de 14 dB, obtenu pour 99% du mois le plus défavorable.

Les améliorations de la technologie des récepteurs ont permis d'atteindre des valeurs plus élevées du rapport porteuse/bruit (voir le § 7 du m)). Dans le cas de transmission de TVHD dans la bande des 12 GHz, on devrait se fixer pour objectif un rapport porteuse/bruit de l'ordre de 17 à 20 dB.

Dans le cas des autres bandes, on peut augmenter la déviation de fréquence pour compenser les dégradations dues au bruit. Cependant, ceci peut conduire à des canaux d'une très grande largeur entrainant un accroissement possible du brouillage et de la distorsion. En général, en tenant compte des compromis entre l'efficacité d'utilisation du spectre et les caractéristiques appropriées du système, il peut être souhaitable de se fixer une valeur du rapport porteuse/bruit d'environ 17 dB.

Dans la bande de 12 GHz, les Plans du SRS incluent des rapports de protection stricts de telle façon que le brouillage dans le cas le plus défavorable soit juste perceptible. Tout signal TVHD dans ces bandes devra respecter cette disposition. Cependant la sensibilité au brouillage peut être différente en raison du type différent de codage et de la modification des conditions d'observation. De plus, il peut être nécessaire de traiter différemment l'effet du brouillage sur les signaux numériques. Ceci est discuté plus en détail au § 11.

Il convient également de tenir compte des effets de distorsions du canal sur la qualité du signal reçu dans la réalisation du système.

La source principale de dégradation de la qualité des images est provoquée par l'accroissement des niveaux de bruit pendant les périodes d'affaiblissement du signal par les hydrométéores (voir le § 4). On doit prêter une attention toute particulière à la question du compromis entre la qualité du signal (rapport porteuse/bruit) et le temps pendant lequel cette qualité est obtenue ou dépassée. Différents compromis peuvent convenir suivant les différentes zones de pluie.

En étudiant les objectifs de disponibilité, on ne doit pas seulement considérer le pourcentage de temps pendant lequel le service doit être disponible mais également le pourcentage de la zone de service qui sera couverte. Des problèmes liés aux signaux parasites, à la géographie physique et aux microclimats peuvent se traduire par l'impossibilité de garantir une qualité adéquate dans des zones peu étendues mais importantes. Les différences de performance du système de TVHD, ses caractéristiques de codage en bande de base et de modulation, ainsi que la bande de fréquences, de même que ses caractéristiques de propagation et les facteurs de partage, incitent à souhaiter l'établissement d'un nouveau paramètre (voir l'Annexe I).

3. Bandes de fréquences appropriées

Dans sa Résolution N° 521, la CAMR ORB-88 a décidé que la gamme de fréquences 12,7 - 23 GHz soit prise en considération pour le choix d'une bande appropriée pour la TVHD et que, si les plans pour la bande 11,7 - 12,7 GHz peuvent déjà être utilisés pour certains types de télévision à haute définition, il convient de poursuivre les études sur les opportunités de l'utilisation future à long terme de ces bandes pour la TVHD sans porter atteinte aux plans existants dans ces bandes.

Dans le présent paragraphe, on examinera toutes les bandes appropriées ou disponibles en mettant particulièrement l'accent sur les fréquences identifiées par la Résolution 521.

3.1 Bandes de fréquences disponibles

Les bandes suivantes, supérieures à 10 GHz sont attribuées au SRS d'après l'Article 8 du Règlement des radiocommunications.

Bande des 12 GHz: Les limites des bandes sont différentes dans les Régions 1, 2 et 3, ce qui nécessite des réalisations légèrement différentes des récepteurs. Cette bande a été planifiée en 1977 pour les Régions 1 et 3 (largeur de bande des canaux: 27 MHz) et en 1983 pour la Région 2 (largeur de bande des canaux: 24 MHz).

A l'exception éventuelle des pays de la Région 2 dont les assignations englobent les 32 canaux, seuls certains formats de transmission peuvent être utilisés dans les Plans du SRS dans la bande des 12 GHz pour les Régions 1, 2 et 3. Ces Plans ne conviennent pas lorsqu'on emploie des transmissions à large bande dans un seul canal en raison des restrictions sur l'espacement entre canaux et des limites de brouillage. Pour plus de détails, voir le § 6 du Rapport 631 (MOD I) sur le partage.

Bande des 23 GHz: de 22,5 à 23 GHz dans les Régions 2 et 3, sous réserve des dispositions de l'Article 14 du Règlement des radiocommunications. Il n'existe pas d'attribution au service de radiodiffusion par satellite dans la Région 1.

Il est possible d'utiliser sur un plan mondial la bande des 23 GHz pour la radiodiffusion par satellite de TVHD. Toutefois, l'emploi de cette bande par le SRS sera limité par des facteurs de propagation, par les nécessités de partage avec les services fixe, mobile et inter-satellite auxquels cette bande est également attribuée et devra respecter la protection du service de radioastronomie. Tout ceci sera examiné plus en détail dans le prochain paragraphe.

Bande des 42 GHz: de 40,5 à 42,5 GHz - attribution mondiale.

Cette bande est attribuée sur un plan mondial au SRS en partage avec le service de radiodiffusion de Terre, ce dernier sur une base permise.

L'affaiblissement dû à la pluie est considérablement plus élevé qu'avec des fréquences plus basses.

De plus, on ne dispose pas d'équipement d'émission à puissance élevée ni d'équipement de réception à faible bruit dans cette bande.

Bande des 85 GHz: de 84 à 86 GHz - attribution mondiale

La bande des 85 GHz est attribuée au SRS sur un plan mondial, ainsi qu'aux services de Terre suivants: service fixe, service mobile et service de radiodiffusion, ces services de Terre partageant la bande sur une base permise (voir la note de bas de page 913 du Règlement des radiocommunications). Cette bande offre des perspectives moins intéressantes que la bande des 42 GHz du point de vue de la propagation et de la technologie.

3.2 Autres bandes de fréquences appropriées

En général, aux fréquences supérieures à 10 GHz, l'affaiblissement et la dépolarisation dus à la pluie augmentent avec la fréquence. De plus l'absorption est particulièrement importante au voisinage des fréquences de résonance de certains gaz atmosphériques. En particulier, l'absorption est bien supérieure au tracé de son allure générale au voisinage des 22 GHz, 60 GHz et 120 GHz. Etant donné que l'affaiblissement au-dessus d'une quelconque de ces fréquences est toujours supérieur à l'affaiblissement en dessous d'elles, les bandes de fréquences les mieux appropriées pour les trajets espace vers Terre se trouvent en dessous de 22 GHz.

D'un bout à l'autre de la gamme de fréquences allant de 1 GHz à environ 22 GHz, l'affaiblissement en atmosphère complètement sèche est faible. En outre, l'affaiblissement dû à la pluie ne croît légèrement que si la fréquence passe de 1 à 10 GHz. Toutefois, entre 10 et 22 GHz, l'affaiblissement dû à la pluie peut être multiplié par 10 pour une intensité de pluie donnée.

Bien que les bandes inférieures à 10 GHz semblent mieux convenir du point de vue de leurs caractéristiques physiques (affaiblissement et dépolarisation dus à la pluie, largeur de bande de cohérence, niveau de scintillation, etc.), les bandes comprises entre 10 et 22 GHz méritent qu'on les examine en premier en raison de la largeur de bande importante nécessaire à la TVHD et des situations particulièrement difficiles de partage qui pourraient se produire dans les bandes déjà surchargées situées au-dessous de 10 GHz.

On adopte généralement des limites de puissance surfacique pour protéger les systèmes de Terre contre les brouillages causés par les stations spatiales dans les bandes de fréquences partagées au même titre par les services de Terre et le service spatial (espace vers Terre). Il n'existe pas actuellement d'attribution partagée entre les services de Terre et le service spatial (espace vers Terre) dans la gamme de fréquences 19,7 - 31 GHz à l'exception de la bande 22,5 - 23 GHz qui peut être utilisée par le SRS dans les Régions 2 et 3 sous réserve des dispositions de l'Article 14 du Règlement des radiocommunications. Aucune limite de puissance surfacique n'a donc été fixée dans cette gamme de fréquences. Des études ont été entreprises pour déterminer les besoins de partage de certains des services fonctionnant dans ces bandes.

Les détails de ces études peuvent être trouvés dans les Rapports du CCIR mentionnés au § 12. Il n'a pas été entrepris d'étude complète de toutes les bandes mentionnées dans la Résolution N° 521. Des études de certaines bandes de fréquences ont montré qu'il y aurait des difficultés de partage plus ou moins grandes sur l'ensemble de la gamme de fréquences identifiée dans la Résolution N° 521. D'autres études sont nécessaires.

4. Influence des facteurs de propagation sur l'utilisation de ces bandes

Cette section résume les caractéristiques de propagation propres aux bandes de fréquences examinées dans la section précédente et considérées comme bande possible pour des transmissions TVHD par satellite.

Un grand nombre de modèles ont été mis au point dans le passé pour prévoir les effets de la propagation sur les liaisons de Terre et espace vers Terre.

Le CCIR a choisi la méthode qui présente le meilleur compromis entre la précision et la simplicité.

Cette méthode décrite dans le Rapport 564-3, sous sa forme actuelle, donne des résultats convenables lorsqu'on les compare aux données dont on dispose. Cependant, des mesures effectuées au Japon indiquent que cette méthode tend à sous-estimer les affaiblissements étant donné qu'elle ne tient pas compte des effets de l'accroissement de l'absorption pendant les pluies.

De nouveaux résultats obtenus en Europe montrent que les prévisions de l'ASE sont légèrement meilleures que celles de la méthode du CCIR lorsque la comparaison est effectuée sur une base "d'erreurs efficaces". Néanmoins, il apparaît que les prévisions établies à partir du modèle du CCIR sont très correctes pour les latitudes d'environ 30° et au-dessus, mais tendraient à surestimer les affaiblissements aux latitudes inférieures.

4.1 Absorption atmosphérique

Au-delà de 8 GHz, les effets de l'atmosphère sur les transmissions par satellite ne peuvent plus être négligés. L'absorption gazeuse est principalement attribuée à la présence de vapeur d'eau dans l'atmosphère qui fait augmenter l'absorption en fonction de la fréquence à laquelle s'ajoute celle due à la présence de pics d'absorption, le premier étant centré sur 22,8 GHz. La présence d'oxygène aboutit à des pics d'absorption situés autour de 60 GHz et de 120 GHz.

La Figure 3 du Rapport 719-2 représente les variations de l'absorption en fonction de la fréquence et le Rapport 564-3 donne le modèle analytique correspondant.

4.2 Affaiblissement dû à la pluie

La pluie apparaît comme la source la plus importante de l'affaiblissement sur les liaisons espace-Terre. Les différentes mesures de l'affaiblissement dû à la pluie montrent que si l'affaiblissement à 12 GHz est de x dB, il est approximativement de 3,5x dB à 20 GHz, d'environ 6x dB à 30 GHz et d'environ 8x dB à 42 GHz.

L'affaiblissement provoqué par la pluie est fortement lié à l'intensité des précipitations en un emplacement donné. Le Rapport 564-3 a défini un certain nombre de zones de pluie qui recouvrent le globe permettant ainsi d'utiliser les niveaux de précipitation qui conviennent dans un modèle d'affaiblissement dû à la pluie.

Pour un climat tempéré moyen (Europe), on peut estimer dans le Tableau I l'affaiblissement par la pluie en fonction de la fréquence et du pourcentage du mois le plus défavorable.

TABLEAU I

Affaiblissement par la pluie estimé pour un climat tempéré moyen

Fréquence (GHz)	12		23		42		85	
Pourcentage (%)	99	99,9	99	99,9	99	99,9	99	99,9
Atténuation (dB)	1,5	4,5	4,5	13,5	11,6	35	19	57

Les statistiques d'affaiblissement dû à la pluie relatives au mois le plus défavorable (voir Tableau II) ont été obtenues au moyen de radiomètres passifs, simultanément à 12 GHz et à 23 GHz, à Tokyo sur une durée d'observation de 5 ans.

Les valeurs relevées comprennent l'absorption due aux gaz atmosphériques et l'affaiblissement dû à la pluie. L'absorption atmosphérique intervient pour environ 0,1 dB à 12 GHz et pour environ 2,8 dB à 23 GHz [Ito, 1986].

TABLEAU II

Affaiblissement par la pluie mesuré à Tokyo

Fréquence (GHz)	12		23	
Pourcentage (%)	99	99,9	99	99,9
Affaiblissement (dB)	1,7	5,2	9,5	23,1

On a remarqué que pour des fréquences situées au-dessus de la bande des 10 GHz, des variations d'affaiblissement beaucoup plus grandes sont quelquefois relevées sur d'assez petites surfaces. Ces grandes variations d'affaiblissement sur une région sont le résultat de différences climatologiques et topographiques, souvent appelées microclimats. Elles peuvent créer des trous dans la couverture du satellite de sorte qu'un contour de -3 dB ou de -1 dB ne peut être assuré sur l'intégralité de la zone centrale.

Des études entreprises par l'Agence spatiale européenne ont montré que ce problème peut être atténué par l'utilisation du modelage des faisceaux de l'empreinte du satellite afin d'augmenter les puissances surfaciques dans les zones où les risques sont les plus grands.

Une étude statistique des durées d'évanouissement effectuée en Europe a montré que les évanouissements d'une durée égale ou supérieure à 10 secondes représentaient 97 à 99% du temps total d'évanouissement. En se souvenant des facteurs d'échelle donnés pour différentes fréquences, on peut supposer que la répartition des durées d'évanouissements pour des évanouissements de 6 dB et plus à 23 GHz et pour des évanouissements de 15 dB et plus à 42 GHz, aura les mêmes caractéristiques statistiques.

Dans le cas de polarisation rectiligne, un affaiblissement minimal dû à la pluie se produit lorsqu'il y a alignement entre le vecteur de polarisation et l'axe vertical des gouttes de pluie. L'affaiblissement maximal se produit dans la direction horizontale, étant donné que les gouttes d'eau lorsqu'elles tombent sont aplaties. Dans le cas de polarisation circulaire on suppose que le vecteur est à 45° et de fait il représente le cas intermédiaire pour l'affaiblissement dû à la pluie. Une polarisation verticale produira un affaiblissement dû à la pluie généralement de 75% à 95% de l'affaiblissement dû à la pluie produit par une polarisation circulaire.

Les mesures d'affaiblissement à 30 GHz dû à la pluie sont également effectuées en utilisant un système de diversité d'espace (c'est-à-dire, deux trajets espace-Terre); on a obtenu une amélioration de performance d'environ 4 dB pour 0,1% du mois le plus défavorable. On peut en conclure que l'utilisation de la notion de diversité d'espace pour les liaisons de connexion vers le SRS fonctionnant à ces fréquences élevées pourrait être un moyen de venir à bout des niveaux d'affaiblissements élevés.

4.3 Dépolarisation due à la pluie

La dépolarisation occasionnée par la pluie d'une onde émise apparaît comme une conséquence de la forme non sphérique des gouttes d'eau de pluie.

Même si on a adopté la polarisation circulaire pour le SRS à 12 GHz, un examen du type de polarisation à utiliser à 23 GHz pourrait être nécessaire afin de pouvoir comparer les avantages pratiques de la polarisation circulaire à l'affaiblissement plus bas dû à la pluie et à la meilleure discrimination de polarisation que l'on peut obtenir à partir d'une polarisation rectiligne lorsqu'elle est voisine de la verticale ou de l'horizontale locale. Ceci est encore plus vrai dans le cas où la réutilisation de fréquence est impossible en raison de la très médiocre discrimination de la polarisation circulaire.

Dans le cas de polarisation rectiligne, on peut obtenir une amélioration par rapport à la polarisation circulaire allant jusqu'à une discrimination de 15 dB si le vecteur de polarisation est voisin de la verticale ou de l'horizontale locale. Il convient de noter que la polarisation orthogonale due aux cristaux de glace aux fréquences élevées (20 - 40 GHz) est encore un phénomène en grande partie inconnu et qu'il y a donc nécessairement des précautions à prendre lorsqu'on envisage de se servir de la réutilisation de ces fréquences en employant la polarisation orthogonale.

La dépolarisation dans le cas de polarisation circulaire peut être prévue au moyen du modèle décrit dans le Rapport 564-3. Des résultats de mesure récents étaient en bon accord avec les valeurs prévues. Il convient de noter que la formule semi-empirique donnée dans le Rapport 564-3 n'a pas été vérifiée pour des fréquences supérieures à 35 GHz.

En utilisant la formule semi-empirique du Rapport 564-3 (Genève, 1986), qui relie la transpolarisation à l'affaiblissement en tenant compte de la fréquence, on peut dresser le Tableau III ci-après pour la transpolarisation.

TABLEAU III

Découplage de transpolarisation prévu

Fréquence (GHz)	12		23		42	
Pourcentage (%)	99	99,9	99	99,9	99	99,9
Découplage de transpolarisation disponible (dB)	30	20	25	15	24	13

On a obtenu (voir le Tableau IV) des statistiques de dépolarisation par la pluie pour le mois le plus défavorable en mesurant à Kashima la balise à 19,5 GHz du satellite CS pendant 6 ans.

Les valeurs à 23 et 42 GHz ont été déduites de celles à 19,5 GHz par transposition de fréquence [Fukuchi, 1985].

TABLEAU IV

Découplage de transpolarisation mesuré à 19,5 GHz et déduit de ces mesurés pour 23 et 42 GHz

Fréquence (GHz)	19,5		23		42	
Pourcentage (%)	99	99,9	99	99,9	99	99,9
Découplage de transpolarisation disponible (dB)	28,3	20,2	26,8	18,7	20,9	12,8

4.4 Autres effets de propagation

Bien que les dégradations des ondes radioélectriques dues à l'atmosphère dans le cas des fréquences supérieures à 20 GHz soient dominées par les effets dus à la pluie, deux autres mécanismes à savoir les nuages et les couches de neige et de glace fondante peuvent devenir de plus en plus importants dans certaines conditions lorsqu'on atteint des fréquences très élevées.

On peut exprimer les effets des nuages sur la propagation des ondes radioélectriques en tenant compte des effets d'affaiblissement, de scintillation et de dépolarisation [CCIR, 1986-90b, c].

4.5 Expériences de propagation dans la gamme de fréquences jusqu'à 23 GHz

Des mesures et des expériences de propagation dans l'espace et sur Terre jusqu'à une fréquence de 23 GHz et au-delà, ont été effectuées pendant de nombreuses années et d'autres sont prévues à l'avenir.

Les résultats de mesures effectuées exclusivement sur Terre et d'observations par radiomètre, mesures et observations qui ont duré de nombreuses années et qui ont porté sur une vaste gamme de fréquences et de nombreuses zones hydrométéorologiques, sont utiles à cet égard.

Des mesures de propagation dans l'espace portant sur cette gamme de fréquences ont été effectuées depuis divers engins spatiaux: SIRIO (18/12 GHz), ETS-V (30/20 GHz), TELE-X (18/12 GHz) et TDF-1 (18/12 GHz).

Des données supplémentaires seront fournies par BS-B (18/12 GHz), TV-SAT (18/12 GHz), DFS/KOPERNIKUS (30/20, 30 GHz) et par le satellite expérimental OLYMPUS (30, 18/30, 30/20 et 12 GHz) de l'ESA et le satellite ACTS (30/20 GHz) de la NASA (à partir de 1992). Ces derniers programmes fourniront des informations sur la profondeur et la durée des évanouissements (affaiblissement du signal) pour de petits pourcentages de temps, sur une vaste gamme d'angles de site et dans une variété de zones hydrométéorologiques. La commande de puissance des liaisons de connexion et la diversité pour de petites stations terriennes seront également étudiées.

5. Techniques d'émission de signaux de TVHD

5.1 Considérations générales

Les principales caractéristiques des systèmes de production de signaux de TVHD envisagées dans le Rapport 801 et concernant la conception de systèmes de radiodiffusion sont les suivantes:

- résolution spatiale, dans les sens vertical et horizontal, approximativement double de celle qui découle de la Recommandation 601;
- toute amélioration utile de la résolution temporelle au-delà de celle que permet d'obtenir la Recommandation 601 sans augmentation importante des coûts;
- meilleur rendu des couleurs;
- signaux de différence de couleurs et de luminance séparés;
- format d'image plus large sur un grand écran;
- son multicanaux de haute fidélité.

La largeur de bande des fréquences radioélectriques nécessaire est fonction de la largeur de la bande de base du signal codé. Les systèmes à satellite sont limités en puissance: il importe donc d'optimiser le plus possible l'efficacité d'utilisation du spectre.

Le signal TVHD sans traitement requiert généralement une largeur de bande de base d'approximativement 60 MHz ou un débit binaire de plus de 1,2 Gbit/s dans le cas de codage numérique [Shelswell et Dosch, 1986]. Il ne sera vraisemblablement pas possible de faire face à une demande de spectre aussi importante dans les bandes existantes ou les bandes futures éventuelles, si bien qu'il faudra prévoir une sensible réduction de la largeur de bande. La conception des systèmes de réception en sera rendue d'autant plus complexe et onéreuse, et il pourra y avoir perte de qualité: aussi faut-il trouver des solutions adéquates.

Toutefois, l'utilisation d'une nouvelle bande de fréquences pourrait offrir la possibilité d'introduire ultérieurement un système TVHD de qualité supérieure ayant une compression limitée de largeur de bande.

Une caractéristique hautement souhaitable, sans être absolument nécessaire, est la "compatibilité vers le bas". Selon la définition qui en est donnée dans le Rapport 801-3, une nouvelle norme d'émission est dite "compatible" avec une norme d'émission existante quand les signaux conformes à la nouvelle norme peuvent être reçus et visualisés, sans équipement supplémentaire, par des récepteurs conçus pour la norme existante. La qualité doit être à peu près la même que celle que l'on obtient lors de la réception d'un signal de la norme existante. Des exemples de systèmes existants qui garantissent la compatibilité vers le bas sont donnés au § 6.

Les paragraphes ci-après décrivent les techniques de transmission des signaux TVHD et sont suivis d'exemples de formats de transmission et de leurs caractéristiques de fréquences radioélectriques nécessaires.

5.2 Multiplexage des signaux vidéo

Le multiplexage des signaux de différence de couleur et de luminance peut se faire par répartition en fréquence (MRF) et par répartition dans le temps (MRT). Toutefois, les signaux MRT sont moins sensibles au bruit MF et au gain différentiel et à la phase différentielle dans le cas de radiodiffusion par satellite (voir le Rapport 1074 du CCIR). Pour cette raison, la plupart des formats de transmission TVHD proposés utilisent le multiplexage MRT.

Les rapports de compression de luminance et de chrominance sont compris entre 2:1 et 4:1. Les signaux de différence de couleur sont multiplexés suivant la méthode d'alternance de ligne. L'adoption d'un traitement de luminance quasi constante est efficace pour réduire la dégradation provoquée par le bruit sur le trajet de transmission [Ninomiya et autres, 1987].

5.3 Techniques de réduction de la largeur de bande

Les normes de studio TVHD proposées actuellement présentent des largeurs de bande ou des débits binaires 4 à 5 fois plus élevés que ceux qui figurent dans les normes classiques analogiques (Rapport 624) ou numériques (Recommandation 601). Le spectre des fréquences radioélectriques disponibles ne permet pas d'élargir de 4 à 5 fois la bande utilisée et il faudra donc recourir à des techniques de compression permettant de faire passer les signaux de TVHD dans une bande relativement plus étroite, une ou deux fois plus large que les canaux déjà prévus dans la bande des 12 GHz.

Une approche souvent utilisée pour obtenir la réduction d'un signal consiste en un sous-échantillonnage qui élimine un certain nombre d'informations présentes dans le signal d'origine, mais dont l'absence ne provoque pas de dégradations sérieuses de la qualité de l'image.
Un sous-échantillonnage diagonal ou en quinconce dans le domaine spatial à deux dimensions est très couramment utilisé dans ce but. Un sous-échantillonnage dans le domaine temporel peut s'appliquer à un sous-échantillonnage diagonal lorsque la réduction complémentaire de la largeur de bande est nécessaire pour les transmissions à bande étroite [Ninomiya et autres, 1987; Long et Stenger, 1986]. Cette méthode est appelée sous-échantillonnage multiple ou sous-échantillonnage 3D. Un sous-échantillonnage linéaire peut constituer un moyen simple de filtrage en sous-bande à deux dimensions. De plus, on peut faire varier le taux de renouvellement de chaque sous-bande, réalisant ainsi une version plus simple d'un codage de sous-bande à trois dimensions [Tsinberg, 1989].

La conversion ligne-colonne (brassage d'images ou de trame) est proposée en vue d'accroitre la fréquence d'échantillonnage vertical combinée avec le sous-échantillonnage dans le cas de l'emploi d'un assez petit nombre de lignes de balayage tel que 525 ou 625 lignes pour la transmission [Sauerburger, 1987; Iredale, 1986].

Il est également possible, en employant des filtres numériques appropriés, de réduire le nombre de lignes du format de transmission (typiquement de 35% [Nishizawa et Tanaka, 1982]) par conversion de balayage. Le principe de la technique de conversion de balayage repose sur le fait que le balayage de télévision par entrelacement ne fournit pas la possibilité de disposer complètement de la qualité qui peut lui être attribuée théoriquement

On peut appliquer un contrôle adaptatif en fonction du mouvement de préfiltrage et de postfiltrage ou une structure d'échantillonnage pour obtenir une meilleure qualité de l'image. Des techniques de compensation de mouvement peuvent également être nécessaires pour l'interpolation temporelle de signaux sous-échantillonés dans les cas de mouvement uniforme de la caméra (panoramiques, plongées ou contre-plongées) [Ninomiya et autres, 1987]. L'efficacité des techniques de compensation de mouvement peut être encore améliorée au moyen d'un complément d'assistance numérique [Storey, 1986], utilisée au niveau du récepteur. La détection et la mesure du mouvement sont assurées au niveau du codeur, sur le signal source non altéré, et un signal numérique de contrôle du mouvement est émis avec le signal vidéo (analogique) compensé, ce qui permet de sélectionner le mode "décodage" à la réception. La complexité se situe dès lors, pour l'essentiel, au niveau de l'émetteur de radiodiffusion: ainsi, il devrait être plus facile de produire, à moindre coût, des récepteurs de plus haute qualité.

Pour ce qui est des transmissions analogiques, d'autres techniques peuvent permettre de réduire la largeur de bande du canal requise grâce à un prétraitement approprié du signal d'image, avant la modulation de fréquence. En admettant une excursion MF plus grande pour les composantes utiles de la partie active du signal image, cela permet de réduire la sensibilité du signal au bruit et au brouillage. L'objectif principal est d'appliquer toutes les méthodes possibles avant la modulation de fréquence pour réduire la différence entre la puissance en crête et la puissance moyenne du signal et obtenir un spectre MF plus symétrique. Il est possible de recourir aux mesures suivantes:

- élimination des impulsions de synchronisation, des porteuses et des sous-porteuses;
- soustraction du contenu du signal DC et du signal à basse fréquence du signal analogique et transmission dans ce signal sous forme numérique dans le multiplex de données;
- préfiltrage temporel;
- compression non linéaire instantanée du signal;
- dispersion temporelle (filtrage par étalement dans le temps);
- préaccentuation.

Comme cela est indiqué dans le Rapport 1092, pour des systèmes de transmission de TVHD entièrement numériques, d'autres techniques de réduction telle que le codage différentiel (MICD intra et intertrame/image), le codage par transformation et le codage entropique peuvent s'appliquer, comme pour les systèmes de télévision numérique conventionnels (voir le Rapport 1089).

La difficulté essentielle vient de la nécessité de ramener le débit binaire d'environ 1,2 Gbit/s (signal de studio) à un débit approprié pour la radiodiffusion par satellite. Parmi les différentes techniques possibles, la transformée hybride en cosinus (DCT) semble très prometteuse. Il a été annoncé qu'on peut obtenir une qualité suffisante pour des images fixes ou en mouvement avec un débit binaire d'environ 120 Mbit/s [Kutka, R. et Waidhas, W., 1988]. Des codecs en temps réel pour cette technique sont en cours de mise au point dans différents pays. On a conçu un codec utilisant un codage MICD intertrame avec quantification adaptative et codes de longueur fixe à 4 bits, comme décrit dans le Rapport 1092.

5.4 Techniques de multiplexage de son et de données

En raison des exigences de qualité, de capacité et de souplesse, les signaux son et données seront transmis sous forme numérique. Dans le cas de transmission analogique des signaux de vision, on peut utiliser la MRT de son et de données, soit en bande de base, soit en fréquences radioélectriques. Le débit binaire qu'on peut transmettre dans le cas de MRT RF est supérieur à celui de la MRT de la bande de base. Pour le système son de la TVHD, on a proposé des systèmes multivoies, tels que des systèmes à 2 voies (stéréophonie conventionnelle), 4 voies (3 voies vers l'avant et une voie de retour) ou à 5 voies (5 voies vers l'avant). Néanmoins, il ne sera pas toujours nécessaire d'utiliser toutes les voies si une réalisation de matrice convenable est utilisée dans le récepteur. Les débits binaires nécessaires sont compris dans la gamme allant de 1,35 à 3,4 Mbit/s suivant le système de codage et la méthode de protection contre les erreurs qu'on utilise. Afin de réduire le débit binaire pour le son, de nouveaux dispositifs de codage ont été mis au point tels qu'un codage MICD [CCIR, 1986-1990d], tout en conservant une qualité de son élevée. Des systèmes encore plus efficaces - codage de sous-bande [Theile et autres, 1987] sont en cours d'élaboration. Ceux-ci permettront de réduire encore le débit binaire.

Le système de codage du son ainsi que l'évaluation de celui-ci sont traités dans le Rapport 953.

Conformément au Rapport 954-1, une certaine réserve de capacité pour des données supplémentaires devrait être prévue, notamment la capacité nécessaire pour d'éventuels signaux de commande à assistance numérique.

5.5 Techniques de modulation

Les signaux de TVHD à bande étroite RF prévus pour être utilisés dans la bande des 12 GHz doivent être conformes aux critères de brouillage sur lesquels sont fondés les plans respectifs. Les objectifs de service pour l'image et le son doivent être respectés.

Les signaux de TVHD à large bande RF prévus pour la radiodiffusion par satellite dans la gamme des 12,7 - 23,0 GHz nécessitent l'emploi de méthodes de modulation et de codage de voies qui tiennent compte des caractéristiques de propagation difficiles qui prévalent dans cette partie du spectre et qui généralement augmentent vers l'extrémité supérieure de cette gamme de fréquences.

5.5.1 Modulation de fréquence

La modulation de fréquence est généralement utilisée pour la transmission des signaux analogiques de SRS. Les avantages de la MF obtenus aux dépens de la largeur de bande sont sa relative insensibilité au bruit et au brouillage si on la compare aux autres méthodes de transmission analogique. Pour les signaux de télévision, la largeur de bande peut être exprimée empiriquement par une variante de la règle de Carson:

$$B = \alpha \Delta f + 2f_{max}$$

où

B	:	largeur de bande RF (approximative) (MHz)
α	:	constante pour un système donné, dépendante de la préaccentuation utilisée (systèmes MAC et MUSE: $\alpha \approx 1$ [CCIR, 1986-90e])
f_{max}	:	fréquence vidéo maximale (MHz)
Δf	:	déviation de fréquence crête-à-crête produite par les composantes d'image basse fréquence (MHz)

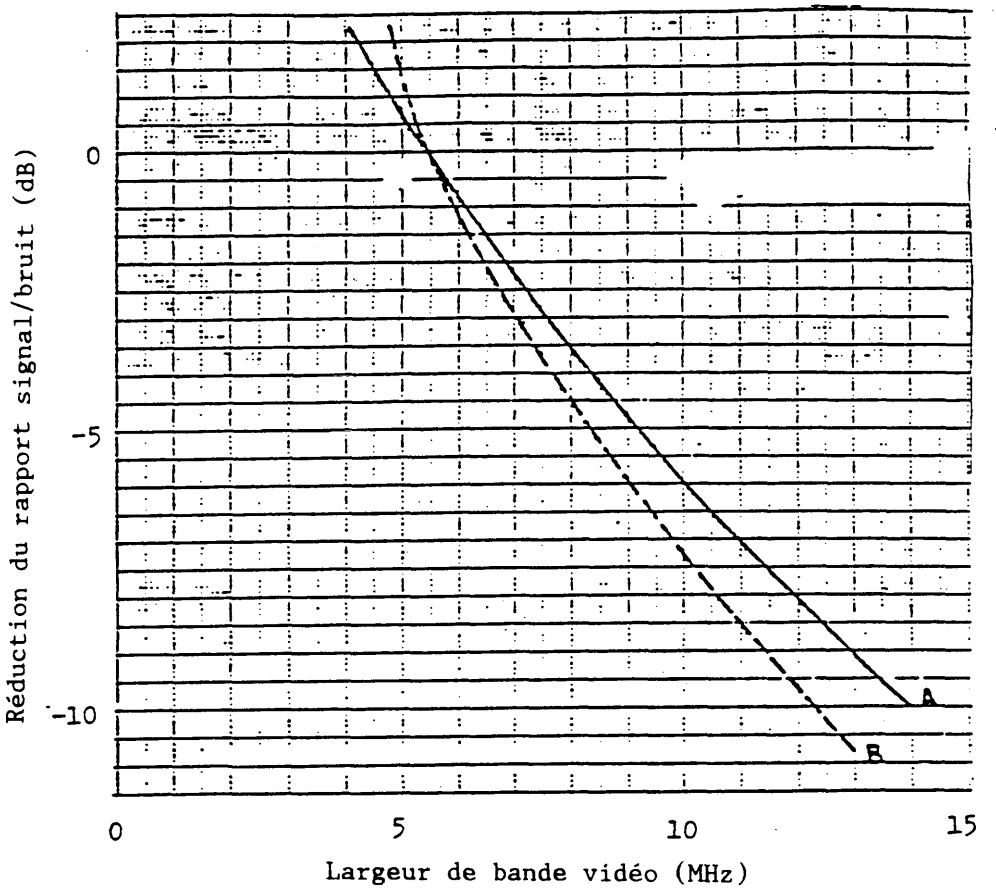


FIGURE 1

Effet de l'accroissement de la largeur de bande vidéo sur le rapport signal/bruit pour la transmission MF (exemple MAC)

Courbe A: avec réseau de pondération unifiée du CCIR (Recommandation 568 du CCIR)
Courbe B: réduction du rapport signal/bruit (S/N) non pondéré

L'accroissement de la largeur de bande de base dans un système pour obtenir des images d'une définition plus élevée a un effet important sur le rapport signal vidéo/bruit, comme illustré à la Figure 1.

Il est donc nécessaire d'accroître le rapport porteuse/bruit lorsque la largeur de bande de la transmission analogique augmente.

Dans la bande des 12 GHz, la déviation de fréquence est réduite du fait des contraintes de brouillage. Donc, pour la transmission d'un signal TVHD de largeur de bande d'environ 10 MHz le rapport porteuse/bruit devrait être de l'ordre de 17 à 20 dB.

Dans le cas de la bande des 20 GHz, on peut accroitre la déviation de fréquence pour compenser le bruit dans le canal. Toutefois ceci peut conduire à des canaux très larges, à des niveaux élevés de brouillage et à de la distorsion. Pour l'utilisation efficace du spectre, on peut être amené à se fixer comme objectif une valeur du rapport porteuse/bruit d'approximativement 17 dB.

La largeur de bande disponible peut être encore limitée par des restrictions dues au brouillage dans le cas de chevauchement de canaux. Il n'y a pas de règle pour prévoir les niveaux acceptables des brouillages. Ainsi, l'espacement des canaux requis pour tout système proposé doit être déterminé expérimentalement.

Les systèmes MF existants emploient des caractéristiques d'accentuation fixe linéaire. Mais afin d'obtenir un rapport signal/bruit élevé, il est important d'utiliser des caractéristiques d'accentuation mieux appropriées. Une accentuation non linéaire est efficace dans ce cas [Ninomiya et autres, 1987]. Une accentuation adaptative peut aussi être employée pour la même raison. La préservation de la composante continue est nécessaire pour exploiter efficacement la largeur de bande donnée.

La technique d'extension du seuil (boucle à verrouillage de phase ou technique de filtrage adaptatif) peut offrir jusqu'à 3 dB d'extension du seuil, ce qui diminuera le temps d'interruption dû à de fortes pluies dans les bandes de fréquences supérieures.

5.5.2 Modulation numérique

Pour tenir compte de l'influence de la technologie numérique dans le domaine de la radiodiffusion et du marché de la télévision grand public, la modulation numérique pourrait être la technique la mieux appropriée pour les services futurs de radiodiffusion TVHD dans un seul canal à large bande RF.

Parmi les méthodes appropriées de modulation numérique, la MDP-4, MDP-8, MAQ-16 et même la MAQ-64 offrent des possibilités de compromis entre les choix relatifs à la puissance, à la largeur de bande nécessaire et à la facilité de partage. Il est nécessaire d'entreprendre un complément d'étude en ce qui concerne la qualité de ces méthodes lorsqu'elles sont utilisées dans une voie à satellite, notamment en ce qui concerne l'utilisation du répéteur non linéaire pour des signaux à enveloppe non constante.

Des recherches en laboratoire avec un simulateur de satellite ont été menées à bien en Italie [Cominetti et autres, 1989] pour évaluer l'influence des non-linéarités d'un amplificateur de puissance (tube à ondes progressives) sur la qualité de fonctionnement de trois modems numériques à modulation: MDPQ, MDP-8 et MAQ-16. Pour différentes valeurs de réduction de puissance à la sortie (OBO) de l'amplificateur, le rapport Eb/No, correspondant à un TEB de 10^{-5}, a été mesuré. Les résultats suivants, confirmés par une simulation sur ordinateur, ont été obtenus:

La MDPQ fonctionnait de manière efficace au voisinage de la saturation (OBO = 0 dB, c'est-à-dire lorsque la puissance de l'amplificateur (tube) est maximale; E_b/N_o = 12 dB). Pour la MDP-8, la qualité optimale était obtenue pour OBO = 0,5 dB (E_b/N_o = 17,3 dB). La MAQ-16 s'est avérée très sensible aux non-linéarités en raison de sa modulation d'amplitude propre, il est alors nécessaire de prévoir un fonctionnement avec une OBO de 7 dB environ (E_b/N_o = 24 dB), c'est-à-dire avec une efficacité de puissance très basse.

Des études [Shelswell et Dosch, 1986] révèlent qu'une voie à 27 MHz peut assurer un débit maximum compris entre 60 et 100 Mbit/s selon les effets de brouillage et pour un rapport porteuse/bruit de 20 dB. Toutefois, en raison du niveau de compression extrêmement élevé requis (> 10:1), il est improbable de pouvoir mettre en oeuvre un système entièrement numérique dans une voie RF à bande étroite.

La modulation numérique MDPQ ou MDPQ avec décalage permet un fonctionnement avec un rapport C/I considérablement réduit, par exemple de l'ordre de 10 dB inférieur à la modulation de fréquence classique. L'exploitation dans la même voie utilisant la polarisation orthogonale peut donc être envisagée pour la même zone de service. En outre, étant donné leur faible sensibilité aux brouillages par d'autres signaux numériques, la MDPQ ou MDPQ à décalage permettraient sans doute une planification qui ne tienne pas compte des brouillages causés par des positions adjacentes sur l'orbite.

En raison de cette caractéristique, l'efficacité globale du spectre obtenue avec un système numérique pour une bande donné (c'est-à-dire le nombre de voies par zone de service) devrait au moins être égale à celle obtenue avec un système analogique MF à large bande RF. Ce dernier ne nécessite qu'environ la moitié de la largeur de bande pour chaque voie, mais ne permet pas la réutilisation de la même voie [Shelswell et Dosch, 1986, CCIR, 1986-90f].

Un système de modulation d'ordre supérieur, comme la MAQ-16, qui se caractérise par une efficacité d'utilisation du spectre supérieure à celle de la MDPQ, exige non seulement des valeurs C/N supérieures mais aussi des rapports de protection plus élevés, ce qui empêche tout fonctionnement dans le même canal avec une polarisation orthogonale.

Dans le cas d'un système numérique, la qualité globale du service de TVHD dépend conjointement de la qualité de l'algorithme de codage de l'image et de la marge disponible contre le bruit et le brouillage qu'autorise la qualité de transmission du canal RF. L'optimisation du système nécessite alors un compromis dans le choix du débit binaire entre le "codage vidéo à la source" et le "codage de modulation du canal" pour obtenir la meilleure qualité de l'image et la plus grande continuité du service.

Les travaux consacrés à la radiodiffusion de la TVHD numérique font l'hypothèse de l'utilisation d'un code correcteur d'erreur et (ou) d'une modulation en treillis pour assurer une qualité d'image parfaite pendant la plupart du temps et une image utilisable jusqu'à un taux d'erreur de 10^{-3}.

6. Exemples de formats de transmission de la télévision à haute définition et spécifications de leur largeur de bande RF

Les Tableaux V(a) et V(b) donnent des exemples de formats de transmission TVHD. Les trois exemples du Tableau V(a) concernent la transmission dans les bandes planifiées à 12 GHz, sous réserve que les rapports de protection requis soient obtenus. Ces types de système ont besoin d'un traitement important du signal afin d'adapter le signal TVHD à un canal unique de 24/27 MHz. Cependant, pour ces systèmes, la résolution dans les parties mobiles de l'image sera approximativement la moitié de la résolution des images fixes. Pour être débarrassé de ces limitations, il sera nécessaire d'augmenter la largeur de la bande de base et par voie de conséquence la largeur de bande RF.

D'autres systèmes qui peuvent être acheminés dans un seul canal à 24/27 MHz ont été montrés partiellement et d'autres encore sont à divers stades de développement [CCIR, 1986-90g; Glenn,1987; Iredale,1986].

Pour les quatre exemples du Tableau V(b), la largeur de bande doit être supérieure, ce qui serait éventuellement possible dans la bande des 23 GHz (dans les Régions 2 et 3) ou dans une autre nouvelle bande de fréquence mondiale non encore attribuée.

Les première et deuxième colonnes du Tableau V(b) indiquent les possibilités de différents systèmes analogiques (y compris les systèmes compatibles MAC/paquets) destinés à donner une bonne qualité mais dont les besoins en largeur de bande sont tels qu'ils ne peuvent être mis en oeuvre dans une bande de fréquences non soumise aux restrictions de la planification de la bande des 12 GHz. C'est pourquoi on propose l'utilisation d'une bande de la gamme des 20 GHz appropriée aux systèmes à grande largeur de bande RF.

TABLEAU V(a)

Caractéristiques d'exemples de systèmes de radiodiffusion TVHD par satellite à bande RF étroite

Paramètre	Système N1 (MUSE)	Système N2(HD MAC)	Système N3(c)
Format d'image	16:9	16:9	16:9/4:3
Fréquence d'images (Hz)	30	25(1)	59,94
Lignes actives/image	1032	1152	720
Fréquence d'échantillonnage de base (MHz)	Y:44,55 C:14,85	54	75,6
Echantillonnage actif/ligne(4): luminance	1122	1440	1360
différence de couleur	376	720	340
Type de codage	analogique	analogique	analogique et numérique
Méthode de compression	sous-échantillonnage adaptatif en fonction du mouvement compensation du mouvement	sous-échantillonnage adaptatif en fonction du mouvement	Codage adaptatif de la sous-bande
Largeur de bande maximale de la luminance (MHz)(2)	22	21	28,9
Largeur de bande maximale de différence de couleur (MHz)(2)	7	10,5	9,6
Sous-échantillonnage (horizontal) de luminance	3:1	2:1	--
Sous-échantillonnage (horizontal) de différence de couleur	4:1	2:1	--
Sous-échantillonnage (vertical) de luminance	2:1	2:1	--
Compression de luminance	12:11	3:2	8:1
Compression de différence de couleur	48:11	3:1	--
Largeur de bande de base transmise (MHz)(3)	8,1	10,125	6,0
Assistance numérique (Mbit/s)	-	1-2	--
Débit binaire de vidéo codée (Mbit/s)	-	-	90
Multiplexage son/données numérique (Mbit/s)	1,35	1,5 ou 3	--
Largeur de bande du signal son (kHz)	20/15	15	15
Fréquence d'échantillonnage (kHz)	48/32	32	32

TABLEAU V(a) (suite)

Paramètre	Système N1 (MUSE	Système N2(HD MAC)	Système N3
Nombre de voies son	2/4	2/4 ou 4/8	3
Méthode de codage modulation	MICD/ternaire	MIC duobinaire	A spécifier
Loi de compression	15 à 8 (8 gammes) /16 à 11(6 gammes)	Linéaire 14/ 14-10 NICAM	A spécifier
Compression numérique temporelle	13,5:1	6,6:1	12,5:1
Codage de protection contre les erreurs	inclus ci-dessus	inclus ci-dessus	A spécifier
Rapidité de modulation des symboles (Mbaud)	12,15 ternaire	-	11,2
Débit binaire instantané (Mbit/s)	-	10,125 20,25 (5, 6)	22,4
Type de modulation	MF	MF	MF
et déviation, ΔF_L (MHz)	10,2	9,55	A spécifier
Largeur de bande RF nécessaire (MHz)	27/24	27	27/24

TABLEAU V(b)

Caractéristiques d'exemples de systèmes de radiodiffusion TVHD par satellite à bande RF étroite

Paramètre	Système W1	Système W2	Système W3	Système W4
Format d'image	16:9	16:9	16:9	16:9
Fréquence d'images (Hz)	25(1)	30	25(1)	30
Lignes actives/image	1152	1035	1152	1035
Fréquence d'échantillonnage de base (MHz)	54 ou 72	Y:59,4 C:29,7	72	Y:74,25 C: 37,125
Echantillonnage actif/ligne(4): luminance	1440 ou 1920	1536	1920	1920
différence de couleur	720 ou 960	768	960	960
Type de codage	analogique avec assistance numérique TVAN	analogique	analogique	numérique
Méthode de compression	Compensation du mouvement sous-échantillonnage adaptatif en fonction du mouvement	sous-échantillonnage adaptatif en fonction du mouvement	sous-échantillonnage et coda variable de transformation/de prévision adaptative	Code DCT de prévision adaptative, codage à longueur de bloc variable
Largeur de bande maximale de la luminance (MHz)(2)	21 ou 24	27	21-24	30
Largeur de bande maximale de différence de couleur (MHz)(2)	10,5 ou 12	13,5	10,5-12	15
Sous-échantillonnage (horizontal) de luminance	2:1	2:1	3:2	aucun
Sous-échantillonnage (horizontal) de différence de couleur	2:1	4:1	3:1	aucun
Sous-échantillonnage (vertical) de luminance	2:1	2:1	2:1	aucun
Compression de luminance	3:2	25:22	8:3(7)	8:1,33
Compression de différence de couleur	3:1	50:11	8:2(7)	8:0,67
Largeur de bande de base transmise (MHz)(3)	18	16,875	--	--
Assistance numérique (Mbit/s)	jusqu'à 8	--	inclus dans le débit binaire vidéo	--
Débit binaire de vidéo codée (Mbit/s)	--	--	127-147	12
Multiplexage son/données numérique (Mbit/s)	1 à 4	2,7	2,5	3,072
Largeur de bande du signal son (kHz)	≥ 15	20/15	A spécifier	20
Fréquence d'échantillonnage (kHz)	≥ 32	48/32	A spécifier	48

TABLEAU V(b) (suite)

Paramètre	Système W1	Système W2	Système W3	Système W4
Nombre de voies son	≥ 2/4	4	A spécifier	4
Méthode de codage modulation	A spécifier	MICD/MIC	A spécifier	MIC
Loi de compression-extension	Linéaire 14/14-10 NICAM ou à spécifier	16-12/16	A spécifier	Aucune
Compression numérique temporelle	6:6 ou 6:1	13,5:1	--	--
Codage de protection contre les erreurs	inclus ci-dessus	inclus ci-dessus	10,5	environ 12
Rapidité de modulation des symboles (Mbaud)	--	24,3 ternaire	--	--
Débit binaire instantané (Mbit/s)	54(4) ou 72(4,5)	--	140-160	135
Type de modulation et déviation, ΔF_L (MHz)	MF ou MF + famille MDP-4 9,55 à 18	MF 12-21	numérique a) MDP-4 b) MDP-8 c) MAQ-16	numérique a) MDP-4 b) MDP-8 c) MAQ 16
Largeur de bande RF nécessaire (MHz)	45-54	45-54	a) 105-120(8) b) 70-90(8) c) 52,5-60(8)	a) 81 b) 54 c) 40

Notes des Tableaux V(a) et V(b):

(1) visualisation qu'on trouverait dans un récepteur TVHD après une reconversion convenable par exemple: 1250/100/2:1; (lignes/fréquence de trame/entrelacement);

(2) une certaine perte de résolution apparaît dans les zones d'images en mouvement en rapport avec la nature et/ou la rapidité du mouvement; cette perte sera beaucoup moins importante dans un système à large bande;

(3) pendant les périodes de transmission analogique;

(4) format à la source;

(5) pendant les périodes de transmission numérique;

(6) compatible avec la famille des MAC/paquets du Rapport 1073;

(7) réduction en précision de quantification moyenne, bits/échantillon;

(8) facteur de mise en forme 1,5.

6.1 Systèmes à bande étroite RF

6.1.1 Système N1 (MUSE)

Le système N1 est le système MUSE mis au point au Japon pour une radiodiffusion TVHD utilisant un canal unique planifié [Ninomiyia et autres, 1987; CCIR, 1986-90h].

La largeur de bande du signal de bande de base est de 8,1 MHz. Dans ce système, le sous-échantillonnage avec entrelacement des points 4:1 utilise des décalages intertrame et interimage pour les zones d'images fixes.

On a fait entrer en tenant compte de leurs réalités les propriétés du système visuel humain dans la conception du système. La technique de compensation du mouvement est appliquée en vue d'améliorer l'effet de sous-échantillonnage dans le cas de mouvement uniforme de l'image. Une accentuation non linéaire est appliquée pour améliorer le gain d'accentuation. Un traitement de la luminance quasi constant est appliqué pour réduire les dégradations causées par le bruit sur le trajet de transmission. C'est le seul système qui ait été complètement vérifié et décrit. On trouvera en Annexe II la description technique détaillée.

La transmission numérique du signal MUSE (Système N1) est possible et, pour cela, on a mis au point un système MICD ayant un débit binaire total de 64 à 100 Mbit/s [CCIR, 1986-90j].

6.1.2 Système N2 (HDMAC)

Le système N2 est le système HD-MAC actuellement mis au point en Europe pour utilisation dans les bandes planifiées de 12 GHz [CCIR, 86-90k, l, m, n].

Ce système est conçu de manière à être compatible avec la famille de normes MAC/paquets (voir le Rapport 1073) et utilise le repliement du spectre, le sous-échantillonnage et l'adaptation au mouvement pour maintenir la résolution du mouvement statique et du mouvement suivi dans la réception à haute définition. Après sous-échantillonnage adaptatif et filtrage, on obtient un signal MAC compatible à 625 lignes pour transmission. Le filtrage adaptatif et la conversion pour affichage seraient appliqués dans le récepteur à haute définition utilisant la détection du mouvement et la mesure du vecteur dérivé du codeur. Les données de commande d'adaptation au mouvement sont envoyées au récepteur par les techniques DATV (télévision assistée numériquement) [Storey 1986].

De plus amples détails sont donnés dans l'Annexe III.

En outre, la transmission numérique de signaux HD-MAC (Système N2) à 140 Mbit/s a fait l'objet d'une démonstration à l'IFA, à Berlin, en 1989 [CCIR, 1986-90o].

6.1.3 Système N3 (Systèmes nord-américains)

Les trois systèmes décrits dans la présente session en sont à des stades divers de mise au point en Amérique du Nord pour des émissions par satellite dans un environnement NTSC (Système M).

6.1.3.1 Système N3(a) (Système HDS-NA)

Le système HDS-NA (Système à haute définition - Amérique du Nord) est compatible soit avec un balayage progressif à 525 lignes soit avec un signal à 1 050 lignes entrelacées. Dans le premier cas, on obtient une résolution horizontale de 500 lignes par hauteur d'image (lignes/hi) pour la luminance, avec 480 lignes actives renouvelées à 59,94 fois par seconde. La résolution nominale verticale d'une source de 1 050 lignes entrelacées est de 680 lignes. Le système fournit aussi quatre voies audiofréquence ainsi que des informations d'accès conditionnel. Les essais sur satellite commenceront en 1989. Le § 1 de l'Annexe IV donne une description plus détaillée du système.

6.1.3.2 Système N3(b) (Système HDB-MAC)

Le système HDB-MAC (B-MAC à haute définition) est dérivé du système B-MAC qui est décrit dans la publication spéciale du CCIR sur les satellites de radiodiffusion (Spécifications du système de transmission pour le service de radiodiffusion par satellite). Le système HDB-MAC consiste en une émission de 525 lignes à entrelacement 2:1, ce qui permet une conversion simple en NTSC pour les récepteurs qui ne sont pas à haute définition. Le système fonctionne avec un repliement du spectre sous-Nyquist, ce qui réduit la résolution diagonale au profit de la résolution horizontale. Le système permet d'émettre aux formats 16:9 ou 4:3. On dispose aussi de six voies son numériques, d'une voie de données de service à 63 kbit/s, d'un maximum de 600 lignes par seconde de données de texte et d'une voie de donnée pour l'accès conditionnel. On trouvera au § 2 de l'Annexe IV une description plus détaillée du système.

6.1.3.3 Système N3(c) (Système SC-TVHD)

Le système SC-TVHD est le troisième système en cours de mise au point en Amérique du Nord. C'est un système à balayage progressif à 59,94 Hz utilisant un codage vidéo en sous-bande et assurant une transmission en cinq traitements successifs pour fournir l'amélioration nécessaire du rapport signal/bruit à l'intérieur d'une voie normale bande de base de 6 MHz. L'efficacité de la transmission par satellite en modulation de fréquence est améliorée grâce à l'augmentation de l'excursion des composantes les plus significatives du signal image et par une plus grande symétrie du spectre FM modulé. On trouvera au § 3 de l'Annexe IV une description plus détaillée de ce système.

6.2 Systèmes à large bande RF

6.2.1 Système W1

Le système W1 est proposé en tant que développement du HD-MAC pour un canal radiofréquence à large bande qui aura jusqu'à deux fois la largeur de bande des canaux actuellement prévus. Il fournirait une qualité de haute définition améliorée, peut-être avec un récepteur simplifié. Il existe deux possibilités, l'une fondée sur un échantillonnage à 54 MHz [Sauerburger, 1987] qui serait compatible avec les récepteurs du système 2 HD-MAC et une autre fondée sur un échantillonnage à 72 MHz [Storey, 1986] qui fournirait une performance plus élevée avec une beaucoup plus grande utilisation de la DATV mais qui n'est pas complètement compatible.

6.2.2 Système W2

Le système W2 est un système basé sur 60 Hz non compatible, utilisant un sous-échantillonage par décalage à 2 trames. Ce système offre une résolution spatiale plus élevée que le système MUSE, à la fois pour les zones d'images statiques et les zones d'images en mouvement. La largeur de bande RF requise est comprise entre 45 et 54 MHz.

6.2.3 Système W3

Le système W3 est un exemple de système entièrement numérique qui n'est pas compatible avec les récepteurs MAC/paquets mais qui conserve la compatibilité à l'origine avec la norme à 625 lignes de la Recommandation 601 du CCIR. Lorsqu'on utilise la modulation MDP-4 la largeur de bande requise pourrait atteindre 120 MHz mais avec la 16 QAM seule une largeur de bande RF entre 50 et 60 MHz est possible.

Si les progrès escomptés dans les techniques de réduction de débits binaires permettent, sans dégradation de la qualité, une nouvelle réduction du débit binaire des Systèmes W3 (Tableau V(b)), on pourrait avoir recours à des techniques de codage et de modulation plus efficaces pour augmenter la marge de protection contre le bruit et le brouillage et pour réduire la puissance du satellite ainsi que les périodes de défaillance.

Des études faites en Italie [Cominetti et autres, 1989] montrent qu'un système TVHD fondé sur un codage DCT hybride de l'image (à environ 100 Mbit/s) et utilisant la modulation MDPQ à 140 Mbit/s avec codage convolutionnel (taux 3/4) et décodage de Viterbi à décision pondérée, permettrait un gain de codage vis à vis du rapport C/N d'environ 5,2 dB par rapport au Système W3. La largeur de bande RF nécessaire resterait égale à 105 MHz, comme pour le Système W3.

6.2.4 Système W4

Le système W4 est un exemple entièrement numérique fondé sur une combinaison de codage avec prédiction et transformation par DCT pour l'émission de signaux de studio 1125/60. Le débit binaire total de ce système est de 135 Mbit/s. En utilisant la modulation MDP-4 ou MDP-8, les largeurs de bande RF requises sont 81 MHz ou 54 MHz, respectivement. Toutefois, il est possible d'avoir une largeur de bande RF d'environ 40 MHz si on a recours à la MAQ-16. Ce système peut être appliqué pour la transmission avec le niveau H_4 du RNIS-B.

6.3 Compatibilité vers le bas

Selon la définition de la compatibilité qui est donnée au § 5.1, plusieurs approches sont possibles.

Une approche pour la compatibilité entre la télévision classique et la télévision à haute définition est fournie par les systèmes de transmission à deux canaux [CCIR, 1982-86a; Sauerburger et Stenger, 1984]. Tous les signaux nécessaires à la réception par les récepteurs classiques sont acheminés par l'un de ces deux canaux. L'autre achemine les informations supplémentaires pour permettre la reconstitution de l'image de TVHD. Toutefois on s'intéresse maintenant beaucoup à la mise au point de systèmes TVHD pouvant être acheminés sur un seul canal.

En Amérique du Nord, trois systèmes sont à l'étude en tant que formats d'émission par satellite. Ils sont basés sur une large gamme de techniques permettant d'augmenter la résolution pour une largeur de bande donnée. Deux de ces systèmes comportent des versions appropriées pour les émissions terrestres et par satellite et le troisième est destiné exclusivement aux émissions par satellite. Ces systèmes sont à des degrés variables compatibles avec les récepteurs NTSC actuels. Deux de ces systèmes sont de type MAC, ce qui conduit à un convertisseur relativement simple pour l'image bien que l'information numérique audiofréquence qui l'accompagne doit être extraite du multiplex numéique. Le troisième système, qui est fondé sur un codage en sous-bandes de l'image n'est pas destiné à fonctionner avec un signal NTSC compatible et il faudra un convertisseur plus complexe pour permettre la visualisation en NTSC. Cependant, dans tous les cas, la fréquence trame est la même que pour le système NTSC et une relation simple a été maintenue entre les fréquences lignes de ces trois systèmes d'émission et la fréquence ligne du système NTSC. Cela permettra une conversion beaucoup plus simple en NTSC.

En Europe, on étudie activement les systèmes de TVHD qui peuvent être reçus en compatibilité par les récepteurs MAC/paquets avec la qualité normale de ces signaux. Si le signal de télévision à haute définition présente des caractéristiques aux fréquences basses du spectre identiques à celles des signaux MAC actuels, comme dans deux des exemples du Tableau V, il sera possible de réaliser la compatibilité entre les deux types de services.

Le Document [CCIR, 1986-90p] indique que la Communauté européenne a choisi un système compatible avec les normes de transmission appartenant à la famille MAC/paquets. La compatibilité avec la norme européenne d'émission de télévision directe par satellite (DBS) est considérée comme indispensable en vue de l'introduction sur le marché de programmes de télévision à haute définition qui permettront aux téléspectateurs de regarder sur leur récepteur DBS classique des programmes de TVHD et de choisir le moment où ils décideront de passer à la TVHD. Une démonstration de TVHD compatible MAC/paquets (MAC-HD) a été faite à l'IBC (Brighton) en 1988, avec en complément l'utilisation de techniques d'assistance numérique (IFA, Berlin (Ouest), 1989). Les spécialistes européens ont acquis la certitude que la TVHD compatible sera au moins capable d'atteindre la qualité des systèmes non compatibles, avec des systèmes de transmission faisant appel à des largeurs de bande similaires.

Avec la mise au point d'équipements grand public conformes à cette norme HD-MAC, la visualisation s'effectuant alors probablement à 100 Hz, les téléspectateurs recevant les programmes de télévision directe par satellite auront le choix entre plusieurs systèmes allant du système PAL-SECAM 4:3 et MAC au système MAC 16:9 et HD-MAC.

L'UER [CCIR, 1986-90q] apporterait son appui au système HDMAC décrit au § 6.2.1 à condition que ce système assure un compromis acceptable entre la qualité de l'image TVHD et celle de l'image MAC compatible, tout en assurant une continuité de service intégral pour les services de transmission de données, en assurant la compatibilité avec le plan de la CAMR-77 et la compatibilité avec les récepteurs MAC/paquets.

Bien que le système MUSE ne soit pas compatible vers le bas avec les systèmes de télévision classiques, un convertisseur de norme MUSE/525 lignes, conçu pour les récepteurs grand public, a été mis au point et testé. Composé de quatre panneaux de circuits de 20 cm sur 30 cm, il est peu encombrant. L'image de 525 lignes que l'on obtient avec ce convertisseur a, en moyenne, une qualité supérieure à l'image normale créée avec une norme NTSC, bien que l'on constate

un certain papillotement sur les contours, le brouillage étant inférieur à celui causé par la diaphotie de couleur du procédé NTSC. L'élaboration des circuits est simple et il sera mis sur le marché au prix le plus bas grâce à la technologie des circuits intégrés à grande échelle. La mise au point de ce convertisseur de norme MUSE/525 lignes a ouvert des perspectives à la radiodiffusion de TVHD dans le cadre du système à 1 125 lignes, qui peut être reçue avec des récepteurs traditionnels à 525 lignes.

7. Equipement de réception

7.1 Facteur de qualité

Le facteur de qualité d'un équipement de réception dépend du gain d'antenne et du facteur de bruit du récepteur et il est calculé au moyen de la formule définissant le facteur de qualité utilisable donnée à l'Annexe I du Rapport 473 en négligeant cependant les erreurs de pointage, les effets dus à la polarisation et le vieillissement.

Il existe un compromis pour résoudre les problèmes d'utilisation des fréquences plus élevées: si l'on garde constant le diamètre de l'antenne, alors la précision de pointage acquise augmente rapidement, tandis que si l'on réduit proportionnellement la longeur d'onde, l'ouverture d'antenne est fortement réduite. Le Tableau VI indique des exemples possibles de choix pour le système de radiodiffusion par satellite.

TABLEAU VI

Exemples pour les caractéristiques d'antenne

Fréquence (GHz)	12	23	42
Diamètre (m)	0,9	0,9	0,5
Ouverture à mi-puissance (deg.)	1,9	1,0	1,0
Gain (dB) (η = 65%)	39,2	44,6	44,2

Les valeurs du facteur du bruit du récepteur les plus couramment admises dans la bande des 12 GHz sont comprises entre 1,3 et 4 dB. Le facteur de qualité basé sur un facteur de bruit de 4 dB paraît pessimiste et un facteur de bruit de 1,8 dB serait plus approprié (voir le Rapport 473).

Un grand nombre d'éléments d'amplification à faible bruit qui peuvent fonctionner dans la gamme des 20 GHz sont en cours de mise au point, un intérêt spécial étant réservé au HEMT (transistor à mobilité d'électrons élevée). En utilisant des HEMT à 20 GHz on a obtenu un facteur de bruit d'un élément unique de 1 dB et un facteur de bruit d'amplificateur de 2 dB [Shibata et autres, 1986]. Un TEC GaAs, par ailleurs, a permis d'obtenir, à la même fréquence, un facteur de bruit d'élément unique de 2 dB et un facteur de bruit d'amplificateur de 3 dB [Handa et autres, 1986]. Un résumé de la situation est donné à la Figure 2 qui montre l'état actuel du facteur de bruit. Sa valeur est respectivement de 4 et 7 dB pour la gamme de 20 GHz et de 42 GHz.

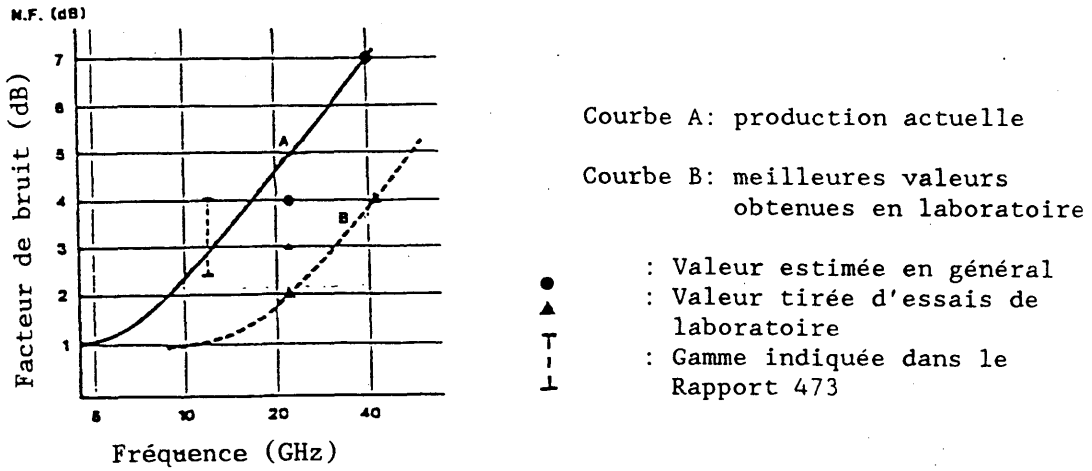


FIGURE 2 - Performance du facteur de bruit du récepteur en fonction de la fréquence

On notera que, pour les calculs du facteur de qualité, on ne devrait pas négliger l'effet de l'augmentation du bruit provoqué par l'affaiblissement dû à la pluie (voir le Rapport 473).

Les résultats des calculs du facteur de qualité basés sur les conditions mentionnées ci-dessus figurent au Tableau VII.

TABLEAU VII

Exemple de facteur de qualité

Fréquence (GHz)	12	23	42
Facteur de qualité ($dB(K^{-1})$)	14,1 (1)	17,0 (2)	12,2
Facteur de bruit (dB)	1,8	4	7

(1) On suppose un facteur de qualité de 16 $dB(K^{-1})$ si l'on prend une antenne de 1,0 m de diamètre et de facteur de bruit de 1,8 dB par temps clair.

(2) Un facteur de qualité de 18 $dB(K^{-1})$ est prévu si l'on prend une antenne de 0,9 m de diamètre et de facteur de bruit de 4 dB par temps clair.

Outre l'identification des spécifications de l'équipement de réception pour la réception individuelle, il est également nécessaire de définir l'équipement pour la réception communautaire. Dans le cas de la bande des 23 GHz, le diamètre de l'antenne pour la réception communautaire entrera dans la catégorie où la poursuite automatique pourrait être nécessaire. En supposant une tolérance de maintien en position du satellite de ± 0,05°, une précision de pointage correspondant à une perte de 0,1 dB lors de l'installation et une dégradation autorisée de la liaison de 1 dB, et en admettant les conditions de pointage les plus défavorables, le diamètre maximal de l'antenne qui pourra être utilisée sans poursuite automatique est de 1,8 m. Il est donc proposé que le diamètre de l'antenne pour la réception communautaire soit de 1,8 m. Le rapport G/T correspondant serait de 25 dB, compte non tenu des tolérances pour erreurs de pointage et le vieillissement de l'équipement.

7.2 Démodulateur

Alors qu'on utilise généralement un discriminateur classique, on peut également employer un démodulateur à extension de seuil (boucle à verrouillage de phase ou filtre adaptatif, etc.) et ce dernier donne jusqu'à 3 dB environ d'amélioration du seuil pour les systèmes MF.

Pour un signal entièrement numérique, il est prévu d'améliorer la performance d'erreur par l'emploi de stratégies de décodage complexe.

7.3 Décodeur

Il est essentiel que les récepteurs aient un faible coût pour que la radiodiffusion par satellite de TVHD devienne populaire. La plupart des systèmes TVHD utilisent des traitements numériques employant des mémoires d'images afin d'obtenir une compression à grande échelle de la largeur de bande. Le nombre nécessaire de portes logiques devra être de plusieurs dizaines de milliers et la capacité nécessaire de mémoire de l'ordre de 10 Mbits.

En conséquence, la réduction du coût du récepteur dépend de l'efficacité avec laquelle l'intégration à grande échelle (LSI) pourra être introduite dans le traitement des signaux. Les tendances actuelles visant à accroître de 256 kbits à plus de 1 Mbit la capacité des mémoires et à numériser les récepteurs de télévision classiques, devraient avoir une influence favorable sur l'accélération de la mise au point des circuits LSI pour les récepteurs TVHD [CCIR, 1986-90r].

Vingt-six modèles de circuits intégrés à très haute densité d'intégration ont récemment été mis au point pour le décodeur MUSE. Ces circuits intégrés permettent de fabriquer des décodeurs avec 46 circuits intégrés. La taille et la consommation d'énergie du décodeur sont ainsi réduites environ à 1/30ème de la taille et de la consommation du prototype réalisé avec des circuits intégrés classiques, ce qui représente un net progrès vers la conception de récepteurs MUSE à faible coût à usage domestique [CCIR, 1986-90s].

7.4 Dispositifs de visualisation

Un grand écran à haute résolution est nécessaire pour tirer pleinement parti du système de TVHD. Pour l'usage domestique, un écran d'environ 1,3 m de diagonale (50 pouces) constitue l'objectif recherché. La disponibilité de ces dispositifs de visualisation est un facteur clé pour la rapidité du développement dans le grand public de la TVHD.

Des récepteurs à tubes cathodiques à vision directe pouvant atteindre jusqu'à 1 m de diagonale sont actuellement disponibles sur le marché, des écrans à projection frontale et à rétroprojection permettront d'obtenir des images encore plus grandes. En ce qui concerne l'utilisation dans les foyers, on met actuellement au point des écrans à plasma et des dispositifs d'affichage couleur à cristaux liquides qui rendront les récepteurs de TVHD beaucoup plus acceptables.

Voir le Rapport 801 pour de plus amples renseignements sur le développement de ces dispositifs de visualisation.

7.4.1 Ecrans directs à tube cathodique

On a mis au point des écrans à vision directe de 66 à 104 cm utilisant des tubes cathodiques avec un format d'image de 16:9. Le principal problème que posent de tels écrans est leur poids, qui peut atteindre 170 kg.

En 1987, un écran à tube cathodique de 80 cm a été mis au point avec un masque en Invar. Il a permis d'obtenir une brillance de crête de 230 cd/m^2 [CCIR, 1986-90t].

Dans les premiers systèmes, un pas de masque d'environ 0,3 mm et d'une largeur de bande vidéo d'environ 60 MHz ont permis d'obtenir une résolution horizontale de 1 000 lignes, ce qui correspond à plus de 1 400 éléments d'image par ligne active et une résolution verticale permettant 1 250 lignes de balayage.

On a démontré que le fonctionnement à une fréquence de répétition de ligne de 62 kHz donnait un balayage progressif de 1 250 lignes à une fréquence de trame de 50 Hz (1250/50/1:1) ou un balayage entrelacé de 1250 lignes/2:1 à une fréquence de trame de 100 Hz (1250/100/2:1), ce qui a permis d'éliminer le scintillement entre les lignes ou le papillotement sur les grandes plages.

Des vidéo-projecteurs utilisant des tubes cathodiques ont également été mis au point avec des écrans de plus de 1 m.

7.4.2 Ecrans à projection frontale

La projection frontale est bien développée et très pratique pour les grands écrans. Les projecteurs frontaux pourraient constituer certains des premiers écrans à usage domestique. Pour la télévision dans les cinémas, la technique la plus appropriée est l'utilisation de modulateurs de lumière et la technique optique de Schlieren. Ces dispositifs sont proposés par plusieurs fabricants [CCIR, 1986-90u].

Toutefois, des écrans de projection atteignant 3 m (118 pouces) peuvent être réalisés avec de petits tubes cathodiques, pour une luminance de crête dépassant 100 cl/m^2 et un gain d'écran égal à 13 [CCIR, 1986-90u].

Un exemple récent est un projecteur frontal présentant une diagonale d'écran de 250 cm (98 pouces) avec un format d'image de 16:9. Il permet d'obtenir une luminance de crête de 300 candelas/m^2 avec un gain d'écran de 10 et une fonction de transfert de modulation de 10% à 1 000 lignes TV en exploitation [CCIR, 1986-90v, w].

7.4.3 Développement des rétroprojecteurs

La rétroprojection permet d'offrir de grands écrans sans augmentation de poids et de volume global du récepteur, ce qui est souhaitable pour les récepteurs destinés à un usage domestique. Des récepteurs extrêmement stables ayant des dimensions globales appropriées à une utilisation domestique ont été mis au point avec une brillance et un contraste élevés. La diagonale était de 127 cm (50 pouces) avec un format d'image de 16:9 et un système de balayage entrelacé à 1 250 lignes fonctionnant à une fréquence de trame de 50 Hz (1250/50/2:1); la luminance de crête de 400 cd/m^2 était presque aussi élevée que celle des récepteurs classiques à 625 lignes. L'obtention d'un contraste relativement élevé et stable (50:1) était peut-être encore plus importante.

7.4.4 Autres dispositifs de visualisation de TVHD en cours de mise au point

Les Etats-Unis mettent au point un modulateur de lumière à semi-conducteurs. Il se compose d'un réseau de transistors CMOS en couche mince disposés selon une trame de télévision qui produisent un champ électrostatique déformant de 20 volts. Sur le circuit intégré, se trouvent une couche déformable et une couche mince réflectrice.

Un écran plat est souhaitable pour favoriser la diffusion du service de TVHD dans de nombreux foyers et encourager leur utilisation, comme étant le moyen le plus pratique de réaliser de grands écrans à plasma ayant la grande vitesse de fonctionnement nécessaire à la TVHD. Un écran plat de 20 pouces (50 cm) à plasma en mode continu avec mémoire interne a récemment été fabriqué, ce qui représente une première étape dans la mise au point d'écrans de TVHD plats encore plus grands. Un affichage couleur de 4 pouces (10 cm) à cristaux liquides utilisant des TFT en silicium amorphe a également été mis au point [CCIR, 1986-90x, y].

7.5 Exemple de réception de radiodiffusion par satellite

7.5.1 Réception par satellite avec le système MUSE

Pour la réception d'émissions expérimentales au Japon, on utilise la même antenne de réception et la même unité extérieure que celles utilisées pour le service existant de radiodiffusion par satellite avec le système NTSC/à sous-porteuse numérique.

L'unité intérieure a une configuration qui lui permet de recevoir à la fois le système NTSC/à sous-porteuse numérique et le système MUSE.

Le signal MUSE est détecté en MF et fourni au décodeur MUSE, où le signal de dispersion est supprimé et où il est procédé à la désaccentuation. L'impulsion synchronisée de CAF est fournie par le décodeur MUSE à l'unité intérieure. A cet effet, l'unité intérieure est équipée de connecteurs pour la sortie des signaux détectés et pour l'entrée des impulsions d'alignement.

L'efficacité de l'antenne de réception et du facteur de bruit de l'unité extérieure actuellement disponible sur le marché des équipements grand public est en moyenne de 68% pour l'antenne et de 1,8 dB pour le facteur de bruit [CCIR, 1986-90z].

En septembre 1989, la mise au point de prototypes de récepteurs MUSE équipés d'une série de circuits intégrés à très grande échelle à la demande a été annoncée (voir § 7.3).

Les récepteurs sont conçus de manière à pouvoir recevoir avec un seul appareil des signaux de télévision classiques en ondes métriques et décimétriques, de Clear Vision (télévision de qualité améliorée au Japon) et de Hi-Vision (TVHD au Japon).

La plupart d'entre eux sont capables de reproduire le son ambiant 3-1 (décrit dans le Rapport 1072) accompagné de l'image de TVHD. Dans certains cas, ils sont aussi conçus pour être reliés à des magnétoscopes et à des lecteurs de vidéodisques [CCIR, 1986-90aa].

7.5.2 Réception par satellite avec le système HD-MAC

Le récepteur HD-MAC comprend un décodeur pour la restitution de la bande HD-MAC (BRD) avec un convertisseur optionnel de balayage trame à 100 Hz. Le BRD donne en sortie des signaux Y, U, V à la norme 1250/50/2 avec un format d'image de 16:9. Le convertisseur de balayage aura en sortie un signal à 1250/50/2.

Le développement de récepteurs HDMAC est basé sur un décodeur expérimental qui a été construit et démontré à l'Internationale Funk Ausstellung 1989 à Berlin.

Tous les récepteurs seront capables de visualiser des signaux PAL/SECAM comme des signaux MAC à la fois dans les formats 4/3 et 16/9 [CCIR, 1986-90ab].

La compatibilité avec la norme européenne d'émission du service de radiodiffusion par satellite (SRS) est considérée comme indispensable en vue de l'introduction sur le marché de programmes de télévision à haute définition qui permettront aux téléspectateurs de regarder sur leur récepteur de radiodiffusion par satellite classique des programmes de TVHD et de choisir le moment où ils décideront de passer à la TVHD. Une démonstration MAC-HD a été faite à l'IBC (Brighton) en 1988, avec en complément l'utilisation des techniques d'assistance numérique (voir l'Annexe III et le Rapport 801) lors de l'Exposition IFA à Berlin en 1989 [CCIR, 1986-90ac].

A Berlin, le signal HD-MAC émis par TV-SAT était reçu par une antenne parabolique de 90 cm et le signal restitué était présenté sur divers écrans haute définition.

Un système sonore d'ambiance expérimental venait s'ajouter aux émissions HD-MAC grâce à la souplesse du système MAC/paquet et était reproduit avec un signal d'image, d'où de meilleures conditions d'observation de la TVHD [CCIR, 1986-90o].

Des systèmes d'accès conditionnel compatibles avec le système HD-MAC/paquet ont été mis au point. Ils comportent 2 parties séparées: l'embrouillage et le système de contrôle d'accès. Le système d'embrouillage est le traitement qui rend inintelligibles les composantes d'un service (image, sons et données).

Le mécanisme utilise des séquences pseudo-aléatoires qui sont périodiquement initialisées par des mots de contrôle. Le contrôleur des titres d'accès fournit à l'embrouilleur de données, mis en oeuvre à la sortie du multiplexeur de paquet, et au compresseur MAC, des mots de contrôle. Ils sont transmis, de façon chiffrée, au décodeur MAC/paquet, via une voie paquet [CCIR, 1986-90ad].

8. Technologie des satellites

Il est important de reconnaître les limitations de la technologie des engins spatiaux. Le présent paragraphe récapitule les résultats d'études faites sur les amplificateurs à haute puissance, les multiplexeurs de sortie, les antennes d'engin spatial et les besoins globaux d'énergie.

8.1 Tube à ondes progressives

Il existe déjà des tubes à ondes progressives (TOP) pour utilisation spatiale à des fréquences de l'ensemble de la gamme à l'étude. Il ressort d'études de dispositifs du type à cavité couplée et de structures hélicoïdales pour la gamme des 20 GHz qu'une puissance de sortie de 500 W avec un rendement approchant 50% est un objectif que l'on pourra atteindre d'ici 10 à 15 ans. A 12 GHz, il existe déjà des tubes de 400 W.

8.2 Multiplexeurs

Les multiplexeurs pour utilisation à 12 GHz sont bien développés. Des études théoriques aux fréquences voisines de 20 GHz montrent que les besoins typiques des filtres peuvent être satisfaits avec un affaiblissement d'insertion acceptable. Toutefois, le multiplexage semblerait limiter la capacité de traitement de puissance. Des études montrent que des filtres isolés ne devraient normalement pas fonctionner à une puissance RF supérieure à environ 225 W au voisinage de 20 GHz. Toutefois, des méthodes de division de puissance entre plusieurs filtres permettent de contourner cette limitation.

8.3 Antennes

La technique des faisceaux modelés peut être employée pour couvrir efficacement la zone de service, peut-être avec une variation de 1 dB seulement de la p.i.r.e., et pour permettre une isolation géographique impossible avec un faisceau simple. Ainsi les brouillages à l'extérieur de la zone de service pourraient-ils être réduits.

L'Agence spatiale européenne a étudié la qualité de fonctionnement générale des antennes qu'il est possible d'obtenir au voisinage de 20 GHz, pour conclure que des couvertures modelées avec p.i.r.e. uniforme sont réalisables. Des régions présentant une p.i.r.e. supérieure à la moyenne (points chauds) pour compenser les régions à précipitations anormalement élevées le sont également. Il est impossible de généraliser au sujet du diagramme hors-axe et du diagramme de contrapolarisation, étant donné qu'ils sont propres à chaque faisceau. En général, modeler la couverture entraîne une dégradation de ces diagrammes. Un complément d'étude est nécessaire pour prédire avec précision la qualité des diagrammes de rayonnement. Il a été conclu que seul un modelage limité peut être obtenu pour les tailles de faisceau étudiées, correspondant en général au tiers ou à la moitié de la taille du Royaume-Uni, et que des ellipses simples peuvent être préférables dans bien des cas. Si le modelage des faisceaux doit être mis en oeuvre, la méthode des réflecteurs modelés est préférée étant donné qu'elle autorise une plus grande directivité qu'une antenne à faisceaux multiples. Il convient toutefois de noter que si des couvertures multiples sont nécessaires, seule la méthode de l'antenne à faisceaux multiples permettra d'y parvenir avec un réflecteur unique.

8.4 Besoins globaux d'énergie

Le nombre de répéteurs qui peuvent être logés à bord d'un bus de satellite dépend de leur taille et de leur poids, de l'énergie primaire disponible, de l'efficacité des répéteurs et de la capacité à dissiper lesexcès de chaleur. Les premières études faites par l'Agence spatiale européenne ont permis d'obtenir des estimations du nombre de TOP en fonction de la puissance délivrée par ceux-ci. On a supposé des rendements de 50% pour les TOP et de 90% pour les conditions d'énergie électronique. Il faudra procéder à des analyses thermiques plus approfondies pour établir plus précisément les capacités des engins spatiaux. Les engins de la catégorie EUROSTAR 2000 admettent deux TOP à 500 watts ou quatre TOP à 250 watts, tandis que ceux de la catégorie OLYMPUS admettent quatre TOP à 500 watts ou huit TOP à 250 watts. Dans ces derniers cas, la puissance en courant continu disponible est le facteur limitatif.

8.5 Satellites expérimentaux

Afin de mettre au point la technologie d'exploitation de la bande des 20/30 GHz, on dispose ou on disposera bientôt de plusieurs charges utiles expérimentales pour diverses transmissions d'essai, ainsi que pour des expériences en prévision de la radiodiffusion par satellite de TVHD en Europe.

En Europe, le satellite DFS-1 Kopernikus de la République fédérale d'Allemagne a été lancé en juin 1989. Il s'agit au départ d'un satellite de télécommunications opérationnel qui transporte également une charge utile de 30/20 GHz aux fins d'essai (largeur de bande 90 MHz, p.i.r.e. 52 dBW). Il est prévu d'utiliser cette charge utile pour des expériences de transmission de TVHD à large bande RF. Olympus, satellite expérimental européen, a une charge utile expérimentale de 20 W à 30/20 GHz, avec 700 MHz de largeur de bande (il a été lancé en juillet 1989). Les expériences de transmission, dont celles de TVHD à large bande RF, seront coordonnées par l'Agence spatiale européenne (ASE). Au Japon, les premières études comportent une charge utile expérimentale de 20 GHz dans le satellite en projet EDRT (Experimental Data Relay Transmission).

On peut dire en conclusion que, mis à part l'amplificateur de satellite à haute puissance, tous les éléments pour la technique à satellite 30/20 GHz sont disponibles. On peut toutefois prévoir en confiance, que la puissance de sortie de l'amplificateur à haute puissance requise sera disponible (en utilisant des TOP à cavité couplée) et que le bus spatial pourra fournir suffisament d'énergie en courant continu pour exploiter par exemple 6 TOP à une puissance de sortie RF de 350 W.

9. Bilans des liaisons et puissances des satellites

L'équation générale du bilan de puissance sur la liaison descendante peut s'écrire ainsi:

$$p.i.r.e._{émise} = P_o + G_t + L_f$$

$$= PFD + L_s + A + \alpha$$

où:

$p.i.r.e._{émise}$: puissance isotrope rayonnée équivalente à la limite de la zone de service (dBW), (dBW)

P_o : puissance (dBW) en radiofréquence à la sortie de l'émetteur, (dBW)

G_t : gain maximal de l'antenne d'émission (dBi)
= 41,4 dBi pour une zone avec une largeur de faisceau de 1° (voir le § 8),

L_f : pertes dans le feeder et les filtres du satellite (dB)

PFD: puissance surfacique à la limite de la zone de service ($dB(W/m^2)$)

$$= C/N + ß_u + k + B + 10 \log(4\pi/\lambda^2) - G/T$$

L_s : perte par étalement = $20 \log(4 \pi d^2)$ (dB)

A:	affaiblissement dû à la pluie (dB) (voir le § 4),	(dB)
α:	absorption atmosphérique	(dB)
C/N:	rapport porteuse à bruit requis (dB) (voir § 2),	(dB)
ℓ_u:	dégradation due au bruit de la liaison de connexion (environ 0,5 dB),	(dB)
k:	constante de Bolzmann = -168,6 (dB(W(MHz.K)$^{-1}$)),	
B:	largeur de bande équivalente de bruit (voir le § 6)	(dB(MHz))
λ:	longueur d'onde	(m)
G/T:	facteur de qualité des récepteurs (voir le § 7)	(dB(K)$^{-1}$)

Il est possible d'estimer la p.i.r.e. nécessaire dans chaque bande de fréquences à l'aide des valeurs données dans le Tableau VIII pour l'affaiblissement d'étalement (L_s), le facteur de longueur d'onde ($10 \log 4\pi/\lambda^2$), l'absorption atmosphérique (α) et l'affaiblissement par la pluie (A) pour des climats tempérés.

TABLEAU VIII

Comparaison des p.i.r.e. nécessaires dans différentes bandes de fréquences

Paramètres	12 GHz	23 GHz	42 GHz
L_S	162,5	162,5	162,5
$10 \log \frac{4\pi}{\lambda^2}$	43,0	48,6	53,9
α	0,1	0,7	1,2
A	1,5	4,5	11,6
$L_S+10 \log 4\pi/\lambda^2+\alpha+A$	207,1	216,3	229,2
p.i.r.e. relative (dB)	0	+9,6	+22,1

On conclut d'après ce qui précède que à C/N largeur de bande, et G/T égaux, des pires beaucoup plus élevées seraient nécessaires dans les bandes de fréquences plus élevées.

Des exemples de bilan de liaison pour les différents types de systèmes de transmission répertoriés au § 6 sont indiqués dans le Tableau IX, ainsi qu'un exemple vraisemblable pour la bande des 42 GHz. Il est clair que la bande des 42 GHz n'est pas utilisable. Les puissances requises pour la bande des 23 GHz sont proches des puissances prévues possibles (voir le § 8).

10. Evaluations subjectives et expérimentation de systèmes de radiodiffusion de TVHD par satellite

Pour la radiodiffusion par satellite de télévision à haute définition (TVHD) utilisant un seul canal dans la bande des 12 GHz planifiée par la CAMR RS-77, deux systèmes ont été mis au point: MUSE (codage par échantillonnage sous-Nyquist multiple) et HDMAC (Composantes analogiques multiplexées à haute définition). Des essais d'évaluation subjective ainsi que des expériences utilisant des satellites de radiodiffusion directe réels ont été effectués. Les essais et expériences concernant des systèmes à large bande RF en sont encore à leur début.

TABLEAU IX

Exemples de bilan de liaison de transmission par satellite de TVHD

Système		A	B	C	D
Catégorie	Symboles	Bande RF étroite[1] analogique	Bande RF large analogique	Bande RF large[2] numérique	Bande RF large analogique
1. Système					
Fréquence de la porteuse (GHz)		12	23	23	42
Type de modulation		MF	MF	MDP-4	MF
Largeur de bande rectangulaire équivalente approximative (MHz)	B	27(24)	54	70 Note 1	125
Rapport porteuse/bruit avant démodulation (dB)[3]	C/N	17(20)	17/22	17/22	17
Bruit supplémentaire dû à la liaison de connexion (dB)	β_u	0,5	0,5	0,5	0,5
Rapport porteuse/bruit (C/N) nécessaire (dB)	$\frac{C}{N} + \beta_u$	17,5 (20,5)	17,5/ 22,5	17,5/ 22,5	17,5
2. Installation de réception					
Facteur de qualité (dB(K^{-1}))[4]	G/T	13 (16)	17/18	17/18	12
Puissance surfacique nécessaire au bord du faisceau (dB(W/m^2))	Puissance surfacique nécessaire	-106,8	-102,1 /-97,1	-100,9 /-95,9	-88,2
3. Propagation					
Pertes d'étalement (dB)	L_s	162,5	162,5	162,5	162,5
Pertes de propagation supplémentaires (dB)[5]	A + α	1,6 Note 3	5,2/0,7	5,2/0,7	12,8 Note 3
p.i.r.e. nécessaire du satellite en bordure du faisceau (dBW)	p.i.r.e.	57,7	65,6 /66,1	66,8 /67,3	87,1
4. Emetteur du satellite					
Ouverture du faisceau de l'antenne (deg)[6]		1,0	1,0	1,0	1,0
Gain de l'antenne en bordure de la zone de service (dB)	G_t	41,4	41,4	41,4	41,4
Pertes dans les lignes d'alimentation d'antennes, filtre, jonctions, etc. (dB)	L_f	2,0	2,0	2,0	2,0
Puissance nécessaire de l'émetteur du satellite (dBW)	P_o	17,9	26,2/ 26,7	27,4/ 27,9	47,7
(W)		62	417 /468	550 /617	58 900

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

Notes du Tableau IX

1) Les valeurs entre crochets concernent la Région 2.

2) Largeur de bande de bruit de 70 MHz et largeur de bande de 105 MHz en supposant un débit binaire de transmission de 140 Mbit/s, une modulation de 2 bits/Hz et un facteur de mise en forme de 1,5.

3) La première valeur correspond à l'objectif pendant 99% du mois le plus défavorable; la seconde correspond au critère de temps clair, lorqu'il est donné.

4) La première valeur tient compte de l'augmentation de la température de bruit de l'antenne causée par les chutes de pluie dont il est question dans la Note 5; la seconde valeur est le facteur de qualité G/T nominal par temps clair.

5) On suppose que l'angle de site de la station terrienne est de 40°. La première valeur correspond à l'affaiblissement dû à la pluie non dépassé pendant 99% du mois le plus défavorable dans le cas d'un climat tempéré moyen typique de l'Europe, donné à titre d'exemple (voir le § 4). La puissance du satellite devrait être réglée pour tenir compte du temps de service souhaité et des affaiblissements dus à la propagation pour la zone climatique considérée. Lorqu'il y a une deuxième valeur, elle correspond à l'affaiblissement de propagation par temps clair.

6) L'ouverture du faisceau d'antenne doit être adaptée à la dimension de la zone de service. Le diamètre et le gain d'antenne seront modifiés en conséquence et la puissance de sortie du satellite sera modifiée selon la variation du gain.

10.1 Evaluations subjectives pour les systèmes à bande RF étroite

10.1.1 Effet du bruit

Des essais d'évaluation subjective sur la relation entre le rapport C/N reçu et la qualité des signaux image et son ont été effectués. La Figure 3 représente un montage expérimental pour un système MUSE. On fait varier le rapport C/N reçu dans une largeur de bande de 27 MHz en ajoutant du bruit au signal MUSE modulé en fréquence, à 140 MHz.

Les signaux son et image reçus ont été évalués à l'aide de l'échelle de dégradation à cinq notes. Les conditions d'observation et d'écoute utilisées dans les essais d'évaluation sont indiquées dans les Tableaux X et XI (ces conditions sont essentiellement basées sur la Recommandation 500). Les résultats des essais d'évaluation sont représentés sur les Figures 4 et 5. Une dégradation subjective de 4,5 correspond à un rapport porteuse/bruit de 17,5 dB pour le signal image et de 9,7 dB pour le signal son.

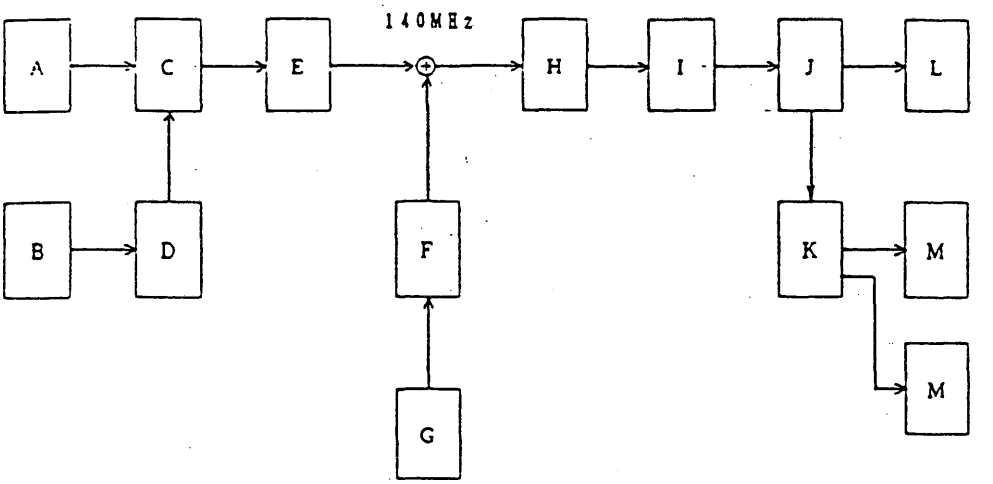


FIGURE 3 - Montage expérimental pour essais d'évaluation subjective

A: diapositives d'essai
B: lecteur de disques compacts
C: codeur MUSE
D: codeur audio MUSE
E: modulateur MF
F: affaiblisseur
G: générateur de bruit
H: filtre passe-bande
I: démodulateur
J: décodeur MUSE
K: décodeur audio MUSE
L: moniteur TVHD
M: moniteur audio

TABLEAU X

Conditions d'observation

Images d'essai	Diapositives d'essai: Fruits, femme, scène de canal, mire, barre de couleur
Rapport de la distance d'observation à la hauteur d'image	3
Moniteur d'image	moniteur RVB 32"
Luminance de crête sur l'écran (cd/m^2)	70
Rapport de la luminance de l'écran lors de l'affichage d'un niveau de noir uniquement, dans une salle complètement obscure, à la luminance correspondant au blanc de crête	approximativement 0,01
Eclairage de la pièce	faible
Echelles de notation	échelle de dégradation à cinq notes
Observateurs	20 non-experts

TABLEAU XI

Conditions d'écoute

Sons d'essai	trois types de sons d'essai: piano, orchestre, parole
Niveau de pression sonore maximal (dbspl)	80
Niveau de bruit de fond (dbspl- Λ)	37
Echelle de notation	échelle de dégradation à cinq notes
Observateurs	24 non-experts

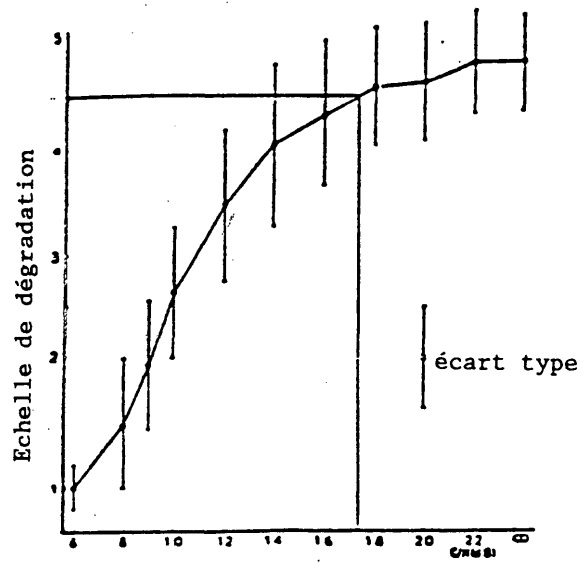


FIGURE 4 - Résultats de l'essai d'évaluation du son

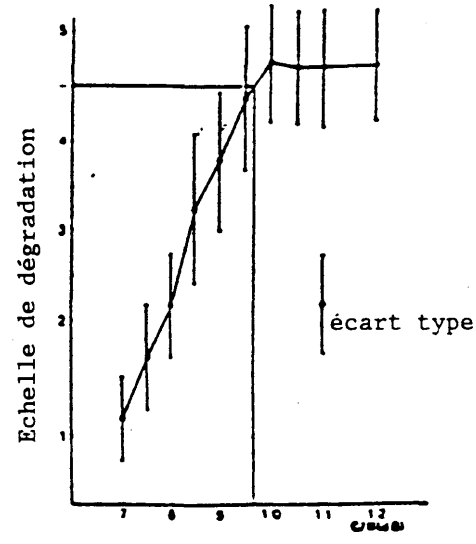


FIGURE 5 - Résultats de l'essai d'évaluation du son

Des évaluations subjectives ont également été faites avec la première chaîne de TVHD expérimentale dans le cadre du projet européen de TVHD Eureka 95.

Ces essais ont été faits à l'aide d'une simulation par satellite ayant les caractéristiques suivantes:

- modulation de fréquence à 70 MHz;
- première conversion vers le haut à 1 GHz;
- filtrage;
- deuxième conversion vers le haut à 12 GHz;
- amplification par un TOP de 20 Watts (MA/MP: 4°/dB);
- affaiblissement des signaux au moyen d'un affaiblisseur variable (variation du rapport C/N, régulée manuellement ou automatiquement);
- réception en ondes centimétriques et première conversion vers le bas à 1 GHz;
- deuxième conversion vers le bas à 70 MHz et filtrage de canal;
- démodulation de fréquence.

La dégradation des images a été évaluée pour différentes valeurs du rapport C/N dans une largeur de bande de 27 MHz. Les essais ont été faits uniquement avec des images fixes et avec l'algorithme 88 soit en mode statique (branche 80 ms) soit en mode mobile (branche 20 ms). La méthode utilisée était celle de l'UER avec des observateurs non-experts, comme indiqué dans la Recommandation 500.

Les principales conditions d'observation étaient les suivantes:

distance d'observation: 3H
luminance de crête : 80 cd/m^2
contraste : 90:1
moniteur : 1250/50/2:1
tube de visualisation : masque, diagonale 77 cm.

Les résultats obtenus sont indiqués sur la Figure 6. Les lignes en tiretés correspondent au niveau de confiance (5%) des résultats moyens (trait continu) fournis par 15 observateurs.

Compte tenu du niveau de confiance, la dégradation subjective est de 4,5 sur une gamme de rapports porteuse/bruit située entre 16,2 dB dans le meilleur des cas et 20,5 dB dans le cas le plus défavorable.

10.1.2 Effet des distorsions de canaux

La transmission d'un signal HDMAC avec une largeur de bande totale de 12 MHz est possible à l'aide d'une largeur de bande de voie de 27 MHz.

La réponse amplitude/fréquence après démodulation de fréquence est rapportée à la forme du filtre FI précédant le démodulateur qui doit avoir une réponse plate sur une largeur de bande d'au moins 24 MHz. Cette réponse peut être obtenue avec un filtre à ondes acoustiques de surface. Avec le montage expérimental décrit ci-dessus pour le système HDMAC (§ 10.1.1), il n'y a eu aucune dégradation visible sur l'une quelconque des images analysées.

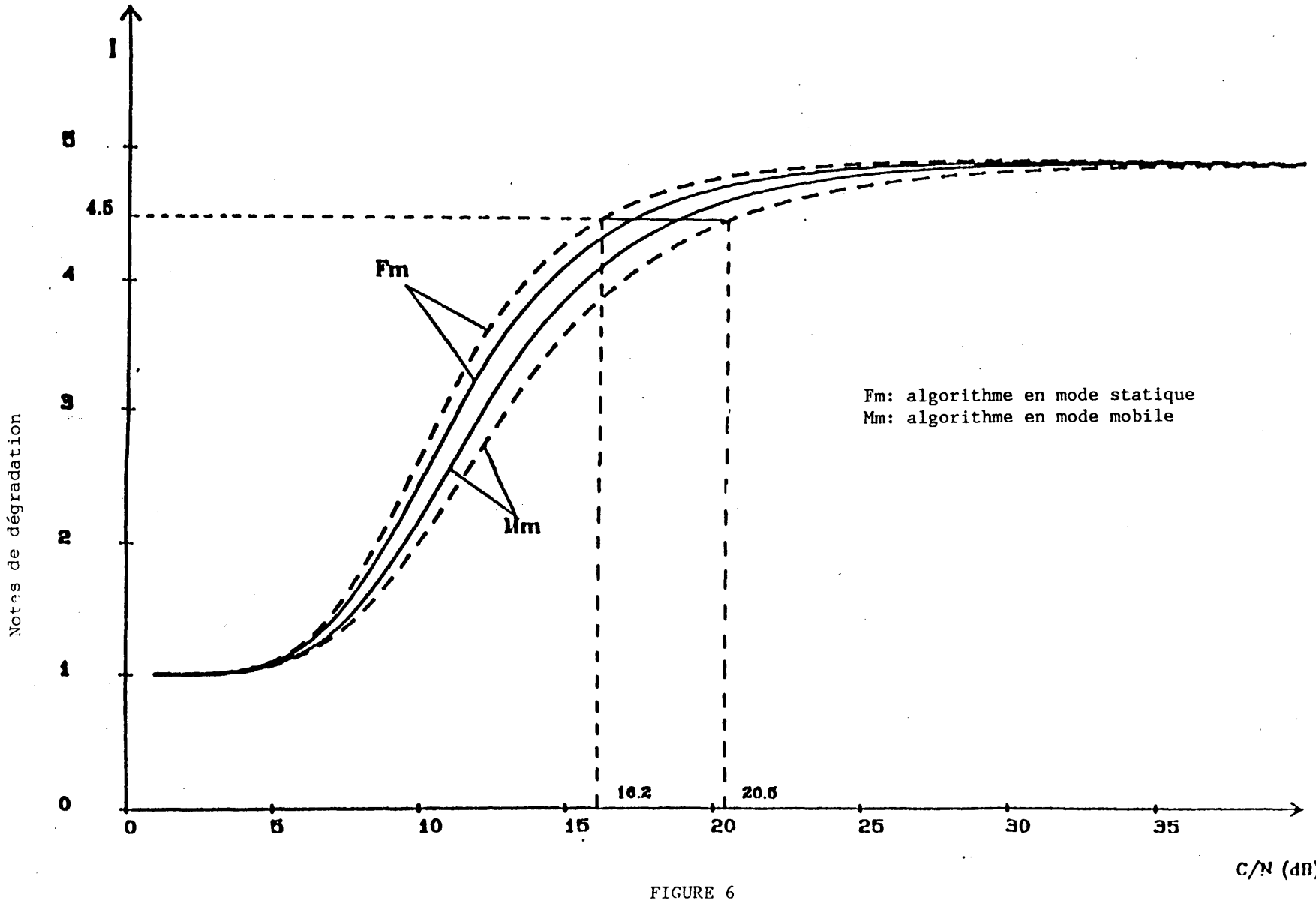


FIGURE 6

Notes de dégradation du signal d'image en fonction du rapport C/N dans 27 MHz

La sensibilité d'un signal HDMAC à une erreur de temps d'échantillonnage statique dans le décodeur a également été évaluée. Pour une erreur d'échantillonnage de 6 ns, certaines distorsions visibles ont pu être observées sur des images critiques, notamment sur les diagonales où un effet d'escalier apparaît. Lorsque l'erreur est ramenée à 3 ns, il n'y a aucune dégradation visible sur l'une quelconque des images analysées.

On a constaté qu'une erreur de temps de propagation parabolique dans la chaîne de transmission produisait une dégradation de la même nature qu'une erreur de phase statique et que cette dégradation pouvait être fortement réduite par le biais d'un ajustement du temps d'échantillonnage. Cela justifie l'emploi d'un égaliseur ou tout au moins un ajustement automatique de phase dans le décodeur.

La relation entre la qualité de l'image et la distorsion de la forme d'onde du signal MUSE a également fait l'objet de recherches qui ont permis de montrer clairement que, pour le système MUSE, la relation qui existe entre la distorsion dans le trajet de transmission et la qualité de l'image reçue peut être exprimée par des valeurs mesurées des erreurs d'amplitude aux points d'échantillonnage à l'aide d'une fonction logistique.

Lorsqu'un trajet de transmission n'a pas une réponse en fréquence idéale, les signaux de synchronisation de ligne (HD) du signal MUSE peuvent subir une distorsion. Etant donné que l'horloge d'échantillonnage du décodeur MUSE est régénérée au moyen de signaux HD, il peut y avoir une erreur dans le temps d'échantillonnage qui se traduira par des échos multiples dans l'image décodée. La valeur de la dégradation due à l'erreur dans le temps d'échantillonnage peut également être obtenue en appliquant la méthode précitée. Les résultats des calculs ont fait apparaître que la dégradation pouvait être négligée lorsque l'erreur dans le temps d'échantillonnage était inférieure à 2 ns. Cela a été confirmé par des essais d'évaluation subjective [CCIR, 1986-90ae].

10.2 Expériences réalisées avec des systèmes à bande RF étroite

Des expériences de transmission et de radiodiffusion de TVHD par satellite ont été faites au Japon et en France.

10.2.1 Système MUSE

Le système MUSE fait l'objet d'expériences importantes au Japon depuis 1986. Avec une sortie de 100 Watts du satellite BS-2 (donnant une p.i.r.e au point de visée de 57,7 dBW), on peut obtenir un rapport C/N d'environ 17 dB pendant 99% du mois le plus défavorable dans presque toutes les îles principales du Japon à l'aide d'une antenne de réception de 0,7 à 0,9 mètre de diamètre. Avec le système MUSE, un système de TVHD est reçu avec un rapport S/N suffisamment bon en utilisant un seul canal dans la bande des 12 GHz planifiée par la CAMR RS.

Les détails des expériences sont donnés dans l'Annexe IV. Depuis juin 1989, NHK a commencé la radiodiffusion de TVHD régulière (une heure par jour), à titre expérimental, à l'aide du satellite BS-2b en partage de temps avec les programmes de télévision par satellite classiques (NTSC).

Deux instruments spécialement conçus pour mesurer le rapport C/N et le taux d'erreur binaire (audio) ont été mis au point afin de faciliter les mesures pendant la radiodiffusion expérimentale de TVHD par satellite avec le système MUSE. L'Annexe IV donne de plus amples précisions sur ce sujet.

10.2.2 Système HD-MA

Certaines expériences de transmission HDMAC par l'intermédiaire du satellite de radiodiffusion directe TDF-1 ont été faites en France. Le satellite a une puissance de sortie de 230 W délivrant une p.i.r.e. de 64 dBW au point de visée.

On peut obtenir un rapport C/N reçu de 17 dB pendant 99% du mois le plus défavorable dans toute la zone de service avec une antenne de réception de 55 cm. Par conséquent, on peut recevoir un signal HDMAC de bonne qualité avec une petite antenne en utilisant un canal à 12 GHz prévu par la CAMR. On trouvera une description détaillée de l'expérience dans l'Annexe V.

10.3 Expériences prévues avec des systèmes à large bande RF

Outre les programmes de vol décrits au § 4.5, dont le but est de recueillir des données supplémentaires de propagation, et autres, plusieurs programmes expérimentaux de démonstration et de développement sont maintenant prévus ou en cours de réalisation pour affiner et mettre à l'essai de nouvelles techniques et technologies orientées essentiellement vers la radiodiffusion par satellite de TVHD à large bande RF.

En laboratoire, les efforts sont axés sur les méthodes de modulation et le codage des voies, notamment à l'aide de techniques numériques qui offrent l'avantage d'une réduction efficace du débit binaire et d'un codage efficace des canaux image et son. Des travaux de cette nature sont prévus, entre autres, en Italie, en Allemagne (République fédérale d') et au Japon.

11. Brouillage à l'intérieur du même service

11.1 Rapports de protection nécessaires

Pour les systèmes de TVHD destinés à être utilisés dans la bande des 12 GHz, les rapports de protection doivent satisfaire aux prescriptions des Appendices 30 et 30A du Règlement des radiocommunications. Les rapports de protection ont été mesurés pour deux systèmes de TVHD: MUSE et HDMAC (résultats préliminaires pour l'"algorithme 88").

Pour les systèmes MUSE, des évaluations subjectives ont été effectuées conformément à la Recommandation 600. Les chiffres obtenus avec un filtre Butterworth de 5ème ordre type sont indiqués dans le Tableau XII (de meilleurs résultats seront obtenus avec un filtre à ondes acoustiques de surface actuellement mis en place dans les récepteurs de radiodiffusion par satellite) [CCIR, 1986-90af].

Pour le HDMAC, les résultats présentés dans le Tableau XIII sont obtenus dans les conditions d'observation suivantes:

- Distance d'observation: 3 H
- Luminance de crête : 80 cd/m^2
- Contraste : 90:1
- Moniteur : 1250/50/2
- Tube de visualisation : masque, diagonale de 77 cm

Six observateurs experts ont été mis à contribution pour tous les essais. Le démodulateur de fréquence était un discriminateur classique et le filtre FI était un filtre Butterworth de 4ème ordre avec une largeur de bande à 3 dB de 25,5 MHz [CCIR, 1986-90ag].

TABLEAU XII

Rapports de protection pour un brouillage à peine perceptible (MUSE)

Signal utile (diapositives d'essai)	Signal brouilleur (barre de couleurs)	Rapports de protection dans la voie (dB)		
		Adjacente* inférieure	Dans la même voie	Adjacente* supérieure
NTSC SMPTE #1	MUSE	10,0	18,0	10,1
SMPTE #14		11,7	18,7	11,2
MUSE Fruits	NTSC	7,6	17,6	7,8
Salle des congrès		6,2	19,1	10,5
MUSE Fruits	MUSE	8,3	23,3	8,0
Salle des congrès		7,4	24,0	8,4

* Espacement des fréquences dans le canal adjacent: ± 19,18 MHz

TABLEAU XIII

Rapports de protection pour un brouillage à peine perceptible (HD-MAC)

Signal utile (diapositives d'essai)	Signal brouilleur	Rapports de protection (dB)**		
		Dans le canal adjacent* inférieur	Dans le même canal	Dans le canal adjacent* supérieur
Bateaux HDMAC	HDMAC (grille)	-	20,5 ± 1	-
Cirque		6 ± 0,8	-	5,2 ± 0,8
SECAM Bateaux	HDMAC (barres de couleurs)	10,5 ± 0,3	23,7 ± 1,3	9,8 ± 0,5

* Espacement des fréquences dans le canal adjacent: ± 19,18 MHz

** De précédentes expériences visant à étudier l'effet des brouillages dans les canaux donnent fortement à penser que les résultats pour les brouillages des signaux HDMAC dans un canal PAL seraient très similaires.

Les rapports de protection satisfont aux prescriptions de la CAMR RS-77 pour les deux systèmes (voir le Rapport 634).

Pour un système numérique TVHD, il est nécessaire de trouver un compromis pour maintenir l'équilibre entre la contribution du bruit thermique admissible et celle du bruit de brouillage est semblable à celle d'un bruit gaussien et on peut combiner le C/N et le C/I en un C/N + I équivalent. Lorsqu'il n'y a qu'un brouilleur, ou si l'un d'eux est prépondérant, l'influence du brouillage est moins sévère que celle de la puissance de bruit équivalente, notamment lorsqu'on met en oeuvre un codage convolutionnel et un décodage de Viterbi [Newland, 1988; CCIR, 1986-90ah]. Si le système est conçu de manière que le seuil du taux d'erreur binaire soit limité principalement par le bruit thermique, la puissance d'émission du satellite peut être réduite au minimum. Toutefois, le rapport C/I prend alors une valeur très élevée, ce qui nuit à l'utilisation rationnelle de l'orbite/spectre.

Une solution consiste à maintenir dans de justes proportions les rapports C/N et C/I, quel que soit le système de modulation numérique employé.

A titre d'exemple de compromis entre C/N et C/I, voici quelques valeurs courantes correspondant aux conditions suivantes:

- TEB requis 10^{-5}
- système de modulation numérique: 2 bits/Hz
- largeur de bande du bruit équivalent: débit 1/2
- marge (y compris la dégradation du canal): 1,5 dB
- brouillage dans les canaux adjacents: 1 dB

Les valeurs ci-dessous sont des exemples qui donnent un C/(N+I) total de 15 dB:

C/N (dB)	16	17	18	20	22
C/I (dB) (même canal)	22	19,5	18	16,5	16

Une étude plus poussée est nécessaire pour trouver le meilleur système de modulation numérique.

11.2 Aspects de planification

Le nombre de canaux qui sera nécessaire pour diffuser un programme TVHD vers un emplacement de réception quelconque à l'intérieur d'un continent dépend principalement du rapport de protection nécessaire pour le système TVHD et de facteurs tels que la couverture, les diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception, la séparation orbitale entre les satellites, etc.

Il ressort de l'expérience acquise en matière d'établissement du plan d'allotissement pour les télécommunications par satellite à la CAMR ORB-88 qu'il est possible de produire un plan à "fréquence unique". Dans ce plan, l'ensemble d'une bande peut-être utilisé dans une zone de service donnée. Pour ce type de système, il est nécessaire de faire en sorte que les antennes de satellite et de récepteur aient de bonnes propriétés directives et de choisir un système de modulation présentant une bonne immunité au brouillage. Des études faites par l'EAS ont montré que cette méthode pouvait être utilisée pour la TVHD au voisinage de 20 GHz si un système de modulation approprié existe. Si une protection supplémentaire est nécessaire, l'efficacité d'utilisation du spectre décroît.

Selon des études préliminaires menées dans la Région 2 concernant la planification de la bande des 23 GHz pour cette Région, la largeur de bande de 500 MHz permettra de recevoir facilement une dizaine de canaux de TVHD (largeur de bande de 60 MHz) en utilisant les deux polarisations. On a constaté que, si des emplacements adjacents en orbite pouvaient être considérés comme indépendants du point de vue de la polarisation, la polarisation rectiligne conviendrait mieux car chaque faisceau pourrait être utilisé de façon optimale et indépendante pour une réception locale verticale ou horizontale, ce qui aurait pour effet de réduire au minimum les affaiblissements par la pluie et par dépolarisation. Cela permettrait donc d'accroître la capacité du plan. Cependant, des facteurs tels que la simplicité de réglage de la polarisation de l'antenne du récepteur et la compatibilité avec les systèmes à 12 GHz pourraient imposer l'utilisation de la polarisation circulaire, empêchant ainsi toutes les possibilités d'amélioration susmentionnées.

De plus, il convient d'observer que la possibilité de réutilisation des fréquences par discrimination de polarisation peut être compromise par les effets de la dépolarisation due à la pluie. Ces effets sont plus importants que ceux dont on peut faire l'estimation à partir des données actuelles.

Au plan de l'exploitation, il peut être intéressant de placer des satellites de TVHD au même endroit que des satellites prévus pour la bande des 12 GHz. Toutefois, cela ne permettra pas nécessairement d'utiliser la même antenne de réception pour les deux services.

Une série d'exercices de planification a été effectuée pour des zones de l'Europe et de l'Afrique du Nord au sein de la Région 1, dans les hypothèses suivantes:

- gamme de fréquences: de 15 à 25 GHz;
- couverture: soit "nationale" assurant des zones de service individuelles pour 33 pays utilisant les faisceaux du Plan de la CAMR RS-77, soit "régulière" utilisant une grille de 27 faisceaux de 1° circulaire régulièrement répartis;
- diagrammes de rayonnement d'antennes du type de ceux du Plan de la CAMR RS-77;
- ouverture du faisceau de l'antenne de réception: 1,5°;
- séparation orbitale des satellites: 3°.

Pour un nombre donné de canaux, les exercices de planification ont été répétés avec des accroissements progressifs du rapport de protection jusqu'à ce qu'il n'y ait plus aucun "plan" compatible avec le critère de brouillage. Les résultats de ces exercices sont donnés au Tableau XIV sous la forme de valeurs maximales des rapports de protecton qu'on peut obtenir.

Bien qu'il n'y ait pas nécessairement une corrélation à de bas niveaux d'affaiblissement, des niveaux extrêmement élevés sont en pratique toujours liés à des niveaux élevés de dépolarisation. Selon les Tableaux III et IV, à 23 GHz, un système numérique ne devrait pas être dégradé par la dépolarisation puisqu'il est planifié pour un rapport C/I sensiblement inférieur aux valeurs indiquées dans les tableaux. Par exemple, à 23 GHz, en Europe, l'isolation de contrapolarisation dépasse 25 dB pendant 99% du mois le plus défavorable. La valeur correspondante de l'affaiblissement est de 4,5 dB (voir le Tableau I), valeur pour laquelle un service peut sans doute encore être fourni sur la base des caractéristiques du système de protection contre les erreurs. Pendant 99,9% du mois le plus défavorable, la contrapolarisation n'est que de 15 dB, mais la valeur de l'affaiblissement atteint 13,5 dB, valeur à laquelle très probablement aucun service ne peut de toute façon être assuré.

Il sera donc possible d'établir un "plan" sans marges négatives et avec le nombre indiqué de canaux pour assurer la diffusion d'un programme dans une zone de service quelconque pour tout système TVHD dont le rapport de protection nécessaire est égal ou inférieur aux valeurs indiquées.

En faisant de nouvelles hypothèses sur les valeurs réelles des rapports de protection des systèmes TVHD analogique et numérique, il serait alors possible de déterminer la largeur de bande totale nécessaire pour diffuser un programmme TVHD à tout emplacement spécifié. Les résultats préliminaires utilisant la couverture "nationale" sont de l'ordre de 150 MHz (ils peuvent atteindre 200 MHz)) qu'il s'agisse d'un système analogique ayant une largeur de bande RF de 54 MHz ou d'un système numérique de 140 Mbits/s. L'utilisation du spectre pourrait être améliorée si la planification était basée sur la fourniture d'une couverture "régulière".

TABLEAU XIV

Valeurs maximales des rapports de protection TVHD en fonction du nombre de canaux

Nombre de canaux nécessaire pour assurer la diffusion d'un programme par zone de service	Rapports de protection maximaux qu'on peut atteindre (dB)			
	Couverture "nationale" (33 pays)		Couverture "régulière" (27 zones)	
	même canal	canal adjacent	même canal	canal adjacent
2	14	0	24	17
3	22	0	-	-
4	28	14	30	22
6	30	19	34	28
8	31	24	39	28

12. Partage avec d'autres services

La question du partage avec d'autres services fait l'objet des Rapports 631 (MOD I), 807 et 951, ainsi que du rapport du CCIR à la seconde session de la CAMR ORB.

Dans la Résolution N° 521, la CAMR ORB-88 a élargi à 12,7 - 23 GHz la gamme des fréquences à considérer comme des candidates possibles pour une nouvelle bande de TVHD.

Les études du partage avec les services dans cette gamme ne sont pas terminées. De récentes études de l'ESA à des fréquences de 20 GHz donnent de nouveaux renseignements sur les perspectives ainsi que sur les problèmes du partage entre le SRS et d'autres services.

13. Liaisons de connexion

13.1 Bandes de fréquences appropriées pour les liaisons de connexion associées

Conformément au Règlement des radiocommunications, les liaisons de connexion au SRS appartiennent au SFS et seront exploitées dans les bandes du SRS dans le sens Terre vers espace. Une liste de ces bandes et des attributions qui leur correspondent dans chacune des trois Régions de l'UIT figure au Tableau XV. Comme on peut le remarquer, certaines de ces bandes sont déjà attribuées pour servir exclusivement aux liaisons de connexion avec le SRS.

TABLEAU XV

Bandes de fréquences attribuées au SFS (sens Terre vers espace) au-dessus de 10 GHz

Bande de fréquences (GHz)	Région 1	Région 2	Région 3
10,7 - 11,7	B (2)	M	M
12,5 - 12,7	B	-	-
12,7 - 12,75	B	M	-
12,75 - 13,25 (1)	M	M	M
14,0 - 14,5	M	M	M
14,5 - 14,8	M (2)	M (2)	M (2)
17,3 - 17,7	M (2)	M (2)	M (2)
17,7 - 18,1	B (2)	B (2)	B (2)
27,0 - 27,5	-	M	M
27,5 - 31,0	M	M	M
42,5 - 43,5	M	M	M
47,2 - 50,2	M	M	M
50,4 - 51,4	M	M	M
71,0 - 75,5	M	M	M
92,0 - 95,0	M	M	M

M = uniquement dans le sens Terre vers espace
B = dans les deux sens

(1) Cette bande doit être planifiée dans le sens Terre vers espace pour le SFS lors de la CAMR ORB(2).

(2) Limitée aux liaisons de connexion au SRS.

Il est possible d'incorporer des liaisons de connexion pour la TVHD du service de radiodiffusion par satellite à l'intérieur des bandes de fréquences existantes attribuées à la connexion des satellites du SRS.

Les bandes 14,5 - 14,8 GHz et 17,3 - 18,1 GHz seront utilisées comme liaison de connexion au SRS exploité dans les bandes des 12 GHz et devront vraisemblablement être planifiées pour ce service. Toutefois, la bande des 10,7 - 11,7 GHz est réservée aux liaisons de connexion au SRS de la Région 1 (voir Note bas de page 835).

Il serait préférable d'utiliser une fréquence inférieure à celle des liaisons descendantes pour faire en sorte qu'une meilleure disponibilité soit réservée aux liaisons de connexion, mais ceci peut s'avérer impossible en raison de l'exploitation intensive des bandes de fréquences inférieures par d'autres services. L'autre solution consiste à exploiter les liaisons de connexion dans une bande de fréquences située au voisinage de la bande de liaison descendante afin de pouvoir profiter de conditions semblables sur les deux liaisons. Une proximité trop étroite de ces deux bandes pourrait cependant nécessiter la présence de filtres complexes dans le satellite pour isoler la réception de l'émission.

Dans les cas où les liaisons de connexion devraient utiliser des bandes de fréquences supérieures, la disponibilité des liaisons pourrait être très sérieusement améliorée en utilisant la diversité d'emplacement, ce qui laisserait possible une certaine souplesse dans le choix des bandes de fréquences.

On l'a constaté au cours de la planification de la bande des 12 GHz, il y a beaucoup d'avantages à introduire des considérations au sujet des liaisons de connexion vers les satellites de radiodiffusion dans la définition du service. La bande 27 - 27,5 GHz présente beaucoup d'intérêt pour les liaisons de connexion TVHD correspondant à la bande 22,5 - 23 GHz ou à toute autre bande de liaison descendante (dans la Région 1 néanmoins, elle n'est pas actuellement attribuée au SRS). Dans les Régions 2 et 3, cette bande de fréquences est attribuée au service fixe par satellite dans le sens Terre vers espace et est partagée avec les services fixe et mobile de même qu'avec le service d'exploration de la Terre par satellite. L'espacement entre les bandes de fréquences des liaisons descendantes et des liaisons de connexion (23/27 GHz) est suffisamment grand pour que la réalisation de filtres de satellite ne pose pas de problèmes. Les deux bandes sont suffisamment proches pour rendre possible l'utilisation de la même ouverture et du même système d'alimentation pour l'antenne du satellite. Pareillement, cette proximité fait que les liaisons de connexion et les liaisons descendantes ont des statistiques de propagation semblables.

13.2 Liaisons de connexion pour la TVHD à large bande RF

Afin de déterminer un ensemble cohérent de paramètres pour les liaisons de connexion aux satellites de radiodiffusion TVHD, il sera nécessaire d'aborder avec une grande attention les examens des paramètres des liaisons de connexion tels que la dimension des antennes de liaison de connexion et la précision de poursuite nécessaire, le brouillage causé par le deuxième canal adjacent et la nécessité de filtrage pour le satellite, la régulation de puissance et la compensation de la polarisation.

14. Conclusions

Les études sur la radiodiffusion par satellite de TVHD ont abouti à la conclusion générale suivante: ces services devraient permettre d'obtenir une qualité d'image pour la réception à domicile aussi proche que possible de celle des signaux du studio. Afin de permettre l'introduction de la TVHD à large bande RF à l'échelon mondial, il est nécessaire de donner une attribution de fréquence mondiale au SRS pour une largeur de bande totale de l'ordre de 500 MHz, de préférence dans une bande de fréquences qui ne soit pas située au-dessus de la bande des 23 GHz. Pour les pays qui envisagent d'utiliser en totalité leurs assignations des plans à 12 GHz, cette attribution devient nécessaire même dans le cas de la radiodiffusion TVHD à bande RF étroite, en particulier si cela doit entraîner un changement de normes de transmission dans le service actuellement en exploitation.

On peut également tirer les conclusions suivantes:

a) des systèmes analogiques aussi bien que numériques sont possibles;

b) les objectifs de qualité pour la TVHD sont fondamentalement plus stricts que ceux des systèmes de télévision classiques;

c) une certaine compression des largeurs de bande est nécessaire pour tous les systèmes;

d) la bande des 12 GHz est actuellement planifiée sur la base des systèmes de télévision classiques conformes à la Recommandation 650 du CCIR;

e) les systèmes à bande RF étroite (fonctionnant dans un canal de 24 à 27 MHz selon les plans à 12 GHz) sont caractérisés par une compression de largeur de bande élevée et ne peuvent être mis en oeuvre par une transmission entièrement numérique: les systèmes à bande RF étroite décrits (MUSE, HDMAC) obéissent aux prescriptions du Plan dans la bande des 12 GHz;

f) l'emploi de techniques de compression de largeur de bande perfectionnées permet d'avoir une bonne qualité de l'image, notamment dans les systèmes à bande étroite, mais il en résulte une plus grande complexité pour le récepteur;

g) en général, on peut améliorer la qualité du système (par exemple, qualité des images et rendu du mouvement) si l'on dispose d'une largeur de bande de canal RF plus grande;

h) les systèmes à bande RF large (aussi bien analogiques que numériques) ont besoin d'une largeur de bande de canal RF généralement de l'ordre de 50 à 120 MHz;

i) un spectre RF d'environ 150 à 200 MHz pourrait assurer un programme TVHD à large bande RF par zone de service; par conséquent, une largeur de bande totale de l'ordre de 500 MHz pourrait être utilisée;

j) du point de vue de la propagation, toutes les bandes entre 12 et 23 GHz conviendraient, mais il serait préférable d'utiliser les fréquences de la partie basse de cette gamme;

k) l'extension à la Région 1 de l'attribution de la bande 22,5 - 23 GHz au SRS semble souhaitable pour parvenir à une attribution mondiale commune. Toutefois, l'utilisation de cette bande peut s'avérer difficile, étant donné qu'il existe des restrictions dues au partage avec le service de radioastronomie, le service intersatellites et le service fixe;

l) nombre des bandes de fréquences entre 12 et 23 GHz pourraient convenir mais elles sont déjà beaucoup utilisées et sont soumises à d'autres contraintes de partage.

Un complément d'étude est nécessaire pour déterminer:

- la qualité subjective des systèmes de radiodiffusion par satellite de TVHD, notamment le niveau de dégradation introduit par les systèmes à bande RF étroite et les éventuels critères de compatibilité par rapport à la qualité de la TVHD en studio;

- les méthodes appropriées pour atteindre les objectifs de service et assurer une utilisation efficace du spectre par des services de TVHD opérationnels dans les bandes de fréquences supérieures;

- la mesure dans laquelle les diverses méthodes possibles de codage et de modulation peuvent amener une réduction de la puissance du satellite et des exigences de largeur de bande RF moyennant un coût acceptable.

Selon la CAMR ORB-88 qui a examiné le problème d'une attribution possible de fréquences au SRS de la TVHD (voir la Résolution N° 521), un complément d'étude est également nécessaire pour déterminer:

les paramètres de système pour la transmission de programmes de TVHD par satellite et en particulier l'incidence du choix de la fréquence, par exemple:

- modulation (y compris le codage dans la bande de base et le codage des canaux);

- caractéristiques de puissance des satellites;

- techniques relatives aux satellites et aux stations terriennes;

- caractéristiques du système de réception;

- type de polarisation (y compris les effets dus à la propagation);

caractéristiques de propagation, par exemple:

- affaiblissement, y compris les affaiblissements dus aux précipitations;

- absorption atmosphérique;

- découplage par polarisations croisées;

partage et brouillage interservice et intraservice, partage interrégional.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

COMINETTI, M., MORELLO, A. et VISINTIN, M. [1989] - Transmission numérique de signaux de télévision par satellites. Symposium technique, ITU-COM 89, Genève, octobre 1989.

FUKUCHI, H. [janvier, 1985] Frequency scaling of depolarization at centemeter and millimeter waves. Electronics Letters, IEE, Vol. 21, No. 1, 10-11.

GLENN, W. E. [1987] New developments in a compatible high definition television transmission system, 1987 NAB Engineering Conference Proceedings

HANDA et autres [mars, 1986] Trends and development of low noise amplifier using new FET device. AIAA 11th Communication Satellite System Conference, 308-312.

IREDALE, R. [1986] A proposal for a New High-Definition NTSC Broadcast Protocol, Proceedings od the 12th Technical Conference of the SMPTE, octobre 1986.

ITO, S. [novembre, 1986] Characteristics of attenuation by rain and atmospheric gases on an Earth-space path at 22 GHz band in rainy weather (en japonais).. Trans. IECE of Japan, Vol. J69-B, No. 11, 1548-1555.

KUTKA, R. et WAIDHAS, W. [1988] - A formation to calculate the optimal quantization of DCT coefficients for HDTV coding; 2nd International Workshop on signal processing of HDTV, 29 février - 2 mars 1988, L'Aquila.

LONG, T. et STENGER, L. [1986] The broadcsting of HDTV programmes. EBU Tech. Rev. No. 219.

NEWLAND, J.D. [1988] Investigation of mutual interference between digitally modulated signals. BBS Research Department Report No. BBC RD 1988/13.

NINOMIYA, Y. et autres [1987] Concept of MUSE system and its protocol, NHK Laboratory Note No. 345.

NISHIZAWA, T. et TANAKA, T. [juin 1982] New approach to research and development of high-definition television. NHK Tech. Monograph No. 32, 98-101.

SAUERBURGER, H. [1987] Breit- und schmalbandige, kompatible, einkanalige HDTV-Ubetragung, Fernseh- und Kinotechnik (41), pp. 23-32.

SAUERBURGER, H. et STENGER, L. [mai, 1984] Zweikanal-Verfahren zur Ubertragung von HDTV-Signalen. Jahrestagung der FKTG, Hamburg, République fédérale d'Allemagne.

SHELSWELL, P. et DOSCH, C. [1986] Satellite broadcasting of HDTV - Some basic considerations. EBU Tech. Rev., No. 219, pp. 315 - 325, octobre 1986.

SHIBATA et autres [1986] 20GHz-band low-noise HEMT amplifiers, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.75-78.

STOREY, R. [1986] HDTV motion adaptive bandwidth reduction using DATV. BBC Research Department, Report 1986/5.

THEILE, G. et autres [1987] Low-bit rate coding of high quality audio signals. Reprint 2432 (C-1), 82nd convention of AES, March 1987, Londres.

TSINBERG, M., AZADEGAN, F., FISCH, E. [1989] - Introduction of an NTSC Compatible HDTV System: HSD-NA. International Conference on Consumer Electronics, juin 1989.

Documents du CCIR:

[1982-86]: a. 10-11S/28 (Etats-Unis d'Amérique).

[1986-90]: a. 11/195 (GTI 11/4); b. 10-11S/8 (GTIM 10-11/3); c. 10-11S/63(Rév.1) (GTIM 10-11/3); d. 10/52 (Japon); e. 10-11S/20 (Royaume-Uni); f. 10-11/3-72 (Agence spatiale européenne); g. 11/163 (Etats-Unis d'Amérique); h. 10-11S/28 (Japon); j. 10-11S/178 (Japon); k. 10-11S/19 (Royaume-Uni); l. 11/82 (Royaume-Uni); m. 11/154 (Royaume-Uni); n. 10-11S/6 (France); o. 10-11S/225 (Belgique et autres); p. 11/356 (Espagne); q. 11/346 (UER); r. 10-11S/27 (Japon); s. 10-11S/180 (Japon); t. 11/6-2037 (Japon); u. 11/6-2022 (Etats-Unis d'Amérique); v. 11/6-2056 (Thomson-CSF); w. 11/6-1055 (Thomson-CSF); x. 11/6-2032 (Japon); y. 11/6-1017 (Canada); z. 10-11S/174 (Japon); aa. 10-11S/176 (Japon); ab. 10-11S/224 (Allemagne (République fédérale d') et autres); ac. 11/410 (Commission d'études 11 du CCIR); ad. 10-11S/131 (France); ae. 10-11S/179 (Japon); af. 10-11S/106 (Japon); ag. 10-11S/103 (France); ah. 10-11S/12 (Royaume-Uni).

ANNEXE I

OBJECTIFS DE DISPONIBILITE

On peut proposer un certain nombre de critères comme objectifs de service [CCIR, 1976]. Ils doivent donner:

- une qualité optimale par temps clair,
- une durée d'interruption limitée,
- une qualité définie pendant n% du mois le plus défavorable,
- une qualité intégrée égale.

La détermination de la qualité par temps clair peut conduire à une technique simple mais efficace pour la conception du système. Le Tableau XVI donne un exemple de la caractéristique de qualité qu'on peut atteindre en employant cette méthode [Stott et Shelswell, 1987]. Une certaine souplesse est nécessaire pour réduire les durées d'interruption provoquées par l'affaiblissement dû à la pluie. L'exemple montre l'amélioration qui peut être apportée par une petite augmentation de la p.i.r.e.

De manière générale, il est impossible de garantir la qualité de réception cible à 100% de la population d'un pays quelconque. Cela devrait être reconnu. Toutefois, un pourcentage élevé (de l'ordre de 98%) est indispensable pour l'acceptation d'un nouveau service. Avec un tel objectif, on reconnaîtrait que certaines régions peuvent, pour diverses raisons, ne pas être desservies de manière satisfaisante. [CCIR, 1986-90a].

TABLEAU XVI

Résumé des caractéristiques de qualité pour une p.i.r.e. de satellite de 63,5 dBW à 23 GHz

Pays	% du temps pendant lequel le rapport C/N fixé est dépassé		
	C/N 10 dB	C/N 14 dB	C/N 20 dB
Norvège	99,97	99,9	97
France	99,97	99,9	98,4
Italie	99,88	99,7	96,5
Algérie	99,95	99,9	98,2
Sénégal	99,97	99,9	98,9
Zaïre	99,6	99,1	94
(Zaïre, +3 dB)	(99,75)	(99,5)	(98)

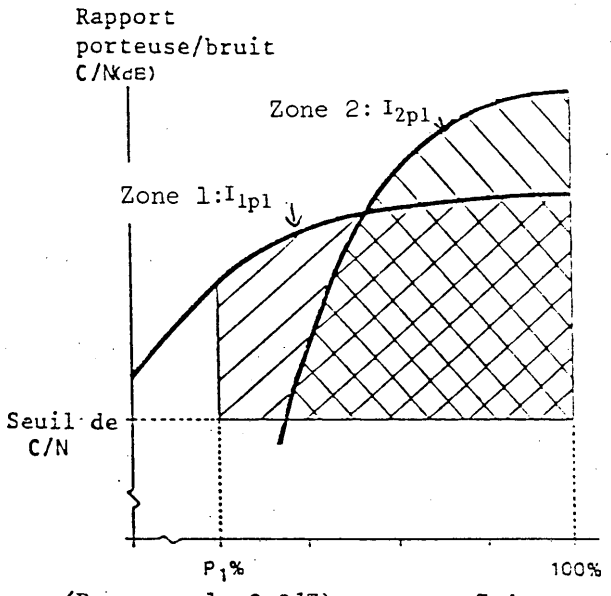
Toutefois, l'égalisation de la durée d'interruption conduit à des puissances d'émission du satellite excessivement élevées.

Le compromis d'une qualité définie pendant n% du mois le plus défavorable réduit les durées d'interruption données par la méthode de détermination de la qualité de temps clair et a besoin d'une plage plus étroite de p.i.r.e. que la méthode basée sur une durée d'interruption égalisée. Toutefois, il ne garantit pas une bonne qualité par temps clair, même s'il évite les interruptions de service.

La technique de la qualité intégrée égale [CCIR, 1986-90b] est une extension de la technique du n% du mois le plus défavorable qui assure une qualité convenable par temps clair et minimise la plage de la p.i.r.e. nécessaire au service en tenant plus particulièrement compte du compromis entre la qualité de réception et la disponibilité dans le temps.

Cette technique consiste à mesurer la surface située au-dessous de la courbe de qualité, l'abscisse étant exprimée par une fonction du temps pendant lequel cette qualité n'est pas obtenue; les p.i.r.e. sont ajustées de manière que le même résultat soit donné pour toutes les transmissions.

De nombreuses mesures possibles de la qualité pourraient être utilisées pour l'analyse. Il est important d'adopter une mesure objective qui soit indépendante du type de modulation du système. On propose d'adopter le rapport porteuse/bruit (C/N) comme mesure fondamentale de la qualité. Le principe est illustré à la Fig. 7. Une fois que ce rapport s'abaisse au-dessous de la valeur de seuil, la qualité perçue demeure uniformément non satisfaisante, de sorte qu'en pratique ce qui est intégré est le dépassement de C/N qui est défini dans ce but comme la différence $(C/N_{réel} - C/N_{seuil})$, à moins que cette différence ne soit négative, le dépassement de C/N étant dans ce cas pris égal à zéro. Les durées pendant lesquelles le C/N est ainsi au-dessous du seuil, tout à fait à juste titre, ne contribuent pas à la mesure intégrée.



Les p.i.r.e. sont ajustées de façon que $I_{1pl} = I_{2pl}$.

FIGURE 7 - Courbe indiquant le principe de la qualité intégrée égale (I_{p1})

La mesure de la qualité intégrée I_{p1} est définie par:

$$I_{p1} = \int_{p=p1}^{p=100\%} X \, d(\log p),$$

où X représente l'excès de C/N au-delà de la valeur de seuil souhaitée et p le % de temps pendant lequel X n'est pas dépassé.

On prend comme référence un pays "idéal" sans pluie ayant une valeur constante de dépassement de C/N, égale à Xsec. On réunit les conditions pour obtenir une bonne qualité dans des conditions de temps clair et on détermine l'importance de la qualité intégrée à égaliser. Il s'ensuit que la valeur par temps clair du dépassement de C/N dépassera, dans tous les pays choisis, la valeur "sec idéale".

Au cours d'un exercice de planification pris à titre d'exemple [Shelswell et Stott, 1987] on a trouvé que la puissance du satellite requise variait de 8,5 dB à 10 GHz entre les pays les plus humides et les pays les plus secs ayant une qualité intégrée égale. En utilisant le critère de 1% du mois le plus défavorable, la fourchette était de 15 dB; avec le critère de temps clair, la fourchette était de 45 dB.

Le critère de qualité intégrée égale est donc une généralisation intéressante pour la réalisation de systèmes conformes au critère du 1% du mois le plus défavorable.

Cette technique permet à tous les pays candidats à la TVHD d'utiliser des bandes de fréquences élevées et mérite un complément d'étude, en particulier en ce qui concerne le choix de la mesure de qualité la plus appropriée.

Les procédures en vigueur pour reconnaitre les niveaux admissibles de brouillage et de distorsion reposent sur des niveaux de dégradation juste perceptibles. Ces procédures sont confirmées pour la TVHD analogique, bien que naturellement les niveaux précis peuvent varier en raison des nouvelles conditions d'observation.

Jusqu'à ce point de l'exposé, on a supposé qu'on employait des techniques analogiques. Cependant, les techniques entièrement numériques peuvent convenir Elles ont des caractéristiques de défaillance différentes des techniques analogiques et de ce fait une révision des objectifs de liaison peut être nécessaire. En général un système numérique assurera une bonne qualité d'image pour une gamme étendue de rapport porteuse/bruit et de rapport porteuse/brouillage, puis cette qualité baissera brusquement pour une faible augmentation du bruit ou de la distorsion.

Pour les techniques numériques, les dispositions en vigueur de l'Appendice 29[1] du Règlement des radiocommunications, si on les applique, peuvent donner lieu à des difficultés de planification. Toutefois, il peut être souhaitable de déterminer la caractéristique de qualité d'une liaison et les objectifs de disponibilité en fonction de C/(N+I). Un certain équilibre de puissance de bruit admissible et de puissance de brouillage peut apparaître comme le compromis optimal entre les contraintes imposées par le bilan de liaison d'une part et les contraintes de planification d'autre part. Ceci pourrait conduire à une augmentation sensible de l'efficacité de l'utilisation du spectre.

Note 1 - Pour qu'aucune coordination ne soit nécessaire, la contribution du brouillage ne doit pas dépasser 4% du bruit thermique total.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

STOTT, J.H. et SHELSWELL, P. [1987] HDTV Broadcasting by satellite: Some Factors which affect the link budget. BBC Research Dept. Report RD 1987/3.

SHELSWELL, P. et STOTT, J.H. [1987] The criterion of equal integrated quality: An improved method of planning DBS Systems BBC Research Dept. Report RD 1987/10.

Documents du CCIR:

[1976]: Information technique relative à la planification pour l'utilisation de la bande des 12 GHz par le service de radiodiffusion par satellite et critères techniques pour le partage entre les différents services de cette bande.

[1986-90]: a. 10-11/3-72 (ASE); b. 10-11S/18 (Royaume-Uni).

ANNEXE II

Description technique du système MUSE

1. Introduction

C'est essentiellement afin de diffuser la télévision à haute définition 1125/60/2:1 dans un seul canal de satellite de la bande des 12 GHz qui a été allouée au service de radiodiffusion par satellite et planifié par la CAMR RS-77 pour les Régions 1 et 3 et la CARR SAT-83 pour la Région 2 qu'a été mis au point un système efficace de compression de la largeur de bande, appelé MUSE (Codage à échantillonnage sous-Nyquist multiple), à échantillonnage sous-Nyquist avec alternance de phase et à codage avec compensation du mouvement intertrame. (Ninomiya, 1987).

Cette technique de compression de la largeur de bande est aussi valable pour les divers autres appareils de TVHD. On a déjà mis au point des appareils grand public comme des magnétoscopes et des lecteurs de disques vidéo de type MUSE et un convertisseur pour recevoir les signaux MUSE au moyen de récepteurs ordinaires.

2. Echantillonnage et interpolation du système MUSE

La Figure 8 présente la structure d'échantillonnage du système MUSE. C'est un échantillonnage de type entrelacement à points multiples; la période cyclique est une séquence de quatre trames.

On peut reconstituer les plages stationnaires de l'image au moyen d'échantillons tirés des quatre trames de la séquence. La Figure 9(a) illustre dans ce cas la gamme des fréquences spatiales qu'on peut transmettre. On notera que cela se rapporte uniquement à la Figure 8 et les possibilités réelles de transmission du système seront expliquées par la Figure 11(f) ci-après.

Pour les plages mobiles il faut reconstituer l'image par interpolation spatiale à partir des échantillons d'une seule trame, sinon l'image reconstituée présentera un flou sur plusieurs lignes. Dans ce cas la gamme des fréquences spatiales qu'on peut transmettre se réduit comme le montre la Figure 9(c).

Il s'ensuit que dans les plages mobiles de l'image reconstituée la résolution des détails de l'image est réduite, mais cette diminution ne dégrade pas sérieusement la qualité de l'image car l'acuité de l'oeil humain n'est pas suffisante pour pouvoir voir une dégradation importante des détails mobiles de l'image. Ce fait s'est avéré pour presque toutes les images observées dans les conditions habituelles.

Toutefois le cas de mouvements uniformes fait exception, et la dégradation est plus visible lors de mouvements panoramiques ou de plongée des caméras. On met alors en oeuvre avec succès une technique de compensation du mouvement qui élimine comme suit la dégradation: pour chaque trame le codeur calcule un vecteur qui représente le mouvement de l'image et est multiplexé dans la suppression trame en vue de la transmission. Le décodeur décale en fonction du vecteur la position des échantillons d'image de la trame précédente de sorte que se produise la même interpolation temporelle que pour les plages stationnaires.

La fréquence spatiale maximale qu'on peut transmettre dans la direction verticale est égale à 1/(2h) pour les plages stationnaires de l'image, comme le montre la Figure 9(a), mais elle est divisée par 2, soit 1/(4h) pour les plages mobiles, comme le montre la Fig. 9(b), parce que le balayage entrelacé 2:1 s'applique au signal de TVHD d'origine.

3. Codage et décodage du signal MUSE

En principe on combine d'abord les signaux d'entrée de luminance et de différence de couleur séquentiels de ligne en un signal unique multiplexé par répartition dans le temps qu'on appelle ICT (intégration comprimée dans le temps) dont la Figure 12 illustre l'allure.

Avant sous-échantillonnage comme l'a expliqué la Figure 8, le signal passe par deux préfiltres différents pour éliminer le repliement du spectre. L'un est adapté aux plages stationnaires de l'image, l'autre aux plages mobiles. Une réponse idéale en fréquence de ces filtres coïnciderait avec la gamme que le système peut transmettre.

Les sorties de ces filtres sont sous-échantillonnées par décalage de trame pour les portions non mobiles de l'image. Après conversion de la fréquence d'échantillonnage, les signaux sont mélangés, dans un rapport défini pixel par pixel en fonction de l'ampleur des mouvements détectés. Ensuite, un sous-échantillonnage par décalage de trame est effectué et le signal est transmis.

Lorsqu'il y a compensation du mouvement, on transmet en plus les données du vecteur mouvement sous forme d'un signal de commande inséré dans la suppression trame, comme le montre la Figure 14.

Au décodage, on peut effectuer indépendamment du codage la détection du mouvement et la reconstitution des éléments de l'image. Le vecteur mouvement est transmis et sert au récepteur pour le déplacement dans l'image de la trame précédente.

4. Fréquences d'échantillonnage et spectres du signal MUSE

La Figure 10 présente l'assignation des fréquences d'échantillonnage et le filtrage du signal de luminance et la Figure 11 les spectres de fréquence en certains points repères du processus. Ces Figures correspondent à une image fixe.

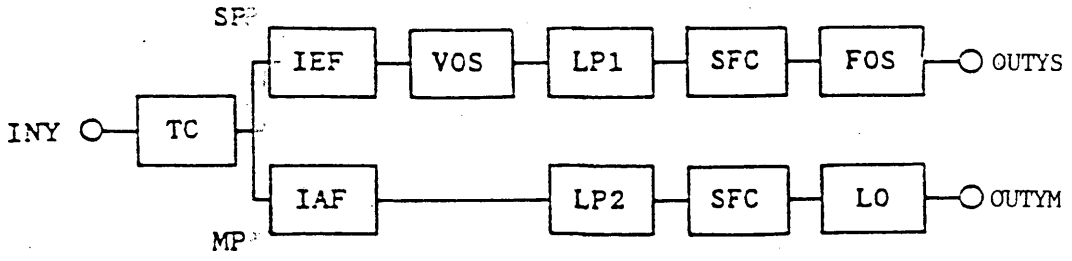


FIGURE 8(a) - Dispositif de filtrage pour le signal de luminance

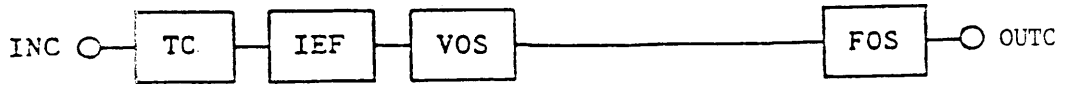


FIGURE 8(b) - Dispositif de filtrage pour les signaux de différence de couleur

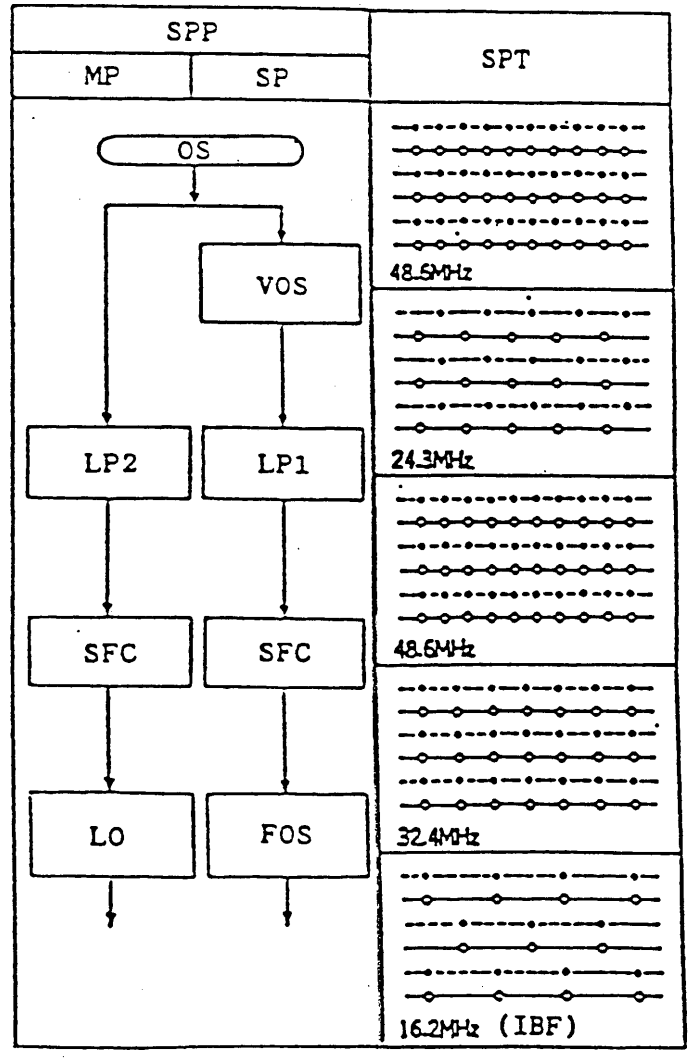


FIGURE 8(c) - Structure d'échantillonnage

FIGURE 8 - Principe du système MUSE

(a) Dispositif de filtrage pour le signal de luminance
(b) Dispositif de filtrage pour les signaux de différence de couleur
(c) Structure d'échantillonnage

TC : compression dans le temps
SP : plage fixe
MP : plage mobile
IEF : préfiltrage entre trames
IAF : préfiltrage entre images
VOS : sous-échantillonnage avec décalage de trame
LP1 : filtrage passe-bas à 12 MHz
LP2 : filtrage passe-bas à 16 MHz
SFC : conversion de fréquence d'échantillonnage
FOS : sous-échantillonnage avec décalage d'image
LO : sous-échantillonnage avec décalage de ligne
INY : entrée du signal de luminance
INC : entrée du signal de différence de couleur
OUTYS : sortie du signal de luminance pour les plages fixes
OUTYM : sortie du signal de luminance pour les plages mobiles
OUTC : sortie du signal de différence de couleur
SPP : procédure de traitement du signal
SPT : structure d'échantillonnage
OS : échantillonnage initial
(IBF) : inversion par trame
-o- : trame impaire
--•-- : trame paire

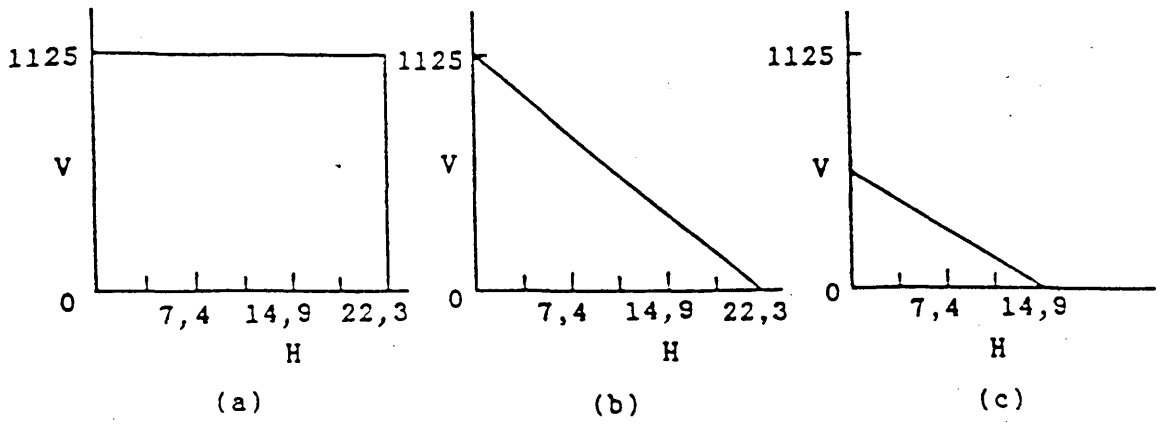


FIGURE 9 - Gamme transmissible dans le domaine spatio-fréquentiel

a) Echantillonnage initial
b) Interpolation entre images et entre trames pour les plages fixes
c) Interpolation à l'intérieur des trames pour les plages mobiles

H: fréquence horizontale (MHz)
V: fréquence verticale

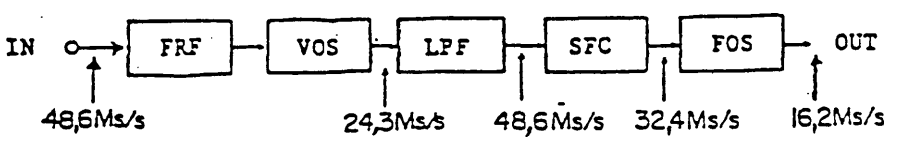


FIGURE 10 - Dispositif de filtrage du système MUSE (pour le signal de luminance)

IN: entrée du signal de luminance
FRF: préfiltrage intertrames
VOS: sous-échantillonnage du décalage trame
LPF: filtrage passe-bas à 12 MHz
SFC: conversion de fréquence d'échantillonnage
FOS: sous-échantillonnage du décalage trame
OUT: signal de sortie

a) Signal d'entrée

b) Echantillonnage sous-Nyquist du décalage trame à 24,3 MHz

c) Filtrage passe-bas à 12 MHz

d) Echantillonnage sous-Nyquist de décalage trame

e) Signal de sortie

f) Gamme des fréquences que le système MUSE peut transmettre

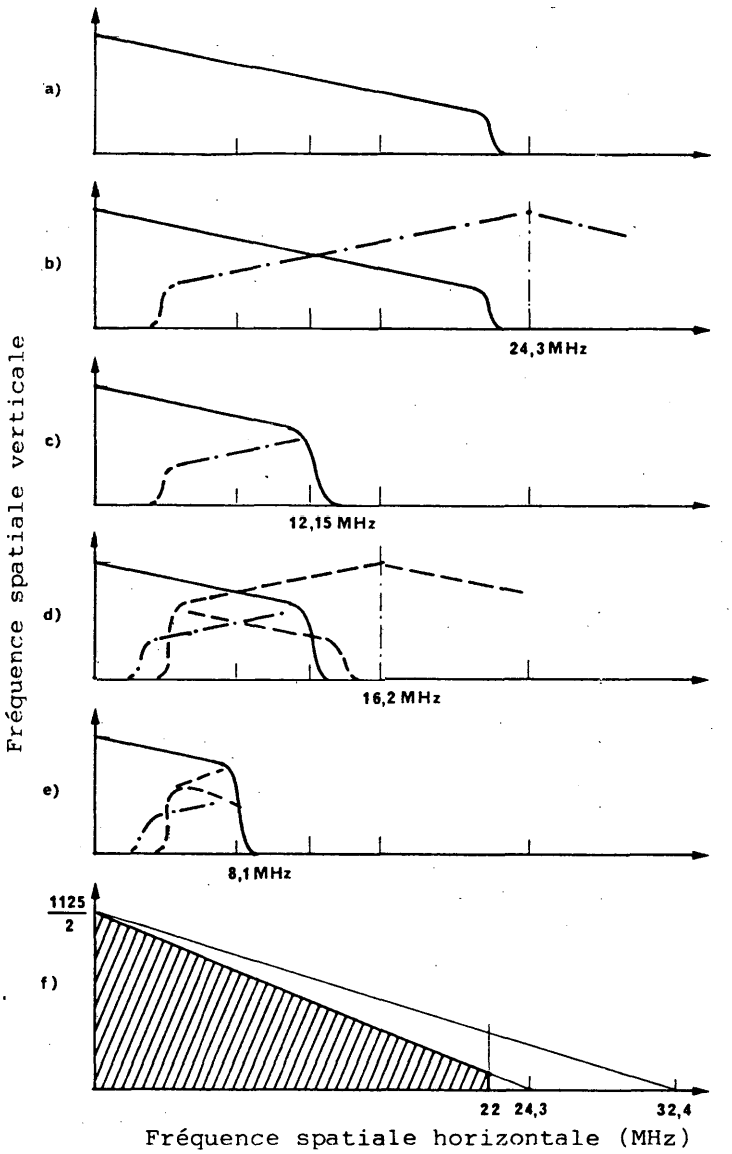


FIGURE 11 - Spectre de fréquence du système MUSE (pour le signal de luminance)

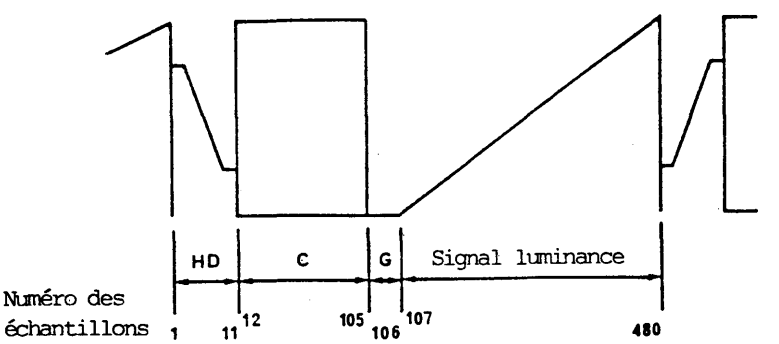


FIGURE 12 - Signal vidéo au format ICT

HD: signal de synchronisation ligne
C: signaux différence de couleur (séquentiels en ligne)
G: zone de garde

Le signal de luminance se présente avec une fréquence d'échantillonnage de 48,6 Mé/s (méga-échantillons par seconde) et on effectue le préfiltrage décrit au paragraphe précédent. Puis on passe à 24,3 Mé/s après sous-échantillonnage de décalage de trame. On trouve ensuite un filtre passe-bas à 12 MHz (voir Figure 11(c)).

A l'étape suivante de la Figure 10, on convertit la fréquence d'échantillonnage de 48,6 à 32,4 Mé/s pour obtenir après sous-échantillonnage de décalage de trame le taux définitif d'échantillonnage de 16,2 Mé/s.

Ce dispositif de fréquences élimine les composantes intertrame de repliement du spectre de 0 à 4 MHz (voir Figure 11(e)) et donne un fonctionnement stable de la détection du mouvement en ne sacrifiant que légèrement la gamme qu'on peut transmettre (Figure 11(f)). Les signaux de commande nécessaires sont alors peu nombreux; il ne s'agit que de l'information de phase du sous-échantillonnage et du signal vecteur de mouvement (au total 10 bits par trame).

5. Format des signaux du système MUSE

La Figure 12 présente la composition du signal vidéo, appelé ICT (intégration comprimée dans le temps) impliquée dans les traitements MUSE. Le rapport de compression du signal différence de couleur est quatre fois celui du signal de luminance et les deux signaux de différence de couleur sont transmis séquentiellement en ligne.

Le Tableau XVII résume les caractéristiques principales vidéo du système MUSE.

La Figure 13(a) représente le signal de synchronisation ligne et la Figure 13(b) le signal de synchronisation trame. L'amplitude de ces signaux ne sort pas de la dynamique du signal vidéo pour éviter que le signal de synchronisation ne provoque une diminution de l'amplitude.

La Figure 14 indique comment les signaux de commande, y compris le vecteur mouvement et les signaux sons/données numériques, sont multiplexés dans le signal vidéo en bande de base pendant la suppression trame. On peut trouver dans [CCIR, 1986-90a] comment le signal sonore est traité en détail en bande de base mais, pour faciliter la tâche du lecteur, le Tableau XVIII, avec le format des signaux numériques sons et données, donne ces renseignements.

Le système MUSE offre deux modes d'utilisation de la voie son, le mode A et le mode B, car il en allait ainsi dans la radiodiffusion classique par satellite existant dans certains pays, comme l'expose le Rapport 1073. En mode A, on pouvait loger avec la TVHD 4 voies son à 15 kHz et en mode B deux voies de 20 kHz. On a pu appliquer avec succès au signal MIC-différentiel les systèmes à réduction de débit binaire avec pour le mode A une compression quasi instantanée de 15 à 8 bits à 8 facteurs d'échelle et pour le mode B une compression quasi instantanée de 16 à 11 bits à 6 facteurs d'échelle, le débit binaire nécessaire est de 1350 kbit/s; quelques informations de données indépendantes sont comprises dans ce débit.

Pour introduire dans la suppression trame une telle quantité d'information avec le multiplexage en bande de base, on utilise un code ternaire dont le débit est 12,15 Mbaud.

TABLEAU XVII

Caractéristiques vidéo fondamentales du système MUSE

Description du système		Système à sous-échantillonnage multiple à compensation du mouvement (le multiplexage des signaux Y et C est fait au format ICT)
Balayage		1125 lignes/60 trames/entrelacement 2:1
Largeur de bande du signal émis en bande de base		8,1 MHz
Fréquence d'horloge de l'échantillonnage		16,2 MHz
Largeur de bande du signal reproduit	Signal Y	22 MHz pour les plages stationnaires de l'image 14 MHz pour les plages mobiles de l'image *
	Signaux C	7,0 MHz pour les plages stationnaires de l'image 3,5 MHz pour les plages mobiles de l'image *
Signal de synchronisation		Polarité positive par rapport à celle du signal vidéo

* On pendrait en fait 16 MHz pour Y et 4 MHz pour C si on pouvait utiliser un filtre numérique bi-dimensionnel parfait.

TABLEAU XVIII

Caractéristiques audiofondamentales du système MUSE

Mode d'utilisation de la voie son	Mode A	Mode B
Largeur de bande du signal en bande de base	15 kHz	20 kHz
Fréquence d'échantillonnage	32 kHz	48 kHz
Nombre de voies son	4	2
Type de codage	MIC différentiel	
Loi de compression-extension	15 à 8 (8 gammes)	16 à 11 (6 gammes)
Facteur de fuite	$1 - 2^{-4}$ (0,9375)	
Accentuation du son	n'est pas utilisé	
Correction des erreurs	BCH SEC DED (82, 74) BCH SEC DED (7, 3) supplémentaire pour les bits de gamme	
Capacité de la voie de données	128 kbit/s	112 kbit/s
Débit pour le son et les données	1 350 kbit/s	
Code d'émission	Code ternaire	
Intervalle de transmission	Suppression trame	
Débit de symboles	12,15 Mbaud	

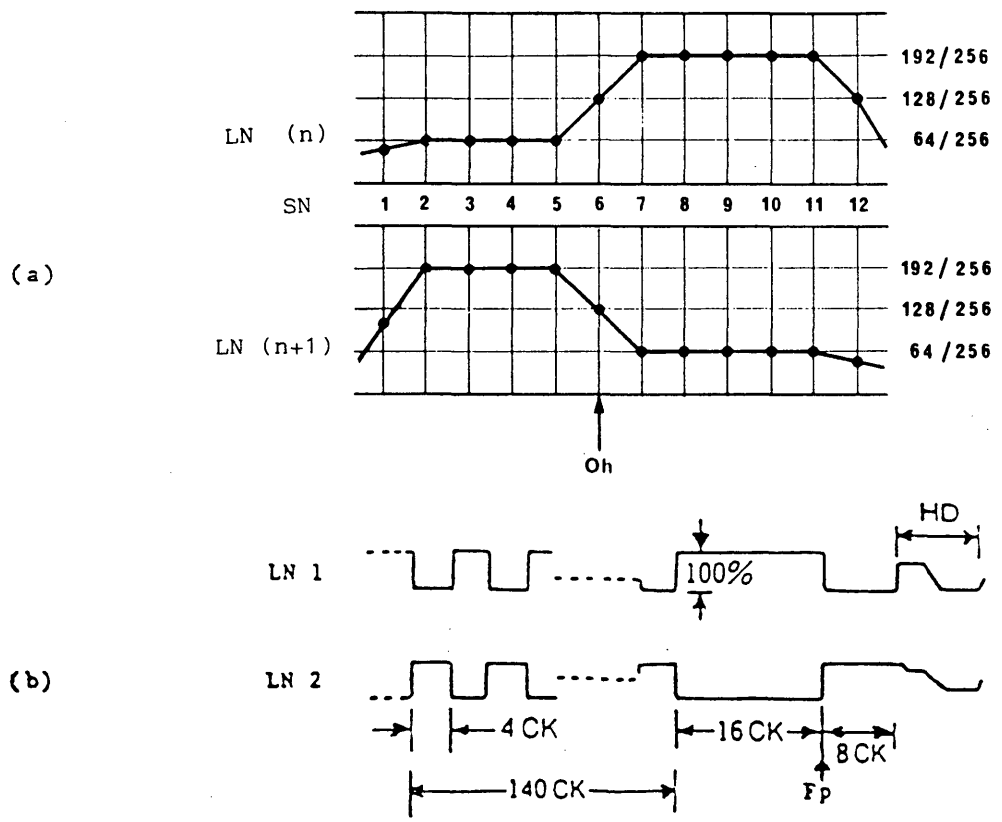


FIGURE 13 - Signaux de synchronisation

a) Signal de synchronisation ligne

LN (n): nième ligne
LN (n + 1): n plus unième ligne
SN: numéro des échantillons
Oh: référence temporelle de la synchronisation ligne

b) Signal de synchronisation trame

LN: numéro de la ligne
HD: signal de synchronisation ligne
F_p: point de l'impulsion trame
CK: durée d'un top d'horloge à 16,2 MHz

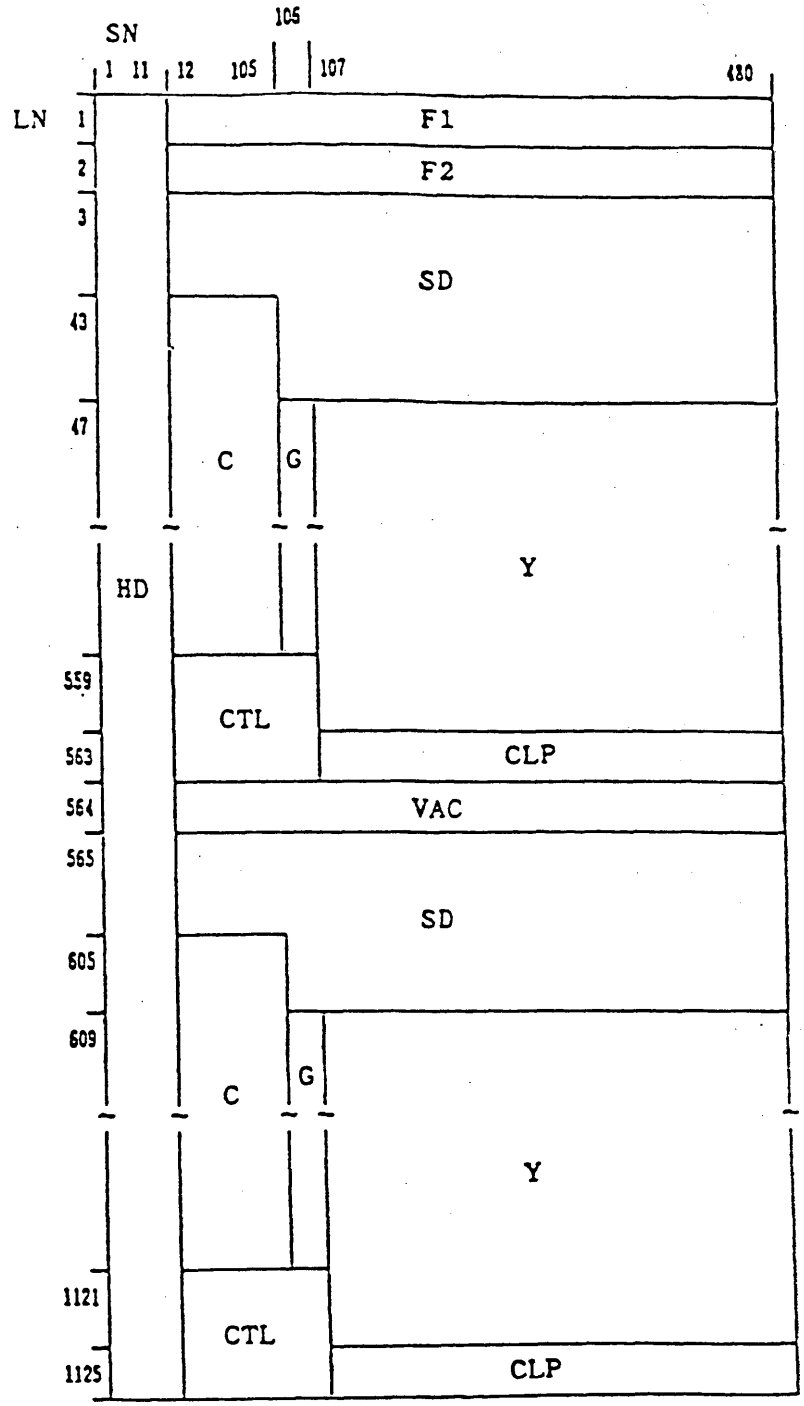


FIGURE 14 - Tableau de répartitions temporelles du signal pendant une trame

SN: numéro de l'échantillon
LN: numéro de la ligne
HD: signal de synchronisation ligne
F1: VITS N °1 et impulsion de trame N °1
F2: VITS N °2 et impulsion de trame N °2
SD: signaux sons et données
C: signaux différence de couleur (séquentiels ligne)
G: zone de garde
Y: signal de luminance
CTL: signaux de commande
CLP: niveau d'alignement (128/256)
VAC: libre

6. Traitement de luminance quasi constante associé au système MUSE

Les signaux d'entrée R', V' et B' (les ' indiquent des signaux précorrigés en gamma) passent dans le circuit appelé Gamma inverse et sont convertis en signaux R, V et B quasi-linéaires. Mais on sait que ces signaux R, V et B sont sensibles au bruit de transmission.

Pour s'affranchir de cette sensibilité, on ajoute des circuits non-linéaires; l'un sur la voie luminance pour améliorer le rapport signal sur bruit dans les plages sombres et l'autre sur la voie différence de couleur là où les couleurs sont peu saturées. Les Figures 15 et 16 représentent la non-linéarité spécifiée pour les voies luminance et différence de couleur du système MUSE respectivement. Cette non-linéarité qu'on a introduite pour la transmission sera complètement compensée dans le récepteur où les signaux redeviendront quasi linéaires comme il a été dit ci-dessus.

7. Modulation de fréquence et préaccentuation non-linéaire du système MUSE

Lorsque le signal MUSE est émis en modulation de fréquence, on recours à une préaccentuation non-linéaire. On peut définir ses caractéristiques à partir de la constitution du circuit de désaccentuation des récepteurs. On trouvera un exemple sur la Figure 17.

La Figure 18 présente les caractéristiques du traitement non-linéaire de la Figure 17. La Figure 19 donne la réponse en fréquence du circuit de désaccentuation que définit la Figure 17.

Les paramètres de modulation essentiels pour la radiodiffusion par satellite du système MUSE dans un canal de 27 MHz sont donnés dans le Tableau XIX.

8. Applications du système MUSE

On trouvera dans /CCIR, 1986-90b et c/ des renseignements techniques et quelques résultats de l'application de MUSE à un système de radiodiffusion par satellite.

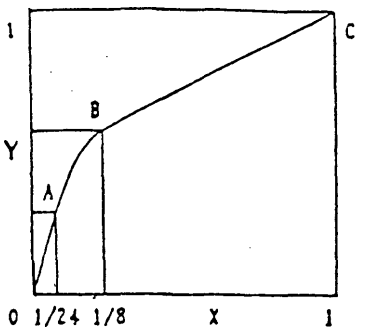


FIGURE 15 - Caractéristiques du circuit non linéaire pour l'émission des signaux différence de couleur

Abscisse: niveau d'entrée X
Ordonnée: niveau de sortie Y

La Figure ne représente que la moitié positive de la courbe. La partie négative s'en déduit par symétrie par rapport à l'origine. Lorsque le niveau du signal est ramené à 1 la courbe est définie par:

$Y = (5/3)X$ pour la partie 0-A
$Y = -(48/11)X^2 + (67/33)X - (1/132)$ pour la partie A-B
$Y = (31/33)X + (2/33)$ pour la partie B-C

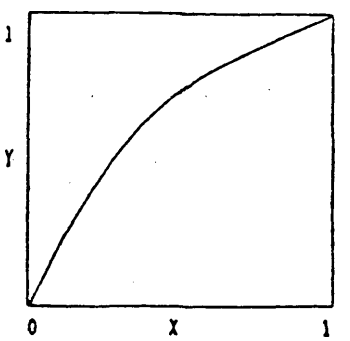


FIGURE 16 - Caractéristiques du circuit non linéaire pour l'émission du signal de luminance

Abscisse: niveau d'entrée X
Ordonnée: niveau de sortie Y

Lorsque le niveau du signal est ramené à 1, la courbe est définie par:

$X = (3/5)Y^2 + (2/5)Y$

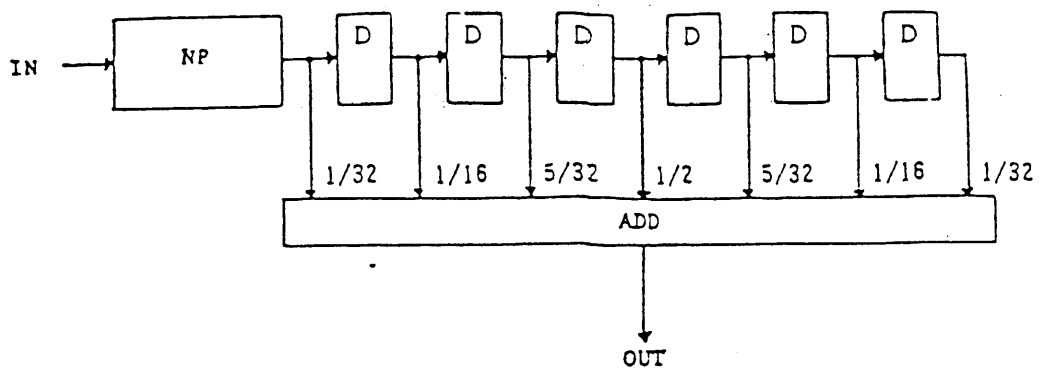


FIGURE 17 - Exemple de circuit de désaccentuation à employer dans le récepteur

IN : signal d'entrée
NP : processus non linéaire (voir la Figure 18)
D : retard d'un top d'horloge à 16,2 MHz
ADD: additionneur
OUT: signal de sortie

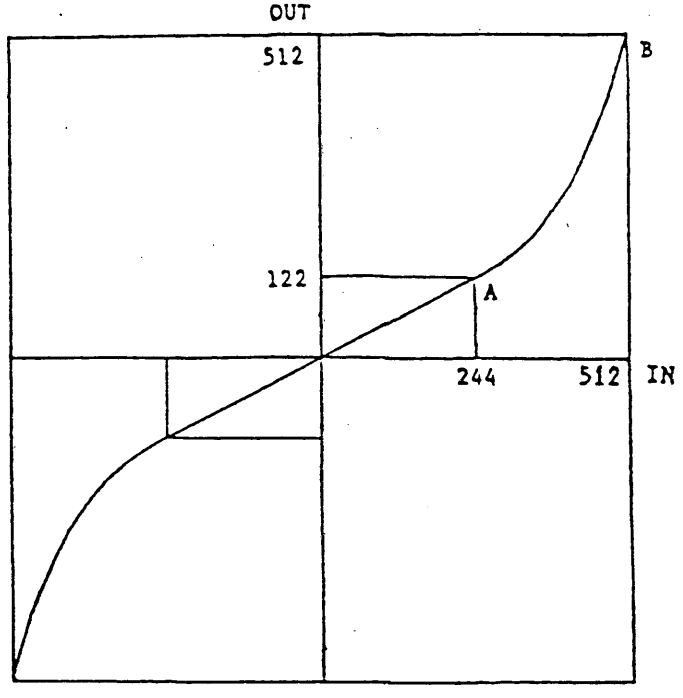


FIGURE 18 - Caractéristiques du processus non linéaire situé en amont de la désaccentuation (voir la Figure 17)

IN : niveau du signal d'entrée
OUT: niveau du signal de sortie

La courbe se définit comme suit:

droite de pente 1/2 pour la partie 0-A
arc d'ellipse de pente 1/2 en A et 5/2 en B pour la partie A-B

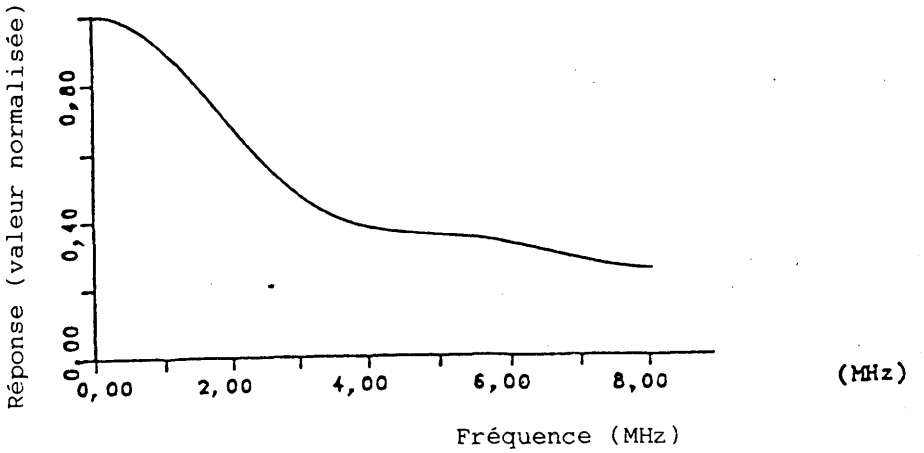


FIGURE 19 - Courbe de réponse en fréquence de la désaccentuation (donnée par la Figure 17)

TABLEAU XIX

Paramètres de modulation de MUSE

Largeur de bande nominale du signal vidéo (MHz)	8,1
Largeur de bande nominale du canal (MHz)	27
Modulation du signal image	MF
Modulation du son et des données	Multiplexage MIC ternaire pendant l'intervalle de suppression trame
Rapidité de modulation des symboles (Mbaud)	12,15
Débits du son et des données	1,35
Polarité de la modulation de fréquence	Positive
Composante continue	Préservée
Excursion de fréquence (MHz)	10,2
Caractéristiques de préaccentuation	Accentuation non linéaire [Ninomiya et autres, 1987]
Dispersion d'énergie (kHz)	600 Forme d'onde triangulaire synchrone de la trame

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

NINOMIYA, Y. et autres [1987] Concept du système MUSE et son protocole. NHK Lab. Note No. 345.

Documents du CCIR

[1986-90]: a. 10/52 (Japon); b. 10-11S/27 (Japon); c. 10-11S/29 (Japon).

ANNEXE III

SYSTEME DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE DE TVHD COMPATIBLE HDMAC

1. Conception

Le système HDMAC est conçu pour permettre l'introduction de la TVHD sur les services MAC/paquet existants, ou directement sous forme de nouveau service. Les Documents [CCIR, 1986-90a, b] exposent les considérations de conception relatives à la réduction de largeur de bande dans ce système.

Ces considérations portent notamment sur les points suivants: performance du système en ce qui concerne la qualité de l'image TVHD reçue; pleine utilisation des possibilités techniques actuelles; possibilités de développement du système compte tenu des progrès techniques; viabilité économique et adéquation du système du point de vue de son adoption par les radiodiffuseurs et, ultérieurement, par les téléspectateurs. Sur la base de ces considérations, les fabricants de récepteurs peuvent produire et commercialiser des récepteurs HDMAC comme compléments de leur ligne de produits, sans que les produits actuels soient périmés. Par ailleurs, la gamme des produits HDMAC est valorisée par la possibilité d'une amélioration de qualité de l'image. L'emploi de la TVAN permet de simplifier grandement les décodeurs HDMAC et de réduire par conséquent leur prix. De plus, les décodeurs ont un comportement uniforme en dépit des distorsions dans les canaux.

Le système HDMAC est optimalisé afin de pouvoir assurer des services de TVHD sur les canaux d'émission attribués par la CAMR RS-77, tout en préservant la compatibilité avec le système MAC/paquet. Ces contraintes mettent le projet EUREKA 95 dans une situation de compromis global entre la complexité du récepteur, la qualité de l'image à haute définition, image produite par la norme de balayage de 1250 lignes/50 trames, et la qualité de l'image compatible restituée sur les récepteurs domestiques MAC/paquet.

Ce système est conçu pour employer le repliement de spectre, le sous-échantillonnage et l'adaptation du mouvement, de manière à préserver la résolution aussi bien des mouvements statiques que des mouvements suivis pour la réception à haute définition [Hurault et autres, 1988].

2. Description du système

La spécification européenne d'un système de télévision à haute définition (TVHD), étudié dans le cadre du projet européen EUREKA 95, se fonde, quant à sa description complète, sur la spécification de la famille MAC/paquet décrite dans le Rapport 1073 [CCIR, 1986-90c].

Le multiplex à répartition dans le temps est utilisé pour le multiplexage image/son/données pour les transmissions HDMAC, qui comprennent deux niveaux de la famille MAC/paquet: les systèmes D-HDMAC/paquet et D2-HDMAC/paquet. Ces deux systèmes se prêtent bien à la radiodiffusion par satellite et à tout support de transmission qui garantit une bande de base d'environ 11 MHz. En outre, pour améliorer la performance de bruit, on utilise la pré-accentuation non linéaire (voir § 2.6).

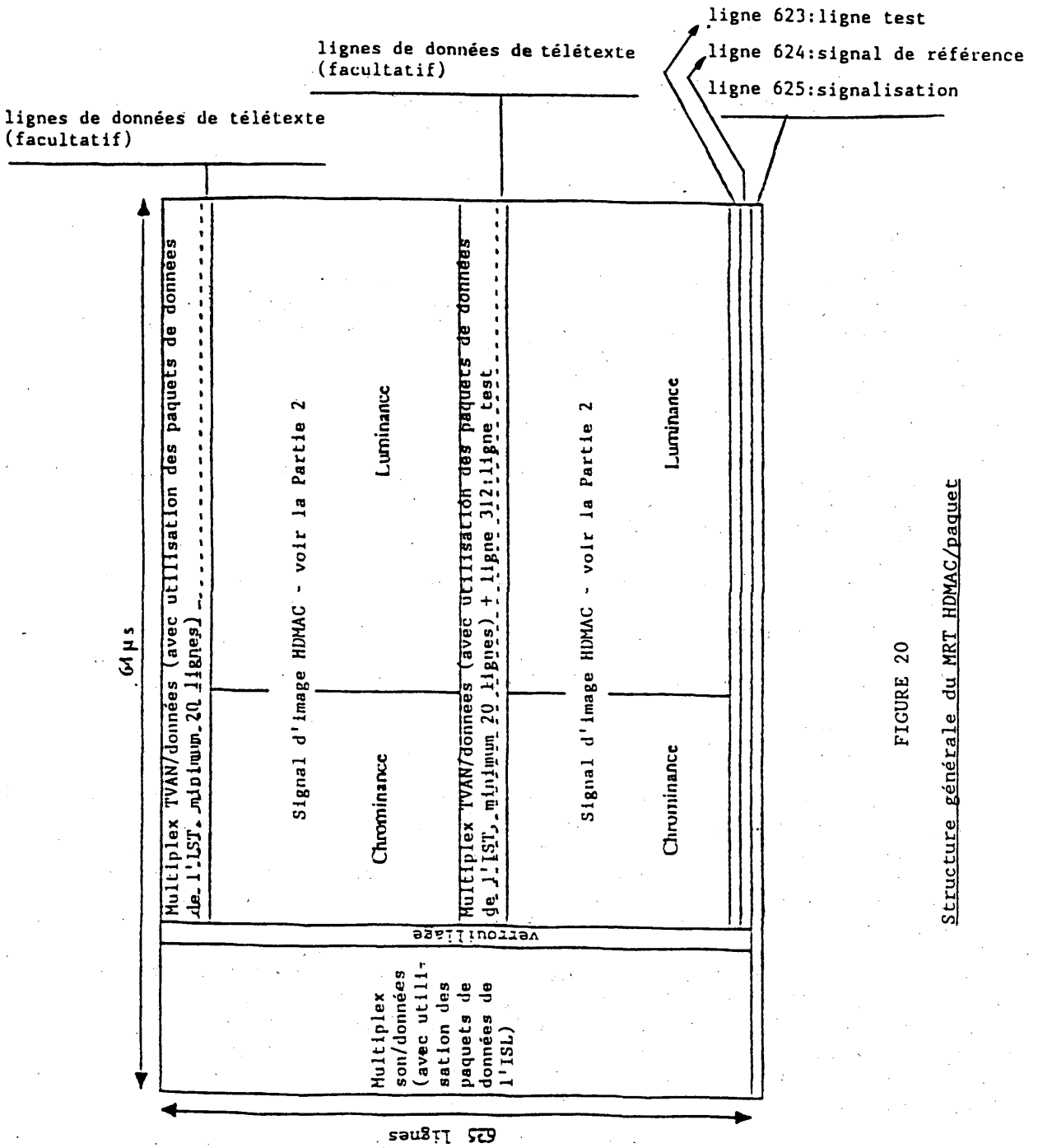


FIGURE 20

Structure générale du MRT HDMAC/paquet

2.1 Structure du multiplex

La structure du multiplex repose sur une trame numérique de 40 ms qui contient 625 lignes de 624 μs chacune. Le multiplex est constitué par trois composantes principales (voir la Figure 20):

- le signal d'image HDMAC;
- le paquet de données de l'intervalle de suppression ligne (ISL), qui véhicule le multiplex son/données;
- le paquet de données de l'intervalle de suppression trame (IST), qui véhicule le multiplex TVAN/données.

2.2 Son

Le son est codé conformément à la spécification MAC/paquet. La capacité disponible dans l'ISL équivaut à quatre voies son de haute qualité ou à huit voies son de qualité moyenne, compatibles avec MAC/paquet pour le système D2 et à huit voies son de haute qualité ou seize voies son de qualité moyenne, compatibles avec MAC/paquet pour le système D.

2.3 Signal d'image

Le Document [CCIR, 1986,90d] donne les caractéristiques en bande de base (elles sont résumées au Tableau XX). Les paramètres de modulation du signal HDMAC émis sont donnés dans le Tableau XXI.

2.4 Caractéristiques vidéo générales du signal d'image HDMAC

Voir Tableau XX.

2.5 Signal à largeur de bande réduite

Le codage "multi-branche" est utilisé pour la réduction de bande HDMAC [Vreeswijk et autres, 1988; Arragon et autres, 1988; Pele et Choquet, 1988].

Le Document [CCIR, 1986-90a] rend compte des évaluations subjectives faites par cinq laboratoires en Europe, qui ont abouti au choix, dans le cadre du programme EUREKA EU 95, du système de réduction de bande définitif HDMAC. Les algorithmes de sept solutions ont été évalués. Huit séquences d'images mobiles réduites portant sur divers matériels possibles (produits par des caméras vidéo à entrelacement à 1 250 et 625 lignes, films à 25 et 50 images/seconde) ont été utilisées. Pour les essais, on a employé une méthode à double stimulus avec un changement d'échelle de qualité graphique continue (conformément aux méthodes prônées par le CCIR). De manière générale, l'ordre de classement des sept algorithmes a été identique pour les cinq laboratoires qui ont effectué les essais et on a constaté une forte corrélation des différences quantitatives obtenues entre les notes moyennes. Les résultats donnent à penser que la méthode est fiable et que l'ordre de classement est valable.

Le codec BR HDMAC comporte trois branches de codage de luminance, contenant chacune des matrices de sous-échantillonnage en quinconce:

- une branche 80 ms avec résolution HD pour les plages fixes;
- une branche 40 ms avec compensation du mouvement pour des vitesses allant jusqu'à 12 échantillons par 40 ms;

- une branche 20 ms pour les mouvements rapides et les changements d'image brusques, sauf dans le mode film à 25 images/seconde.

La Figure 21 donne, pour tous les modes, la gamme transmissible dans le domaine espace-fréquence. Pour transmettre l'information contenue dans un système HD à 120 lignes le long d'un canal MAC/paquet à 625 lignes, on a recours à un procédé appelé "brassage".

TABLEAU XX

Caractéristiques vidéo générales du signal d'image HDMAC

Nombre de lignes émises par image:	625
Nombre de trames par seconde	50
Rapport d'entrelacement:	2:1
Largeur de spectre analogique (approx.)	11 MHz(1)
Format:	16:9 (associé à l'information de panoramique pour des images 4:3 compatibles)
Rapports de compression	
luminance:	3:2
différence de couleur:	3:1
Fréquence d'échantillonnage:	20,25 MHz(2)
Réception haute définition:	
Résolution de luminance	
horizontale	
statique et mouvement suivi:	620 c/apw(3)
mouvement non suivi:	310 c/apw
verticale	
statique:	400 c/apw(3)
mouvement:	200 c/apw
Réception compatible:	
Echantillons par ligne active	
luminance:	697
différence de couleur:	349

(1) Compte tenu de l'utilisation d'un filtre de Nyquist réalisable.

(2) Fréquence d'échantillonnage MAC classique.

(3) Cycles par largeur d'image active/hauteur de l'image.

TABLEAU XXI

Pamamètre de modulation HDMAC pour la radiodiffusion directe par satellite

Largeur de spectre nominale du signal d'image:	10,125 MHz à -3 dB
Largeur de bande nominale du canal:	27 MHz
Modulation:	MF
Polarité de la modulation de fréquence:	positive
Composante continue:	conservée
Caractéristiques de préaccentuation:	processus non linéaire appliqué seulement aux échantillons HDMAC et processus linéaire appliqué à tout le multiplex (comme en MAC)
Excursion de fréquence:	13,5 MHz à la fréquence de transition du réseau de préaccentuation linéaire (1,37 MHz)
Dispersion d'énergie:	onde triangulaire synchrone de trame (excursion correspondante de la porteuse: 600 kHz crête à crête)

La branche 40 ms est compensée en mouvement. Un vecteur mouvement est émis pour chaque bloc de 16 échantillons x 16 lignes sur la grille HD, par le moyen des données de TVAN.

Le codec BR HDMAC comporte trois branches de codage des signaux de différence de couleur: la première et la troisième sont en quinconce, la deuxième utilise une matrice de sous-échantillonnage orthogonal:

- une branche 80 ms avec résolution HD pour les plages fixes;
- une branche 40 ms pour les mouvements rapides et les changements d'image brusques;
- une branche 20 ms pour les mouvements rapides et les changements d'image brusques, sauf en mode film à 25 images/seconde.

La Figure 22 donne, pour tous les modes, la gamme transmissible dans le domaine espace-fréquence. Le brassage intratrame est utilisé pour les branches 80 et 20 ms, le brassage intertrames pour la branche 40 ms.

Il existe une option mode film qui active uniquement les branches 80 ms et 40 ms. Cela donne l'avantage maximal lorsqu'on sait que la source est un film à 25 images/seconde.

L'information de sélection de branche est transmise, après formatage, par les données de télévision assistée numériquement (TVAN) [Storey, 1986].

Les informations de TVAN contenant le signal de changement de branche offrent 1 700 possibilités, codées en mots de code d'une longueur de 11 bits. Le codage en quinconce par période de 80 millisecondes donne un débit binaire de 891 kbit/s. L'information de changement de différence de couleur est tirée des données de luminance.

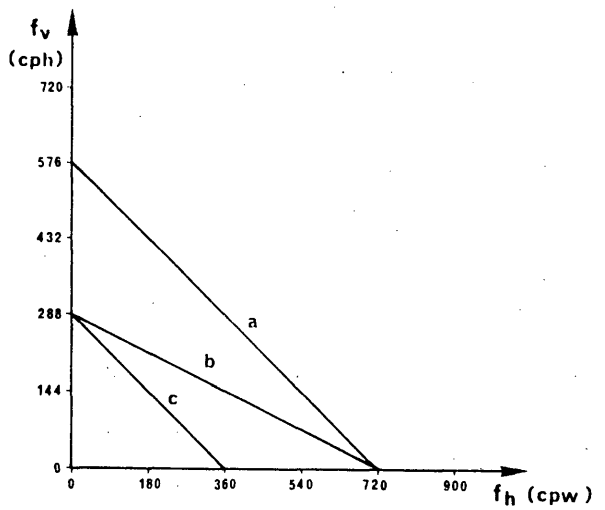
L'amélioration de la compatibilité pour le fluage des bords dans les plages fixes se fait par filtrage vertical à l'intérieur des trames, avec un affaiblissement de 6 dB.

2.6. Exemple de réseau de pré/désaccentuation non linéaire compatible E7

On trouvera ci-après une brève description du système E7. Pour la description complète, voir le Rapport 1074 [CCIR, 1986-90e].

Le système "E7" est une pré-accentuation/désaccentuation non linéaire qui a été conçue pour assurer une amélioration au plan du bruit et du brouillage sans dégradation de seuil. E7 est un système de compression-extension instantanée dépendant de la fréquence. Il est "compatible" en ce sens qu'il n'a aucun effet aux fréquences vidéo basses, si bien que l'excursion statique du signal MF n'est pas affectée. Le système E7 peut être mis en oeuvre sous forme analogique ou numérique.

Dans le système E7, les composantes haute fréquence (au-dessus de 2 MHz) du signal sont transmises à travers un réseau non linéaire. La non-linéarité est définie sur la Figure 23. Le réseau de préaccentuation est décrit sur les Figures 24 et 25.



(a) mode 80 ms
(b) mode 40 ms
(c) mode 20 ms

FIGURE 21 - Gamme transmissible dans le domaine espace-fréquence pour les structures d'échantillonnage de la luminance

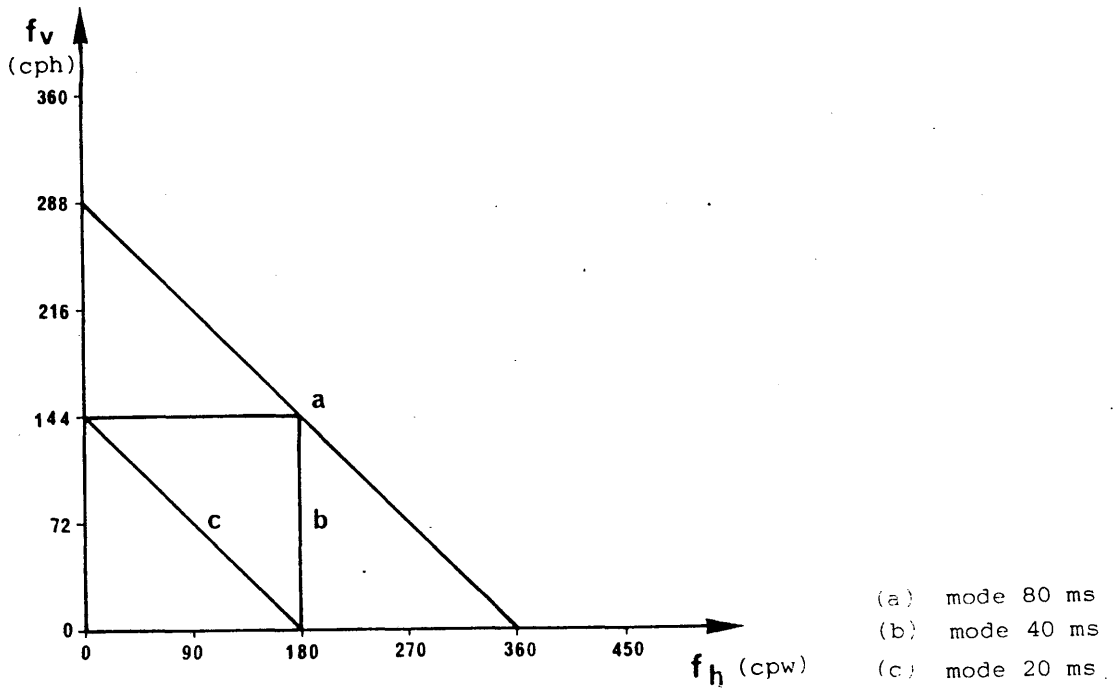


FIGURE 22 - Gamme transmissible du spectre espace-fréquence des signaux de différence de couleur

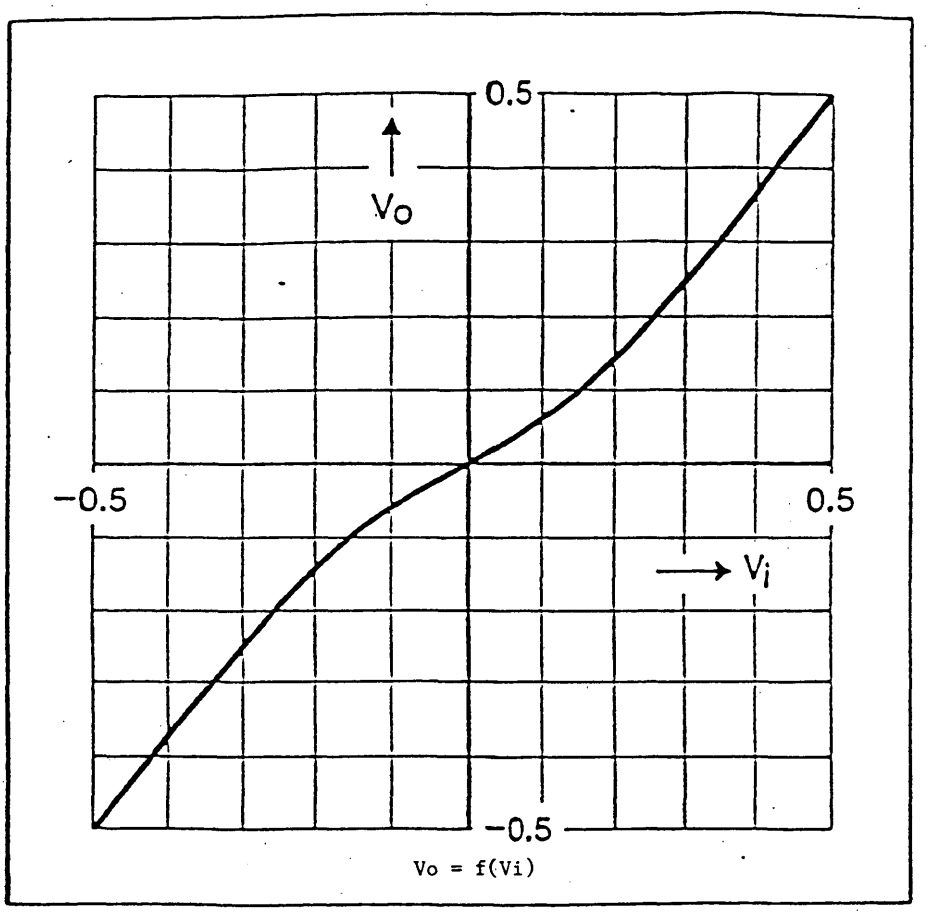


FIGURE 23 - Fonction non linéaire N^{-1}

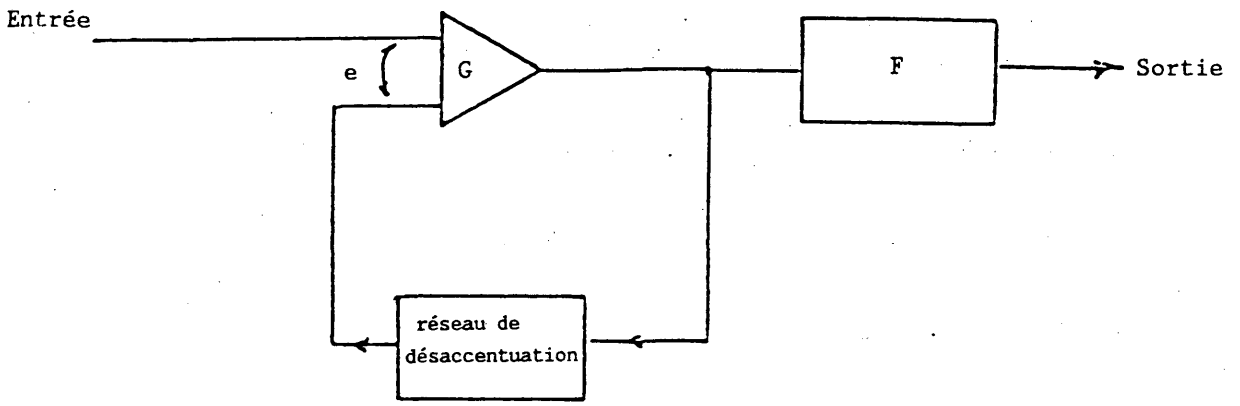


FIGURE 24 - Configuration de préaccentuation analogique

F: filtre passe-bas
G: gain d'amplificateur >>1
e: signal d'erreur

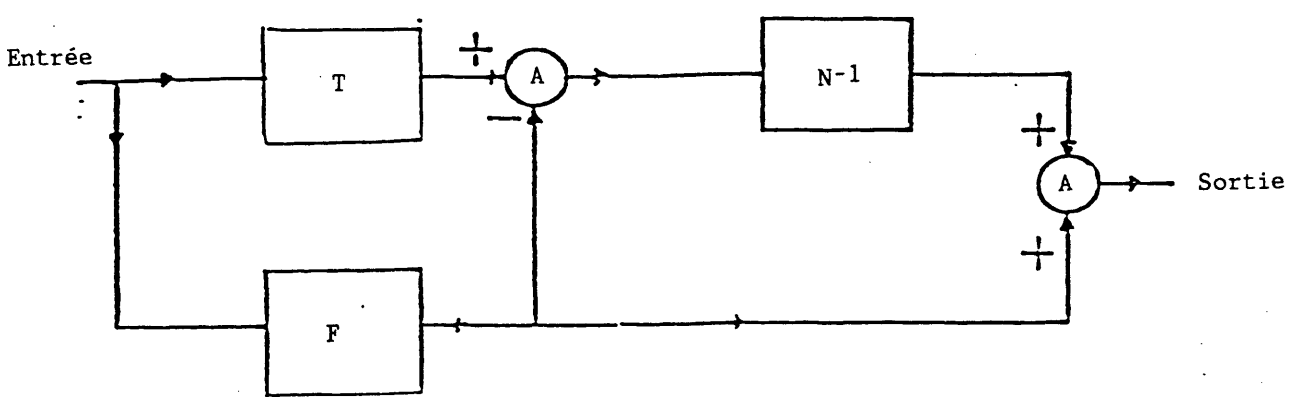


FIGURE 25 - Schéma de désaccentuation E7

A: dispositif d'adjonction
T: élément de retard
F: filtre passe-bas
N^{-1}: fonction non-linéaire

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ARRAGON, J.-P., et autres [1988] - Instrumentation of a compatible HDMAC coding system using DATV. IEE Conference Publication N° 293.

HURAULT, J.-P., ARRAGON, J.-P. [1988] - Development of advanced HDMAC coding algorithms. Philips France. IEE Conference publication N° 293.

PELE, D. et CHOQUET, B. [1988] - Estimation of apparent motion fields in HDMAC. CCETT France. IEE Conference Publication N° 293.

STOREY, R. [1986] - HDTV motion adaptive bandwidth reduction using DATV. BBC, Royaume-Uni, IEE Conference Publication N° 268.

VREESWIJK, F.W.P., et autres [1988] - HDMAC coding of high definition television signals. Philips Netherlands, France et Royaume-Uni. IEE Conference Publication N° 293.

Documents du CCIR:

[1986-90] a. 11/6-2013 (Pays-Bas); b. 11/6-2086 (France, Pays-Bas, Royaume-Uni); c. 11/6-2096 (France); d. 11/6-1063 (Royaume-Uni); e. 10-11/3-108 (GTIM 10-11/3).

ANNEXE IV

SYSTEMES EN COURS DE MISE AU POINT EN AMERIQUE DU NORD

1. Système HDS-NA par satellite: format de TVHD MAC pour applications en modulation de fréquence

1.1 Introduction

Les applications de la MF au satellite ou à l'enregistrement sur bande magnétique présentent des points critiques pour la distribution de TVHD en Amérique du Nord. Outre les transmissions actuelles, par le service fixe par satellite (SFS), de programmes aux stations d'émission et aux têtes de réseaux câblés, on pourra introduire des satellites dans le service de radiodiffusion par satellite (SRS). Il a été démontré que, sur les liaisons MF par satellite le signal à composantes analogiques multiplexées (MAC) présentait de grands avantages par rapport aux formats à entrelacement fréquentiel multiplexé (comme le NTSC). Toutefois, les formats MAC ne conviennent pas aux Etats-Unis, ni à la radiodiffusion de Terre de TVHD ni à la distribution par câble, car il faudrait qu'ils soient compatibles avec l'actuel format NTSC (système M). C'est pourquoi on a proposé aux Etats-Unis pour la transmission par satellite, deux formats de signaux de TVHD appelés HDS-NA (désignés ci-après par les lettres "a" et "b"). Ils sont optimaux pour la transmission et l'émission de programmes de TVHD et se prêtent à un transcodage de l'un à l'autre ainsi qu'en NTSC, grâce à des caractéristiques communes en bande de base. La présente annexe décrit les applications du signal HDS-NA pour la transmission et l'émission en MF.

1.2 Le signal HDS-NA

Le signal de source de TVHD nécessaire au codeur HDS-NA fournit un format double:

a) progressif (1:1): 525 lignes; format d'image 16:9; fréquence trame 59,94 Hz, ou

b) entrelacé (2:1): 1 050 lignes; format d'image 16:9; fréquence trame: 59,94 Hz.

Le choix d'un balayage entrelacé ou progressif dépend de l'application: entrelacé pour des images fixes ou à succession lente (par exemple 24 images par seconde); progressif pour rendre au mieux le mouvement. La description suivante de la présentation du signal correspond à une source progressive à 525 lignes. Pour une source de 1 050 lignes entrelacées, on réalise un balayage à 525 lignes à positionnement correct.

Comme tous les systèmes de TVHD à largeur de bande limitée, le HDS-NA applique une technique de sous-échantillonage pour réduire la quantité d'information. En HDS-NA, on emploie un sous-échantillonnage linéaire qui donne, avec un décodeur peu coûteux, un excellent rendu du mouvement et une image à haute résolution. Il permet aussi, d'étendre la résolution. Si on a besoin d'une largeur de bande plus grande, pour des systèmes de télévision améliorés (TVA) de haute qualité, on peut aisément étendre la résolution horizontale du signal HDS-NA par satellite sans rendre obsolètes le format ou les récepteurs existants. Si le décodeur comprend une mémoire, on peut améliorer la résolution diagonale.

Lorsque le signal de source est progressif à 525 lignes, une ligne sur deux est remplacée par un signal de différence de ligne qui contient les informations nécessaires pour augmenter la résolution verticale. Pour une source de 1 050 lignes entrelacées, on produit un signal similaire, le signal de soustraction de ligne. Cela se fait en parallèle avec une conversion de balayage initial pour passer de 1 050 lignes entrelacées à 525 lignes progressives. La conversion s'effectue, sans qu'apparaissent des défauts, au moyen d'un algorithme optimisé pour permettre la conversion ultérieure au NTSC à balayage entrelacé à 525 lignes.

Le format du signal HDS-NA par satellite est unique, avec extension et compression temporelles. On assemble un bloc de 8 paquets vidéo et de données au moyen d'une "superligne" de 127,11 microsecondes, de durée double de celle d'une ligne NTSC. La "super-image" de 525 superlignes comprend les éléments de 4 trames consécutives à 59,94 Hz, de durée équivalente à 4 trames NTSC.

Source de 525 lignes progressives

Le signal de différence de ligne (DL) s'obtient à partir de trois lignes adjacentes. Sur la Figure 26, la ligne de source S_2 est, dans le signal codé, remplacée par DL_2. La formule qui lie DL et les lignes de source est la suivante:

$$DL_n = S_n - (S_{n-1} + S_{n+1})/2$$

A la réception de l'émission HDS-NA, on reconstitue la ligne de la source comme suit:

$$S_n = DL_n + (S_{n-1} + S_{n+1})/2$$

Source de 1 050 lignes entrelacées

Avec une source de 1 050 lignes entrelacées, il faut, pour construire la superligne, produire d'abord, pour faciliter le transcodage vers un signal d'émission de Terre ou par câble compatible avec le NTSC, un balayage progressif à 525 lignes à positionnement correct. On effectue deux opérations. D'abord, on produit un balayage progressif en 525 lignes à partir de chaque trame du signal à 1 050 lignes entrelacées. Les lignes de sources impaires S_1, S_3, S_5, ... de la trame 1 (voir Figure 27) deviennent les lignes progressives P_1, P_3, P_5, ... et les lignes de source paires S_2, S_4, S_6, ..., les lignes P_2, P_4, P_6, ..., grâce aux relations:

$$P_{ni} = (1/4)\ S_{2n-1} + (3/4)\ S_{2n+1} \quad \text{lignes de source impaires}$$

$$P_{np} = (3/4)\ S_{2n} + (1/4)\ S_{2n+2} \quad \text{lignes de source paires}$$

En outre, on tire de la source à 1 050 lignes entrelacées un signal de soustraction de ligne SL. Les relations entre les lignes de source et le signal SL sont les suivantes:

$$SL_{ni} = S_{2n-3} - S_{2n-1} \quad \text{lignes de source impaires}$$

$$SLn_p = S_{2n} - S_{2n-2} \quad \text{lignes de source paires}$$

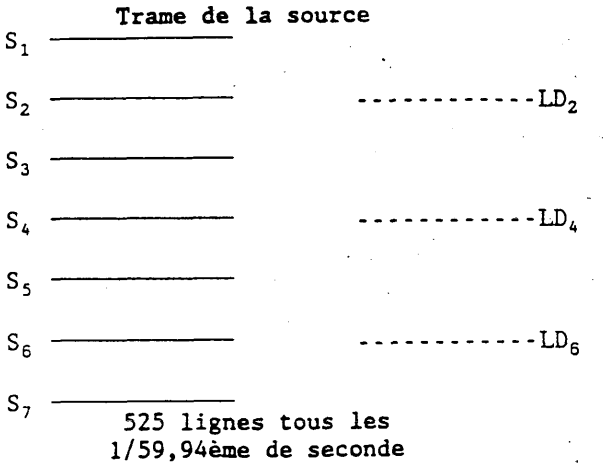


FIGURE 26 - Signal HDS-NA par satellite - Disposition géométrique du balayage pour source progressive à 525 lignes

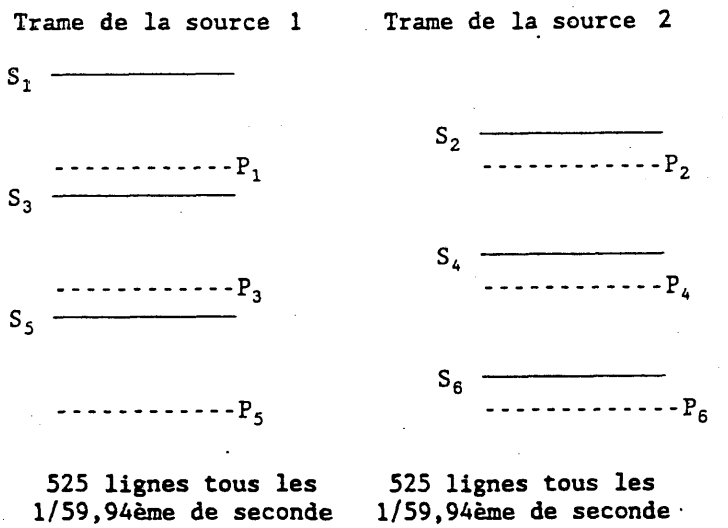


FIGURE 27 - Signal HDS-NA par satellite - Disposition géométrique du balayage pour source entrelacée à 1050 lignes

Dans la transmission, les signaux de luminance P_1, SL_2, P_3, SL_4, P_5, SL_6 ..., constituent en balayage progressif une image qui exige un canal de même capacité que le signal de 525 lignes progressif décrit ci-dessus, et ils sont suivis de l'image P_2, SL_3, P_4, SL_5, P_6, SL_7 ... Après réception, le signal entrelacé à 1 050 lignes est reconstitué au moyen de la formule:

$$S_n = (3/4)SL_{n+1} + P_n$$

Pour une source à 1 050 lignes entrelacées, la définition exacte de l'algorithme de conversion de balayage pourra évoluer au fur et à mesure du perfectionnement du système.

1.2.1 Superligne HDS-NA

La Figure 28 représente les paquets de la superligne, à la fois pour la source progressive à 525 lignes et pour la source de 1 050 lignes entrelacées avec conversion de balayage en 525 lignes progressif à positionnement correct; ils sont décrits ci-dessous:

Y_1 signal de luminance de la ligne 1, à résolution 280 lignes/hi, largeur de bande filtrée horizontalement à 9,54 MHz;

Y_3 signal de luminance de la ligne 3, à résolution horizontale de 500 lignes/hi augmentée dans le rapport 16:9 pour avoir une compression de fréquence à 9,54 MHz;

DL_2/SL_2 composante différence de ligne en luminance, prend la place de la ligne 2, achemine une information horizontale de 140 lignes/li, obtenue à partir de la ligne de source filtrée horizontalement moins la moyenne des deux lignes adjacentes. Ce paquet, subissant un filtrage passe-haut horizontal et passe-bas vertical pour améliorer la résolution verticale, est comprimé dans le Rapport 2:1;

DL_4/SL_4 comme pour DL_2 ou SL_2, prenant la place de la ligne 4;

I composante de couleur matricée réduite dans le Rapport 4:1, à résolution horizontale de 140 lignes/hi à 59,94 Hz;

Q composante de couleur matricée réduite dans le Rapport 4:1, à résolution horizontale de 70 lignes/hi à 59,94 Hz;

SSN synchronisation et son numériques et information d'accès conditionnel d'une durée de 8,2 microsecondes. On peut par prudence prendre un débit de données de 1,375 Mbit/s. Le SSN peut par exemple comporter un système de codage existant qui fournit quatre voies son à 243 kbit/s et 403 kbit/s pour l'accès conditionnel et d'autres services. La synchronisation numérique, fondée sur des techniques de corrélation, nécessite moins de 1 kbit/s;

Alignement période d'alignement au niveau du gris.

Les indices sont relatifs à l'emplacement de chaque paquet dans la séquence à 4 lignes et 4 trames de la superimage. Le Tableau XXII énumère les caractéristiques de chaque paquet. La superligne occupe une largeur de bande de base de 9,54 MHz, qui peut tenir dans un canal de satellite de 24 ou de 27 MHz.

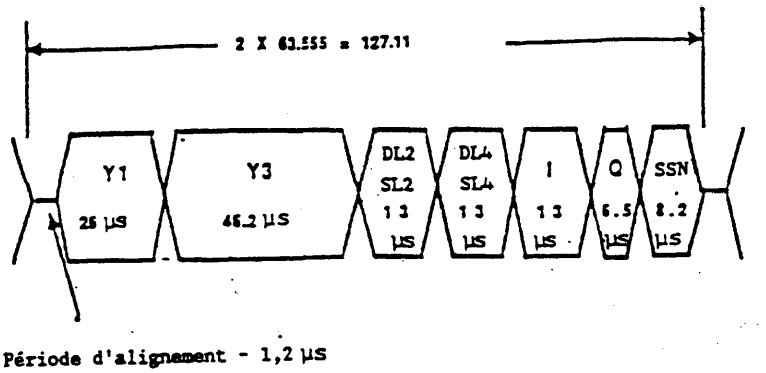


FIGURE 28 - Signal HDS-NA par satellite - Superligne et position des paquets vidéo et de données

TABLEAU XXII

Caractéristiques des composantes du signal HDS-NA par satellite

Composante	Rapport de compression	Durée (μs)	Fréquence en bande de base	
			Avant compression (MHz)	Après compression (MHz)
Y_1	1:1	26	9,54	9,54
Y_3	9:16	46,2	16,8	9,54
DL_2 SL_2	2:1	13	4,75	9,54
DL_4 SL_4	2:1	13	4,75	9,54
I	2:1	13	4,75	9,54
Q	4:1	6,5	2,375	9,54
SSN		8,2		
Alignement		1,2		

1.3 Spectre du HDS-NA

La Figure 29 représente, dans le cas d'une source progressive à 525 lignes, la distribution spectrale à deux dimensions du signal codé. La résolution horizontale de la luminance est de 500 lignes/hi avec 480 lignes actives renouvelées 59,94 fois par seconde. Certains détails obliques sont renouvelés à rythme plus faible, 29,97 et 14,98 Hz. En outre, le système offre 4 voies (deux paires stéréophoniques) de qualité voisine de celle du disque compact, et de l'information de contrôle d'accès conditionnel.

La Figure 30 donne la distribution spectrale à deux dimensions d'une source à 1 050 lignes entrelacées. La résolution verticale nominale est de 680 lignes et la résolution diagonale est réduite. La quantité des données fournies pour le son et l'accès conditionnel est la même qu'avec une source progressive à 525 lignes.

Le codeur et le décodeur du signal HDS-NA par satellite ont été construits et des démonstrations du signal traité en bande de base ont eu lieu. Des essais sur satellite ont commencé vers la fin de 1989.

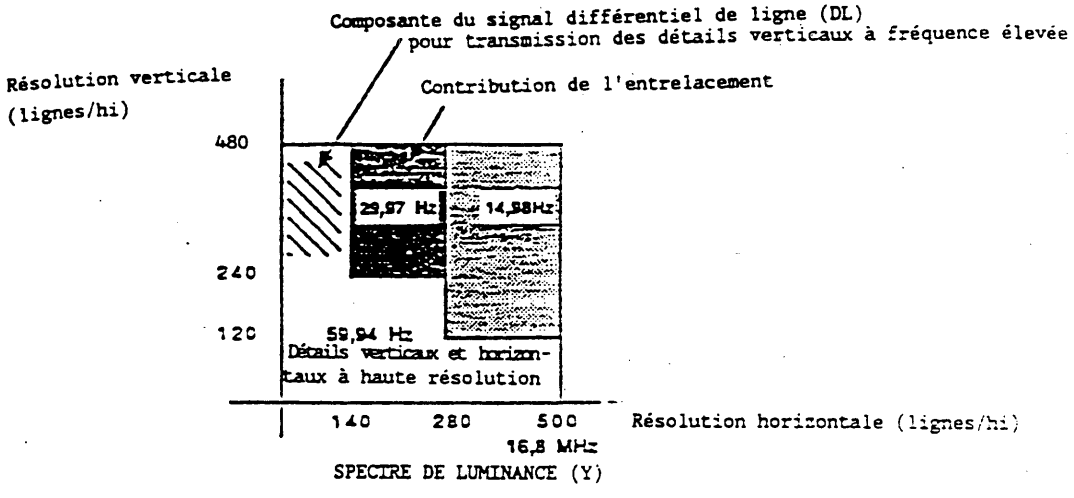


FIGURE 29 - Signal HDS-NA par satellite - Distribution spectrale spatiale - Signal de source progressif (1:1); 525 lignes; format d'image 15:9; fréquence d'image 59,94 Hz

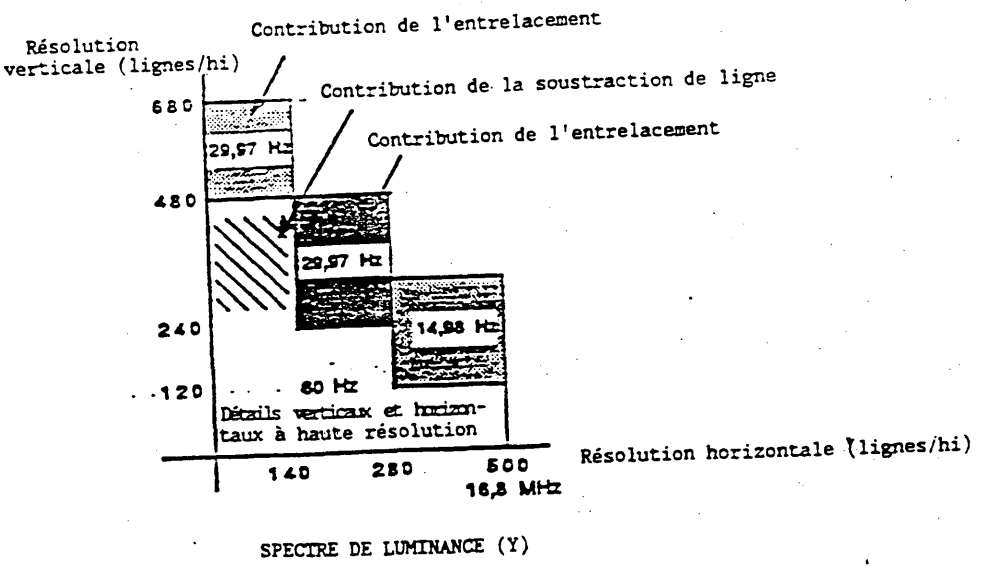


FIGURE 30 - Signal HDS-NA par satellite - Distribution spectrale spatiale
Signal de source entrelacé (2:1), 1050 lignes; format d'image 16:9; fréquence d'image 59,94 Hz

2. HDB-MAC, format de TVHD conçu pour la transmission et l'émission par satellite

2.1 Introduction

Le système HDB-MAC est avant tout destiné aux émissions à accès conditionnel par satellite, mais il sera aussi acheminé par des câbles ou d'autres supports, si nécessaire.

Le HDB-MAC fonctionne avec un multiplex temporel de luminance et de chrominance pour éviter les diaphoties de couleur et de luminance. Il faut un convertisseur pour délivrer un signal NTSC aux récepteurs NTSC.

Le HDB-MAC comporte 525 lignes au format entrelacé 2:1 pour la transmission, ce qui simplifie la conversion pour des récepteurs NTSC non-TVHD. Un système équivalent peut être aussi défini pour un environnement à 625 lignes. Les décodeurs de TVHD ont un convertisseur de balayage à mémoire de trame adaptative pour produire une image à 525 lignes à balayage séquentiel. Comme les récepteurs de TVHD devront être capables de traiter des signaux d'entrée NTSC, on peut raisonnablement admettre qu'ils comprendront tous un convertisseur de balayage entrelacé/progressif. Avec cette méthode, on obtient pour les plages fixes une résolution verticale de 480 lignes par hauteur d'image et de 320 lignes par hauteur d'image pour les plages mobiles.

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

Le HDB-MAC met en oeuvre un repliement du spectre sous-Nyquist qui réduit la résolution diagonale au profit d'une résolution horizontale améliorée. Il faut pour cela recourir à des mémoires de ligne (et non pas de trame). Avec cette technique, on obtient une définition horizontale de 535 lignes par hauteur d'image pour les plages fixes de l'image ainsi que pour les plages mobiles. Le signal HDB-MAC a en bande de base une largeur de bande de 10,7 MHz à 6 dB. L'énergie de repliement (sur la diagonale) n'apparaît qu'au-dessus de 7 MHz et il suffit donc d'un décodeur simple (non prévu pour la TVHD) pour l'éliminer au moyen d'un filtre passe-bas (voir Figure 31).

Le système peut produire des images sur écran au format 16:9 ou au format 4:3 (les décodeurs non TVHD choisissent une portion centrale au format 4:3 de l'image par commande du balayage et la convertissent en NTSC).

La Figure 32 représente le multiplex de ligne de HDB-MAC. Les segments de données du signal acheminent six voies son numériques ainsi que du texte et des données. Le multiplex de données et les systèmes d'accès conditionnel et d'embrouillage sont identiques à ceux du système B-MAC décrit dans le Rapport 1073 et dans la publication spéciale du CCIR "Spécifications du système de transmission pour le service de radiodiffusion par satellite".

Le faible prix du décodeur est un des avantages essentiels du HDB-MAC. L'augmentation de la définition horizontale étant obtenue par repliement du spectre à deux dimensions, il suffit d'une mémoire de ligne pour traiter le signal. Pour cette partie du récepteur, il faut 450 000 portes, y compris les autres fonctions du B-MAC (son, texte, données et accès conditionnel).

Dans le récepteur de télévision, il faut au moins une mémoire de trame pour la conversion de balayage qui étend la définition verticale. Mais cette mémoire sera forcément présente dans les récepteurs de TVHD pour traiter les signaux NTSC qui ne sont pas à haute définition.

Le système accepte des décodeurs et des normes de visualisation de qualité très diverse. Les tubes cathodiques et les systèmes de projection peuvent fonctionner aux normes suivantes:

4:3	525 lignes	entrelacement 2:1
4:3	525 lignes	progressif 1:1
16:9	525 lignes	entrelacement 2:1
16:9	525 lignes	progressif 1:1

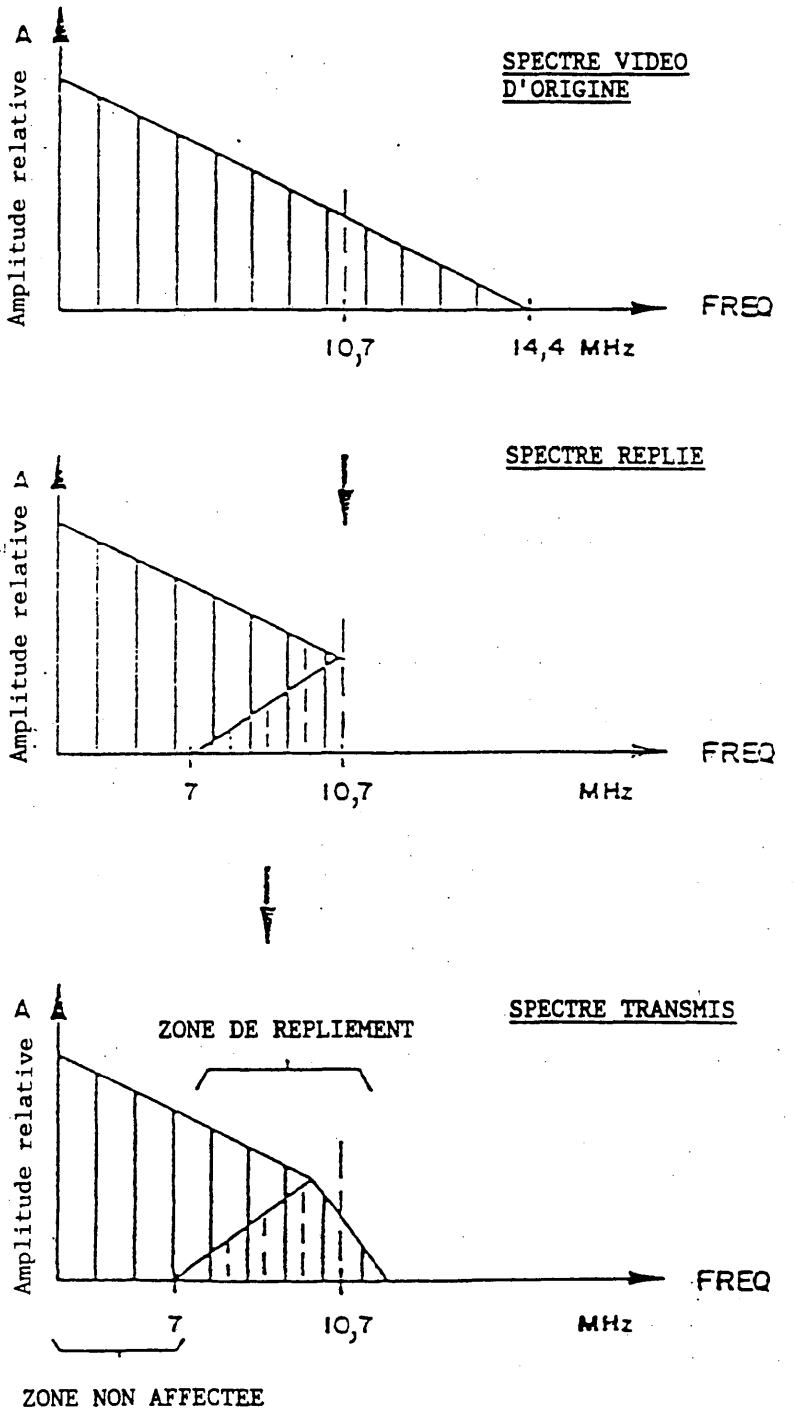
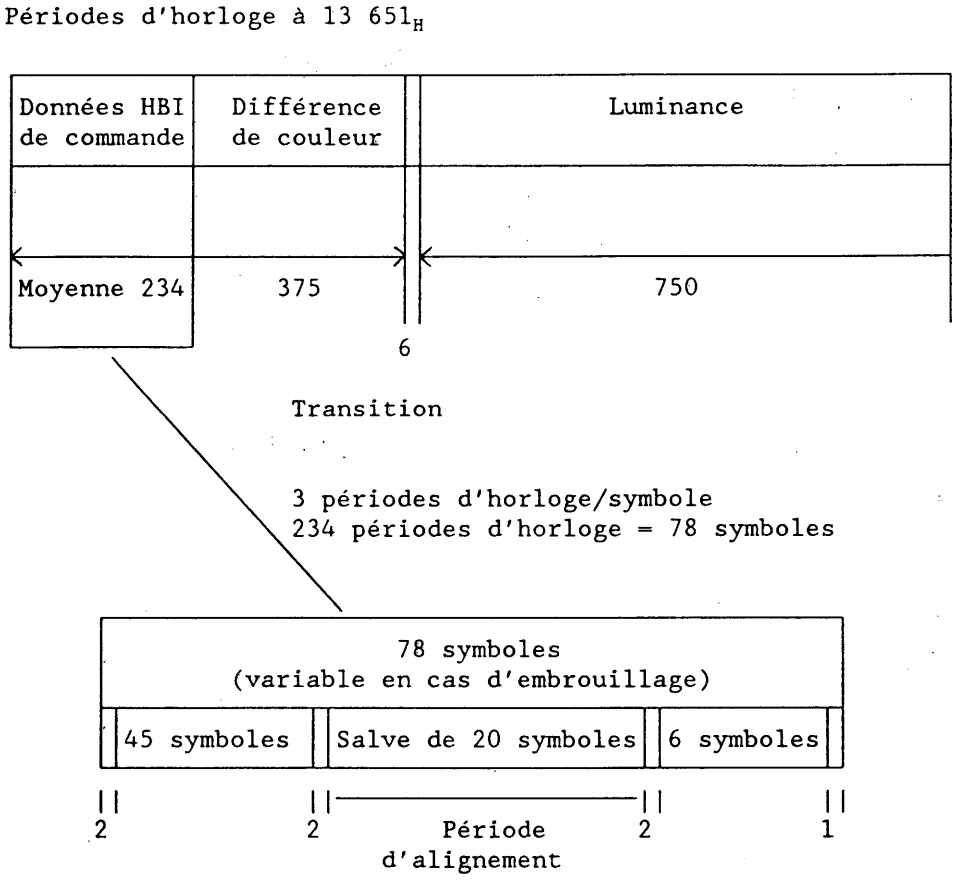


FIGURE 31 - Repliement du spectre



Notes:

a) Sur une ligne non embrouillée, le nombre des symboles de données utiles est 51.

b) Sur une ligne non embrouillée, la position de la salve est celle qui est indiquée ci-dessus.

c) Sur une ligne embrouillée, le nombre de symboles de données utiles est compris entre 43 et 59.

d) Sur une ligne embrouillée, la position de la salve parmi les symboles de données utiles peut être pseudo-aléatoire.

FIGURE 32 - Multiplex de ligne B-MAC

Le système HDB-MAC dérive du système B-MAC qui est bien au point, qui a fait l'objet d'essais exhaustifs et qui est opérationnel; c'est une extrapolation du B-MAC. En Australie, le système HDB-MAC a été retenu sur le plan national et il est mis en oeuvre dans le monde sur plus de 100 canaux de satellites.

Le système HDB-MAC a fait récemment l'objet de démonstrations aux Etats-Unis à la Conférence de 1989 de la National Association of Broadcasters et à la Conférence de 1989 de la National Cable Television Association. Il est prévu qu'un réseau expérimental de TVHD à la norme HDB-MAC commence à être exploité à l'automne 1989.

2.2 Caractéristiques du système

2.2.1 Compatibilité

Il faut au HDB-MAC un répéteur de satellite qui ait une largeur de bande de 24 ou 27 MHz.

Le signal de sortie du HDB-MAC a les caractéristiques suivantes:

- balayage séquentiel à 525 lignes;
- composantes RVB séparées;
- largeur de bande de luminance: 18 MHz;
- format: 16:9.

Dans les systèmes de Terre et par câble, plusieurs formats de télévision améliorée exigent que les signaux d'entrée présentent ces caractéristiques. Le HDB-MAC peut donc servir de signal d'alimentation ou pour la réception directe.

2.2.2 Résolution spatiale et temporelle de la luminance et de la chrominance

La Figure 33 représente la réponse statique et dynamique en luminance. La résolution statique horizontale est de 535 lignes/hi. La résolution statique verticale est de 480 lignes.

La résolution dynamique horizontale reste 535 lignes/hi. La résolution dynamique verticale est de 320 lignes.

La Figure 34 représente la réponse en chrominance. Les résolutions horizontales, tant statique que dynamique, sont de 260 lignes. La résolution verticale statique est de 120 lignes. Il n'y a pas de perte de résolution dynamique diagonale.

2.2.3 Caractéristiques de chromaticité et de colorimétrie

Les axes de différence de couleur sont R-Y et B-Y. Les couleurs primaires sont définies comme en NTSC.

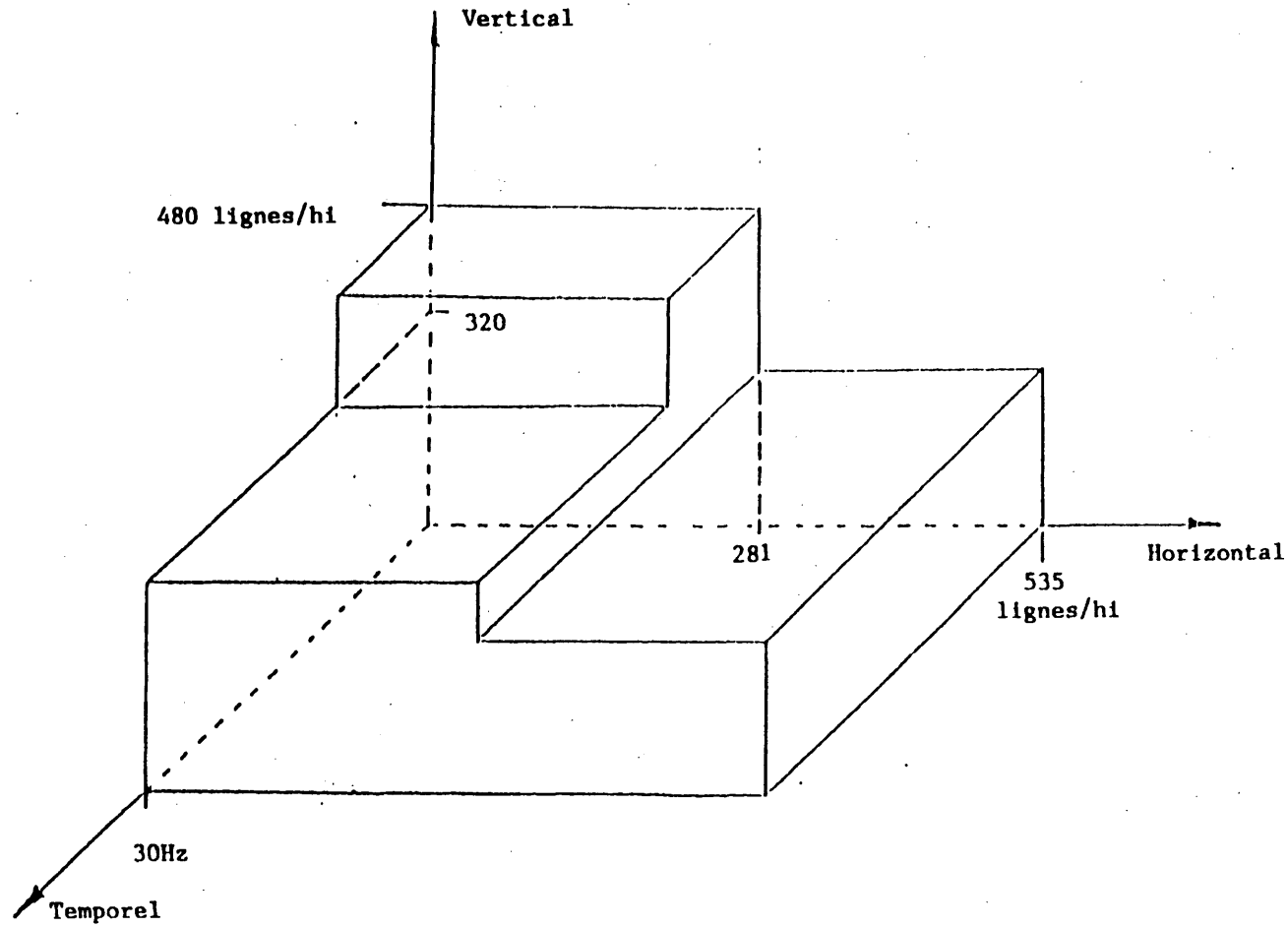


FIGURE 33

Résolution en luminance (statique et dynamique) en HDB-MAC

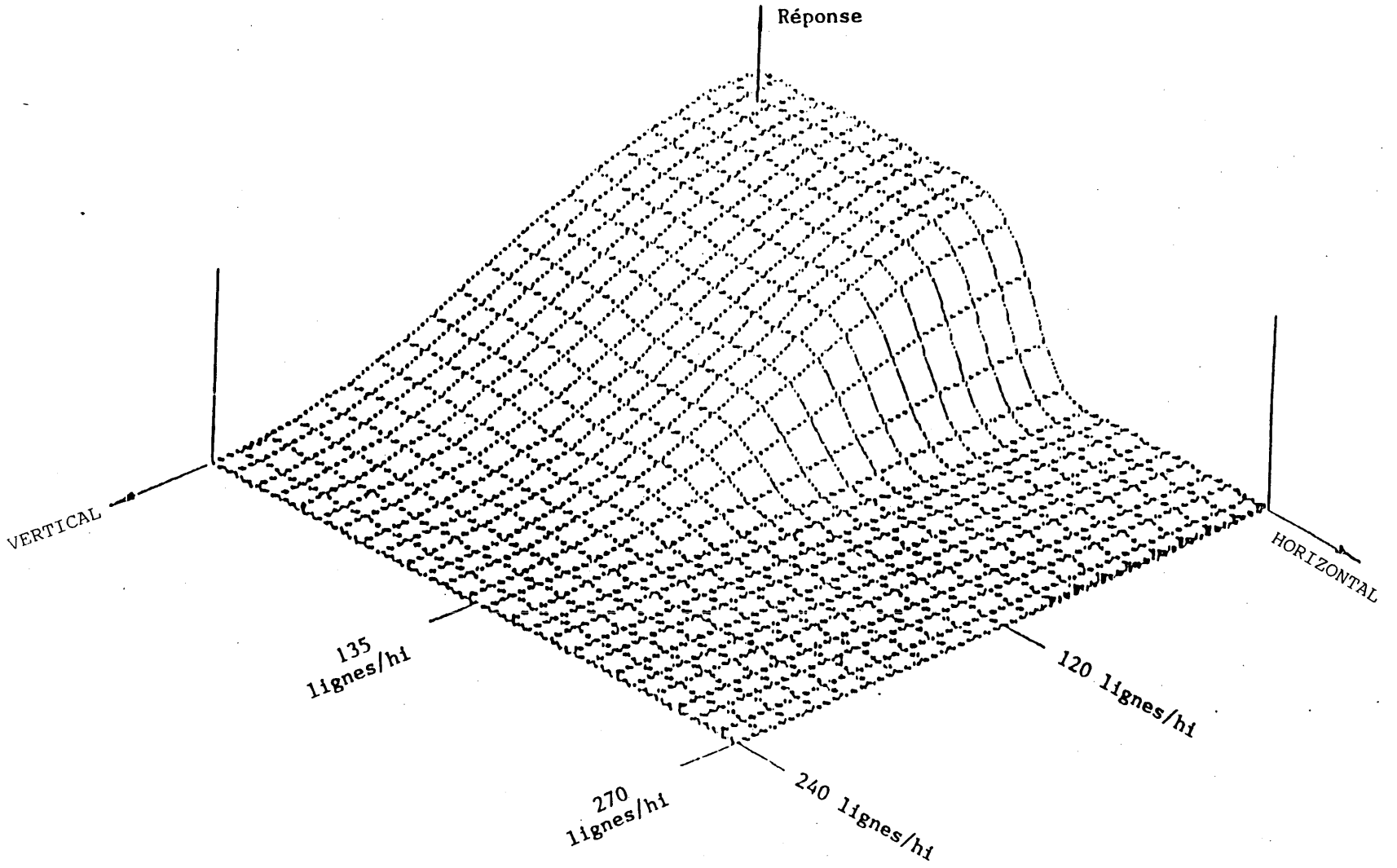


FIGURE 34

Résolution en chrominance du HDB-MAC (statique et dynamique)

2.2.4 Défauts

Le HDB-MAC ne présente pas de diaphotie de couleur ou de luminance ni de défauts de structure de ligne.

La conversion du balayage de luminance des 525 lignes entrelacées aux 525 lignes progressives et vice versa exige une détection du mouvement. La présence et l'importance des défauts dépendent de la qualité du traitement adaptatif du signal, qui s'améliorera avec la technologie des années à venir.

2.2.5 Format d'image, dimensions de l'écran et angle d'observation

Le choix du format, 16:9 ou 4:3 peut se faire en fonction du programme, (une portion centrale au format 4:3 sera convertie en NTSC pour ceux qui ne reçoivent pas la TVHD).

Le HDB-MAC est destiné à être observé à une distance de l'écran égale à trois fois la hauteur de l'image du format 16:9 (c'est-à-dire sous un angle de 33°).

2.2.6 Largeur en bande de base du signal vidéo et excursion de la MF

La largeur de bande de transmission est de 10,7 MHz (largeur de bande à-6 dB). Pour l'image, la largeur de bande est de 18 MHz pour la luminance et de 5 MHz pour la chrominance.

L'excursion et la préaccentuation sont encore à l'étude. Il faudra des circuits spéciaux pour l'alignement et la désaccentuation.

2.2.7 Possibilités et caractéristiques des signaux son et des signaux auxiliaires

Le HDB-MAC véhicule six voies numériques son de 15 kHz de largeur de bande utilisant la modulation delta adaptative (MDA) Dolby décrite dans le Rapport 953. Cette MDA assure un rapport signal/bruit instantané (à 1 kHz) supérieur à 58 dB et une dynamique de plus de 90 dB.

Chaque canal est chiffré au moyen d'une séquence binaire pseudo-aléatoire distincte qui dérive d'une clef à 56 bits, mise à jour tous les quarts de seconde.

Comme les divers canaux numériques sont indépendants, l'effet stéréophonique ne dépend que de la qualité du matériel audiofréquence.

Outre les six voies numériques son, le système achemine:

- une voie de données de service de 63 kbit/s;
- un maximum de 600 lignes de données de texte par seconde;
- une voie de données d'accès conditionnel.

3. TVHD-CS, TVHD compatible au niveau du spectre

3.1 Introduction

Le système TVHD compatible au niveau du spectre (TVHD-CS) repose sur le choix de paramètres de balayage ayant un rapport simple avec ceux du NTSC (système M) conventionnel, pour avoir un codage vidéo et un traitement de la transmission vidéo plus efficaces. L'application des principes de la TVHD compatible au niveau de la radiodiffusion MF par les satellites permet d'améliorer le rapport signal/bruit reçu. De plus, le spectre MF de la TVHD-CS est sensiblement plus symétrique du point de vue de la fréquence porteuse que les signaux vidéo par satellite de type classique. Cela est dû à la suppression et au codage numérique de la composante continue et des fréquences vidéo basses. Cela permet de concevoir un récepteur plus efficace pourvu de filtres plus étroits et bénéficiant d'une meilleure qualité de fonctionnement au seuil.

3.2 Balayage

Les vitesses de balayage vertical et horizontal ont été choisies comme étant égales ou multiples de celles du NTSC afin d'éviter tout brouillage lorsque le format de la bande de base de ce système est utilisé pour la radiodiffusion de Terre NTSC. Ces vitesses sont de 787,5 lignes par image, à balayage progressif et de 59,94 images par seconde. Le chiffre de 787,5 correspond à 47,203 lignes par seconde, ce qui est le triple de la fréquence de ligne horizontale du système NTSC (les pays utilisant les systèmes PAL et SECAM pourraient utiliser cette technique en choisissant une vitesse de balayage dans la transmission de 937,5 lignes et de 50 images par seconde).

3.3 Codage vidéo

Le codage vidéo à haute définition comprime, comme le montre la Figure 35, la source R, V ou B à 28,9 MHz dans des champs de transmission de composantes vidéo. Le processus de codage est conçu pour réduire la redondance de façon à correspondre à la vision de l'homme. Certaines composantes à basse fréquence (un tiers de la largeur de bande de la source qui est de 9,6 MHz) sont transmises à une fréquence d'image nominale de 59,94 images par seconde, de façon à bien rendre le mouvement. C'est la composante LL du diagramme de la résolution spatio-temporelle représentée à la Figure 36. (Les symboles de résolution ci-après sont utilisés dans cette Figure: L/hi = lignes/hauteur d'image et L/li = lignes/largeur d'image.) Les composantes de luminance qui restent (LD, MH, HH) sont transmises à de basses fréquences (11,988 Hz), mais la qualité des détails est bonne dans le cas des images statiques.

Les composantes de différence de couleurs R-Y et B-Y (ou C1 et C2) sont également transmises à la fréquence basse de 11,988 Hz. Le signal vidéo entrant est divisé en 6 composantes, chacune ayant le tiers de la largeur de bande de la source. La dernière étape du codage vidéo consiste à prolonger le temps de façon à limiter à 3 MHz la largeur de bande finale de chaque composante.

Les six composantes vidéo sont multiplexées dans le temps en deux signaux à 3 MHz. L'ensemble complet de six composantes vidéo est transmis, comme l'illustre la Figure 37, toutes les cinq lignes.

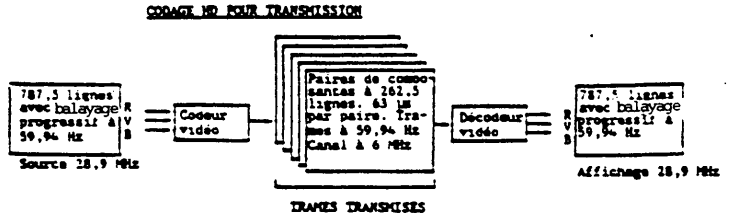


FIGURE 35

RESOLUTION SPATIO-TEMPORELLE

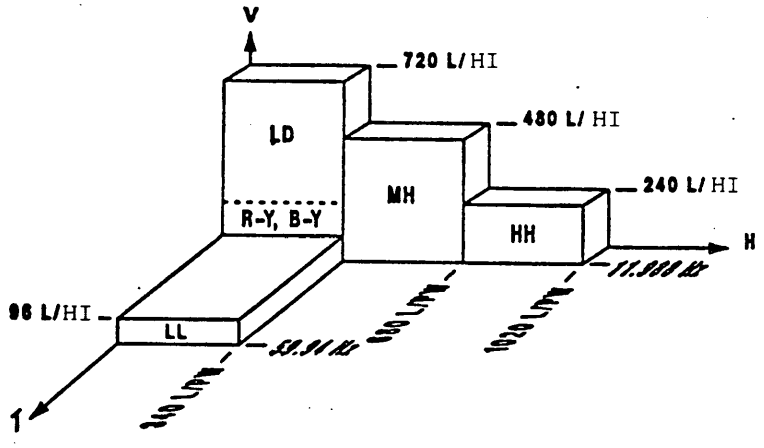


FIGURE 36

MODULATION SUR CANAUX EN PHASE ET SUR CANAUX EN QUADRATURE

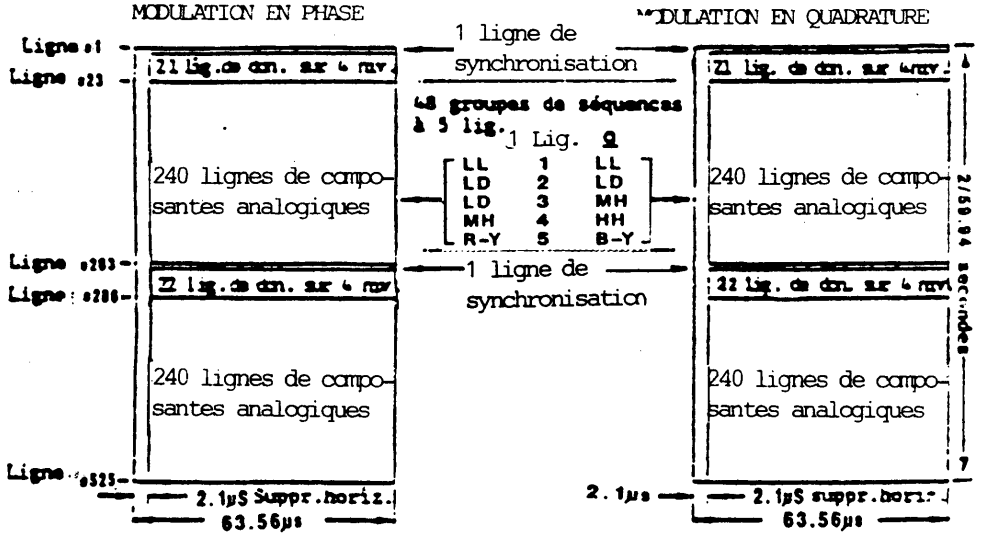


FIGURE 37

3.4 Transmission

Les différentes étapes du codage de la transmission représentées à la Figure 38 ont pour objectif de réduire la puissance en crête et la puissance moyenne, le brouillage avec le système NTSC dans le cas de la transmission MA et de réduire la déviation crête et moyenne dans le cas de la transmission MF. La première étape limite la puissance du signal TVHD-CS au contenu vidéo du signal car elle élimine les synchronisations, la porteuse et les sous-porteuses classiques. La raison d'être de cette première étape, que décrit la Figure 38 tient à la répartition plus équitable de la puissance moyenne sur le canal à 6 MHz. Il est à noter que la plus grande partie de la puissance d'un signal conventionnel se trouve concentrée aux fréquences vidéo basses et à la composante continue. Si l'on retire la composante continue et la fréquence la plus basse (200 kHz) des systèmes vidéo et si l'on transmet ces signaux sous forme numérique pendant l'intervalle de suppression de trame verticale, on obtient une réduction importante de la puissance moyenne.

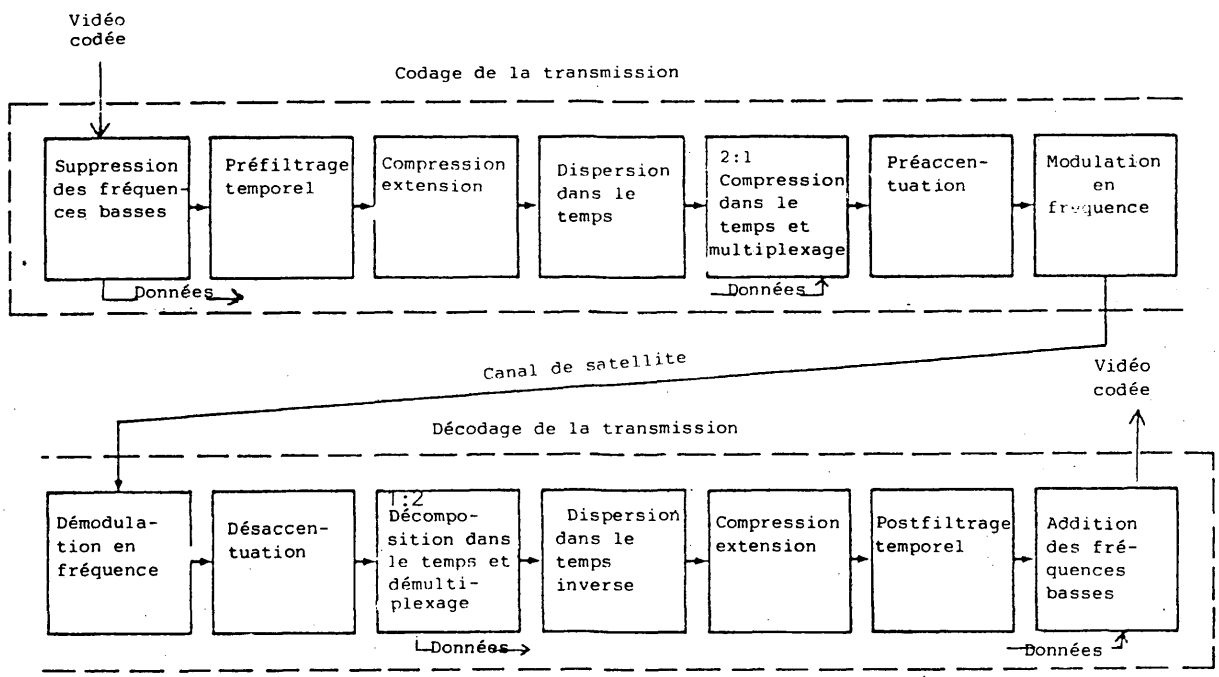


FIGURE 38 - Système TVHD-CS

La modulation numérique est du type MAQ-16 à 5,35 M symbole/s. Les voies son associées au signal TVHD-CS ont un format numérique et sont transmises dans le cadre du même signal MAQ-16.

Une autre étape importante dans la réduction de la puissance et de l'excursion est le préfiltrage temporel (enchevêtrement de trame) et le post-filtrage représentés aux Figures 39 et 40. Plutôt que de transmettre la valeur réelle du signal, on transmet la différence entre l'image actuelle et les trois quarts de l'image précédente. Cela entraîne une réduction du signal de 12 dB dans le cas des images statiques.

L'étape suivante de la réduction de la puissance est la compression instantanée (Figure 41) qui a pour objectif de réduire encore la perceptibilité de bruit et les signaux de crête. Cette réduction n'est pas toujours garantie par la réduction de la puissance moyenne.

L'étape de la compression est suivie par celle de la dispersion dans le temps (Figure 42) dont l'objectif est également de réduire la puissance et l'excursion de crête.

3.5 Modulation

Pour les émissions à modulation d'amplitude, les deux signaux à 3 MHz, I et Q, modulent une porteuse en phase et une porteuse en quadrature au centre d'une bande classique à 6 MHz par un processus de modulation à bande latérale double avec porteuse supprimée.

Le processus de transcodage pour une transmission MF par satellite fait intervenir les processus de compression temporelle et de multiplexage temporel qui permettent de multiplexer les deux signaux à 3 MHz en une seule composante à 6 MHz se prêtant à la modulation de fréquence. La Figure 43 illustre les relations de synchronisation.

Le signal d'émission unique 6 MHz TVHD-CS n'a pas de composante continue, ni de composante à basse fréquence donnant un spectre MF plus étroit et plus symétrique que le spectre MF NTSC comme indiqué dans la Figure 44.

La synchronisation de la trame est assurée par un signal d'horloge, émis pendant une partie de l'intervalle vertical. Une faible impulsion de référence horizontale est transmise entre les deux lignes. Le signal de données comprend aussi des bits destinés à faciliter l'interpolation de la mise en valeur du mouvement. Le signal de données occupe tantôt 21 tantôt 22 lignes par trame pendant l'intervalle vertical de suppression.

3.6 Le système de distribution par satellite

Que la liaison par satellite soit utilisée pour un système par câble ou la diffusion de programmes télévisés à domicile, le format du signal TVHD-CS présente deux avantages importants par rapport au format NTSC et aux systèmes TVHD fondés sur le NTSC.

Le premier avantage est que et la composante continue et les fréquences vidéo basses sont absentes, ce qui donne un spectre plus étroit et plus symétrique. Un écart accru dans une largeur de bande donnée est possible, permettant de réduire la distorsion et le bruit et de relever le seuil. Deuxièmement, le bruit MF est moins sensible pour le TVHD-CS que pour le NTSC. La partie du signal la plus éloignée pour la porteuse MF est celle qui est la plus affectée par le bruit. Avec le NTSC, c'est la couleur qui subit une dégradation mais dans le TVHD-CS, le signal le plus éloigné de la porteuse comprend principalement des bords en mouvement sur lesquels le brouillage et le bruit sont moins perceptibles. La différence est particulièrement sensible au seuil MF.

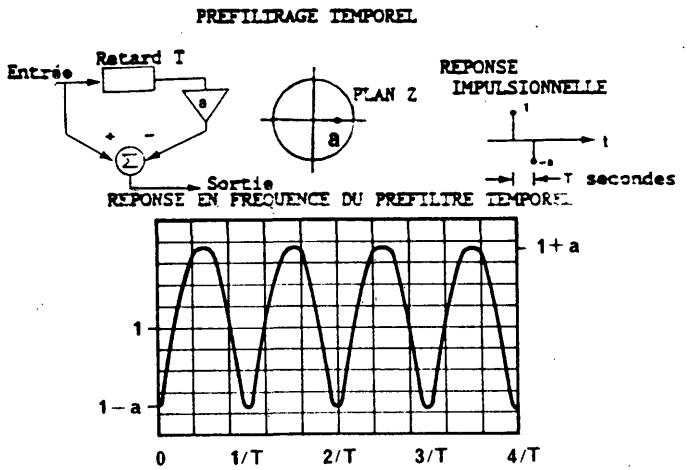


FIGURE 39

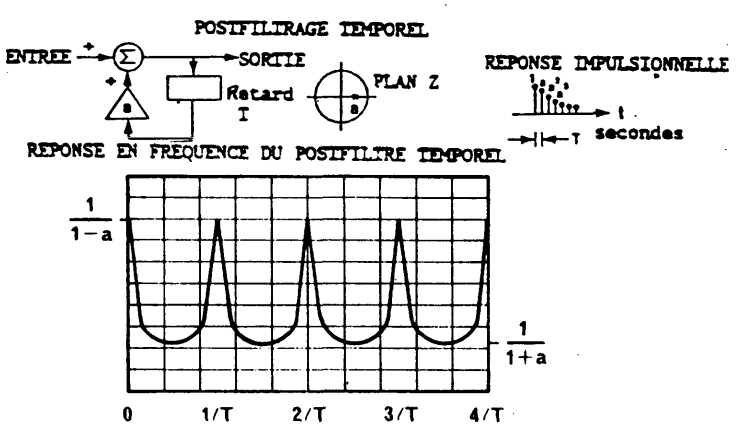


FIGURE 40

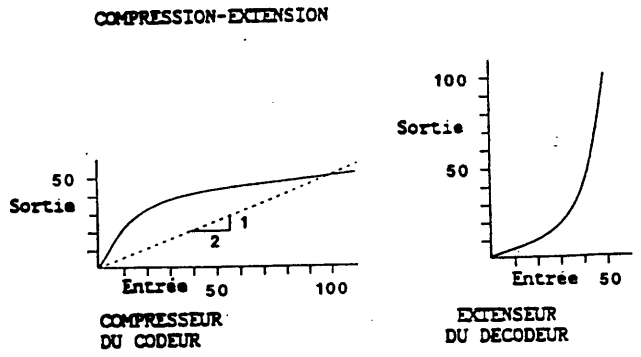


FIGURE 41

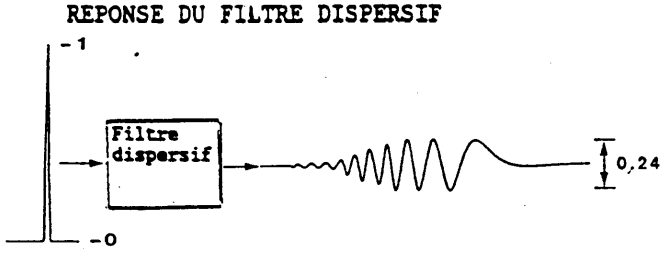


FIGURE 42

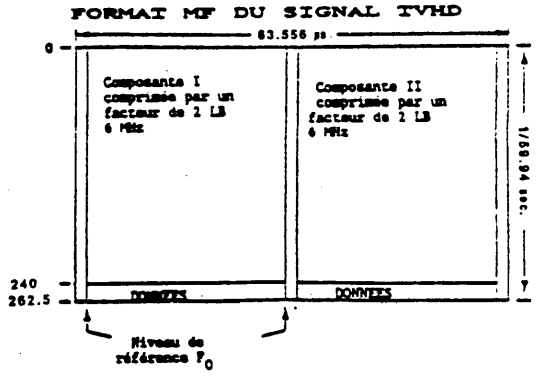


FIGURE 43

Le signal reçu est la version multiplexée dans le temps à 6 MHz pour les composantes I et Q. L'entrée de la bande de base vidéo pour le récepteur TVHD-CS destiné aux récepteurs grand public peut être conçue pour des entrées I et Q séparées ou pour une entrée combinée à 6 MHz. Dans ce dernier cas, l'extendeur temporel et le démultiplexeur font partie intégrante du récepteur. La même entrée peut servir pour le signal de sortie du magnétoscope.

3.7 Codage

La prestation de service nécessitant un embrouillage pour les services par satellite et par câble peut être facilement assurée par codage du signal de données. Comme le message vidéo analogique est aussi numérisé, cette partie du signal transmis est facilement codable aussi. Lorsqu'il est correctement décodé, le codage numérique a l'avantage de conserver la qualité du signal. Des cycles répétés codage/décodage sont possibles sans perte de qualité. Le dispositif d'accès conditionnel illustré sur la Figure 45 assure le décodage.

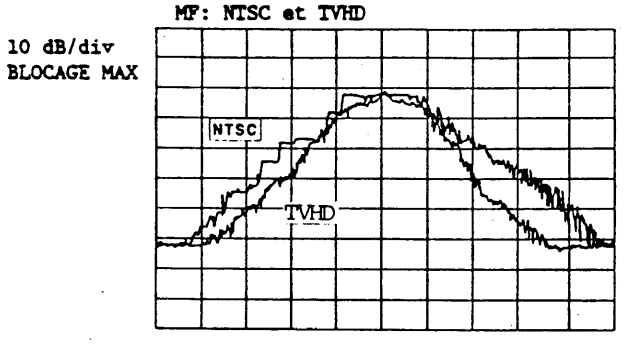


FIGURE 44

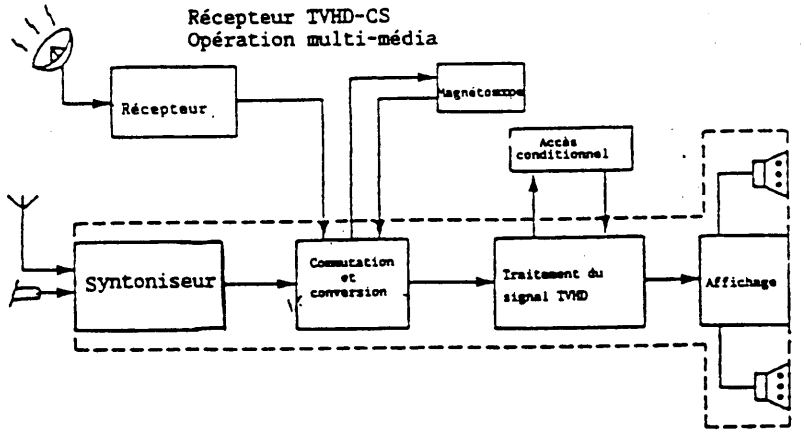


FIGURE 45

BIBLIOGRAPHIE

1. "Introduction of an NTSC Compatible HDTV System: HSD-NA" TSINBERG, M., AZADEGAN, F., FISH, E., International Conference on Consumer Electronics, juin 1989.

2. "An HDTV MAC Format for FM Environments" BASILE, C., International Conference on Consumer Electronics, juin 1989.

3. "System and Technological Details of Terrestrial/Cable NTSC Compatible HDTV A.P." CAVALLERANO, A.P., International Conference on Consumer Electronics, juin 1989.

ANNEXE V

EXPERIENCES DE TRANSMISSION DE TELEVISION A HAUTE DEFINITION UTILISANT LE SYSTEME MUSE

1. Introduction

Des expériences de transmission en MF du signal MUSE ont été effectuées. Les résultats en sont décrits dans la présente Annexe.

2. Première expérience réalisée en 1986 avec un satellite de radiodiffusion de 100 W dans la bande des 12 GHz

2.1 Système d'essai expérimental

La Figure 46 décrit le schéma du système expérimental. Le satellite de radiodiffusion BS-2 peut radiodiffuser des images de télévision sur le canal de satellite CAMR-RS dans la bande des 12 GHz. Les paramètres de modulation pour MUSE sont indiqués dans le Tableau XIX (Annexe II). L'équipement expérimental contenant à la fois l'émetteur et le récepteur a été installé au Centre de radiodiffusion de la NHK à Tokyo et le canal de satellite N° 11 a été utilisé. Un convertisseur ayant un facteur de bruit de 2,1 dB, choisi parmi ceux qu'on trouve sur le marché, a été employé pour l'essai expérimental.

On a calculé le bilan de liaison en bordure de la zone de couverture avec un affaiblissement dû à la pluie de 2 dB non dépassé pendant 99% du mois le plus défavorable, comme l'indique le Tableau XXIII. Dans ce cas, un facteur de qualité G/T de 16 dB sera nécessaire pour obtenir une réception ayant un rapport proteuse/bruit de 17 dB correspondant approximativement à la limite de perception de la dégradation due au bruit (voir le § 10.1.1).

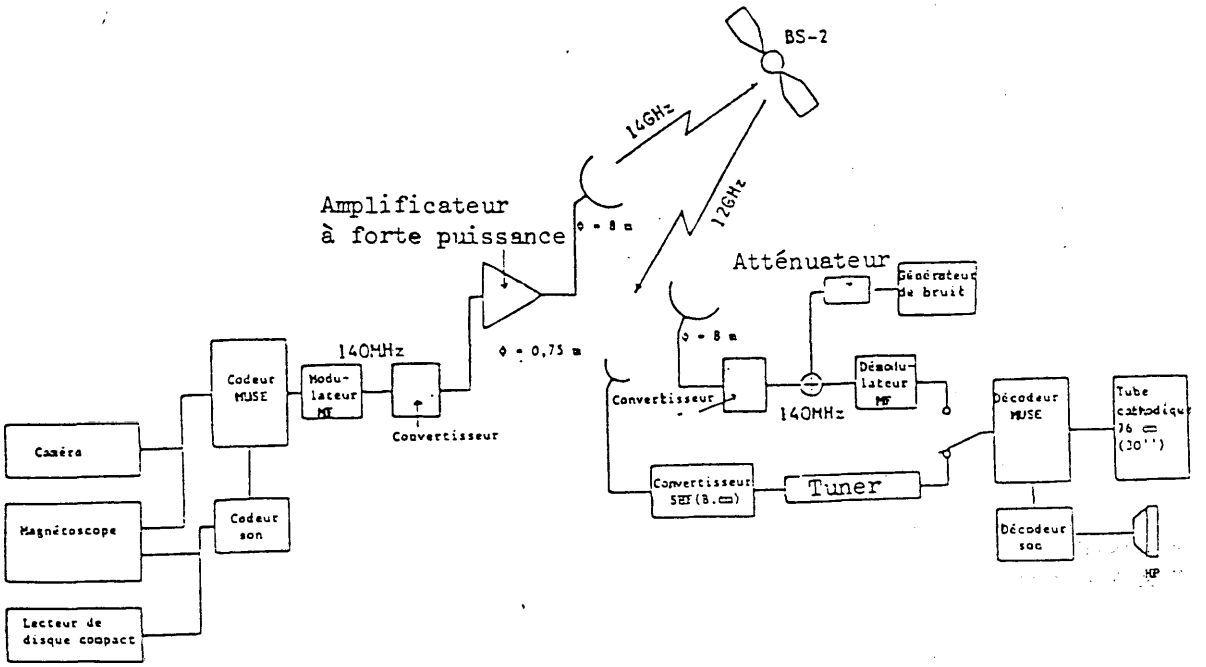


FIGURE 46 - Schéma de la transmission expérimentale du signal de TVHD codé en MUSE par l'intermédiaire du satellite de radioddiffusion BS-2

2.2 Rapport C/N reçu et qualité d'image

Avec une antenne de 0,75 m de diamètre, le rapport C/N reçu était de 17,8 dB. Le rapport S/N du signal MF démodulé (largeur de bande de 8,1 MHz) était de 39,5 dB, y compris l'amélioration d'accentuation de 9,5 dB.

On a constaté que la dégradation de bruit de l'image reçue était pratiquement égale à la limite de perception, même lorsqu'une antenne de 0,75 m de diamètre et un récepteur NF de 3 dB étaient utilisés dans des conditions de temps clair à Tokyo.

3. Expériences et démonstrations en 1987 et après

Les expériences ont été effectuées en sept étapes de 1987 à 1988, à l'aide du satellite de radiodiffusion BS-2b.

Onze constructeurs japonais de récepteurs de télévision et NHK y ont pris part. Les signaux MUSE ont été reçus et mesurés à Tokyo, Osaka, Nagoya et dans leur voisinage.

Tous les récepteurs produits par les constructeurs participant à l'expérience ont fait preuve d'une bonne capacité de réception des signaux MUSE. Les signaux ont été reçus avec peu de perturbations et peu d'oscillations. Des essais de commutation en mode son commandé par des codes ont également bien marché.

Les essais ont donné des rapports C/N reçus de 17 à 21 dB par temps clair, ce qui correspondait à la limite de perception de la dégradation du bruit ou dépassait cette limite. Les rapports S/N des signaux de bande de base démodulés par les tuners coïncidaient presque avec les valeurs théoriques (C/N + 11,9 dB).

Les taux d'erreur binaires des signaux numériques son/données étaient de 10^{-3} ou mieux pour un rapport C/N de 10 dB. Ils étaient mesurés pour un rapport C/N délibérément faible, avec un affaiblisseur inséré après l'antenne de réception. Aucune dégradation extrême des images n'a été observée avec ce rapport C/N de 10 dB.

La qualité des images a été évaluée comme étant supérieure à la note 4 dans l'échelle de 5 notes à l'aide de matériels d'essai tirés de programmes de TVHD et d'images fixes. Le son a été noté 5 dans tous les cas.

Les paramètres de modulation utilisés dans cette expérience ont été confirmés comme convenant à une utilisation pratique. Il a également été confirmé que le tuner BLU mis au point pour la réception de télévision classique pouvait être utilisé pour le système MUSE, moyennant de légères modifications.

D'autres démonstrations ont eu lieu au Japon en 1987, utilisant le satellite BS-2b en partage de temps avec des transmissions de radiodiffusion télévisuelle classique. Une autre démonstration a été faite au Canada et aux Etats-Unis en octobre 1987 avec les satellites de télécommunications Anik-C et RCA-K1 desservant sept villes.

Parmi les programmes diffusés en TVHD, l'événement le plus intéressant a été constitué par les jeux Olympiques de Séoul en 1988. A l'occasion des cérémonies d'ouverture et de clôture, des émissions de radiodiffusion directe par satellite au moyen du satellite BS-2b, ont été diffusées et des programmes de TVHD ont été retransmis depuis Séoul (Corée) au Japon par INTELSAT. D'autres manifestations sportives ont été enregistrées sur bande vidéo et diffusées également en TVHD, par l'intermédiaire du satellite BS-2b, le même jour. Au total, 73 heures 20 minutes de programmes ont été diffusés en 17 jours.

Les programmes ont été captés par des antennes paraboliques de 75 cm à 160 cm de diamètre selon l'endroit, et ont été diffusés sur 205 équipements de visualisation installés dans 81 grands magasins ou lieux publics du pays. Au total, près de 3,7 millions de téléspectateurs on pu voir ces programmes et ont été très impressionnés par les retransmissions des Jeux.

Depuis juin 1989, on a commencé la radiodiffusion de TVHD régulière à titre expérimental. A cet effet, un dispositif de production de programmes de TVHD qui a été mis en oeuvre fournit les possibilités de production nécessaires pour une radiodiffusion d'une heure par jour. Le système 1125/60/2:1 de TVHD est utilisé et les conversions de norme entre systèmes de TVHD et de télévision classique sont incorporés. Cet équipement a été mis en service par NHK au cours de plusieurs années dans le cadre d'un programme à long terme [CCIR, 1986-90a].

Un nouvel instrument de vérification des rapports porteuse/bruit a été mis au point: il permet de mesurer la puissance de bruit dans une bande étroite légèrement à l'extérieur de la voie. Cet instrument peut être utilisé avec n'importe quel système de télévision, y compris en TVHD.

On a mis au point un autre instrument permettant de mesurer le taux d'erreur sur les bits audio pendant la radiodiffusion. L'un est fondé sur le code de synchronisation de trame, l'autre sur le code de correction d'erreur. Le premier compte les bits erronés du code de synchronisation de trame d'un schéma fixe de 16 bits qui est transmis dans un intervalle d'une milliseconde. Le second compte les bits erronés détectés avec le code de correction d'erreur dans chaque bloc de données audio qui est transmis à raison de 16 blocs par milliseconde [CCIR, 1986-90b].

Des émissions régulières de TVHD, d'une durée d'une heure par jour, sont effectuées depuis juin 1989 grâce au satellite BS-2b.

TABLEAU XXIII

Bilan de liaison pour les émissions MUSE dans un système 1125/60

Fréquence	(GHz)	12
Type de modulation		FM
Largeur de bande RF équivalente	(MHz)	27
C/N (dépassé pendant 99% du mois le plus défavorable)	(dB)	17,0
S/N non pondéré	(dB)	39,0
Facteur de qualité G/T	(dB/K)	16,0
Puissance surfacique nécessaire (en bordure du faisceau-dépassée pendant 99% du mois le plus défavorable)	(dBW/m^2)	-110,5
Affaiblissement en espace libre	(dB)	205,6
Affaiblissement dû aux précipitations	(dB)	2,0
Absorption atmosphérique	(dB)	0,1
Contribution de bruit de la liaison de connexion	(dB)	0,3
Facteur de bord de couverture de zone	(dB)	3,0
p.i.r.e. requise du satellite (centre du faisceau)	(dBW)	57,7
Ouverture du faisceau d'antenne du satellite (à -3 dB)	(degrés)	1,3x1,8
Gain de l'antenne du satellite (centre du faisceau)	(dBi)	40,0
Pertes (feeder, filtres, etc.)	(dB)	2,3
Puissance d'ATOP requise	(dBW)	20,0
	(W)	100

4. Conclusion

Des essais expérimentaux de transmission par satellite du signal MUSE ont été effectués sur un canal unique de la bande des 12 GHz de la CAMR-RS en utilisant le satellite de radiodiffusion japonais BS-2 d'une puissance de sortie de 100 W en exploitation. Sur la base des résultats de ces expériences, on peut obtenir un rapport C/N reçu d'environ 17 dB pendant 99% du mois le plus défavorable dans la plupart des principales îles du Japon avec une antenne de réception de 0,7 à 0,9 mètres de diamètre. Il a été confirmé qu'un signal MUSE peut être reçu avec un rapport S/N suffisamment bon en utilisant un seul canal de la CAMR-RS dans la bande des 12 GHz.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR:

[1986-90]: a. 10-11S/181 (Japon); b. 10-11S/177 (Japon).

BIBLIOGRAPHIE

NINOMIYA, Y. et autres [1987]-Concept of MUSE system and its protocol, NHK Laboratory Note N° 345.

ANNEXE VI

EXPERIENCES DE TRANSMISSION DE TELEVISION A HAUTE DEFINITION AVEC LE SYSTEME HDMAC

1. Introduction

Des expériences de transmission MF du signal HDMAC ont été effectuées à l'aide du satellite français de radiodiffusion TDF-1. La configuration de ces expériences est décrite dans la présente annexe.

2. Système expérimental

Ces expériences ont été faites en décembre 1988. On en trouvera un schéma à la Figure 47. Le signal D2-HDMAC/paquet était transmis jusqu'à la station terrienne TDF-1 par un faisceau hertzien MF à 14 bonds. Le signal était reçu par une unité extérieure disponible sur le marché, dotée d'une antenne parabolique de 55 cm. Le facteur de bruit du convertisseur d'ondes centimétriques était de l'ordre de 2 dB.

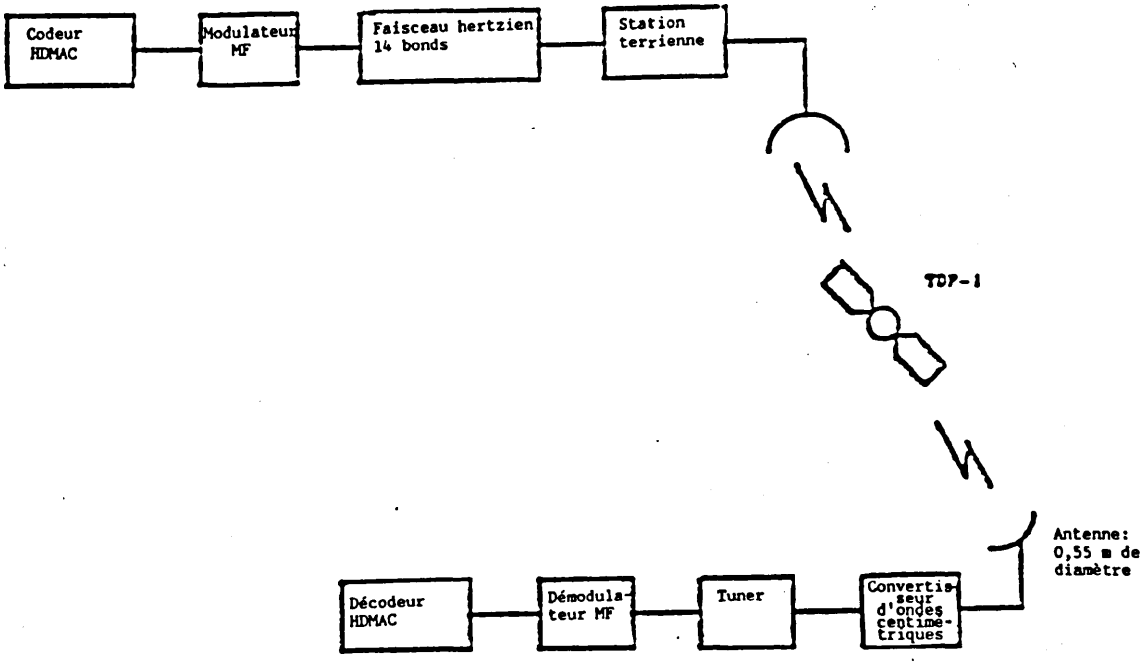


FIGURE 47 - Schéma de principe de la transmission expérimentale d'un signal HDMAC via le satellite de radiodiffusion directe TDF-1

Le Tableau XXIV donne les paramètres de modulation utilisés pour la transmission HDMAC par un canal MF de la CAMR RS-77. Les principaux paramètres sont les mêmes que pour les signaux MAC, de manière à garantir la compatibilité avec les décodeurs MAC classiques. Un autre processus est appliqué aux échantillons HDMAC, à savoir la préaccentuation non linéaire.

TABLEAU XXIV

Paramètres de modulation pour HDMAC

Largeur de bande normale du signal image:	10,125 MHz à -3 dB
Largeur de bande normale du canal:	27 MHz
Modulation:	MF
Polarité de la modulation de fréquence:	positive
Composante en continue:	préservée
Caractéristiques de préaccentuation:	processus non linéaire appliqué uniquement à des échantillons HDMAC et linéaire appliqué à l'ensemble du multiplex (comme pour le MAC)
Excursion de fréquence:	13,5 MHz à la fréquence de connexion du réseau de préaccentuation linéaire 1,37 MHz)

Le Tableau XXV donne les principaux paramètres de cette transmission expérimentale.

TABLEAU XXV

Paramètres de la transmission expérimentale via TDF-1

Nombre de canaux:	17
Fréquence des canaux:	12 034,36 MHz
P.I.R.E. en direction de la station de réception:	62 dBW
Affaiblissement dû à la pluie:	0
Affaiblissement en espace libre (dB):	205,7
Equipement de réception (dB):	11,0 dB/K
C/N calculé:	21,6 dB
C/N mesuré:	21 dB

3. Résultats des expériences de transmission

Le rapport C/N mesuré était de 21 dB dans une largeur de bande de 27 MHz, ce qui correspond à une note de dégradation supérieure à 4,5.

On a constaté certaines distorsions dues au temps de propagation de groupe sur le faisceau hertzien, qui ont été compensées par ajustement du temps d'échantillonnage dans le décodeur HDMAC.

4. Conclusion

Des expériences de transmission par satellite des signaux HDMAC ont été effectuées sur un seul canal dans la bande des 12 GHz de la CAMR RS en utilisant le satellite de radiodiffusion français opérationnel TDF-1 avec une puissance de sortie de 230 W.

Un rapport C/N reçu de 17 dB peut être obtenu pendant 99% du mois le plus défavorable dans toute la zone de service avec une antenne de réception de 55 cm. Par conséquent, un signal HDMAC de bonne qualité peut être reçu avec une petite antenne utilisant un canal CAMR RS-77 dans la bande des 12 GHz.

RAPPORT 955-2*

RADIODIFFUSION SONORE PAR SATELLITE POUR RÉCEPTEURS PORTATIFS ET RÉCEPTEURS DANS DES VÉHICULES AUTOMOBILES

(Question 2/10 et 11, Programmes d'études 2B/10 et 11 et 2K/10 et 11)

(1982-1986-1990)

Le présent Rapport contient:

1. Introduction

2. Systèmes pour la bande 9

2.1 Objectif de qualité et disponibilité du service

2.2 Types de modulation appropriés

2.2.1 Systèmes à modulation de fréquence
2.2.2 Systèmes numériques simples
2.2.3 Systèmes numériques perfectionnés

2.3 Bandes de fréquences appropriées

2.4 Antenne d'émission du satellite

2.5 Autres orbites possibles

2.6 Bilan de liaison

2.6.1 Rapport porteuse/bruit
2.6.2 Antennes de réception
2.6.3 Propagation

2.6.3.1 Modèles de propagation
2.6.3.2 Techniques de compensation
2.6.3.2.1 Diversité de fréquence
2.6.3.2.2 Diversité dans le temps
2.6.3.2.3 Diversité d'espace
2.6.3.3 Marges de liaison

2.6.4 Bilans de liaison pour différents systèmes

2.6.4.1 Systèmes MF
2.6.4.2 Systèmes MF avec diversité d'espace
2.6.4.3 Systèmes numériques simples
2.6.4.4 Système numérique perfectionné I
2.6.4.5 Système numérique perfectionné II

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 5, 6 et 8.

2.7 Questions de partage

2.7.1 Application des modèles de systèmes à l'étude des partages
2.7.2 Dispersion d'énergie
2.7.3 Aperçu général des situations de partage
2.7.4 Etude de situations particulières de partage

2.7.4.1 Partage avec le service de radiodiffusion télévisuelle de Terre
2.7.4.2 Partage avec les services fixes
2.7.4.3 Partage avec le service mobile

2.7.5 Partage géographique
2.7.6 Partage avec d'autres services
2.7.7 Sensibilité du service de radiodiffusion sonore par satellite aux brouillages dus à d'autres services
2.7.8 Examen des situations de partage

2.8 Considérations relatives à la largeur de bande

2.9 Considérations relatives aux liaisons de connexion

2.10 Considérations relatives aux coûts

2.11 Complexité des récepteurs

2.12 Conclusions

3. Système pour la bande 7

3.1 Introduction

3.2 Objectifs de qualité et méthodes de modulation appropriées

3.3 Fréquences techniquement appropriées

3.4 Facteurs de propagation

3.4.1 Effet d'écran de la couche F
3.4.2 Effet d'écran de la couche E sporadique
3.4.3 Absorption
3.4.4 Rotation de Faraday
3.4.5 Zone de couverture produite par la diffusion au sol

3.5 Exemple de système

3.6 Conclusion

Annexe I - Technologie des antennes d'émission des satellites

Annexe II - Caractéristiques de propagation et marges de liaison du canal par satellite en ondes décimétriques

Annexe III - Description sommaire du système numérique perfectionné I

Annexe IV - Description sommaire du système numérique perfectionné II

1. Introduction

Dans sa Résolution N° 505, la CAMR-79 invite le CCIR à poursuivre et accélérer les études relatives aux caractéristiques techniques d'un système de radiodiffusion sonore par satellite pour la réception individuelle avec des récepteurs portatifs et des récepteurs dans des véhicules automobiles dans la gamme de fréquences 500-2000 MHz. La CAMR-ORB-85 a examiné cette question et adopté la Recommandation 2 demandant un complément d'études sur la radiodiffusion sonore par satellite.

La CAMR ORB-88 a aussi étudié cette question. Elle a adopté la Résolution N° 520 qui étend jusqu'à 3 000 MHz la bande de fréquences appropriée et a invité le CCIR à effectuer les études techniques suivantes:

1) incidence du choix des fréquences sur les paramètres des systèmes, en particulier pour les besoins relatifs à la puissance du satellite, les caractéristiques des antennes d'émission et de réception et les caractéristiques de propagation;

2) largeur de bande requise par le service; et

3) les aspects techniques du partage entre les services, notamment en ce qui concerne le partage géographique.

Plusieurs administrations, l'UER et l'Agence spatiale européenne avaient déjà effectué des études sur un tel système au titre du Programme d'études 2K/10 et 11, et un résumé de ces contributions figurait dans le Rapport de la RSP (1978). Depuis cette date, des expériences ont été menées en France et des études ont été effectuées dans plusieurs autres pays. Au cours de la période 1986-1990, de nouvelles études ont été entreprises aux Etats-Unis d'Amérique et à l'UER, surtout dans le domaine des techniques numériques perfectionnées pour la radiodiffusion sonore par satellite en ondes décimétriques.

Sur la base de toutes ces études, le CCIR a établi un rapport technique qui sera soumis à la CAMR-ORB-88 [CCIR, 1986-90a]. Ce rapport montre à l'évidence que le niveau actuel de la technique permet la mise en oeuvre d'un service de radiodiffusion sonore par satellite destiné à des véhicules et à des récepteurs portatifs.

Différentes techniques analogiques et numériques sont considérées dans ce Rapport, ainsi que les bilans de liaison correspondants montrant un certain nombre de compromis entre la qualité, la continuité du service, la puissance d'émission et la complexité du récepteur.

Les systèmes de radiodiffusion sonore par satellite à modulation d'amplitude prévus pour la bande 7 ont fait l'objet d'études préliminaires aux Etats-Unis d'Amérique, au Royaume-Uni et en URSS.

2. Systèmes pour la bande 9

2.1 *Objectif de qualité et disponibilité du service*

Les choix d'objectifs de qualité pour la radiodiffusion par satellite peuvent avoir une grande influence sur la conception et le prix de revient globaux du système. Dans [CCIR, 1978-82a, b], on a admis comme référence l'hypothèse d'une voie son de grande qualité en MF. Dans les cas examinés ci-après, le rapport "signal d'essai/puissance de bruit" à la sortie du récepteur se situe entre 40 et 57 dB, pour une largeur de bande de base de 15 kHz. L'opportunité d'utiliser des voies son MF d'une telle qualité doit faire l'objet d'un complément d'étude en tenant compte des facteurs économiques.

Dans le cas du modèle MF, l'objectif de qualité subjective à la limite de la zone de couverture correspond à la Note 3 de l'échelle de qualité à 5 notes du CCIR. Cela correspond à un rapport signal/bruit (S/N) pondéré de 40 dB. La seconde condition à remplir est que le rapport porteuse/bruit (C/N) soit supérieur au seuil MF (10 dB). Les rapports de protection contre les brouillages doivent être assez élevés pour que le bruit du système soit le facteur déterminant de la disponibilité du système.

Dans le cas d'un modèle numérique, l'objectif de qualité à la limite de la zone de couverture est équivalent à une qualité subjective correspondant à la Note 4 de l'échelle de qualité à 5 notes du CCIR. Cela se traduit par un taux d'erreur binaire qui dépend du type de codage de la source et du niveau de protection contre les erreurs utilisés. De là, on déduit le rapport porteuse/bruit nécessaire qui dépend du codage de voie utilisé. Dans ce cas, le brouillage est considéré comme un bruit supplémentaire et les rapports de protection peuvent être établis de façon à ce que la contribution au bruit provenant du brouillage dans le même canal soit de 1 dB, les canaux adjacents contribuant chacun pour 0,5 dB.

Pour les systèmes numériques perfectionnés, l'objectif visé consiste à assurer un service stéréophonique de haute qualité avec des récepteurs fixes, portatifs et mobiles.

2.2 *Types de modulation appropriés*

Des études effectuées par plusieurs administrations montrent qu'il est en principe techniquement possible de mettre en œuvre la radiodiffusion sonore à partir de satellites géostationnaires utilisant des antennes d'assez grandes dimensions (par exemple, de 8 à 20 m de diamètre à 1 GHz), assurant une couverture nationale et conçus pour la réception avec des récepteurs domestiques portatifs de prix modique et des récepteurs installés dans des véhicules automobiles et des récepteurs fixes. Dans les deux premiers cas, l'antenne de réception serait plus petite et aurait une directivité restreinte.

Trois types de systèmes ont été étudiés. Le premier fait appel à la modulation de fréquence, il utilise des caractéristiques compatibles avec la radiodiffusion MF de Terre ; **il comprend également le système MF à compression-extension qui ne serait pas compatible avec les récepteurs MF** actuels. Le deuxième type utilise une modulation numérique simple. Le troisième type est également numérique mais comporte l'application d'un ensemble **de techniques perfectionnées en vue de réduire le débit binaire et surtout de garantir la réception en cas d'évanouissements dus à la propagation par trajets multiples.**

2.2.1 Systèmes à modulation de fréquence

Le modèle MF permettrait une réception monophonique dans le cas des récepteurs portatifs et mobiles si des petites antennes à directivité limitée sont utilisées et une réception stéréophonique dans le cas d'installations permanentes où l'on peut réduire au minimum les obstructions et utiliser des antennes plus grandes. Dans un tel cas, le récepteur pourrait être identique à ceux que l'on trouve actuellement sur le marché, moyennant une simple adjonction (ou un simple changement) du convertisseur de fréquence de l'étage d'entrée.

On admet la même excursion de la porteuse et la même préaccentuation ainsi que le même multiplexage stéréophonique. Des analyses préliminaires montrent que pour les objectifs de qualité de système, ces caractéristiques de modulation sont presque idéales dans ce sens qu'elles permettent de réduire au minimum la puissance du satellite requise et d'optimiser l'utilisation du spectre.

Un certain nombre d'administrations attachent une grande importance à l'utilisation des récepteurs MF existants pour le service de radiodiffusion par satellite, avec possibilité d'obtenir une qualité semblable à celle offerte par les services MF de Terre en ondes métriques.

Il pourrait être avantageux de modifier certains paramètres. A titre d'exemple, on considérera un système ayant une largeur de bande audiofréquence de 10 kHz et utilisant la compression-extension pour permettre une réduction de la déviation.

2.2.2 Système numérique simple

La seconde technique de modulation se fonde sur un codage numérique de source semblable à un des systèmes proposés dans le Rapport 953 pour une voie son monophonique de haute qualité à 15 kHz avec compression-extension quasi instantanée. La protection contre les erreurs est fournie par un code de correction et par la dissimulation des erreurs sur les échantillons, ce qui donne un débit binaire total de 338 kbit/s. On a pris un codage de voie du type MDP-4 avec démodulation différentielle (par exemple: MDM différentielle, MDP-2 ou MDP-4, MFA ...) en tenant compte des caractéristiques suivantes: efficacité spectrale, résistance à la non-linéarité des voies de transmission et simplicité du démodulateur pour une mise en œuvre peu coûteuse avec une marge minimale par rapport à la qualité théorique. On constate que l'on peut obtenir un niveau minimum de qualité du signal ($Q = 4$) pour un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3}, avec une largeur de bande des voies équivalente au débit binaire et un rapport C/N de 9 dB, y compris la marge de mise en œuvre (voir l'Annexe I au Rapport 632).

Une alternative à la MDP-4, qui a des propriétés spectrales équivalentes, mais qui permet la réalisation de récepteurs plus économiques, est la MDP-2-BLR [Pommier et Veillard, 1979].

Dans le cas de la modulation numérique simple, le modèle est basé sur la monophonie. La stéréophonie nécessiterait une seconde voie ou le doublement du débit binaire, la réception stéréophonique serait alors possible dans les mêmes conditions de réception que pour la réception monophonique. De plus, tout système numérique offre également une grande souplesse pour mettre en oeuvre différents types de services, utilisant différentes voies sonores en nombre et en qualité, ainsi que la radiodiffusion de données.

D'autre part, le Rapport 953 décrit une méthode de codage de la source fondée sur la modulation delta adaptative, qui peut permettre d'obtenir une qualité audio appropriée avec un débit binaire quelque peu inférieur.

L'évolution actuelle des systèmes numériques pour la transmission du son et de données montre que ces systèmes sont en train de devenir économiquement intéressants pour le grand public. Les types de signaux pouvant être transmis par les systèmes en question sont des signaux essentiellement souples; cette solution pourrait donc devenir plus intéressante que la modulation de fréquence.

2.2.3 Systèmes numériques perfectionnés

Certains systèmes numériques permettent de surmonter les problèmes dus aux obstructions et aux trajets multiples qui résultent de réflexions spéculaires ou diffuses. Tel est le cas dans les zones rurales où le trajet radioélectrique traverse des feuillages et dans les zones urbaines où il existe de nombreux obstacles. Lorsque l'évanouissement a une distribution de Rayleigh (voir l'Annexe II) et qu'il est sélectif en fréquence, le taux d'erreur d'un système numérique simple ne peut tomber au-dessous d'une certaine limite, de sorte qu'on ne peut améliorer la qualité médiocre qui en résulte en augmentant soit la marge de liaison soit la puissance du satellite (CCIR, 1986-90a, b). Il est possible de pallier les effets de la sélectivité en fréquence en utilisant des symboles de plus longues durées par rapport à l'étalement des temps de propagation des échos, ce qui limite le débit binaire par porteuse (CCIR, 1986-90b, c). On peut, dans ce cas, appliquer un mécanisme efficace de codage de canal (code convolutif avec décodage de Viterbi), mais il faut alors assurer l'indépendance entre les symboles successifs par rapport aux évanouissements de la voie. On peut y parvenir par un entrelacement des symboles, entre plusieurs porteuses suffisamment espacées en fréquence (Pommier et Yi Wu, 1986). L'entrelacement temporel n'est cependant efficace que si le récepteur est dans un véhicule se déplaçant au-delà d'une certaine vitesse. Si le récepteur est à l'arrêt, il faut recourir à l'entrelacement de fréquences ou encore, à la réception en diversité d'espace (Miller, 1987) (CCIR, 1986-90d). Lorsque l'on recourt à l'entrelacement en fréquence, on peut placer des porteuses modulées par d'autres canaux son entre celles qui contiennent les parties d'un canal donné, grâce au multiplexage par répartition orthogonale en fréquence (MROF) (Alard et Lassalle, 1987). Enfin, certaines propositions de systèmes numériques récentes comportent l'utilisation d'un codage de source offrant une réduction considérable du débit binaire (par exemple, codage en sous-bande); avec cette technique, le débit binaire est d'à peine 220 kbit/s pour un programme stéréophonique de haute qualité. On trouvera d'autres précisions dans les Annexes III et IV sur les systèmes numériques perfectionnés.

2.3 *Bandes de fréquences appropriées*

Un système de cette nature peut être mis en œuvre dans une bande de fréquences voisine de 1 GHz. Les fréquences limites inférieure ou supérieure sont déterminées par les considérations suivantes:

- pour la limite inférieure (au voisinage de 500 MHz):
  - le bruit artificiel est inversement proportionnel à la fréquence;
  - le diamètre de l'antenne d'émission du satellite est inversement proportionnel à la fréquence;
- pour la limite supérieure (au voisinage de 2 GHz):
  - la surface équivalente de l'antenne de réception pour la radiodiffusion sonore par satellite diminue lorsque la fréquence augmente, ce qui entraîne une augmentation de la puissance d'émission du satellite. proportionnelle au carré de la fréquence.

Tous les exemples donnés dans le présent rapport ont été établis sur la base d'une fréquence porteuse de 1 GHz. Il est considéré comme un handicap économique d'augmenter la puissance du satellite de plus de 6 dB, ce qui, selon la loi du carré de la fréquence, donne une fréquence maximale de 2 GHz. Cependant, la fréquence affecte également dans une certaine mesure la marge de liaison nécessaire pour une qualité de service donnée. Par exemple, il ressort d'expériences effectuées à 1 500 MHz [Guilleau, 1982] que la marge pour la liaison dans une zone urbaine passe de 15 dB à 18 dB pour un angle de site de 20°, lorsque l'on considère le cas B défini dans la section 2.6.3.3.

Dans sa Résolution N° 520, la CAMR ORB-88 a étendu jusqu'à 3 GHz par sa Résolution la plage de fréquences envisageable pour le service de radiodiffusion sonore par satellite.

Le tableau suivant fait une comparaison des puissances de satellite exigée à 0,5, 1, 2 et 3 GHz en prenant comme référence le bilan de liaison pour le système numérique évolué II, code A à 1 GHz (voir Tableau VI, § 2.6.4.5). Les marges de liaisons à 2 et à 3 GHz sont basées sur une extrapolation prudente des données de propagation dont on dispose actuellement pour l'Europe. Ces données doivent faire l'objet d'études expérimentales complémentaires.

TABLEAU I

Comparaison des puissances de satellite requises à 0,5, 1, 2 et 3 GHz

Fréquence (GHz)	0,5	1,0	2,0	3,0
Augmentation de puissance due à la loi en f^2 (dB)	-6	0	6	9,5
Augmentation de la marge de liaison (dB)	-2	0	3	5
Puissance à l'entrée du satellite pour un programme stéréophonique dans un faisceau de 1° (dBW)	4,9	12,9	21,9	27,4
(W)	3,1	19,5	154,9	549,5
Puissance totale à l'entrée de l'antenne du satellite pour 16 programmes (W)	49,6	311,0	2478,0	8793,0

Ce tableau, qui néglige d'autres facteurs secondaires comme la perte de couplage et la température de bruit du récepteur, montre qu'un système fonctionnant à 2 GHz exige une puissance de satellite à peu près 8 fois plus forte qu'à 1 GHz tandis qu'à 30 GHz, la puissance requise est d'environ 30 fois supérieure à celle requise à 1 GHz. A 0,5 GHz, la puissance requise est environ 6,3 fois inférieure à celle qui est requise à 1 GHz.

Il est à noter, que l'on peut faire les mêmes considérations sur l'effet de la fréquence pour d'autres systèmes de modulation, tels que la MF classique ou comprimée ou encore la modulation numérique simple.

2.4 Antenne d'émission du satellite

Les études que résume le Rapport 955-1 supposent toutes que l'antenne d'émission est un modèle à réflecteur ou à ouverture physique de type semblable, ayant une largeur de faisceau de 1° à 3 dB, et non pas une antenne filaire. Cela amène à penser que les études technologiques des antennes à ouverture physique des satellites émettant à 12 GHz peuvent, en extrapolant les dimensions de l'antenne pour l'adapter à la nouvelle bande de fréquences, s'appliquer aux satellites de radiodiffusion sonore en bande 9. En particulier, les diagrammes d'antennes de satellite utilisés lors de la CAMR-77 sont considérés comme réalisables en bande 9 [CCIR, 1986-90e]. On trouvera d'autres précisions dans l'Annexe I.

2.5 Autres orbites possibles

Les exemples de bilan de liaison qui suivent sont calculés en supposant qu'on utilise un satellite géostationnaire et montrent que la marge de liaison augmente nettement quand l'angle d'élévation diminue. Certaines études préliminaires <J.H. Stott - 1985, FTZ - 1986 et ESA - 1988> ont été réalisées sur l'utilisation éventuelle d'orbites fortement elliptiques pour réduire cet effet.

On peut citer comme exemples de ces orbites, celles inclinées de 63,43° avec une période de 12 heures ("Molniya) ou de 24 heures ("Tundra") organisées de manière telle que le satellite semble être presque directement au dessus de la zone de couverture visée pendant une partie importante de sa révolution. Pour des pays situés à des latitudes moyennes ou élevées, cette solution a l'avantage de conserver un angle de site élevé à la réception; ce qui permet de réduire nettement les pertes dues aux zones d'ombre et à la propagation par trajets multiples. De plus, il est possible de profiter de l'angle de site constamment élevé pour augmenter le gain de l'antenne des mobiles.

En conséquence, la puissance exigée du satellite diminuerait de façon correspondante, ce qui faciliterait considérablement le partage à l'intérieur d'un service ou entre services. Il en résulterait que l'utilisation du spectre serait plus efficace si l'on utilisait un mélange d'orbites géostationnaires et non géostationnaires selon la zone de couverture.

La principale différence entre les systèmes géostationnaires et les systèmes non géostationnaires est qu'il doit exister deux satellites (orbites ("Tundra") ou trois (orbites "Molniya") placés sur des orbites non en phase pour assurer un service de 24 heures. D'autres facteurs supplémentaires doivent être pris en considération tels que l'organisation du lancement et des réserves en orbite, la correction Doppler et les stratégies de changement de satellite, les variations de couverture et la protection contre les radiations (du moins pour les orbites du type "Molniya") ayant pour objet de protéger la charge utile des dommages causés par un passage répété dans les ceintures de Van Allen. Des détails complémentaires sont donnés dans le projet de Rapport AD/8, mais un complément d'étude est nécessaire pour chiffrer le bilan des avantages et des inconvénients ainsi que pour déterminer les conditions économiques applicables à l'approche géostationnaire et non géostationnaire pour le SRS (Radiodiffusion sonore).

2.6 *Bilan de liaison*

2.6.1 *Rapport porteuse/bruit*

Pour un rapport C/N de 10 dB, représentant le seuil MF, on aura un rapport signal/bruit AF (avec les caractéristiques de modulation indiquées) dont la valeur pondérée sera d'environ 40 dB (valeur mesurée en quasi-crête, CCIR) dans le cas d'une préaccentuation de 50 µs, ou légèrement plus élevée pour une préaccentuation de 75 µs.

L'objectif du C/N pour le système numérique comporte un bruit supplémentaire équivalent de 1 dB provenant du brouillage dans le même canal et de 0,5 dB provenant de chacun des canaux adjacents. Dans le cas du système numérique, la performance vis-à-vis du bruit est fixée en terme de qualité subjective (4 = bonne).

Pour les systèmes numériques perfectionnés, l'objectif visé est défini en fonction du rapport E_b/N_o nécessaire pour un taux d'erreur déterminé; E_b indique l'énergie moyenne reçue par bit utile d'information et N_o la densité spectrale de puissance du bruit.

2.6.2 Antennes de réception

Ce paragraphe traite des antennes des récepteurs fixes, portables et des autoradios.

Antennes pour récepteurs fixes

A poste fixe, dans des maisons ou des immeubles d'habitation ou de bureaux, on peut assurer un service de meilleure qualité au moyen d'antennes extérieures fixes à gain plus élevé (par exemple d'environ 15 dB) que celles des récepteurs portables ou des autoradios. Par exemple, une antenne de type hélicoidal conviendrait parfaitement.

Antennes de récepteurs portables

Dans les études, on a généralement supposé que les antennes étaient simples, comme des doublets croisés, à fente ou à cavité qui ont un gain de l'ordre de 3 dBi à 5 dBi.

Antennes d'autoradios

Les possibilités de partage et les coûts d'un système de radiodiffusion sonore par satellite dépendent étroitement des antennes d'autoradios. En un mot, meilleur est le gain de l'antenne de réception de l'autoradio, plus faible est la p.i.r.e. par canal du satellite. Dans les études faites jusqu'ici, on a en général supposé que l'antenne de l'autoradio avait un gain de l'ordre de 5 dBi. On est cependant en train de développer [Ball Aerospace, 1984, 1985; Cubic Corp., 1984, 1985] des antennes en polarisation circulaire à réseaux orientables, adaptées aux automobiles et aux camions, dont les gains atteignent 6 à 12 dBi. Dans des cas particuliers, cela pourrait intéresser les systèmes de radiodiffusion sonore par satellite [CCIR, 1986-90f].

On a ausi étudié des antennes extérieures orientables par dispositif mécanique ou électronique. Elles donnent, aux latitudes moyennes et élevées, des gains acceptables et réduisent les évanouissements dus aux trajets multiples. Il peut être intéressant de remplacer les antennes d'autoradio omnidirectionnelles à faible gain par des antennes orientables à gain moyen (6 à 12 dBi). Le coût supplémentaire qu'entraînent des antennes de ce type est compensé par une plus faible p.i.r.e. du satellite, une plus grande facilité de partage avec les autres services et une utilisation plus efficace de l'orbite et du spectre.

2.6.3 Propagation

La conception et par conséquent le coût d'un système de radiodiffusion sonore par satellite dépendent étroitement des caractéristiques de la propagation le long du trajet espace vers Terre, en particulier vers un autoradio; ces caractéristiques sont un peu moins critiques pour les récepteurs portables. Les affaiblissements de propagation sont dus à l'effet d'écran des immeubles, des arbres et autres feuillages; la dispersion diffuse due au terrain et aux obstacles voisins, comme les arbres et les immeubles, cause des évanouissements par trajets multiples. Les chutes de niveau du signal reçu dépendent de la fréquence d'émission, de l'angle de site du satellite et de l'environnement dans lequel on utilise le récepteur: emplacement dégagé, rural, boisé ou montagneux, suburbain ou fortement urbanisé.

2.6.3.1 Modèles de propagation

Pour des angles de site moyens du satellite, on sait (voir l'Annexe II) que sur une grande étendue (de l'ordre de plusieurs centaines de longueurs d'onde), la valeur moyenne du champ suit une distribution log-normale. En revanche, sur de faibles étendues (de l'ordre de quelques longueurs d'onde) on peut appliquer deux modèles de distribution:

- une distribution de Rayleigh lorsque le satellite n'est pas en vue directe, ou
- une distribution de Rice lorsque le satellite est en vue directe, ce qui donne une composante d'amplitude constante.

Bien qu'en un grand nombre d'emplacements de réception, on trouve des ondes d'amplitude constante, le modèle de Rayleigh, qui est moins favorable, ne peut être laissé de côté car il est valable dans de nombreuses zones urbaines.

Les résultats de mesures récentes [Loo, 1985], [Jongejeans et autres, 1986] et [Lutz et autres, 1986] suggèrent que, lorsqu'on veut évaluer la qualité de systèmes de radiodiffusion sonore par satellite perfectionnés à modulation numérique avec codage à correction d'erreur sans voie de retour, on prenne pour le trajet de propagation satellite vers le véhicule un modèle du type canal avec évanouissements à distribution de Rayleigh et un affaiblissement de propagation supplémentaire moyen qui dépende de l'environnement d'exploitation.

On considérera quatre sortes de trajet de propagation:

- récepteur portable placé dans une maison qui n'est pas masquée par des arbres;
- véhicule circulant en zone rurale quasiment exempte de trajets multiples et de masques dus au feuillage;
- véhicule circulant en zone rurale ou suburbaine où l'on trouve quelques trajets multiples et des masques dus au feuillage;
- véhicule circulant en zone fortement urbanisée où l'on trouve des trajets multiples dus à des bâtiments voisins, à des voitures et d'autres objets.

En général, la propagation à partir d'un satellite en bande décimétrique se caractérise par des effets de masque et la présence de trajets multiples dus à des réflexions. On parlera de voie sélective en fréquence ou non-sélective en fréquence selon la nature de la relation qui existe entre la dispersion des retards des ondes réfléchies et la largeur de bande du canal. La dispersion du retard sera minimale en zone rurale mais plus importante en zone suburbaine et surtout en zone urbaine. Des mesures effectuées à 910 MHz en zone rurale sur une simulation de trajet espace vers Terre ont montré qu'en général la dispersion des retards était inférieure à 1 μs et provenait essentiellement des réflexions et de la diffusion dues aux troncs d'arbre [Bultitude, 1987].

On peut supposer que sur des trajets espace vers Terre en zone urbaine, on trouverait des résultats analogues mais des dispersions de délais quelque peu supérieures. Les caractéristiques de propagation par trajets multiples de la voie du satellite sont généralement décrites en fonction des temps de propagation associés aux trajets multiples et de la largeur de bande de corrélation correspondante. L'étalement du temps de propagation T_0 caractérise le retard d'une voie par l'écart type des retards pondérés par les puissances correspondantes. La largeur de bande de corrélation B_c est la largeur de bande pour laquelle le coefficient de corrélation entre deux composantes spectrales du signal émis prend une certaine valeur, par exemple 90%. La relation empirique entre la largeur de bande de corrélation à une corrélation de 90%, et l'étalement du temps de propagation est donnée dans la section 4 de l'Annexe II.

Dans une voie sélective en fréquence, exploitée avec une modulation numérique simple, le taux d'erreur dépend de la dispersion des délais le long des divers trajets ainsi que de l'amplitude des signaux correspondants. Si l'on admet que chaque onde subit un processus de Rayleigh multiplicatif [Pommier et Wu, 1986], avec une distribution exponentielle des retards (écart type T_0), le niveau de brouillage intersymbole ———— dépendra du rapport de la dispersion des retards à la durée des symboles, T_r (c'est-à-dire du rapport T_0/T, où T est la durée du symbole de modulation).

2.6.3.2 Techniques de compensation

Dans un récepteur de véhicule automobile, le recours aux techniques de diversité peut améliorer notablement le fonctionnement d'un récepteur lorsqu'il se trouve dans une zone fortement masquée et subit des évanouissements à distribution de Rayleigh. Il existe trois techniques principales de diversité: 1) diversité en fréquence, 2) diversité dans le temps et 3) diversité d'espace [Proakis, 1983]. Chacune de ces techniques peut être appliquée aux systèmes à modulation numérique. Toutefois, dans le cas de la modulation de fréquence, c'est la diversité d'espace qui se révèle la plus pratique [Miller, 1988]. Ces méthodes de diversité sont décrites brièvement ci-dessous.

2.6.3.2.1 Diversité de fréquence

La diversité de fréquence met en oeuvre plusieurs porteuses dont l'espacement en fréquence est supérieur ou égal à la largeur de bande de corrélation du canal. L'efficacité d'utilisation du spectre est maintenue par entrelacement en fréquence d'un certain nombre de canaux de programmes distincts pour remplir complètement la bande de fréquences. L'occupation du spectre peut être optimisée par l'utilisation de porteuses orthogonales permettant leur recouvrement. Pour que les porteuses subissent des évanouissements indépendants, il faut que la dispersion des retards du canal soit supérieure à une certaine valeur. Pour un canal dont les retards suivent une distribution exponentielle (ce qui est typique d'un trajet de Terre), la valeur moyenne de la dispersion des retards doit être typiquement supérieure à l'inverse de l'espacement des porteuses du programme. Toutefois, dans le cas du système décrit dans l'Annexe IV la condition qui s'applique est simplement que la largeur de bande totale du canal doit être au moins égale au double de l'inverse de la valeur moyenne de la dispersion des temps de propagation. Lorsque cette condition est satisfaite (évanouissement indépendant, sélectif en fréquence de Rayleigh), il

est possible si on utilise un système numérique, dans des conditions idéales, de diminuer la marge de la liaison d'une valeur pouvant atteindre 36 dB. En raison de cette influence de la dispersion des temps de propagation, la diversité de fréquence est la plus appropriée dans les zones urbaines très masquées, où la dispersion moyenne sera la plus grande et où les porteuses adjacentes subiront des évanouissements indépendants (évanouissements sélectifs). En zone rurale, la dispersion moyenne des retards sera moindre qu'en zone urbaine. Dans les zones rurales, la dispersion des temps de propagation ne suffit pas à assurer une largeur de bande de corrélation assez étroite. Dans ce cas, l'évanouissement dans le canal tendra à être uniforme et le gain réel de codage sera moins élevé que prévu; une technique efficace pour remédier à cela consiste soit à combiner diversité de fréquence et diversité dans le temps, soit à utiliser la diversité d'espace. L'Annexe IV décrit un système à diversité de fréquence et à diversité dans le temps.

2.6.3.2.2 Diversité dans le temps

La diversité dans le temps est une technique qui convient surtout lorsque la méthode de transmission est numérique. Avant émission, les symboles de données subissent un embrouillage méthodique et ils sont remis en ordre à la sortie du récepteur. Grâce à cet embrouillage méthodique, on transforme en erreurs aléatoires un paquet d'erreurs qui survient au cours d'un évanouissement profond. Associée à un codage de correction des erreurs vers l'avant, la diversité dans le temps transforme un canal à paquets d'erreurs dues au masquage et aux évanouissements de Rayleigh en un canal à erreurs aléatoires; cela rétablit l'efficacité des codes de correction. En théorie, on peut réduire de 36 dB la marge de la liaison pour un TEB de 10^{-5} en utilisant un code convolutionnel ayant une longueur de contrainte de 7 et un taux de 1/2, associé au décodage de Viterbi à probabilité maximale.

Les principaux inconvénients de la diversité dans le temps sont les suivants: nécessité d'avoir des circuits de désembrouillage dans tous les récepteurs (essentiellement des mémoires en circuits intégrés); fonctionnement défectueux si la vitesse du véhicule est inférieure à celle pour laquelle le système a été conçu; en pratique, le traitement du signal limite l'application de la méthode aux modulations numériques. L'Annexe III décrit la conception et les performances d'un système qui met en oeuvre la diversité dans le temps.

2.6.3.2.3 Diversité d'espace

La diversité d'espace repose sur l'emploi de plusieurs antennes de réception suffisamment espacées pour que les signaux reçus subissent des évanouissements indépendants. On combine ces signaux de sortie des diverses antennes pour constituer un signal de sortie dont les évanouissements sont sensiblement moins profonds que ceux des signaux individuels. La combinaison peut se faire par la méthode de combinaison à rapport maximal. On peut mettre en oeuvre cette méthode avec M boucles de verrouillage de phase qui réalisent la cohérence de phase des signaux de sortie des M antennes. Les signaux sont alors pondérés en amplitude et additionnés pour former leur signal composite. Pour un système numérique, la diversité quadruple, avec combinaison à rapport maximal en présence d'évanouissements à distribution de Rayleigh, peut réduire de 36 dB la marge de liaison dans des conditions idéales.

Pour un système analogique MF, il est possible de réduire de 26 dB, avec une probabilité de 0,001, la profondeur d'un évanouissement en appliquant une diversité quadruple et une combinaison à rapport maximal [Miller, 1988]. Les avantages de la diversité d'espace sont les suivants: elle s'applique aux systèmes tant analogiques MF que numériques et elle n'accroît pas la complexité de tous les récepteurs, mais seulement de ceux qui ont besoin de l'amélioration qu'elle apporte (récepteurs de véhicules). Son inconvénient est la nécessité d'avoir plusieurs antennes sur le véhicule associées à une série de plusieurs boucles de verrouillage de phase interdépendantes. Des études complémentaires sont nécessaires pour évaluer dans le détail l'efficacité de la diversité d'espace appliquée aux systèmes MF et aux systèmes numériques et en particulier dans les zones urbaines.

2.6.3.3 Marges de liaison

Dans les tableaux qui suivent, on a admis plusieurs valeurs de marge de liaison. Il s'agit d'estimations qui sont nécessaires dans les différents cas énumérés ci-dessous. L'Annexe II traite cette question plus en détail.

Cas A: On utilise une marge de 6 dB qui devrait donner un C/N d'au moins 10 dB en 90% des points de réception (zones rurales) pour un angle de site du satellite dépassant 70°, ce qui correspond à un service exploité dans des zones à basse latitude. Dans ces conditions, la réception mobile sur les routes devrait être satisfaisante, c'est-à-dire qu'elle se situera au-dessus du seuil, sauf à proximité d'obstacles élevés que l'auditeur remarquera immédiatement.

Cas B: La marge de 15 dB s'applique aux cas de ——————————— réception dans une zone urbaine, pour un angle de site du satellite de 20° (zone à latitude élevée), et pour une qualité de service correspondant à $C/N > 10$ dB en 90% des emplacements [Guilbeau, 1979].

Cas C: La marge de 25 dB s'applique au cas de la réception dans les zones urbaines, où 90% des zones sont desservies de telle manière que 90% des points de réception d'une zone ont un C/N au moins égal à 10 dB (voir le § 3.1 de l'Annexe IV).

Cas D: Mêmes remarques que pour le cas C, si ce n'est que la proportion des zones dont 90% des points bénéficient d'un C/N au moins égal à 10 dB, est de 95%. (Voir l'Annexe II.)

Cas E: Ce cas correspond au système numérique perfectionné et à un véhicule qui circule dans une zone rurale un peu masquée. Le modèle s'applique à la voie avec évanouissements à distribution de Rayleigh; l'affaiblissement de propagation supplémentaire moyen est alors de 0 dB.

Cas F: Ce cas correspond aussi au système numérique perfectionné, mais à un véhicule circulant en zone rurale très masquée ou même dans une zone très urbanisée où la sélectivité de fréquence doit être prise en compte. Le modèle est la voie avec évanouissements à distribution de Rayleigh; l'affaiblissement de propagation supplémentaire moyen est alors de 10 dB.

Pour les systèmes numériques perfectionnés, le cas F est directement comparable au cas B pour les systèmes analogiques. La marge de liaison est réduite de 5 dB car ces systèmes numériques perfectionnés éliminent l'effet de l'évanouissement de Rayleigh et, en conséquence, on ne doit prendre en compte que le facteur (10 dB) représentant la distribution log-normale du champ dans les zones de grande étendue (voir l'Annexe II).

Cas G: Ce cas correspond à l'usage d'un récepteur portable dans une maison à un seul étage. Le modèle est celui de la voie à bruit blanc gaussien additif (BBGA); l'affaiblissement de propagation supplémentaire moyen est alors de 12 dB.

2.6.4 Bilans de liaison pour différents systèmes

Les bilans de liaison des différents types de systèmes étudiés sont donnés ci-après.

2.6.4.1 Systèmes MF

Le Tableau II présente les bilans de liaison des deux exemples de systèmes MF pour les différents cas de marge de liaison A, B, C et D définis au § 2.6.3.3. Les valeurs du C/N données correspondent à un rapport S/N audio de 40 dB (pondéré, en réception monophonique) et supposent la présence d'un démodulateur à boucle verrouillée en phase (pour un démodulateur classique, il faudrait un C/N de 10 dB en raison des effets de seuil). Pour une qualité de service donnée, la puissance surfacique nécessaire avec le système MF à compression-extension et à largeur de bande audio de 10 kHz est inférieure à celle qu'exige la MF classique à largeur de bande égale à 15 kHz. Ainsi, pour le cas de la marge de liaison "A", les puissances surfaciques valent -123,4 dB(W/m^2) et -114,1 dB(W/m^2) respectivement.

TABLEAU II

Bilan de liaison des systèmes MF à 1 GHz

Polarisation		Circulaire							
Type de modulation		MF à compression-extension				MF classique			
Mode de réception		monophonique				monophonique[1]			
Largeur de bande audio	kHz	10				15			
Déviation de la porteuse	kHz	26,5				75			
Largeur de bande de bruit	kHz	73 (-48,6 dBHz)				180 (-52,6 dBHz)			
C/N total nécessaire[2]	dB	4,0				9,3			
Note de dégradation subjective du son[3]		3				3			
Dégradation due à la liaison montante	dB	0,4				0,4			
C/N exigé sur la liaison descendante	dB	4,4				9,7			
Marge de mise en oeuvre	dB	1				1			
Gain de l'antenne de réception	dBi	5				5			
Perte de couplage	dB	1				1			
Température de bruit du récepteur	K	600 (= 27,8 dBK)				600 (= 27,8 dBK)			
Surface de l'antenne isotrope à 1 GHz	dBm^2	-21,4				-21,4			
Cas de marge de liaison		A	B	C	D	A	B	C	D
Marge de la liaison	dB	6	15	25	33	6	15	25	33
Puissance surfacique en vue directe en limite de faisceau (-3 dB)	$dB(W/m^2)$	-123,4	-114,4	-104,4	-96,4	-114,1	-105,1	-95,1	-87,1
Champ équivalent en limite de faisceau	$dB(\mu V/m))$	22,4	31,4	41,4	49,4	31,7	40,7	50,7	58,7
Affaiblissement d'étalement	dBm^2	162,4	162,9	162,9	162,9	162,4	162,9	162,9	162,9
P.i.r.e. sur l'axe	dBW	42	51,5	61,5	69,5	51,3	60,8	70,8	78,8
Puissance de l'émetteur pour un faisceau de 1° de large	dBW	-1,9	7,6	17,6	25,6	7,4	16,9	26,9	34,9

(1) La réception stéréophonique est possible pour un récepteur fixe ayant un gain d'antenne plus élevé.

(2) On suppose utiliser un démodulateur à boucle verrouillée en phase. Il faut ce C/N pour obtenir un S/N audio de 40 dB. Il dépasse le seuil du démodulateur PLL.

(3) Voir la Recommandation 562.

2.6.4.2 Systèmes MF avec diversité d'espace sur les véhicules

Le tableau III présente le bilan de liaison pour un récepteur à bord d'un véhicule avec quadruple diversité d'espace et combinaison à rapport maximal [Miller, 1988]. Les conditions de réception correspondent à celles du cas E (zone rurale légèrement masquée avec évanouissements à distribution de Rayleigh et affaiblissement de propagation supplémentaire moyen de 0 dB) et du cas F (zone rurale très masquée avec évanouissements à distribution de Rayleigh et affaiblissement de propagation supplémentaire moyen de 10 dB). On notera qu'il est inutile, pour recevoir une voie son MF, d'équiper les récepteurs fixes ou portatifs d'antennes multiples ou de circuits de combinaison des signaux.

2.6.4.3 Systèmes numériques simples

L'exemple traité dans ce paragraphe (voir Tableau IV) est fondé sur une source au débit binaire de 338 kbit/s par canal monophonique, ce qui peut s'obtenir par compression-extension quasi instantanée [CCIR, 1982-86a] ou par modulation delta adaptative.

Il existe un grand nombre de types de modulation. La plupart de ceux qui n'exigent dans le récepteur qu'un circuit de détection relativement simple impliquent en général des puissances du même ordre. Les caractéristiques spectrales, la sensibilité aux défauts du canal (comme ceux que présente l'amplificateur de puissance du satellite) et la facilité de démoduler varient légèrement des uns aux autres. Cet exemple met en oeuvre la MDP-2-BLR.

La qualité de fonctionnement de ces systèmes numériques simples sera affectée par la sélectivité en fréquence du canal. Toutefois, le bilan de liaison donné dans cet exemple se rapporte au meilleur cas de propagation, c'est-à-dire lorsqu'il n'y a pas de sélectivité de fréquence dans le canal de transmission.

2.6.4.4. Système numérique perfectionné I (voir aussi Annexe III)

L'exemple de système numérique perfectionné décrit ici est fondé sur un ensemble de technologies qui devraient être assez avancées en 1990 [CCIR, 1986-90d] ou même plus tôt, pour être appliquées à la radiodiffusion sonore par satellite destinée aux récepteurs portables ou aux autoradios. Les caractéristiques essentielles de ce système sont les suivantes:

- recours à une technique bon marché de codage du son à modulation delta adaptative (MDA) qui a déjà été utilisée pour des appareils audio grand public de haute qualité [Dolby, 1985; Signetics, 1985];

- recours à un codage convolutif (R = 1/2; K = 7) et à un décodage de Viterbi à maximum de vraisemblance pour la correction d'erreur sans voie de retour; et

- entrelacement/désentrelacement pour atténuer efficacement les inconvénients des évanouissements rapides sur le trajet satellite-autoradio.

- recours à la réception en diversité spatiale sur un véhicule de manière à assurer la continuité du service lorsque le véhicule est à l'arrêt.

TABLEAU III

Bilan de liaison d'un système de radiodiffusion sonore analogique MF par satellite qui dessert un récepteur à bord d'un véhicule avec quadruple diversité spatiale et combinaison à rapport maximal

Polarisation		Circulaire			
Type de modulation		MF à compression-extension		MF classique	
Mode de réception		monophonique		monophonique[1]	
Largeur de bande audio	kHz	10		15	
Déviation de la porteuse	kHz	26,5		75	
Largeur de bande de bruit	kHz	73 (=48,6 dBHz)		250 (= 54 dBHz)	
C/N total nécessaire[2]	dB	4,0		9,3	
Note de dégradation subjective du son[3]		3		3	
Dégradation due à la liaison montante	dB	0,4		0,4	
C/N exigé sur la liaison descendante	dB	4,4		10,4	
Marge de mise en oeuvre	dB	1		1	
Gain de l'antenne de réception	dBi	5		5	
Perte de couplage	dB	1		1	
Température de bruit du récepteur	K	600 (= 27,8 dBK)		600 (= 27,8 dBK)	
Surface de l'antenne isotrope à 1 GHz	dBm^2	-21,4		-21,4	
Cas de marge de liaison		E	F	E	F
Marge de la liaison	dB	3,5	13,5	3,5	13,5
Puissance surfacique en vue directe en limite de faisceau (-3 dB)	$dB(W/m^2)$	-125,9	-115,9	-114,5	-104,5
Champ équivalent en limite de faisceau	$dB(\mu V/m)$	19,9	29,9	31,3	41,3
Affaiblissement d'étalement	dBm^2	163,0	163,0	163,0	163,0
P.i.r.e. sur l'axe	dBW	40.1	50,1	51,5	61,5
Puissance de l'émetteur pour un faisceau de 1° de large	dBW	0,4	4,2	5,8	57,5

(1) La réception stéréophonique est possible pour un récepteur fixe ayant un gain d'antenne plus élevé.

(2) On suppose utiliser un démodulateur à boucle de verrouillage en phase. Il faut ce C/N pour obtenir un S/N audio de 40 dB. Il dépasse le seuil de démodulateur PLL.

(3) Voir la Recommandation 562.

TABLEAU IV

Bilan de liaison à 1 GHz d'un système numérique simple

Polarisation	Circulaire			
Type de modulation	MDP-2-BLR			
Mode de réception	Monophonique[1]			
Protection contre les erreurs	dissimulation			
Débit binaire total	364			
E_b/N_o nécessaire (pour un taux d'erreurs binaires de 10^{-4}) (dB)	8,4			
Note de dégradation subjective du son [2]	4			
C/N_o total nécessaire (dBHz)	64			
Dégradation due à la liaison montante (dB)	0,4			
C/N_o nécessaire sur la liaison descendante (dBHz)	64,4			
Marge de mise en oeuvre (dB)	1			
Contribution des brouillages (dB)	2			
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5			
Perte de couplage (dB)	1			
Température de bruit du récepteur (K)	600 (= 27,8 dBK)			
Surface de l'antenne isotrope à 1 GHz ($dB(m^2)$)	-21,4			
Cas de marge de liaison	A	B	C	D
Marge de la liaison (dB)	6	15	25	33
Puissance surfacique en vue directe en limite de faisceau (-3 dB) ($dB(W/m^2)$)	-110	-101	-91	-83
Champ équivalent ($dB(\mu V/m)$)	35,8	44,8	54,8	62,8
Affaiblissement d'étalement ($dB(m^2)$)	162,4	162,9	162,9	162,9
P.i.r.e. sur l'axe (dBW)	55,4	64,9	74,9	82,9
Puissance d'émission pour un faisceau de 1° (dBW)	11,5	21	31	39

(1) En mode stéréophonique, il faut doubler le débit binaire total, de sorte que la puissance d'émission serait également doublée.

(2) Voir la Recommandation 562.

On établit les bilans de liaison dans trois cas:

- réception à bord d'un véhicule circulant dans un environnement rural sous des frondaisons épaisses (ce qui ajoute 10 dB à l'affaiblissement de propagation) (cas F);

- réception à bord d'un véhicule circulant dans un environnement rural sous des feuillages légers (pas d'affaiblissement de propagation supplémentaire) (cas E);

- récepteur portable utilisé dans une maison (12 dB d'affaiblissement de propagation supplémentaire) (cas G).

Comme on l'a vu au § 2.6.3.3 et pour autant que la largeur de bande de corrélation soit faible par rapport à la largeur de bande du signal émis, le premier cas est aussi analogue à ce qui se passe à bord d'un véhicule qui circule en zone urbaine, où l'affaiblissement de propagation supplémentaire est égal à 10 dB.

Les valeurs que donne le Tableau V pour la puissance surfacique et la densité surfacique spectrale de puissance sont de quelque 10 à 20 dB inférieures à ce qu'il faut pour des systèmes MF conventionnels ou numériques simples, ou fonctionnant dans les mêmes conditions. On notera qu'un récepteur à bord d'un véhicule n'est capable de donner une qualité comparable que si on applique la quadruple diversité d'espace et la combinaison à rapport maximal. En ayant recours, pour ces récepteurs, à la diversité d'espace plutôt qu'à la diversité de temps, on peut concevoir et fabriquer des récepteurs fixes et portatifs plus simples et de moindre prix.

2.6.4.5 Système numérique évolué II (voir aussi l'Annexe IV)

Le système numérique évolué II est spécialement conçu pour surmonter les problèmes de sélectivité en fréquence du canal de sorte qu'il convient bien à la réception à bord de véhicules en milieu urbain (CCIR, 1986-90b, c). Il met en oeuvre:

- un codage de source efficace avec réduction substantielle du débit binaire;

- un codage convolutif de canal avec décodage de Viterbi;

- un entrelacement en fréquence et dans le temps afin de vaincre les effets des évanouissements sélectifs;

- codage et multiplexage en fréquence orthogonale (COFDM, abréviation venant des termes anglais);

- l'utilisation d'un intervalle de garde entre deux symboles consécutifs.

Hypothèses fondamentales

- Débit binaire du codage de source par programme de radio stéréophonique: 168 kbit/s (exemple de système A), 224 kbit/s (exemple de système B);

- modulation: MDP-4 avec démodulation différentielle;

- codage de canal: entrelacement en fréquence et codage convolutif de taux 1/2, longueur de contrainte 7, avec distance libre de 10;

- dispersion moyenne des retards: 2 μs, ce qui est représentatif d'un environnement urbain dense en Europe.

Selon le débit à la source (A ou B) et avec un total de 256 porteuses, on dispose respectivement de 16 et de 12 programmes stéréophoniques dans une bande de 4 MHz.

Le bilan de liaison est donné au Tableau VI pour le cas F avec une marge de liaison de 10 dB.

TABLEAU V

Bilan de liaison pour le système I numérique perfectionné pour la radiodiffusion sonore par satellite, fonctionnant en bande 9

Caractéristique du système	Valeur
Type de modulation	MDP-4
Mode de réception	monophonique (1)
Débit binaire (kbit/s)	204
Débit des symboles (ke/s)	408
Largeur de bande RF nécessaire (kHz)	400
S/N reçu (dB)	58
Note de détérioration subjective du son (2)	4,5
Taux d'erreurs binaires à la réception	10^{-5}
Largeur de bande audio (kHz)	15
Fréquence de la porteuse (MHz)	1000

Cas de marge de liaison	F	E	G
	Automobile		
	Feuillage dense	Feuillage léger	Maison
Gain d'antenne du récepteur (dBi)	5,0		5,0
Perte de couplage (dB)	1,0		1,0
Température de bruit du système de réception (K)	600		600
E_b/N_o nécessaire (dB)	7,4		3,8
Marge de mise en oeuvre (dB)	1,0		1,0
Affaiblissement de propagation supplémentaire moyen (dB)	10	0	12,0
Puissance surfacique en vue directe au bord du faisceau (dB(W/m^2))	-111,8	-121,8	-113,4
Champ équivalent au bord du faisceau (dB(uV/m))	34,0	24,0	32,4
Puissance surfacique maximale au centre du faisceau par 4 kHz (dB($W/(m^2 \cdot 4$ kHz)))	-125,9	-135,9	-127,5
Affaiblissement d'étalement maximal ($_o$ = 17°) (dB/m^2)	163,0		163,0
P.i.r.e. sur l'axe (dB(W))	54,2	44,2	52,6
Gain de l'antenne du satellite (D=20 m) pour un faisceau de 1° (dBi)	43,9		43,9
Puissance appliquée à l'antenne (dB(W))	10,3	0,3	8,7
Puissance appliquée à l'antenne (W)	10,7	1,1	7,4

(1) En mode stéréophonique, il faut doubler le débit binaire, de sorte que le débit de symboles, la largeur de bande RF nécessaire et la puissance d'entrée de l'antenne doivent également être doublés.

(2) Voir la Recommandation 562.

TABLEAU VI

Bilan de liaison pour le système numérique évolué II (1 GHz)

	Système A (16 progr./4MHz)	Système B (12 progr./4MHz)
Polarisation	Circulaire	Circulaire
Protection contre les erreurs	FEC (1/2)	FEC (1/2)
Débit binaire total par programme stéréophonique (kbit/s)	336	448
Rapport E_b/N_o nécessaire pour un taux d'erreur de 10^{-3} (dB)	8,5	8,5
Dégradation subjective du son (1)	4,5	4,5
C/N_o total nécessaire par voie stéréophonique (dBHz)*	60,8	62
Dégradation due au rapport C/N de la liaison de connexion (dBHz)	0,4	0,4
C/N_o exigé dans la liaison descendante (dBHz)	61,2	62,4
Marge pour imperfections (dB)**	2	2
Marge pour brouillage (dB)	1	1
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Perte de couplage (dB)	1	1
Température de bruit du récepteur (K)	600 (=27,8 dB/K)	600 (=27,8 dB/K)
Gain de l'antenne de satellite avec un faisceau de 1° (dbi)	43,9	43,9
Qualité de service (voir § 6.4.2.)	F	F
Marge de liaison (dB)	10	10
Densité surfacique de puissance en vue directe en limite de faisceau (-3 dB) (dBW/m^2)*	-109,2	-108
Champ équivalent en limite de faisceau ($dB\mu V/m$)*	36,6	37,8
Densité surfacique de puissance en vue directe au centre de faisceau par 4 kHz pour l'ensemble du multiplex audio (dBW/m^2/4 kHz)	-123,6	-123,6
Perte d'étalement (dB/m^2) ($\delta = 17°$)	163	163
P.i.r.e. dans l'axe (dBW)*	56,8	58
Puissance à l'entrée de l'antenne pour un faisceau de 1° (dBW)* (2)	12,9	14,1
Puissance à l'entrée de l'antenne pour un faisceau de 1° (W)*	19,5	25,7

---

* Ces chiffres indiquent la puissance, etc. exigée par programme stéréophonique

** Cette valeur tient compte d'une marge de 1 dB pour l'utilisation d'un intervalle de garde de 20 % (voir Annexe IV).

(1) Voir la Recommandation 562

(2) Ces bilans de liaison ont été calculés à partir d'une puissance à l'entrée de l'antenne satisfaisant des critères déterminés de qualité de liaison. Compte tenu de la distorsion entraînée par le système de modulation complexe adopté, il est probable que l'amplificateur de sortie devra fonctionner avec un recul. Les études se poursuivent, mais on s'attend pour le moment à ce que le recul en question doive être compris entre 4 et 5 dB.

2.7 Questions de partage

Le choix de la bande de fréquences pour le service de radiodiffusion sonore par satellite affecte le partage inter-services. Les possibilités de partage dépendent du niveau des brouillages que tolèrent les autres services et de la sensibilité du nouveau service aux brouillages que lui infligent les autres. En supposant que l'antenne de réception ait un gain fixe et soit quasiment omnidirective pour une réception de qualité acceptable, la puissance surfacique variera dans le même sens que la fréquence.

Le Tableau d'attribution des bandes de fréquences dans la bande 500 - 2 000 MHz et à son voisinage compte un grand nombre de bandes de fréquences attribuées à de nombreux services de radiocommunications, y compris la radiodiffusion, le fixe et le mobile, ainsi que les services aéronautiques, la radionavigation et la radiolocalisation. Mais les critères de partage n'existent à l'heure actuelle que pour les services de radiodiffusion, fixe et mobile dans certaines bandes.

2.7.1 Application des modèles de systèmes à l'étude des partages

Le § 2.6 décrit plusieurs systèmes qui présentent une grande variété et peuvent s'appliquer à différentes situations de réception, zones rurales ou urbaines, latitudes hautes ou basses. On en a choisi quatre qui ont le plus de chances de devenir des réalités. Le Tableau VII présente les caractéristiques de ces 4 types de systèmes qui servent à étudier les partages. Il suppose qu'on opère à 1 000 GHz.

TABLEAU VII

Caractéristiques des types de systèmes utiles pour étudier les partages

Système	MF classique	MF à compression extension	Numérique	Numérique perfectionné[1]
Classe de service	A[2]	A[2]	A[2]	F[3]
Marge de liaison	6 dB	6 dB	6 dB	10 dB[4]
Puissance surfacique au centre de la zone de couverture[5] (dB(W/m^2))	-111,1	-120,4	-107	-109
Puissance surfacique par 4 kHz au centre de la zone de couverture[5] (dB(W/(m^2.4 kHz)))	-111,1[6]	-120,4[6]	-123,6	-126

(1) Cette colonne représente deux systèmes numériques perfectionnés distincts qui ont à peu près les mêmes caractéristiques de partage

(2) Destiné à la réception en zone rurale à basse latitude

(3) Destiné à la réception en zone fortement urbanisée à haute latitude

(4) Cela équivaut à 15 dB pour les autres systèmes

(5) La puissance surfacique croît comme le carré de la fréquence d'exploitation (+3,5 dB à 1,5 GHz, -6 dB à 500 MHz)

(6) Dans ces cas, on suppose qu'il n'y a pas de dispersion d'énergie

2.7.2 Dispersion d'énergie

La dispersion d'énergie peut être utile pour faciliter le partage entre le service de radiodiffusion sonore par satellite et les services de Terre. Il existe deux formes de dispersion d'énergie. La première est la dispersion d'énergie naturelle associée aux caractéristiques de l'information (le programme sonore) et à la méthode de modulation. La seconde est une dispersion d'énergie artificielle qu'on ajoute au signal émis pour répartir la puissance surfacique sur une plus grande largeur de bande et donc diminuer la densité spectrale surfacique de puissance.

Pour la radiodiffusion sonore par satellite, la dispersion d'énergie naturelle associée à une émission MF analogique n'a pratiquement aucun intérêt en raison des blancs de la parole et des transitions entre programmes. Pendant ces pauses, la porteuse est émise à pleine puissance sur sa fréquence de repos. La dispersion d'énergie naturelle, qui est due à l'instabilité de l'oscillateur de l'émetteur, sera quasiment nulle pour un système de radiodiffusion sonore par satellite exploité en bande 9. Dans une émission MF analogique, on peut cependant recourir à une dispersion d'énergie artificielle pour faciliter le partage avec des services à bande étroite. La méthode que décrit le Rapport 384-4 pour les systèmes de transmission téléphonique multicanal MRF/MF peut s'appliquer aux systèmes de radiodiffusion sonore par satellite.

Les systèmes de radiodiffusion sonore numérique par satellite peuvent présenter une dispersion naturelle d'énergie substantielle. Par rapport à une porteuse non modulée, les systèmes perfectionnés décrits dans ce chapitre peuvent assurer un gain de dispersion d'énergie de l'ordre de 17 à 19 dB dans une bande de référence de 4 kHz. Pour y parvenir, il faut que la porteuse soit modulée par une séquence numérique qui s'apparente à une séquence vraiment aléatoire de zéros et de uns. Ce processus est décrit dans l'Annexe III au Rapport 384-4.

Pour obtenir aussi un gain de dispersion d'énergie de 17 dB dans un système MF, il faudrait une déviation crête à crête de 200 kHz, mais cette dispersion d'énergie artificielle exigerait de modifier les récepteurs classiques.

2.7.3 Aperçu général sur les situations de partage

Pour avoir un aperçu général sur les situations de partage, on va examiner, dans le Tableau VIII les services qui ont une attribution dans les bandes décimétriques. Ce tableau indique, par bande de fréquences, les services et les contraintes correspondantes qui sont soit spécifiés dans le Règlement des Radiocommunications, soit étudiés dans les textes du CCIR, avec des références aux critères de partage plus spécifiques que présente le Tableau IX. Ces tableaux permettent de comprendre la situation globale de partage dans la bande de fréquences 0,5 - 3 GHz, mais il se peut qu'ils ne fassent pas intervenir tous les aspects de partage indiqués dans l'article 8 du Règlement des radiocommunications.

2.7.4 Etude de situations particulières de partage

2.7.4.1 Partage avec le service de radiodiffusion télévisuelle de Terre

Pour protéger le service de radiodiffusion de Terre exploité en bandes décimétriques contre les brouillages causés par la radiodiffusion sonore par satellite, il faut tout d'abord déterminer la puissance surfacique produite par le satellite dans la zone de service de la station de radiodiffusion télévisuelle de Terre. Le partage sera d'autant plus facile que la puissance surfacique sera plus faible, qu'on utilise ou non la dispersion d'énergie.

TABLEAU VIII

(provenance: Tableau 6-X du Rapport du CCIR à la CAMR ORB-88)

Limites de la puissance surfacique par bandes de fréquences

(Pour de plus amples informations sur les conditions de partage, voir l'Article 8 du Règlement des radiocommunications)

Bande (MHz)	Services brouillés ayant des limites spécifiées*	Notes	Limite la plus stricte (pour angle de site = 0)	Références (Tableau VII)
470 - 890	Radiodiffusion Radioastronomie (608 - 614)	 (4)	-129 dB(W/m^2) -136 dB(W/m^2) -185 dB(W/m^2) dans 6 MHz	A RR: Rec. 705 G CCIR: Rap. 631 I CCIR: Rap. 224
890 - 960	Fixe Mobile		-146 dB($W/(m^2 . 16$ kHz))	H CCIR: Rap. 631
960 - 1 215		(3)		
1 215 - 1 240		(3)		
1 240 - 1 300		(3)		
1 300 - 1 350		(3)		
1 350 - 1 400		(3)		
1 400 - 1 427	Radioastronomie	(4) (1)	-180 dB(W/m^2) dans 27 MHz -80 dB(W/m^2) valeur typique	I CCIR Rap. 224 J CCIR Rap. 697
1 427 - 1 525		(3) (7)		
1 525 - 1 530	Fixe Mobile	(5)	-154 dB(W/m^2) dans 4 kHz	C RR: Art. 28, section IV
1 530 - 1 535		(8) (5)		
1 535 - 1 626,5		(3)		

* Conformément au Règlement des radiocommunications et aux Rapports ou Recommandations du CCIR.

TABLEAU VIII (suite)

(provenance: Tableau 6-X (suite) du Rapport du CCIR à la CAMR ORB-88 sauf les deux dernières rangées)

Bande (MHz)	Services brouillés ayant des limites spécifiées*	Notes	Limite la plus stricte (pour angle de site = 0)	Références (Tableau VII)
1 626,5-1 660,5	Radioastronomie (1 660 - 1 660,5)	(4)	-194 dB(W/m^2) dans 20 kHz	I CCIR: Rap. 224
1 660,5 - 1 670	Radioastronomie	(4)	-194 dB(W/m^2) dans 20 kHz	I CCIR: Rap. 224
		(1)	-80 dB(W/m^2) valeur type	J CCIR: Rap. 697
1 670 - 1 700	Auxiliaires de la météorologie	(5)	-133 dB(W/m^2) dans 1,5 MHz	B RR: Art. 28, section IV
1 700 - 1 710	Fixe Mobile	(5)	-154 dB(W/m^2) dans 4 kHz	C RR: Art. 28, section IV
1 710 - 2 290		(3)		
2 290 - 2 300	Fixe Mobile	(5)	-154 dB(W/m^2) dans 4 kHz	C RR: Art. 28, section IV
2 300 - 2 483,5		(3)		
2 483,5 - 2 500	Fixe Mobile	(6)	-154 dB(W/m^2) dans 4 kHz	C RR: Art. 28 MOD 2558, 2559
2 500 - 2 655	Fixe Mobile	(2)	-152 dB(W/m^2) dans 4 kHz	E RR: Art. 28, section IV
2 655 - 2 690	Fixe Mobile	(2)	-152 dB(W/m^2) dans 4 kHz	E RR: Art. 28, section IV
2 690 - 2 700	Radioastronomie	(4)	- 177 dB (W/m2) dans 10 MHz	I CCIR:Rap 224
		(1)	- 76 dB (W/m2) valeur typique	J CCIR:Rap 697
2 700 _ 3 100		(3)		

* Conformément au Règlement des radiocommunications et aux Rapports ou Recommandations du CCIR.

Notes relatives au Tableau VIII
(Ces notes proviennent du Tableau 6-X du Rapport du CCIR à la CAMR ORB-88)

(1) Cette limite s'applique aux services dont les produits d'intermodulation tombent dans une bande attribuée à la radioastronomie.

(2) Le SRS dans la bande 2 500 - 2 690 MHz est limité à des systèmes nationaux et régionaux pour la réception communautaire, voir numéro 761 du RR. En outre, dans certains pays il y a une autre attribution et le SRS n'a, alors, pas d'attribution dans cette bande. Dans la bande 2 655 - 2 690 MHz, les services doivent prendre toutes les mesures nécessaires pour protéger le service de radioastronomie de la bande 2 690 - 2 700 MHz.

(3) Aucune limite n'est précisée.

(4) Tableau I ou II du Rapport 224. Pour permettre les observations de radioatronomie à 5° de l'orbite des satellites géostationnaires, il faut utiliser des niveaux inférieurs de 15 dB (voir le § 4.3 du Rapport 224 et la Recommandation 611 du CCIR); par exemple, pour la bande 470 - 890 MHz, le niveau sera de -200 dB(W/m^2).

(5) Dans le cas de systèmes à diffusion troposphérique, se référer à l'Article 28 du Règlement des radiocommunications, en particulier au numéro 2560.

(6) La CAMR MOB-87 a adopté cette limite dans la bande 2 483,5 - 2 500 MHz (Article 28 MOD 2558, 2559).

(7) Le Rapport 941 étudie le partage entre le service de radiodiffusion par satellite (sonore) et le service fixe dans cette bande. Le Rapport 955-1 étudie le partage entre ces deux services dans la bande 0,5 - 2 GHz.

(8) Les limites spécifiées à la section 4 de l'Article 28 s'appliquent jusqu'au 1er janvier 1990.

Dans le Rapport 631-3, l'UER a proposé un champ minimal de 65 dB(uV/m) et les Etats-Unis, 56 dB(uV/m). En outre, l'UER mentionne dans ce cas un rapport de protection de 54 dB et les Etats-Unis suggèrent 35 dB pour protéger contre le SRS (TV-MF) la radiodiffusion télévisuelle de Terre. (Il semble cependant que dans le cas de porteuses à modulation numérique un rapport de protection de 54 dB soit pessimiste.)

Il en résulte, pour le service de radiodiffusion sonore par satellite, une gamme de puissances surfaciques autorisées qui va de -132 dB(W/m^2) à -122 dB(W/m^2) (total pour un canal de télévision), valeurs fondées sur les champs minimaux à protéger ci-dessus, en supposant que le recours à la polarisation circulaire fasse gagner 3 dB.

65 dB(μV/m) - 146 dB(W/μVm) - 54 dB + 3 dB = -132 dB(W/m^2)
56 dB(μV/m) - 146 dB(W/μVm) - 35 dB + 3 dB = -122 dB(W/m^2)

De plus, le numéro 693 du Règlement des radiocommunications autorise au SRS (TV-MF), dans la bande 620 - 790 MHz, une puissance surfacique de -129 dB(W/m^2).

TABLEAU IX - Critères spécifiques de partage
(provenance: Tableau 6-XI du Rapport du CCIR à la CAMR ORB-88)

	Référence	Services brouilleurs	Services brouillés	Bandes MHz	Limites de DSP (δ = angle de site)
A	RR: Rec. 705	Radiodiffusion par satellite	Radiodiffusion de Terre	620-790	-129 pour $0^\circ \leq \delta < 20^\circ$ -129+0.4 (δ - 20) pour $20^\circ \leq \delta < 60^\circ$ -113 pour $60^\circ \leq \delta < 90^\circ$ dB(W/m^2) à titre provisoire
B	RR: Article 28 Section IV	Exploration de la Terre par satellite Météorologie par satellite	Auxiliaires de la météorologie	1 670-1 700	-133 dB(W/m^2) dans toute bande de 1.5 MHz
C	RR: Article 28 Section IV	Météorologie par satellite	Fixe	1 525-1 530 en Régions 1 et 3	-136 pour $0^\circ \leq \delta < 5^\circ$
		Recherche spatiale	Mobile	1 530-1 535 en Régions 1 et 3	-154+0.5 (δ -5) pour $5^\circ \leq \delta < 25^\circ$
		Exploitation spatiale		1 670-1 690 1 690-1 700 1 700-1 710 2 290-2 300	-144 pour $25^\circ \leq \delta < 90^\circ$ dB(W/m^2) dans toute bande de 4 kHz
		Service de radio-repérage par satellite		2 483.5-2 500	-154 dB(W/m^2) dans 4 kHz
D	RR: Article 28 Section IV 2560	Les mêmes qu'en C	Fixe par diffusion troposphérique	Les mêmes qu'en C	-168 dB(W/m^2) dans toute bande de 4 kHz à l'entrée du récepteur de la station du service fixe
E	RR: Article 28 Section IV	Radiodiffusion par satellite Fixe par satellite	Fixe Mobile	2 500-2 690	-152 pour $0^\circ \leq \delta < 5^\circ$ -152+0.75 (δ - 5) pour $5^\circ \leq \delta < 25^\circ$ -137 pour $25^\circ \leq \delta < 90^\circ$ dB(W/m^2) dans toute bande de 4 kHz
F	CCIR: Rec. 358-3	Fixe par satellite	Fixe (vue directe) Mobile (vue directe)	2 500-2 690	-152 pour $0^\circ \leq \delta < 5^\circ$ -152+0.75 (δ - 5) pour $5^\circ \leq \delta < 25^\circ$ -137 pour $25^\circ \leq \delta < 90^\circ$ dB(W/m^2) dans toute bande de 4 kHz
G	CCIR: Rapport 631	Radiodiffusion par satellite	Radiodiffusion de Terre	620-790	La Recommandation 705 (cas A) du RR propose des limites provisoires -129 devient -136 (URR) -125 (EUA) -124 (URSS)
H	CCIR: Rapport 631-3	Radiodiffusion par satellite	Service mobile (sous certaines hypothèses)	autour de 800	Haute qualité: -133 dB(W/(m^2.16 kHz)); station mobile -146 dB(W/(m^2.16 kHz)); station de base Qualité moyenne: -127 dB(W/(m^2.40 kHz)); station mobile -134 dB(W/(m^2.40 kHz)); station de base
I	CCIR: Rapport 224-3		Radioastronomie	408 610 1 420 1 420 1 665	Pour le continuum: -189 dB(W/m^2) dans 3.9 MHz -185 dB(W/m^2) dans 6.0 MHz -180 dB(W/m^2) dans 27 MHz Pour les raies spectrales: -196 dB(W/m^2) dans 20 kHz -194 dB(W/m^2) dans 20 kHz
J	CCIR: Rapport 697-2	Intermodulation des signaux hors-bande	Radioastronomie	1 400-1 427 1 660-1 670	-80 dB(W/m^2) (1)

(1) Cette limite s'applique aux services dont les produits d'intermodulation tombent dans une bande attribuée à la radioastronomie.

En supposant qu'on soit dans une situation où chaque zone de service est couverte par 4 voies son qui tombent toutes dans le même canal de télévision et que l'emplacement de réception se trouve à la limite de deux zones de service adjacentes (où le signal est affaibli de 3 dB), où la réception de deux systèmes à satellites est possible, le résultat total correspond à un accroissement de 6 dB de la puissance surfacique brouilleuse reçue.

A partir des puissances surfaciques nécessaires aux modèles de système mentionnés au § 2.7.1, que l'on compare aux puissances surfaciques limites autorisées dans le cas d'un émetteur unique et du total donné ci-dessus, on peut trouver la protection nécessaire pour que les deux services ne s'imposent aucune contrainte mutuelle. Le Tableau X donne ces valeurs pour les quatre types de systèmes. On ne peut obtenir cette protection supplémentaire qu'au moyen de la discrimination de l'antenne d'émission du satellite et d'un partage géographique, comme l'explique le § 2.7.5, et au moyen de la discrimination de l'antenne de réception de la télévision vers le satellite.

Dans le cas où il y a discrimination de l'antenne de réception de télévision vers le satellite, on suppose dans le présent rapport que la relation entre la puissance surfacique et l'angle de site est celle qu'indique la Recommandation 705 du Règlement des radiocommunications. On notera cependant qu'au numéro 693 du RR aucune restriction n'est précisée au-dessus de 20°.

Puissance surfacique (dB(W/m^2))		pour $\delta \leq 20°$
Puissance surfacique + 0,4 (δ - 20)	(dB(W/m^2))	pour $20° < \delta \leq 60°$
Puissance surfacique + 16 (dB(W/m^2))		pour $60° < \delta \leq 90°$

TABLEAU X

Protection supplémentaire nécessaire pour que le partage entre le SRS sonore et le service de radiodiffusion de Terre soit possible

Système	Puissance surfacique au centre de la zone de couverture (dB(W/m^2))	Protection nécessaire (minimum/maximum) (dB)
MF (classique)	-111,1	16,9/26,9
MF (compression-extension)	-120,4	7,6/17,6
Numérique	-107	21/31
Numérique perfectionné	-109	19/29

Les installations de réception situées à des latitudes basses exploitent pleinement la discrimination de l'antenne de réception. Aux latitudes plus élevées, elles apportent un certain appoint.

Un examen plus détaillé des rapports de protection dans le cas du brouillage du service de radiodiffusion télévisuelle par des porteuses à bande étroite révèle que la Recommandation 418 et le Rapport 306 donnent certaines tolérances pour les rapports de protection lorsqu'il existe certaines relations entre les spectres des canaux de télévision utile et brouilleur. On gagne 10 dB si la différence nominale de fréquence entre la porteuse de télévision utile et la porteuse son brouilleuse est égale à un multiple impair de la demi-fréquence ligne et si la porteuse brouilleuse n'est pas proche de la sous-porteuse couleur. En outre, dans la région comprise entre les basses fréquences du

spectre de luminance et le spectre de chrominance qui entoure la sous-porteuse couleur, le signal de télévision est moins vulnérable aux brouillages causés par les porteuses à bande étroite. Selon le système de télévision, on peut gagner au maximum 10 à 20 dB; on retiendra une valeur de 15 dB, qu'on peut utiliser de façon générale. On notera toutefois que dans cette région moins critique du spectre de télévision on ne peut loger qu'un nombre limité de porteuses. En définitive, au voisinage de la porteuse son, il semble qu'on puisse gagner 25 dB sur le rapport de protection dans une bande relativement étroite.

Au cas où la largeur du créneau de fréquences n'offre de place qu'à un nombre limité de porteuses son, la valeur totale de 6 dB que donne le Tableau X peut être réduite en conséquence.

Dans le cas particulier où une porteuse son unique du SRS se trouve près de la porteuse son de la télévision, on peut gagner en tout 31 dB sur les rapports de protection que donne le Tableau X.

On notera cependant que les gains ci-dessus supposent que la porteuse son brouilleuse se trouve à un emplacement précis du canal de télévision, ce qui ne sera possible de façon générale que si les canaux de télévision ont été répartis selon un plan régulier, comme c'est le cas de la Région 2 (écart universel de 6 MHz entre canaux).

Dans tous les cas ci-dessous où une séparation géographique est nécessaire pour éviter de brouiller le service de radiodiffusion télévisuelle, on n'a pas à considérer le brouillage réciproque, c'est-à-dire le récepteur de radiodiffusion sonore par satellite brouillé par le signal de télévision. En effet, la séparation géographique nécessaire pour qu'il y ait une bonne discrimination de l'antenne d'émission du satellite suffit évidemment pour que la zone de service du satellite de radiodiffusion sonore ne recouvre pas du tout la couverture de l'émetteur de télévision.

Toutefois, dans les cas où les deux services peuvent coexister aux mêmes points, sans que le service de radiodiffusion télévisuelle soit brouillé, il faudra s'assurer de ce que le signal de télévision ne risque pas de perturber la réception du SRS sonore.

Le Tableau X présente les protections nécessaires pour que le partage avec le service de radiodiffusion de Terre soit possible.

Le partage sera plus difficile avec la MF classique qu'avec la MF à compression-extension. On notera que dans les deux cas la situation aurait été pire en zone urbaine. Quant aux systèmes numériques, la qualité nettement supérieure des systèmes perfectionnés s'accompagne de possibilités de partage légèrement améliorées. La discrimination des antennes de télévision arrange les choses. Le partage géographique est nettement plus aisé dans les régions comprises entre le point sous-satellite et la zone de couverture. Quand le partage a lieu dans des zones où l'angle de site du satellite est de 60°, on gagne 16 dB sur la protection.

2.7.4.2 Partage avec les services fixes

Comme la plupart des services fixes sont à bande étroite, les critères de partage tiennent compte de la puissance surfacique spectrale (par 4 kHz). La dispersion d'énergie facilitera donc grandement les partages. Si, pour préserver la compatibilité avec les récepteurs actuels, on ne l'emploie pas, les partages seront très difficiles. Dans le Rapport 941, une étude du partage avec le service fixe dans la bande 1 429 - 1 525 MHz va dans ce sens. Ce rapport, qui suppose des émissions MF classiques, n'est pas encourageant pour l'introduction du SRS sonore dans la bande des 1 500 MHz.

Le numéro 2557 du RR indique les limites de puissance surfacique ci-après pour le partage avec les services fixes à 1,7 GHz. On suppose qu'on peut déduire de ces limites les puissances surfaciques maximales dans les cas qui nous concernent ici, pour toutes les bandes de fréquences où le partage SF et SRS sonore est envisagé. En outre, dans le présent contexte, ces limites indiquent les valeurs de la puissance surfacique au-dessus desquelles le brouillage infligé au service fixe serait jugé inacceptable:

-154 dB(W/(m^2 . 4 kHz)) pour $\delta \leq 5°$
$-154 + (\delta - 5)/2$ dB(W/(m^2 . 4 kHz)) pour $5° < \delta \leq 25°$
-144 dB(W/(m^2 . 4 kHz)) pour $25° < \delta \leq 90°$

On remarquera que, dans la bande des 2,6 GHz, les numéros 2562 et 2564 du Règlement des radiocommunications donnent des puissances surfaciques tolérables très proches de celles qui sont mentionnées ci-dessus. Le Tableau XI indique les protections nécessaires au partage avec le service fixe.

TABLEAU XI

Protection supplémentaire nécessaire au partage entre le SRS sonore et le service fixe

Systèmes	Puissance surfacique au centre de la zone de couverture (dB(W/(m^2 . 4 kHz))	Protection nécessaire (dB)	
		Angle de site	
		Bas	Elevé
MF classique	111,1	42,9	32,9
MF à compression-extension	-120,4	33,6	23,6
Numérique	-123,6	30,4	20,4
Numérique perfectionné	-126	28	18

Ce tableau montre que le partage exige une discrimination supplémentaire.

2.7.4.3 Partage avec le service mobile

Pour les systèmes mobiles terrestres fonctionnant entre 470 et 960 MHz et plus particulièrement entre 806 et 942 MHz en Région 2, les Rapports 770, 631 et 358 du CCIR donnent les puissances surfaciques autorisées. Le Rapport 770 fournit des données types qui sont directement utilisables, alors qu'on trouvera ailleurs des considérations plus générales, notamment dans le Rapport 358. Le Tableau XII résume ci-après les valeurs qui assurent la protection à des services de haut niveau de qualité pour de faibles angles de site (moins de 20°).

Comme le montre le Tableau XII c'est le Rapport 770 qui donne la plus faible puissance surfacique à ne pas dépasser.

Ces limites ont servi à préparer le Tableau XIII La protection nécessaire qu'on y trouve se rapporte à la limite de puissance surfacique pour la station de base. Ce sera le cas le plus critique, sauf si la discrimination de l'antenne de réception vis-à-vis d'un signal provenant du SRS sonore dépasse 16 dB. Au-delà de cette valeur, c'est à la station mobile que seront dues les contraintes.

TABLEAU XII

Caractéristiques de systèmes types et puissances surfaciques autorisées pour les services mobiles

Rapports du CCIR	Station de base			Station mobile		
	Puissance surfacique ($dB(W/m^2)$)	Largeur de bande (kHz)	Gain de l'antenne de réception (dB)	Puissance surfacique ($dB(W/m^2)$)	Largeur de bande (kHz)	Gain de l'antenne de réception (dB)
631	-146	16	15	-133	16	
358	-142,1	16		-132,1	16	
770	-147,9	30	17	-132	30	4,1

TABLEAU XIII

Protection supplémentaire nécessaire pour que le partage entre le SRS sonore et les services mobiles soit possible

Systèmes	Puissance surfacique au centre de la zone de couverture ($dB(W/(m^2 . 4\ kHz))$)	Protection nécessaire (Rapport 770) (dB)
MF (classique)	-111,1	36,8
MF à compression-extension	-120,4	27,5
Numérique	-123,6	33
Numérique perfectionné	-126	30,6

Ce tableau montre que dans tous les cas une protection supplémentaire est nécessaire pour permettre le partage avec le service mobile.

2.7.5 Partage géographique

Le partage géographique peut servir à résoudre des problèmes de partage difficiles. Dans ces cas-là, les deux services ne peuvent pas partager la même bande de fréquences au même endroit. En revanche, le partage sera possible entre réseaux des deux services en question si leurs zones de service sont géographiquement séparées. Lorsque les deux services sont des services de Terre, la séparation géographique doit, en bandes décimétriques, atteindre quelques dizaines ou centaines de kilomètes. Par contre, si l'un des services est spatial (il s'agit ici du service de radiodiffusion sonore par satellite), il faudra quelques centaines ou milliers de kilomètres.

Le partage géographique entre le service de radiodiffusion sonore par satellite et un service de Terre dépend du flux venant de la station spatiale de radiodiffusion sonore et affectant le réseau de Terre. Le niveau réel dépend de la puissance surfacique nécessaire dans la zone de service du satellite de radiodiffusion sonore et du niveau de protection exigé par le service de Terre. L'écart entre ces deux niveaux détermine la protection entre ces deux services pour que le service de Terre ne soit pas affecté. Si la zone de service du réseau de Terre est assez loin de la zone de couverture du faisceau du satellite, l'antenne d'émission du satellite peut suffire à donner la protection nécessaire. Si au contraire leur distance est faible, le réseau de Terre risque de brouiller les récepteurs du SRS sonore.

Le § 2.4 du présent rapport expose les technologies d'antennes d'émission des satellites, indique qu'une bonne réjection des lobes latéraux sera possible à l'avenir et qu'on peut estimer que le diagramme de référence du plan du SRS à 12 GHz de la CAMR-77 est réaliste.

Le Tableau XIV donne les distances de séparation nécessaire pour diverses discriminations d'antenne dans le cas le moins critique où le faisceau du satellite couvre une zone proche du point sous-satellite, et dans les cas les plus critiques où le faisceau n'est pas dirigé vers le point sous-satellite et où l'emplacement auquel le brouillage se manifeste est juste là où le signal brouilleur du satellite arrive à incidence rasante. Ces distances de séparation indiquent la distance, par rapport au centre du faisceau, au-delà de laquelle la seule discrimination de l'antenne du satellite suffit à permettre la réutilisation de fréquence par d'autres services.

TABLEAU XIV

Distances nécessaires sur la Terre à partir du centre du faisceau pour assurer une discrimination donnée de l'antenne du satellite, pour des faisceaux d'antenne de 1 ou 2° de large

Discrimination nécessaire de l'antenne (dB)	Distance de séparation (km)				
	Ecart angulaire par rapport à l'axe (x φ_o)	φ_o = 1°		φ_o = 2°	
		Minimum	Maximum	Minimum	Maximum
3	0,5	312	2 108	624	2 965
10	0,91	570	2 835	1 142	3 990
20	1,29	807	3 362	1 620	4 742
30	1,58	989	3 716	1 988	5 251
30,1	3,19	2 007	5 275	4 098	7 578
35	5,01	3 183	6 655	6 740	9 876
40	7,94	5 183	8 573	12 938	14 464

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

Les distances ci-dessus montrent qu'on peut tirer profit de la séparation géographique dans tous les cas où la protection fournie par l'antenne de réception n'est pas suffisante pour que l'exploitation du SRS sonore soit possible sans affecter les services de Terre. Il en résulte des distances de séparation propres à chaque cas de partage. Le Tableau XV résume les situations de partage et leurs distances de séparation.

TABLEAU XV - Résumé des situations de partage et des distances de séparation nécessaires

Type de système SRS sonore	Service brouillé	Puissance surfacique permise au SRS sonore	Protection nécessaire (dB)	Séparation minimale pour un faisceau de 1° (km)		
				Angle de site (degrés)		
				5	30	60
HF classique (Cas A)	Radiodiffusion					
	- protection maximale	-138 dB(W/m^2)	10,9-26,9	3104	1510	676
	- protection minimale	-128 dB(W/m^2)	0,9-16,9	2717	1181	199
(-111,1 dB(W/m^2))						
(-111,1 dB(W/(m^2.4 kHz)))	Fixe					
		-154 dB(W/(m^2.4 kHz))	32,9 - 42,9	9570	3652	2728
	Mobile					
	- faible angle de site	-147,9 dB(W/(m^2.30 kHz))	36,8	6741	4827	--
HF compression-extension (Cas A)	Radiodiffusion					
	- protection maximale	-138 dB(W/m^2)	1,6-17,6	2749	1208	264
	- protection minimale	-128 dB(W/m^2)	0 - 7,6	2151	668	0
(-120,4 dB(W/m^2))						
(-120,4 dB(W/(m^2.4 kHz)))	Fixe					
		-154 dB(W/(m^2.4 kHz))	23,6 - 33,6	5603	1529	981
	Mobile					
	- faible angle de site	-147,9 dB(W/(m^2.30 kHz))	27,5	3124	1631	--
Numérique (Cas A)	Radiodiffusion					
	- protection maximale	-138 dB(W/m^2)	15-31,0	4976	1618	789
	- protection minimale	-128 dB(W/m^2)	5-21,0	2892	1330	463
(-107 dB(W/m^2))						
(-123,6 dB(W/(m^2.4 kHz)))	Fixe					
		-154 dB(W/(m^2.4 kHz))	20,4 - 30,4	4824	1437	915
	Mobile					
	- faible angle de site	-156,7 dB(W/(m^2.4 kHz))	33,1	5547	3704	--
Numérique perfectionné (Cas F)	Radiodiffusion					
	- protection maximale	-138 dB(W/m^2)	13-29,0	3171	1567	736
	- protection minimale	-128 dB(W/m^2)	3-19,0	2810	1260	361
(-109 dB(W/m^2)	Fixe					
(-126 dB(W/(m^2.4 kHz)))		-154 dB(W/(m^2.4 kHz))	18,0 - 28,0	3140	1363	861
	Mobile					
	- faible angle de site	-156,7 dB(W/(m^2.4 kHz))	30,7	4899	3118	--

Cas "A": SRS sonore destiné à la réception dans les zones rurales situées à des angles de site de plus de 70°, ce qui correspond à un service dans des zones situées à basses altitudes.

Cas "F": Pour la réception à bord de véhicules circulant dans des zones rurales très ombragées ou dans des zones urbaines denses.

2.7.6 Partage avec d'autres services

Outre les utilisateurs principaux de la bande 500 - 2 000 MHz et de son voisinage (radiodiffusion, services fixe et mobile), les services aéronautique, de radionavigation et de radiolocalisation bénéficient d'attributions substantielles. ———————————————— On peut aussi rencontrer des contraintes de partage particulières lorsque dans les bandes adjacentes fonctionnent des services passifs comme la radioastronomie. Pour ces autres services, on ne dispose pas encore des données nécessaires à l'étude des partages.

2.7.7 Sensibilité du SRS sonore aux brouillages dus à d'autres services

Afin d'avoir un tableau complet des situations de brouillage réciproque là où la séparation géographique n'est pas exigée, il faudrait étudier la sensibilité des divers systèmes analogiques et numériques aux brouillages des autres services qui partagent la même bande de fréquences. On prévoit à ce que les systèmes numériques, et sourtout les systèmes numériques perfectionnés, résisteront mieux aux brouillages que leurs homologues analogiques.

2.7.8 Examen des situations de partage

On notera tout d'abord que les quatre systèmes qui ont servi aux études de partage sont des exemples de systèmes types à caractéristiques spécifiques, qui fonctionnent dans des conditions de réception données. C'est pourquoi les conclusions obtenues sur leurs possibilités de partage ne sont pas définitives car, avec des caractéristiques ou dans des condtions de fonctionnement différentes, la situation peut s'améliorer ou empirer. Par exemple, les trois premiers modèles de système choisis sont en principe destinés à la réception en zone rurale à de basses latitudes. S'il s'agissait de réception en milieu urbain, il faudrait accroitre la puissance surfacique de 9 dB, ce qui compliquerait les partages. Par ailleurs, pour le quatrième type de système (numérique perfectionné), on a retenu une qualité de service qui assure la réception en zone urbaine et aux hautes latitudes. Le partage serait plus facile en zone rurale aux basses latitudes. Au cours de cette étude, on n'a pas ajusté les puissances surfaciques pour d'autres fréquences que 1 GHz. A des fréquences plus basses, la puissance surfacique serait plus faible de 6 dB à 500 MHz par exemple. Dans le cas du partage avec la radiodiffusion de Terre, la puissance surfacique serait toujours réduite étant donné que l'attribution se trouve au-dessous de 890 MHz. Pour ce partage, une certaine gamme de distances est indiquée dans le tableau pour différents angles de site. Les trois angles de site indiqués, 5, 30 et 60 degrés, couvrent la gamme de discrimination dans le plan vertical de l'antenne de réception de télévision à ondes décimétriques supposée dans ce rapport, c'est-à-dire de 0 à 16 dB en fonction de l'angle de site du signal son du SRS au-dessus du plan horizontal.

On notera que le diagramme de référence de l'antenne d'émission du satellite présente un palier à 30 dB, ce qui représente des valeurs constantes sur une distance d'environ 1 000 km. Lorsque la protection nécessaire dépasse légèrement 30 dB, on doit faire tout son possible pour réduire cette exigence à moins de 30 dB pour faciliter substantiellement les partages.

Pour le système MF classique, les distances de séparation nécessaires lues sur le Tableau XV indiquent que le partage avec les services fixes et mobile ne sera pas possible. Pour le partage SRS sonore-radiodiffusion de Terre, il faut une distance de 199 à 3 104 km (elle sera encore réduite si on travaille à des fréquences plus basses) ce qui permet parfois des zones de réception quasiment coïncidentes à de plus basses latitudes. Cela se produit lorsqu'une station de télévision se trouve près de la zone de couverture d'un satellite, situation qui n'est pas sans analogie avec les partages intra-service entre émetteurs de télévision de Terre.

Dans le cas du système MF à compression-expansion, le partage avec le service de radiodiffusion de Terre exige des distances de séparation encore plus petites (0 à 2 749 km) que dans le cas du système MF classique étudié ci-dessus. En conséquence, dans certains cas, l'exploitation dans la même zone géographique sera possible à des latitudes plus basses, considérant seulement le brouillage causé par les émetteurs d'une station spatiale de radiodiffusion sonore du SRS aux récepteurs de Terre en ondes décimétriques. Toutefois, dans le sens inverse, les émetteurs de télévision de Terre en ondes décimétriques, dont les puissances vont jusqu'à 5 mégawatts, pourraient brouiller les récepteurs de stations terriennes du SRS dans des zones étendues autour des stations de télévision.

Pour de faibles angles de site, le partage avec le service fixe nécessite de grandes distances, que la dispersion d'énergie peut réduire. Pour de grands angles de site, l'exploitation avec dispersion d'énergie sera possible dans des zones très proches (on suppose qu'il y aura un circuit d'élimination de la dispersion d'énergie, puisqu'il faudra de toute façon fabriquer de nouveaux récepteurs qui comprennent un extenseur). Il faudra des distances relativement grandes en cas de partage avec le service mobile; elles pourront être ramenées à 500 km environ grâce à la dispersion d'énergie.

Pour le système numérique simple, il faut une distance de 463 à 4 976 km pour le partage avec le service de radiodiffusion. Comme il faut ajuster la puissance surfacique pour toutes les fréquences de fonctionnement, il sera facile d'éviter le seuil à 30 dB et les distances nécessaires seront bien plus courtes. Le partage avec le service fixe, au-dessous de 1 GHz, ne sera possible qu'à de très grandes distances pour les faibles angles de site. Les distances de partage seront moindres pour les grands angles de site. Le partage avec le service mobile ne sera possible qu'au-dessous de 700 MHz, sous réserve de grandes distances de séparation.

Pour le partage avec le service de radiodiffusion, les distances qu'exige le système numérique perfectionné vont de 361 à 3 171 km. Il s'ensuit que les zones de réception peuvent être quasiment coïncidentes aux angles de site élevés ainsi que, à une fréquence de 500 MHz, aux angles de site de plus de 45°. Le partage avec le service fixe est possible sur des distances moyennes ou longues, selon les fréquences de fonctionnement. Le partage avec le service mobile n'est possible qu'au-dessous de 1 GHz, encore que uniquement pour les grandes distances de séparation.

2.8 *Considérations relatives à la largeur de bande* [CCIR, 1978-82a] [CCIR, 1986-90a, b]

La largeur de bande requise pour un service de radiodiffusion sonore par satellite en bande 9 dépend de la méthode de modulation et de l'étendue du recouvrement des zones de couverture.

Dans le cas de la MF classique et compte tenu des caractéristiques convenablement modifiées, utilisées pour la planification du service de radiodiffusion par satellite de la Région 1 dans la bande des 12 GHz, on peut conclure, au terme d'une étude effectuée par l'UER et l'ASE couvrant presque tout l'ensemble de l'Afrique et de l'Europe, qu'il sera nécessaire d'avoir environ 60 canaux MF espacés de 150 kHz - c'est-à-dire une largeur de bande totale d'environ 9 MHz - pour assurer un programme de radiodiffusion sonore national par pays. Cette étude s'applique aussi bien à la réception monophonique qu'à la réception stéréophonique; toutefois cette dernière n'est possible qu'avec des récepteurs d'installations permanentes. On obtient le rapport de protection élevé nécessaire pour une réception MF stéréophonique de haute qualité grâce:

- à la réception en visibilité directe sur récepteurs d'installations permanentes ne nécessitant aucune marge d'évanouissement; et
- aux caractéristiques de rayonnement d'une antenne de réception à gain élevé qui permet la distinction entre satellites utiles et satellites brouilleurs si ces derniers sont sur des positions orbitales différentes.

Une étude menée au Canada pour la Région 2, fondée sur les zones de service de la CARR SAT-83 permet de conclure que la réutilisation des fréquences ne sera pas possible et qu'en conséquence 10,8 MHz sont nécessaires pour des couvertures nationales. Une couverture différente avec chevauchement plus important entraîne une augmentation de la largeur de bande.

Les méthodes de modulation numériques simples nécessitent en général des largeurs de bande de transmission par voie plus importantes, ce qui, toutefois, est en partie compensé par une sensibilité plus faible au brouillage. Une étude effectuée pour les pays de la Région 2 fait ressortir un besoin de largeur de bande de quelque 13 MHz pour un programme monophonique par pays de cette région. Les transmissions stéréophoniques nécessiteront donc 26 MHz.

La fréquence de la porteuse dans la bande 500-2000 MHz a une incidence sur le niveau de réutilisation des fréquences et par conséquent sur la largeur du spectre pour un seul programme par zone de service. Une diminution de la fréquence utilisée augmente l'ouverture du faisceau minimum pour une grandeur maximale d'antenne donnée. La distance angulaire, avant que la fréquence puisse être réutilisée augmente en conséquence, ce qui élargit le spectre requis jusqu'à un point où la réutilisation des fréquences devient impossible. Dès lors, les besoins en largeur de spectre restent constants. Dans une étude concernant la Région 2, on a constaté que les besoins en largeur de spectre diminuent de 25%, de 1 GHz à 2 GHz, tandis que l'on a constaté une augmentation plus faible (0 à 12%) de 1000 MHz à 500 MHz.

Le système numérique perfectionné II utilise, par principe, des canaux d'une largeur de 4 MHz qui permettent de transmettre entre 12 et 16 programmes stéréophoniques. Un exercice de planification a montré que grâce à ce système, une bande totale de 84 MHz (c'est-à-dire 21 canaux) assure la couverture nationale de chaque pays européen avec un seul canal à 4 MHz par pays. Cette largeur de bande totale peut être réduite si les zones de service sont identiques et à distribution régulière.

2.9 *Considérations relatives aux liaisons de connexion* [CCIR, 1978-82a]

Aucune étude concluante n'a été effectuée au sujet de la liaison de connexion avec le satellite. Cependant, il devrait être possible techniquement de loger les liaisons à largeur de bande audiofréquence à l'intérieur des bandes attribuées au service fixe par satellite ou aux liaisons de connexion aux satellites de radiodiffusion, principalement pour la télévision, peut-être sans qu'il soit nécessaire de prévoir l'attribution de nouvelles bandes de fréquences.

2.10 Considérations relatives aux coûts

L'aspect économique de l'introduction d'un nouveau service de radiodiffusion dépend de nombreux facteurs, y compris le contexte dans lequel il doit être introduit [Stott, 1985].

Il est logique de comparer le coût d'un service de radiodiffusion par satellite et celui d'un service similaire de Terre. On notera que les systèmes numériques donnent une meilleure qualité que la radiodiffusion MF classique. Il faudra tenir compte de tels avantages quand on comparera le coût d'un service par satellite et celui d'un service de Terre.

L'importance de ces coûts et leurs conséquences varieront d'un pays à l'autre et selon l'époque. Les facteurs qui influent sur le coût sont les suivants:

Pour un réseau d'émetteurs de Terre:

- nombreux sites d'émission avec émetteurs, antennes et bâtiment;
- routes d'accès;
- raccordement au réseau électrique ou au générateur local pour alimenter les émetteurs;
- liaison de télécommunication du centre de production au point d'émission;
- personnel d'exploitation et de maintenance;
- consommation électrique, qui est élevée.

Pour la radiodiffusion par satellite:

- fourniture et lancement du satellite, plus un satellite de secours en cas de défaillance;
- une station terrienne, qui comprend l'émetteur de la liaison de connexion et les équipements de TTC (télémesure, poursuite et télécommande), c'est-à-dire les fonctions à assurer pour faire commencer l'exploitation du satellite et la poursuivre) qu'on peut installer au centre de production, ce qui rend inutiles routes, raccordement au réseau électrique et liaisons de télécommunication;
- moins de personnel;
- l'émetteur de la liaison de connexion consomme beaucoup moins de puissance qu'un réseau d'émetteurs de radiodiffusion.

Dans les deux cas, il faut que le public dispose de récepteurs appropriés et il faut produire les programmes.

Les caractéristiques du système ont aussi une influence sur le coût des récepteurs. C'est une des raisons pour lesquelles les premières études ont porté sur un système MF qui avait les mêmes caractéristiques que celles des systèmes de radiodiffusion de Terre en ondes métriques. Néanmoins, les systèmes numériques qui se prêtent déjà à la production en série contribueront à limiter le prix des récepteurs.

Partager le satellite, et donc répartir le prix du secteur spatial entre plusieurs autres services, est une façon de diminuer les coûts. On peut par exemple:

- fournir le service de radiodiffusion sonore à plus d'un pays, chacun d'eux jouissant d'une couverture nationale ou sous-nationale;
- fournir des services supplémentaires payants (par exemple la transmission de données) sans relation avec la radiodiffusion sonore;
- partager le même engin spatial avec d'autres services, comme le SFS, le SMS, etc.;
- toute combinaison des possibilités ci-dessus.

Ces possibilités seront favorisées par la mise au point d'antennes de réception appropriées qui procurent plusieurs faisceaux sans que leurs dimensions ou leur masse soient modifiées, (par exemple, une antenne réseau à plusieurs faisceaux).

2.11 Complexité des récepteurs

Les systèmes à modulation de fréquence et les systèmes faisant appel à des techniques numériques simples n'ont besoin que de récepteurs classiques utilisant des techniques connues. Pour la MF classique dont les paramètres de modulation sont identiques à ceux de la radiodiffusion en ondes métriques de Terre, il suffit d'ajouter au récepteur existant un dispositif simple de conversion des fréquences du satellite vers les fréquences de la bande de radiodiffusion en ondes métriques. Les systèmes numériques perfectionnés nécessitent des techniques de traitement de signaux plus complexes dans les récepteurs (démodulation cohérente, sélection des programmes, décodage de Viterbi, décodage du son). Néanmoins, toutes ces opérations pourront, à l'avenir, s'effectuer dans des circuits intégrés fabriqués en grandes quantités, donc à bas prix.

Le système expérimental décrit à l'Annexe IV utilise même déjà des circuits intégrés complexes C-MOS pour réaliser les fonctions de codage et de décodage.

2.12 Conclusions

D'après les résultats de cette étude, il semble que des systèmes de radiodiffusion sonore par satellite dans la bande 9 pourraient être mis au point avec les techniques actuelles dans toutes les zones allant du cas le plus simple que constituent les zones équatoriales rurales au cas le plus difficile des zones urbaines à haute latitude.

Trois types de systèmes ont été étudiés. Le premier modèle utilise la modulation de fréquence avec des caractéristiques compatibles avec la radiodiffusion MF de Terre et assure une réception monophonique pour les récepteurs portatifs et mobiles ou une réception stéréophonique pour des installations fixes pour lesquelles on peut minimiser les obstructions et utiliser des antennes plus grandes. On peut également utiliser la modulation de fréquence avec compression-extension. La largeur de bande audiofréquence ainsi que la déviation de fréquence sont alors réduits, mais le signal ne peut être reçu sur des récepteurs MF classiques. Le deuxième modèle utilise la modulation numérique et peut fournir une gamme plus grande de services indépendamment du type de réception. Le troisième modèle correspond à des systèmes numériques perfectionnés dans lesquels des techniques particulières de codage et d'entrelacement et/ou une réception en diversité d'espace servent à réduire les effets des évanouissements dûs à la propagation par trajets multiples.

Pour répondre aux exigences les plus sévères, on recoura à des systèmes bien adaptés. Les exemples comprennent deux systèmes numériques perfectionnés qui, par rapport au système numérique simple exploité dans les mêmes conditions, donnent une meilleure qualité tout en exigeant une puissance et une densité surfacique de puissance moindres. Toutefois dans d'autres circonstances, un système numérique simple ou analogique MF pourrait être approprié.

Tous les systèmes numériques offrent la possibilité de fournir un service stéréophonique à tous les types de récepteurs (fixes, portables et autoradios) et la faculté de réorganiser leur capacité, si besoin est, pour deux ou plus de deux canaux monophoniques ou de données. Il ne faut pas considérer que la complexité des systèmes numériques soit un obstacle à leur mise au point et au développement du service car ces systèmes se prêtent bien aux réalisations à circuits intégrés qui rendent la production en série économique.

La largeur de bande nécessaire pour un service de radiodiffusion sonore par satellite à ondes décimétriques dépend de la méthode de modulation utilisée et de l'importance du recouvrement des zones de couverture. Les études réalisées par l'UER et l'ASE pour la quasi-totalité de l'Afrique et de l'Europe et au Canada pour la Région 2 aboutissent aux résultats suivants: il est nécessaire de disposer d'une largeur de bande de 9 à 11 MHz pour assurer un programme de radiodiffusion sonore national par pays lorsque celui-ci est émis en modulation de fréquence. La modulation numérique simple demande en général une largeur de bande sensiblement plus importante.

Un système numérique perfectionné permet toutefois de diffuser jusqu'à 16 programmes stéréophoniques avec une couverture nationale pour chaque pays, sur une bande totale de 84 MHz, comme l'a montré une étude menée pour l'Europe.

Avant de pouvoir introduire un service de radiodiffusion sonore par satellite, il faudra réviser le Tableau d'attribution des bandes de fréquences du Règlement des radiocommunications pour donner à ce service une attribution exclusive ou partagée.

Il n'est en général pas facile de faire partager au service de radiodiffusion sonore par satellite une bande avec d'autres services et c'est pourquoi une attribution exclusive serait préférable. On peut affirmer que cette disposition conduira en définitive au plus efficace usage du spectre, lorsqu'il y aura de nombreux satellites de radiodiffusion sonore. Cependant, un partage fondé sur une séparation géographique est possible dans certaines circonstances, notamment pour les systèmes à faible puissance surfacique. La discrimination des antennes de réception des services de Terre à protéger améliore nettement les conditions de partage, surtout là où le satellite est vu sous un angle de site élevé. Le choix d'une bande partagée relativement large, dont on pourrait utiliser une portion ou une autre, selon les contraintes rencontrées, fournirait une solution souple au problème de la mise en oeuvre des systèmes de radiodiffusion sonore par satellite.

3. Systèmes pour la bande 7*

Il est à noter que le Règlement des radiocommunications ne prévoit pas l'utilisation de transmissions par satellite dans cette bande.

3.1 *Introduction*

Dans cette bande, les transmissions dépendent des propriétés de réflexion et de réfraction de l'ionosphère, lesquelles permettent d'étendre la zone de service au-delà de celle de l'onde de sol. Plusieurs variables sont liées à l'utilisation de l'ionosphère; elles sont fonction de la fréquence d'exploitation, de l'heure, de la saison, de l'activité solaire ainsi que de la latitude et de la longitude géographiques. Pour obtenir la qualité de service souhaitée, compte tenu de ces variables, la pratique courante consiste à émettre un seul programme simultanément dans différentes bandes et sur des canaux multiples de la même bande, ce qui est souvent la cause d'un encombrement et d'un service de mauvaise qualité.

L'application de techniques spatiales pourrait conduire à une meilleure utilisation des bandes attribuées. Les conditions ionosphériques qui permettent la pénétration de l'ionosphère par des émissions de satellite peuvent, sous certaines conditions, interdire les transmissions de Terre sur de grandes distances, surtout au-dessus d'environ 15 MHz.

* Le § 3 avec le Tableau XVI n'a pas été accepté par toutes les administrations aux réunions intérimaires des Commissions d'études 10 et 11 (1983).

L'idée d'utiliser des techniques spatiales pour la radiodiffusion sonore en ondes décamétriques n'est pas nouvelle. Le CCIR l'a étudiée activement jusqu'au début des années 1970 et les résultats de ses travaux sont réunis dans le Rapport 215-2 (New Delhi, 1970). D'après ces études, les émissions nécessitaient une puissance radioélectrique élevée (de l'ordre de 200 kW), en partie faute d'antennes d'émission de satellite qui permettent d'obtenir un gain appréciable. Dans l'état des techniques spatiales de cette époque et compte tenu de la capacité de lancement d'engins spatiaux, les caractéristiques techniques et opérationnelles des systèmes de radiodiffusion sonore par satellite fonctionnant en ondes décamétriques comportaient des exigences énormes, à l'extrême limite des possibilités techniques d'application. Toutefois, des études récentes faites aux Etats-Unis sur le développement de grandes antennes spatiales et la réduction de leur poids [Freeland, 1982], et sur les technologies connexes, ouvrent des perspectives prometteuses. Néanmoins, des études considérables sont encore nécessaires avant qu'il soit possible de démontrer la faisabilité de la chose à un coût acceptable.

3.2 *Objectifs de la qualité et méthodes de modulation appropriées*

S'agissant de la radiodiffusion en ondes décamétriques, la pratique courante consiste à spécifier une valeur médiane de champ dans la zone de service, et non une valeur du rapport tonalité d'essai/bruit non pondéré à la sortie d'un récepteur dont les caractéristiques sont, soit entièrement spécifiées, soit normalisées. Conformément à cette pratique, on a jugé suffisant de spécifier un objectif de valeur du champ qui doit être atteinte ou dépassée dans la zone de service.

On admet que c'est la modulation d'amplitude qui sera utilisée, étant donné les grands nombres de récepteurs MA actuellement en service ou qui le seront dans un avenir prévisible. Pour obtenir une qualité de service acceptable avec des récepteurs en ondes décamétriques portatifs de prix modique dans un environnement radiofréquence bruyant, il faut une valeur moyenne de champ de l'ordre de 50 à 60 dB(μV/m). L'exemple de système donné au § 3.5 suppose un champ moyen requis de 60 dB(μV/m).

3.3 *Fréquences techniquement appropriées*

Les effets de la propagation ionosphérique constituent les éléments techniques clef qui permettent de déterminer les bandes de fréquences appropriées à la radiodiffusion sonore par satellite. En attendant de nouvelles études sur la propagation et le brouillage, on estime que 15 MHz peut être la fréquence appropriée la plus basse pendant la nuit et pendant des périodes de faible activité solaire. L'adéquation augmenterait avec la fréquence et des fréquences pouvant atteindre 26 MHz pourraient être reçues par des récepteurs de radiodiffusion HF.

3.4 *Facteurs de propagation*

La propagation transionosphérique des émissions par satellite dans la bande des ondes décamétriques est fonction des propriétés diélectriques complexes de l'ionosphère et de leur répartition dans le temps et dans l'espace. Ces propriétés sont à l'origine de la rotation de Faraday, des scintillations, de l'absorption et de la réflexion et de la réfraction des ondes électromagnétiques qui traversent l'ionosphère. Celle-ci est influencée essentiellement par les rayonnements solaires. C'est pourquoi les caractéristiques de l'ionosphère présentent des variations diurnes, saisonnières et des variations liées au cycle solaire.

On trouve dans le Rapport 725 la description des propriétés de l'ionosphère et dans le Rapport 263 celles des effets de l'ionosphère sur la propagation dans le sens Terre vers espace.

L'effet d'écran de la couche F et, dans une moindre mesure, celui de la couche E sporadique sont les effets les plus préjudiciables de l'ionosphère sur les transmissions par satellite. Les conditions et les périodes pendant lesquelles la pénétration de l'ionosphère est possible sont les facteurs qui déterminent les possibilités de radiodiffusion sonore par satellite dans la bande des ondes décamétriques. Ces conditions ont été étudiées et décrites en détail par [Phillips et Knight, 1978].

3.4.1 *Effet d'écran de la couche F*

La pénétration de la couche F par les émissions de satellites géostationnaires dans la bande des 26 MHz est telle qu'un service de radiodiffusion sonore pourrait être assuré jusqu'à 55° de latitude pendant 90% des jours aux environs de midi (heure locale). Cette disponibilité du service serait effective pendant les périodes où le nombre lissé de taches solaires (R_{12}) est aussi élevé que 100.

3.4.2 *Effet d'écran de la couche E sporadique*

L'effet d'écran de la couche E sporadique se produit généralement pendant moins de 1 à 5% du temps au cours de l'été et pendant des pourcentages de temps plus faibles au cours des autres saisons.

3.4.3 *Absorption*

En extrapolant les données à la bande des 26 MHz, comme indiqué dans le Rapport 263, on constate que l'absorption se situera, dans des conditions normales, entre 0,9 et 2,2 dB et pourra atteindre 20 dB pendant une éruption solaire.

3.4.4 *Rotations de Faraday*

Les rotations de Faraday d'une onde à polarisation rectiligne peuvent être de l'ordre de 400 révolutions à 26 MHz. En conséquence, des émissions de satellite à polarisation circulaire sont nécessaires pour éviter l'évanouissement profond des signaux lorsque ces émissions sont reçues à l'aide de simples antennes doublets.

3.4.5 *Zone de couverture produite par la diffusion au sol* et par le rayonnement dans les lobes latéraux de l'antenne

En plus d'une zone de couverture primaire produite par l'éclairement direct du satellite, il existe dans certaines conditions, qui sont illustrées par la Fig. 1, une zone secondaire formée par diffusion au sol et par les réflexions consécutives sur les couches ionosphériques, comme dans le cas des liaisons normales de point à point [CCIR, 1982-86b].

Les facteurs affectant ce mode de propagation par diffusion sont: les effets des cycles diurne, saisonnier et solaire sur dle profil de densité électronique de l'ionosphère; l'emplacement géographique et géomagnétique de la zone de couverture; l'angle d'incidence de l'onde émise par le satellite sur la zone de couverture; et l'irrégularité relative de la surface de la zone dc couverture (cette dernière doit être suffisamment accidentée pour engendrer des réflexions diffuses).

Des calculs préliminaires de champ ont été effectués à l'aide des méthodes décrites dans [Chernov, 1971] dans les conditions suivantes: fréquence d'éclairement de 26 MHz; champ de 60 dB(μV/m) dans la zone de couverture; diamètre de la zone de couverture primaire située sur l'équateur: 1000 km; en outre, la région est montagneuse et le rapport entre la hauteur en valeur efficace et le rayon de corrélation des irrégularités de terrain est égal à 0,05. Les conditions ionosphériques ont été prises pour le mois de janvier avec un nombre de taches solaires R_{12} = 100 et à 18 heures (heure locale) dans la zone de couverture [voir le Rapport 340]. Les résultats sont présentés sous la forme de contour du champ.

La Fig. 2 donne les résultats des calculs effectués pour une zone d'éclairement ayant son centre au point situé à 0° N, 20° E. Elle montre que, pour un champ initial de 60 dB(μV/m), la zone éclairée par un champ diffusé de plus de 30 dB(μV/m) est plusieurs fois supérieure à la zone originale. Cependant, il est difficile d'utiliser cette zone additionnelle comme zone utile en raison de la variabilité de l'ionosphère et de la fluctuation de ses dimensions et de ses limites. Cet effet de diffusion est relativement important et peut causer des brouillages à la fréquence considérée dans les zones adjacentes. ——— Selon les résultats d'essais [CCIR, 1986-90g], le rayonnement dans les lobes latéraux de l'antenne peut, dans certaines conditions, être assez important et ne doit donc pas être négligé.

Un complément d'étude est nécessaire pour définir statistiquement ces effets (pourcentage de temps et portée géographique) compte tenu des facteurs qui influent sur ce mode de propagation et qui sont énumérés plus haut.

3.5 *Exemple de système*

Les caractéristiques techniques de fonctionnement pour un exemple de système fonctionnant avec un satellite en orbite géostationnaire sont indiquées dans le Tableau XVI Cet exemple a pour objet de mettre en évidence les caractéristiques techniques convenant à un système à satellites qui puisse assurer, avec une qualité de service satisfaisante, la desserte d'une zone où le bruit artificiel est élevé.

3.6 *Conclusion*

La technologie des satellites et des lanceurs qui peut être utilisée pour la radiodiffusion sonore en bande 7 est actuellement à l'étude aux Etats-Unis d'Amérique et il faut voir si ces études pourraient conduire à une utilisation plus efficace du spectre des fréquences. Une analyse préliminaire des facteurs de propagation indique que des systèmes fonctionnant dans la bande des 26 MHz peuvent permettre d'obtenir une disponibilité de plus de 90% pendant les heures de jour, quelle que soit la période de fonctionnement dans le cadre du cycle solaire undécennal. En période de faible activité solaire, des systèmes fonctionnant même à 15 MHz permettront peut-être d'obtenir une bonne disponibilité de nuit, et dans une moindre mesure, pendant les heures de jour.

Toutefois, un complément d'étude est nécessaire avant que la faisabilité du système et ses possibilités d'améliorer l'utilisation des fréquences puissent être démontrées.

TABLEAU XVI – *Bilan de liaison pour des systèmes de radiodiffusion sonore par satellite géostationnaire (bande 7)*

Fréquence d'exploitation (MHz)	26
Méthode de modulation	MA
Puissance d'émission (kW)	16
(dBW)	42
Gain de l'antenne d'émission du satellite (dBi)	40,2
Ouverture du faisceau à mi-puissance (degrés)	1,6
Diamètre de l'antenne du satellite (m)	500
P.i.r.e (dBW)	82,2
Affaiblissement d'étalement (1) (dB)	−163
Absorption (dB)	−2
Puissance surfacique en limite de faisceau (−3 dB) (dBW/m^2)	−85,8
Champ (dB(μV/m))	60
(μV/m)	1000
Affaiblissement de polarisation (dB)	−3
Gain de l'antenne de réception (2) (dBi)	0
Puissance du signal reçu (dBW)	−78.5
Facteur de bruit du système (3) (dB)	40
Largeur de bande du bruit (kHz)	10
Puissance de bruit (dBW)	−122,2
Rapport porteuse/bruit (dB)	43,7
Rapport signal de test/bruit dans une bande de 5 kHz (4) (dB)	43,7

(1) Correspond approximativement à un angle de site de 20°.
(2) Dans l'hypothèse d'une simple antenne doublet ou fouet.
(3) Valeur moyenne du bruit artificiel dans une zone commerciale (voir le Rapport 670).
(4) Dans l'hypothèse de la modulation à 100%.

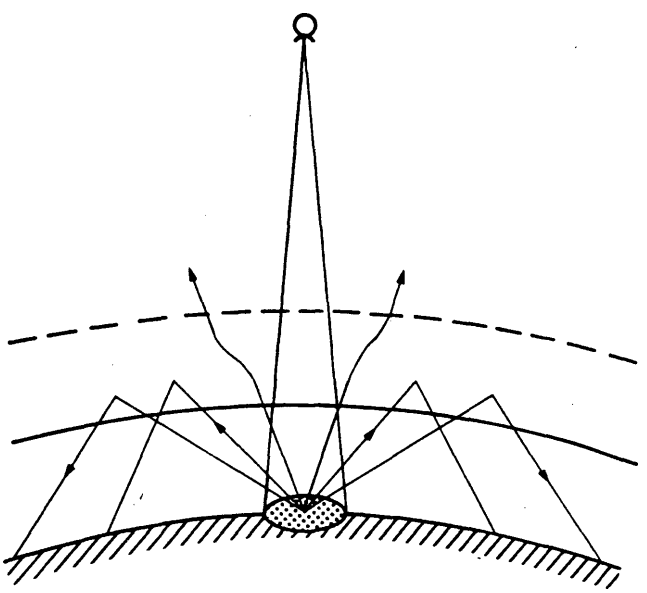


FIGURE 1 – *Zones d'éclairement et diffusion de l'énergie*

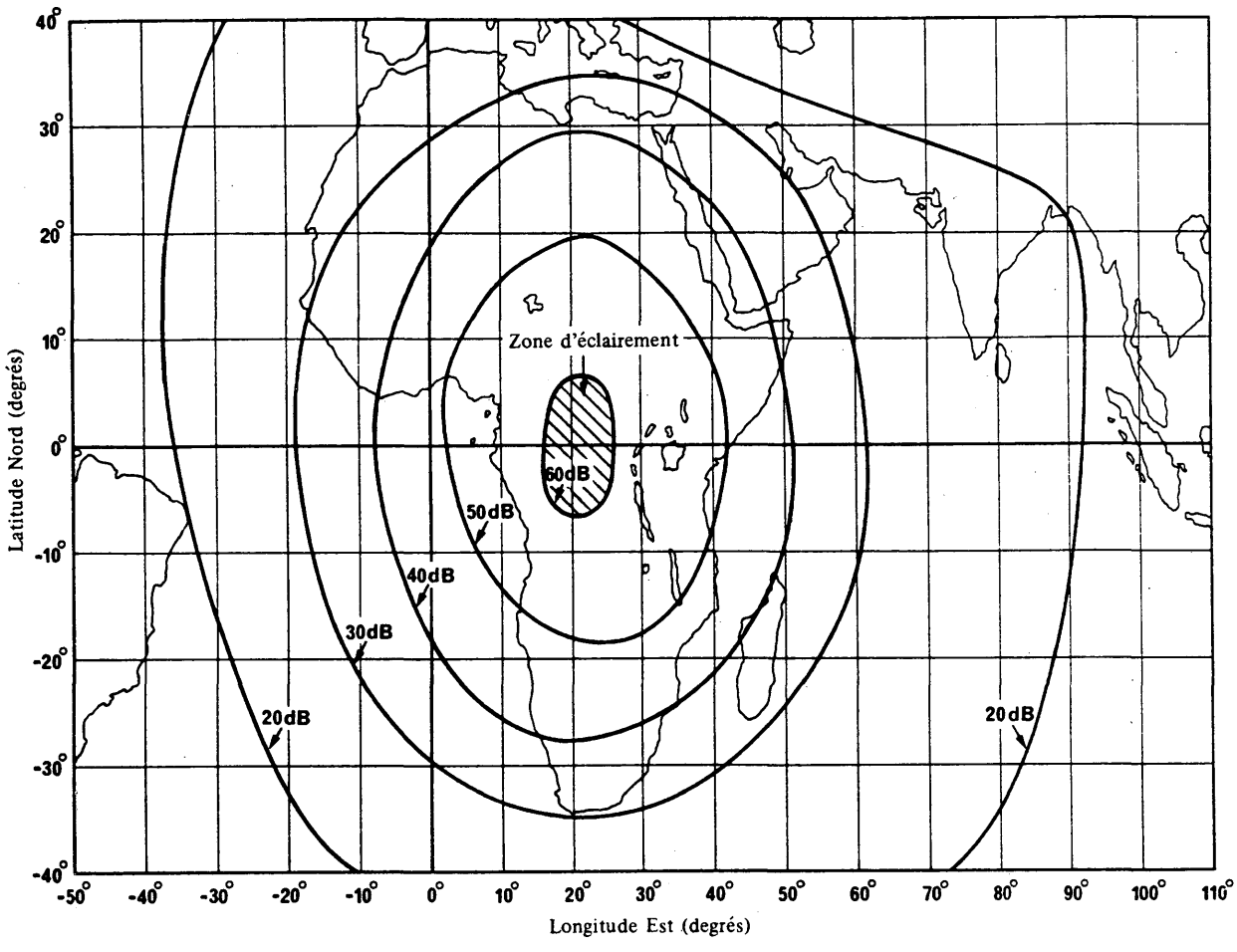


FIGURE 2 – *Résultat des calculs effectués pour une fréquence de transmission de 26 MHz et une zone d'éclairement centrée sur 0° N et 20° E*

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ALARD, H. et LASSALLE, R. [août 1987] - Principes de modulation et codage de voie pour la radiodiffusion numérique destinée aux récepteurs mobiles. Revue de l'UER, N° 224, p. 168-190.

BALL AEROSPACE [1984] Concepts and cost trade-offs for land vehicle antennas in satellite mobile communication. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No. 102. Bell Aerospace Systems Division, Boulder, Colorado, Etats-Unis d'Amérique.

BALL AEROSPACE [1985] Land vehicle antennas for satellite mobile communications. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No. 108, (JPL No. 9950-1024). Bell Aerospace System Division, Boulder, Colorado, Etats-Unis d'Amérique.

BULTITUDE, R.J.C., [février 1987] Measured characteristics of 800/900 Mlz fading radio channels with high angle propagation through moderately dense foliage. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, SAC-5, 2, 116-128.

CHERNOV, Yu. A. [1971] Vozvratno-naklonnoe zondirovanie ionosfery (Sondage ionosphérique par le bas à incidence oblique). Svyaz, Moscou, URSS.

CUBIC CORP. [1984] Trade-off between land vehicle antenna cost and gain for satellite mobile communications. Jet Propulsion Laboratoriy MSAT-X Report No. 103, Cubic Corp., San Diego, California, Etats-Unis d'Amérique.

CUBIC CORP. [1985] Mobile antenna and beam pointing studies for satellite mobile communications. Jet Propulsion Laboratory MSAT-X Report No. 107, (JPL No. 9950-1007). Cubic Corp., San Diego, California, Etats-Unis d'Amérique.

DOLBY [1985] Deltalink digital audio system. Information Sheet S85/6731. Dolby Laboratories, San Francisco, Californie 94111, Etats-Unis d'Amérique.

DOLBY [1985] Instruction manual for Dolby model DP 85 digital audio encoder. Dolby Laboratories Inc., San Francisco, Etats-Unis d'Amérique et Londres Royaume Uni, 1984.

ESA [1988] - Final report of the Archimedes studies; Final report of the riders concerning satellite sound broadcasting.

FREELAND, R. E. [novembre 1982] Survey of Deployable Antenna Concepts, NASA Conference on Large Space Antenna Systems Technology. NASA Langley Research Center, Hampton, (VA), Etats-Unis d'Amérique.

FTZ - [1986] System study for a Loopus satellite system - Executive summary.

GUILBEAU, F. [août 1979] Radiodiffusion sonore par satellite aux alentours de 1 GHz – Simulation d'émission et réception en ville. *Rev. de l'UER* (Technique), **176**, 174-178.

GUILBEAU, F. [1982] Radiodiffusion sonore par satellite. Simulation d'émission à 1 GHz – Etude des fluctuations du champ en ville. Doc. TDF DX/MC/136.

JONGEJANS, A., et autres [mai 1986] PROSAT-phase 1 report, ESA-STR 216.

LOO, C., [août 1985] A statistical model for land mobile satellite link, IEEE Trans. on vehicular Technology, 34, 3, 122-127.

LUTZ, et autres, [mai 1986] Land mobile satellite communications - channel model, modulation and error control. *Proc. ICSDC-7*, 537-543.

MILLER J.E. [1987] Technical possibilities of DBS Radio at or near 1 GHz - 15th International Television Symposium and Exhibition, Montreux, Suisse.

MILLER, J.E. [décembre 1988] - Application of coding and diversity to UHF satellite sound broadcasting systems, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 34, N° 4, p. 465-475.

PHILLIPS, G. J. et KNIGHT, P. [1978] Use of the 26 MHz band for satellite broadcasting, *Rev. de l'UER* (Technique), **170**, 2-7.

POMMIER, D. et VEILLARD, J. [août 1979] Etude théorique et expérimentale d'une modulation simplifiée par déplacement de fréquence d'indice ½ à phase continue. *Ann. Télécomm.*, Vol. 34, 7-8, 423-437.

POMMIER D. et Y. WU [1986] Interlearning on Spectrum - Spreading in Digital Radio intended for vehicules - Rev. de l'UER (Technique 217).

PROAKIS, J.G. [1983] - Digital Communications, McGraw-Hill Book Co., New York, Londres.

STOTT, J.H. [1985] - Satellite sound broadcasting to fixed, portable and mobile radio receivers BBC Report 1985/19.

Documents du CCIR

[1978-82]: **a.** 10-11S/10 (UER); **b.** 10-11S/29 (Etats-Unis d'Amérique).

[1982-86]: **a.** 10-11S/152 (Royaume-Uni); b. 10-11S/174 (URSS).

[1986-90]: a. 10-11S/7 (GTIM 10-11/1); b. 10-11S/2 (UER); c. 10-11S/9 (France); d. 10-11S/52 (Etats-Unis d'Amérique); e. 10-11S/53 (Etats-Unis d'Amérique); f. 10-11S/51 (Etats-Unis d'Amérique); g. 10-11S/33 (URSS).

BIBLIOGRAPHIE

POMMIER, D. et RATLIFF, P.A. [1988] - High-quality digital sound broadcasting for mobile, portable and fixed receivers, IBC Brighton, IEE Conference publication N° 293.

Documents du CCIR

[1978-82]: 10-11S/39 (France).

[1982-86]: 10-11S/15 (UER); 10-11S/20 (Etats-Unis d'Amérique); 10-11S/152 (Royaume-Uni); 10-11S/189 (Canada); 10-11S/213 (Inde); 10-11S/214 (Inde); 11/395 (CCIR).

ANNEXE I

TECHNOLOGIE DES ANTENNES D'EMISSION DE SATELLITES [CCIR, 1986-90a]

1. Introduction

Etant donné la p.i.r.e. relativement faible désormais nécessaire (§ 2.6.4 de ce Rapport) qui entraînera la réduction de la puissance primaire nécessaire et, en conséquence, celle de la taille totale des satellites, il semble que le seul élément critique dans la réalisation du secteur spatial pour assurer le service de radiodiffusion par satellite reste les antennes de satellite. On trouvera dans la présente Annexe une description détaillée d'un certain nombre de techniques permettant la fabrication d'antennes appropriées.

On a mis au point actuellement dans différentes formes de développement, des antennes à embarquer sur satellite, ayant des diamètres allant de 5 mètres à 55 mètres et destinées à des applications de pointe telles que satellites pour systèmes mobiles de communications, mise sur orbite de missions d'astrophysique VLBI (interférométrie à base étendue) et missions de télédétection de Terre (Freeland et autres, 1986). La technologie mise au point pour ces applications de types différents peut être directement mise à profit par les systèmes de radiodiffusion sonore par satellite exploités en bande 9.

Les antennes embarquées ayant des diamètres supérieurs à 3 ou 4 mètres doivent être conçues pour permettre le lancement dans leur configuration d'arrimage, et pour se déployer lorsque la mise en orbite et la stabilisation du satellite ont été effectuées.
Une telle contrainte a conduit à des conceptions d'antennes à réflecteur à large ouverture qui font appel à un support articulé pouvant se plier ou se rabattre et à une surface réfléchissante en toile métallique de faible poids et flexible.

Parmi les types de structures de soutien en usage sur les diverses antennes embarquées actuellement à l'étude, on trouve les configurations colonne-cerceau et en parapluie, et l'armature tétraédrique. La Figure 3 montre l'antenne en parapluie et l'antenne colonne et cerceau, chacune en état de déploiement complet et de déploiement partiel. Ces antennes dépliables sont toutes de poids relativement faible et leur surface réfléchissante est faite d'un tissu métallique. Lors du déploiement, la surface d'antenne en tissu métallique prend la forme d'un paraboloïde par l'une des méthodes suivantes : soit une série de ligatures attachant les éléments de la structure de support au tissu métallique (antennes à colonne-cerceau et à armature tétraédrique), soit la fixation du tissu à une nervure profilée (antennes en parapluie). La précision géométrique des surfaces obtenues par ces méthodes est telle que les diagrammes de rayonnement mesurés sur ces antennes en cours de mise au point sont généralement conformes aux diagrammes de référence copolaires pour antennes d'émisssion des satellites que l'on trouve à la Figure 3 de la Recommandation 652.

2. STRUCTURES DE SUPPORT

2.1 Colonne-cerceau

Une antenne colonne-cerceau de 15 mètres de diamètre a été construite et a fait l'objet d'essais au sol (Belvin et Edighoffer, 1986). L'antenne se déploie, passant d'un volume ayant environ 1 mètre de diamètre et 3 mètres de hauteur à une structure mesurant 15 mètres de diamètre et 9,5 mètres de hauteur. On déploie l'antenne grâce à un système de câbles commandés par moteur.

2.2 Armature tétraédrique

Pour une démonstration pratique, une antenne à armature tétraédrique de 5 mètres de diamètre a été construite et mise à l'essai (Dyer et Dudeck, 1986). Sous sa forme pliée la hauteur hors-tout de l'antenne est de 1,8 mètres, la hauteur de l'armature est de 1,1 mètres, le diamètre du tissu métallique est de 1,4 mètres et le diamètre de l'armature est de 0,9 mètre. L'antenne a un système de déploiement spontané qui fonctionne sans moteur. Le déploiement se fait grâce à l'énergie emmagasinée dans les charnières repliées sur ressorts (charnières à ressorts-rubans) de l'armature.

2.3 Configuration parapluie

Les antennes dépliables à réflecteurs fondées sur la conception parapluie représentent la technologie d'antenne dépliable la plus évoluée qui soit (Naderi 1982). Une version de cette antenne, ayant un diamètre de 9,1 mètres a été embarquée sur le Satellite-6 d'applications technologiques (ATS-6) en 1974 (Marsten 1975). Une étude préliminaire de conception a été effectuée en 1979 pour évaluer les caractéristiques des antennes à réflecteur à alimentation déportée et à symétrie axiale lorsque les missions exigent des antennes à diamètre de l'ordre de 100 à 150 mètres. Cette étude a permis d'identifier les technologies délicates, d'évaluer les coûts et délais de développement de ces antennes et permis d'élaborer un projet technologique pour démontrer la "validité de conception" à faible coût et à peu de risques [Freeland et autres, 1984].

La validité de la conception a été démontrée en 1984, lorsqu'on a déployé un réflecteur partiel dans un milieu en état simulé d'apesanteur. Pour cette démonstration, le modèle était un segment de réflecteur de 55 mètres de diamètre, formé d'un pivot central (autour duquel les nervures sont enroulées dans la position d'arrimage) et de quatre nervures (profilées selon une parabole) auxquelles on a fixé le tissu à mailles métallique servant de réflecteur. Les essais ont démontré l'efficacité de la méthode de déploiement et du système régularisant la mise en place du tissu à mailles.

3. SURFACE REFLECHISSANTE

L'efficacité de ces antennes embarquées à grande ouverture peut être affectée par les caractéristiques du tissu réfléchissant et par la précision du profil de la surface réfléchissante.

3.1 Effets du tissu à mailles métallique

Pour tous les types d'antennes mentionnés, le tissu réfléchissant idéal est un tricot de fil métallique. Le tissu typique est un tricot classique d'un fil de molybdène doré de 0,003 cm de diamètre présentant environ 3 ouvertures par cm. Il a été fait une étude (Rahmat-Samii et Lee, 1985) pour déterminer les effets du tissu tricoté métallique sur les caractéristiques de gain, de lobes latéraux et de polarisation croisée des antennes à grande ouverture. L'étude a démontré que le comportement d'une antenne à réflecteur en tissu à mailles devrait être comparable à celui d'une antenne à réflecteur plein si l'on détermine la géométrie du tissu à mailles selon un choix judicieux (c'est-à-dire en établissant les rapports voulus entre les dimensions d'ouverture et les longueurs d'onde, en choisissant des ouvertures rectangulaires plutôt que carrées et en orientant les ouvertures rectangulaires en fonction du vecteur de polarisation incident). Plus précisément, il était possible d'obtenir des lobes latéraux à plus de 30 à 35 dB en dessous du niveau du lobe principal en employant un tissu réfléchissant à mailles métalliques qui soit à la fois flexible et léger.

3.2 Précision de la géométrie de surface

Les antennes à colonne-cerceau et à armature tétraédrique emploient des ligatures pour relier la surface en tissu à mailles à la structure de support, donnant ainsi à la surface une forme parabolique. On a découvert qu'un "matelassement" périodique de la surface, résultant lui-même d'erreurs dans la tension des ligatures régulièrement espacées, engendrait des lobes de réseau en champ lointain. Lorsqu'on a placé les ligatures selon une répartition aléatoire, ces lobes en réseau n'apparaissaient plus (Bailey, 1986). La Figure 4 fournit les résultats mesurés de la performance d'une antenne à armature tétraédrique de 5 mètres à alimentation déportée, exploitée à une fréquence d'échelle de 4,26 GHz (Dyer et Dudeck, 1986). Il faut noter que ces données peuvent être extrapolées selon l'échelle pour une antenne de 20 mètres de diamètre à une fréquence d'environ 1 GHZ.

On a également étudié la précision de géométrie de surface possible pour les antennes en parapluie. Cette conception d'antenne dépend à la fois de la précision et des caractéristiques thermiques de la section transversale définie par les nervures pour la détermination de la surface réfléchissante formée par le tissu métallique. D'après les études de la performance d'une antenne en parapluie de 20 mètres de diamètre, placée en milieu spatial, on a conclu qu'une précision de surface, calculée par racine de la moyenne des carrés, de 3mm pouvait être atteinte (Freeland, 1987). Ce résultat correspond par exemple à une précision de surface calculée par racine de la moyenne des carrés, de $\lambda/100$ à une fréquence de 1 GHz; valeur qui garantit un bas niveau pour les lobes latéraux.

4. ESSAIS SUR ORBITE

Si l'on veut vérifier que ces antennes dépliantes à grande ouverture ont une performance conforme aux prescriptions dans un milieu spatial, il est nécessaire de les soumettre à des essais en des conditions simulant d'aussi près que possible la pesanteur à zéro et les conditions thermiques et de vide de l'espace. Même avec des installations adéquates, les essais au sol sont extrêmement difficiles et coûteux et fournissent souvent des résultats peu sûrs. On a mis à l'étude l'essai en vol d'un système prototype d'antenne en parapluie de 20 mètres de diamètre, à lobe latéral faible, sur la navette spatiale ou sur tout autre engin convenable dans le but de réduire sensiblement les risques et incertitudes d'une mise en service de cette antenne. On en tirerait l'avantage supplémentaire d'une validation des procédures d'essais au sol pour des systèmes à étudier ultérieurement.

5. RESUME ET CONCLUSIONS

Des études importantes ont été entreprises pour la mise au point d'antennes à réflecteurs de haute performance; ces antennes doivent être dépliantes, de faible poids, propres à l'embarquement, avoir des diamètres allant de 5 mètres à 55 mètres et des niveaux de lobes latéraux situés à 30 dB ou plus en dessous du gain maximal de l'antenne. Des antennes à symétrie axiale et à alimentation déportée sont en cours d'étude. Pour la surface réfléchissante, on emploie un tissu à maille de tricot, en molybdène revêtu d'or. Des études détaillées, confirmées par les essais, ont montré qu'une surface réfléchissante en tissu métallique à mailles, bien choisi, ne réduira pas la performance de l'antenne en ce qui concerne les lobes latéraux. Après le choix d'une matière remplissant ces conditions, le comportement des lobes latéraux dépendra alors principalement des distorsions que la surface réfléchissante pourrait assumer vis-à-vis d'un paraboloïde. Au cours de la mise au point de l'antenne à armature tétraédrique, il a été découvert que pour éliminer les lobes en réseau suscités par les antennes construites avec des ligatures régulièrement espacées, il suffisait de placer ces ligatures selon un processus aléatoire.

Vu les difficultés rencontrées lorsqu'on cherche à homologuer pour l'espace ces configurations d'antennes à grande ouverture prévues pour le déploiement, au moyen d'essais au sol, il a été envisagé d'avoir recours aux vols de la navette spatiale ou d'autres véhicules se prêtant à ce genre d'essai. Une étude est actuellement en cours pour l'essai sur orbite d'une antenne en parapluie de 20 mètres de diamètre de haute performance.

Les travaux en cours mentionnés dans la présente communication ont permis de conclure que le diagramme de rayonnement d'antenne d'émission de satellite, figurant à la Figure 9 de l'Annexe 5 à l'Appendice 30 (ORB-85) constitue un diagramme de rayonnement de référence valable, pouvant servir aux études de partage et aux études de système concernant les systèmes de radiodiffusion par satellite sonores exploités en bande 9.

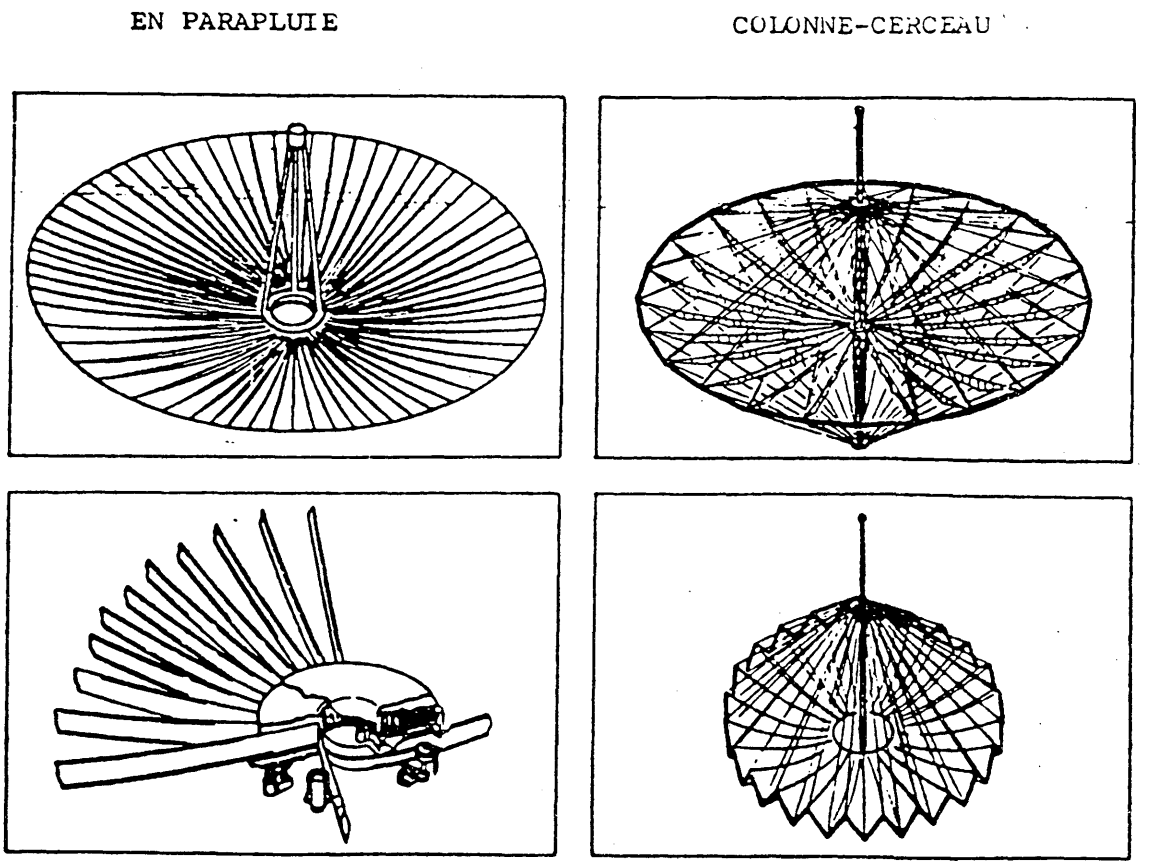


Figure 3 - Antennes en parapluie et colonne-cerceau en état de déploiement partiel et complet (Jordon et autres, 1984).

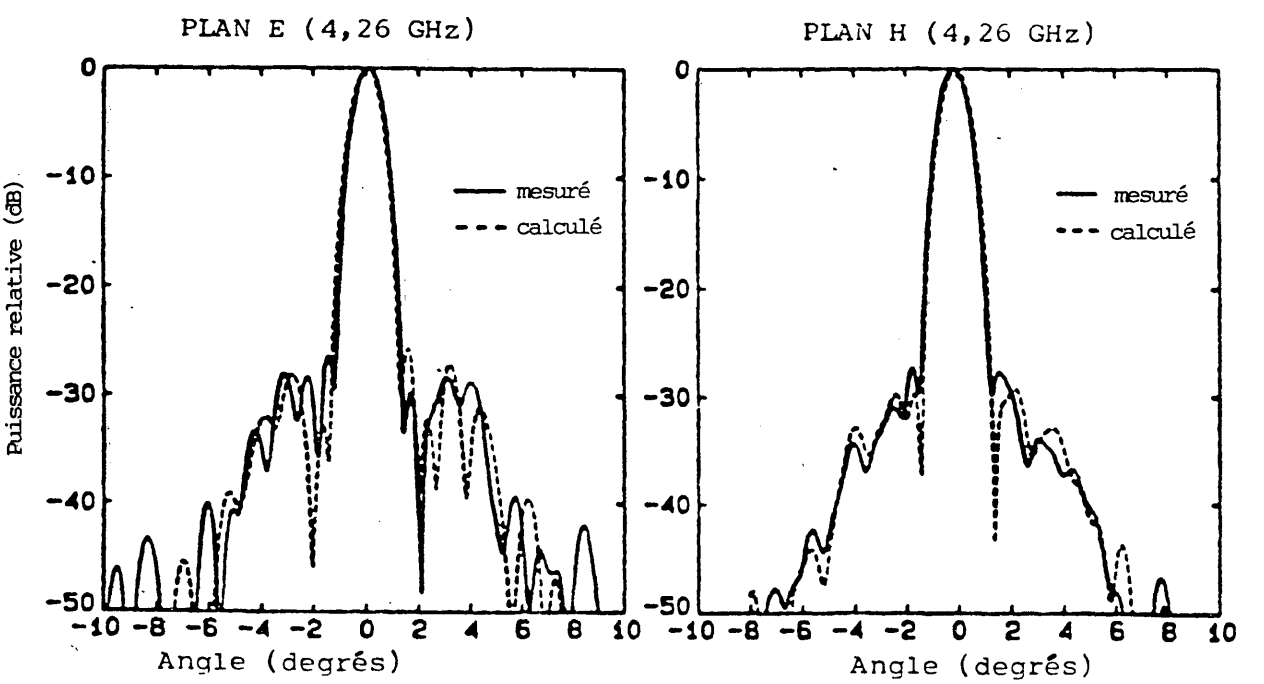


Figure 4 - Comparaison des diagrammes d'antenne calculé et mesuré pour une antenne à armature tétraédrique de 5 mètres exploitée à 4,26 GHz (Bailey, 1986)

BAILEY M.C. (1986) Hoop/Column and Tetrahedral Truss Electromagnetic Tests, Compte-rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures.

BELVIN, W.K. et EDIGHOFFER, H.H. (1986) 15 Meter Hoop/Column Antenna Dynamics: Test and Results, Compte-rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures, NASA Conference Publication 2447, pages 167-185.

DYER, J.E. et DUDECK, M.P.(1986) Deployable Truss Structure Advanced Technology, Compte-rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures, NASA Conference Publication 2447, pages 111-124.

FREELAND, R.E. (10-17 octobre 1987) Mobile Communication Satellite Antenna Flight Experiment Definition, 38ème Congrès, International Astronautical Federation, Communication IAF-87-314, Brighton, Angleterre.

FREELAND, R.E.,GARCIA, N.F. et IWAMOTO, H.(1984) Wrap-Rib Antenna Technology Development, Compte-rendu des travaux de la Conférence sur la technologie des systèmes de grandes antennes dans l'espace, NASA Conference Publication CP-2368, pages 139-166.

FREELAND,R.E., METTLER,E, MILLER,L.J., RAHMAT-SAMIII,Y, et WEBER III,W.J. (1986), Antenna Technology Shuttle Experiment (ATSE), Compte-rendu des travaux de la Conférence NASA/DOD sur la technologie d'interaction contrôle-structures, NASA Conference Publication 2447, pages 779-807.

JORDON,J.F., FREELAND, R.E., LEVY, G.S. et POTTS,D.L. (1984) QUASAT - An Orbiting Very Long Baseline Interferometer Program Using Large Space Antenna Systems, Compte-rendu des travaux de la Conférence sur la technologie des systèmes de grandes antennes dans l'espace, NASA Conference Publication CP-2368, pages 117-125.

MARSTEN, R.B. (novembre 1975) ATS-6 Significance, Mémoires IEEE sur les systèmes électroniques et l'aérospatiale, Vol. AES-11, No 6, pages 984-993

NADERI, F. directeur de publication (15 février 1982) Land Mobile Satellite Service (LMSS): A Conceptual System Design and Identification of the Critical Technologies, Part II: Rapport technique,Publication du Laboratoire de propulsion par fusée NASA 82-12.

RAHMAT-SAMII, Y et LEE, S.W. (janvier 1985) Vector Diffraction Analysis of Reflector Antennas with Mesh Surfaces, Mémoires IEEE sur les antennes et la propagation, Vol. AP-33, No 1, pages 76-90.

Documents du CCIR

[1986-90]: a. 10/11S/53 (Etats-Unis d'Amérique).

ANNEXE II

Caractéristiques de propagation et marges de liaison du canal de télévision par satellite en ondes décimétriques

[CCIR, 1978-82a, b, c] [CCIR, 1986-90a]

1. Introduction

La radiodiffusion sonore par satellite vers des récepteurs portatifs et des récepteurs mobiles diffère à maints égards de la radiodiffusion de Terre. Par ailleurs, on observe certaines analogies avec les communications

Des études de l'UER [CCIR, 1978-82d] et des Etats-Unis d'Amérique [CCIR, 1978-82, e] ont présenté des exemples spécifiques de bilans de liaison et de marges de liaison pour certains angles de site, certaines conditions de réception et d'autres caractéristiques. Deux méthodes spécifiques sont proposées et divers aspects du problème analysés et comparés dans la section 3 de la présente Annexe.

Des expériences récentes font apparaître une concordance assez nette avec les fonctions de distributions de la puissance du signal établies pour les zones de grande étendue et les zones de petite étendue (voir le § 2). Compte tenu des résultats qui se dégagent du programme expérimental pour l'Europe [Jongejans, 1986], il est possible de proposer un nouveau modèle composite de propagation, qui combine la fonction de probabilité de Rice/Rayleigh des zones de petite étendue et la distribution de probabilité log-normale des zones de grande étendue.

Au stade de la conception de systèmes de modulation convenant au type de service de radiodiffusion proposé, il faudra disposer de statistiques de propagation relatives à la dispersion des retards et à la bande de corrélation du canal de transmission. Ces caractéristiques, ainsi que d'autres éléments connexes, font l'objet du § 4 de cette Annexe, qui reprend également de récentes données expérimentales.

2. Modèles de propagation

Les fonctions de distribution de probabilité correspondant aux signaux reçus par satellite correspondent à un certain nombre de distributions statistiques associées à une situation spécifique. Ces modèles de distributions diffèrent généralement selon que l'on considère les "zones de petite étendue" et les zones de grande étendue". On définit généralement les premières comme s'étendant sur un certain nombre de longueurs d'onde (par exemple sur 40 longueurs d'onde, ce qui se traduit par une distance d'environ 10 m). Les secondes couvrent plusieurs zones de petite étendue.

2.1 Fonction de distribution: cas des zones de grande étendue

On a constaté expérimentalement [Guilbeau, 1979, Hess, 1980; Lutz, 1986; Jongejans, 1986;] que, dans des zones de grande étendue, la fonction de distribution de probabilité de la puissance moyenne du signal reçu prend la forme logarithmique normale suivante:

$$P_{LN}(S_o; \mu, \sigma) = (K/S_o\,\sigma)) \exp\left[(-1/2)\left((L_{So} - \mu)/\sigma\right)^2\right], \qquad (1)$$

$$K = 10/(\sqrt{2\pi}\ \ln 10)$$

où

S_o(W) = puissance moyenne reçue dans une petite zone;

$\overline{S_f}$(W) = puissance moyenne reçue en espace libre dans une grande zone;

L_{So}(dB) = 10 log $(S_o/\overline{S_f})$, niveau de S_o par rapport au niveau en espace libre;

μ(dB) = moyenne de L_{So} sur une grande zone;

σ(dB) = écart type de L_{So} sur une grande zone.

Dans la formule (1), les moyennes et les écart-types sont tous deux exprimés en dB, par rapport au niveau de puissance en espace libre, pour faciliter la comparaison entre le modèle théorique et les données mesurées.

Le modèle applicable aux vastes régions donné plus haut a été vérifié expérimentalement et confirmé par [Lutz et autres, 1986] et [Jongejans et autres, 1986]. On a mesuré les grandeurs suivantes en utilisant la même notation que dans la formule (1) (voir le Tableau XVII):

TABLEAU XVII

Valeur mesurée des caractéristiques applicables aux grandes surfaces dans différents environnements

Environnement	Antenne	μ_m (dB)	σ_m (dB)	CF	μ_{los} (dB)	$(C/M)_{los}$ (dB)
Urbain	C3	-10,7	3,0	0,60	-1,8	3,0
	D5	-12,2	4,4	0,78	-4,9	9,3
	S6	-12,9	5,0	0,79	-5,2	11,9
Boisé	C3	-9,3	2,8	0,59	-2,7	9,9
	D5	-5,3	1,3	0,54	-1,8	10,7
	S6	-5,8	1,1	0,56	-2,1	12,9
Route	C3	-7,7	6,0	0,25	-0,4	11,9
	S6	-7,0	4,8	0,23	-0,6	18,3

où

μ_m(dB) : μ dans les zones masquées,

μ_{los}(dB) : μ dans les zones en vue directe,

σ_m(dB) : écart type de L_{s_o} dans les zones masquées,

CF : facteur d'occultation, défini comme le pourcentage de temps pendant lequel le trajet direct est occulté en supposant un véhicule se déplaçant à vitesse constante,

C/M_{los}(dB) rapport entre le signal direct (porteuse) et la puissance diffusée par trajets multiples dans des régions en vue directe

C3 diagramme hémisphérique, gain de 3 dBi

D5 diagramme toroïdal, gain de 5 dBi

S6 diagramme toroïdal, gain de 6 dBi

On peut faire plusieurs déductions du **Tableau** XVII

- Les niveaux de puissance moyens mesurés dans les régions occultées sont très inférieurs à ceux des régions en vue directe pour le même environnement. Par exemple, dans les zones urbaines, l'affaiblissement supplémentaire du à l'occultation peut atteindre 9 dB; sa valeur est de 6,5 dB dans les zones boisées et de 7 dB sur les routes. Il s'ensuit que le principal problème pour assurer un service est celui posé par les effets d'occultation.

- L'influence du type d'antenne de réception semble très sensible, surtout en ce qui concerne le rapport entre la composante directe et celle due au trajet par propagation multiple dans les régions en vue directe.

- **Dans les zones urbaines, la perte par occultation est proportionnelle au gain d'antenne, tout comme l'écart type σ et le rapport C/M. Ce dernier facteur peut être important pour la conception des systèmes de modulation numérique destinés à la réception en ville.**

Dans l'expérience européenne, on a simulé les conditions de transmission par satellite en plaçant l'antenne d'émission sur la Tour Eiffel, à Paris; des mesures étaient faites à la fréquence de 839 MHz, pour un angle de site moyen de 25° [Guilbeau, 1979]. On peut tirer de cette référence les paramètres de la formule (1); le Tableau XVIII les présente avec les valeurs de prévision résultant des données américaines pour la fréquence de 839 MHz et sous un angle de site de 25°. Les valeurs de l'expérience PROSAT ont été calculées sur la base des chiffres du Tableau II.

TABLEAU XVIII

Zone urbaine			
Paramètres de la distribution Log-normale pour les zones urbaines	Moyenne	Visibilité gênée	Visibilité directe
μ (dB) (Guilbeau)	-7,5	-11,5	-0,7
(Etats-Unis d'Amérique)	-6,3	-10,1	-2,6
PROSAT	-6,3	-10,7	-1,8
σ (dB) (Guilbeau)	3,2	2,9	2,0
(Etats-Unis d'Amérique)	3,7	4,3	3,1
PROSAT	-	3,0	-

Ce Tableau montre qu'il existe une concordance assez satisfaisante entre les trois expériences.

Des mesures faites aux Etats-Unis au moyen du satellite ATS-6 [Hess, 1980] donnent des valeurs pour μ et σ pour des zones et ———— des conditions de réception différentes. La référence ci-dessus a servi de base à la méthode simple d'évaluation de μ et σ suivantes:

$$\mu = -[A + 1.93\, f - 0.052\, \delta] \quad (2)$$

$$\sigma = 1/2\, [B + 0.053\, f + 0.040\, \delta] \quad (3)$$

où

μ, d, $\overline{s_0}$ et $\overline{s_f}$ sont définis comme dans l'équation (1),

f : fréquence (GHz),

δ : angle de site (degrés).

On trouvera dans le Tableau XIX ci-après des valeurs de A et B pour différentes conditions de réception. Dans ce tableau, la visibilité directe correspond à des cas où les rues des zones urbaines sont parallèles à l'azimut du satellite et la visibilité gênée par des rues perpendiculaires à l'azimut du satellite et une situation du côté défavorable de la rue.

Tableau XIX

	Zone urbaine			Zone suburbaine ou rurale		
	Moyenne	Visibilité gênée	Visibilité directe	Moyenne	Visibilité gênée	Visibilité directe
A (dB)	6,0	9,8	2,3	1,1	5,1	0,5
B (dB)	6,4	7,6	5,2	1,1	2,4	-

Certaines de ces valeurs de [Hess, 1980] ont été extrapolées en admettant une sensibilité de 0,1 dB/% pour les zones rurales et de 0,2 dB/% pour les zones urbaines, au-dessous du niveau de couverture de 90% spécifié; elles ont, par ailleurs, été confirmées par les expériences faites en Europe [Lutz et Jongejans, 1986] pour les zones urbaines et les zones boisées. Toutefois, cette méthode de modélisation ne semble pas convenir dans le cas des routes non occultées.

2.2 Fonction de distribution: cas des zones de petite étendue

Les données récemment rassemblées en Europe [Jongejans, 1986] et les données américaines permettent d'établir le comportement du signal reçu dans une zone de réception de petite étendue au moyen d'une distribution de Rice (vecteur constant plus vecteur à distribution de Rayleigh).

Si le rapport entre la puissance du signal direct C et du signal diffus M est noté C/M, l'enveloppe de la loi de probabilité dans une petite zone isolée est donnée par la formule (4):

$$p(r) = (r/M)(\exp(-r^2/2M - C/M)) \cdot I_o\left[r\sqrt{2C}/M\right] \qquad (4)$$

La caractéristique C/M est importante car elle mesure les caractéristiques* d'évanouissement de la voie. Si ce rapport est élevé, l'enveloppe de la loi de probabilité p(r) approche une distribution gaussienne. avec un écart moyen $\sqrt{2C}$ et un écart type $\sqrt{M}$. Si C/M est faible, p(r) s'approche d'une répartition de Rayleigh étant donné que la fonction de Bessel modifiée de premier type est d'ordre zéro,

$$I_o(z) = \sum_{n=o}^{\infty} z^{2n}/2^{2n}\,(n!)^2 = 1 + z^2/4 + \ldots$$

converge vers 1 quand z tend vers 0.

La densité de probabilité de $y = \dfrac{r^2}{\bar{r}^2}$ correspondante est donnée par:

$$p_R(y) = (C/M + 1)\exp\left[-y(C/M + 1) - C/M\right] \cdot I_o\left[2\sqrt{y(1 + C/M)C/M}\right] \qquad (5)$$

où $y = r^2/\bar{r}^2 = r^2/S_o$

* Les périodes pendant lesquelles la puissance des signaux reçus est inférieure à un certain seuil sont dénommées évanouissements.

Le taux de croisement (LCR) au niveau V est donné par l'expression suivante (6):

$$LCR = \frac{b}{\sqrt{2\pi}} p_R(V) \qquad (6)$$

où $p_R(V)$ est la densité de probabilité de Rice de la fonction d'enveloppe à la valeur V, et où b est fonction de l'amplitude et des fréquences des signaux réfléchis :

$b = 2\pi^2 B_d^2 M$, où B_d est la dispersion Doppler

L'expression (6) montre que le taux de croisement et la fonction de densité de probabilité sont en relation étroite. La mesure de LCR permet donc de déterminer l'élément C/M de $p_R(y)$.

La durée moyenne des évanouissements (AFD) au niveau V est donnée par :

$$AFD = (1/LCR) \int_0^V p_R(r)\, dr \qquad (7)$$

AFD est un facteur important pour la conception d'un système de diffusion numérique qui doit permettre d'éliminer les longs évanouissements grâce à un procédé complexe d'entrelacement.

La validité du modèle de Rice a été démontrée par l'expérience PROSAT à partir d'un mode composite log-normal - Rice (voie le § 2.3).

Le Tableau XVII donne des valeurs typiques du rapport C/M pour les trajets en vue directe (voir le § 2.1). Etant donné que c'est la seule variable dans la définition de $p_R(y)$ donnée par la formule (5), la fonction de probabilité de Rice $p_R(y)$ est parfaitement caractérisée si on connaît C/M.

Jongejans [1986] donne des valeurs typiques de LCR et de AFD sous la forme de niveau moyen de l'enveloppe pour des véhicules se déplaçant à 30 km/h. Les résultats sont reproduits au Tableau XX ci-dessous:

TABLEAU XX

Valeur de LCR et de AFD dans différents environnements

	LCR (Hz)	AFD (ms)
Région ouverte	30	20
Région sub-urbaine	14	40
Région rurale	16	33

2.3 Modèle de propagation combiné

Des recherches européennes [Jongejans et autres, 1986] et [Lutz, 1986] ont conduit à la conclusion que la fonction de densité de probabilité du signal reçu doit combiner les lois log-normal et de Rice (Rayleigh) pour tenir compte des variations dans les grandes et les petites zones La répartition des valeurs instantanées dans une petite région s'obtient en considérant une variable de Rice ou de Rayleigh dont la valeur moyenne est elle-même une variable aléatoire suivant une loi log-normale. La distribution combinée de la puissance reçue S peut être exprimée comme suit (8):

$$P(S) = CF \int_0^{S_m} P_r(S,So)\, P_{LN}(So)\, dSo + (1-CF) \int_0^{S_M} P_R(S,So)\, P_{LN}(So)\, dSo \qquad (8)$$

où S_o puissance moyenne du signal reçu dans une petite zone ($S_o = C + M$)

p(S) loi de densité de probabilité combinée pour la puissance instantanée reçue dans une petite zone

$P_r(S,So)$: densité de probabilité de Rayleigh de moyenne So dans une petite zone occultée

$P_{LN}(So)$: densité de probabilité log normale de la puissance moyenne So reçue sur une petite zone

S_m : maximum dans une grande zone de la puissance moyenne des petites zones occultées

$P_R(S,So)$: densité de probabilité de Rice, de moyenne So dans une petite zone non occultée

S_M : maximum de la puissance moyenne des petites zones non occultées.

CF facteur d'occultation, défini comme le pourcentage de temps pendant lequel le trajet direct est occulté en supposant un véhicule se déplaçant à vitesse constante

Les Figures 5a et 5b donnent les fonctions cumulées de répartition de la probabilité pour la puissance reçue normalisée sur une route et dans une ville [Lutz et autres, 1986]. Les deux figures sont tracées sur une échelle de Rayleigh. Les lignes en trait plein représentent le modèle de canal théorique de la relation 8. Les points indiquent les valeurs statistiques enregistrées dans le canal pendant les mesures.

On peut distinguer trois parties des courbes. Aux valeurs les plus faibles de la puissance reçue, leur pente est proche de la diagonale correspondant à une loi de Rayleigh. En d'autres termes, cette courbe a clairement des caractéristiques de Rayleigh. Pour des puissances élevées, la pente des courbes indique une répartition tition de Rice ; sur les routes, la loi de Rice est suivie dans 80 % des petites zones et dans 20 % de celles-ci en ville. La partie centrale des courbes suit une loi log-normale.

Jongejans et autres [1986] font état de résultats semblables. L'ensemble démontre qu'il existe un très bon accord entre les modèles théoriques et les résultats de mesure.

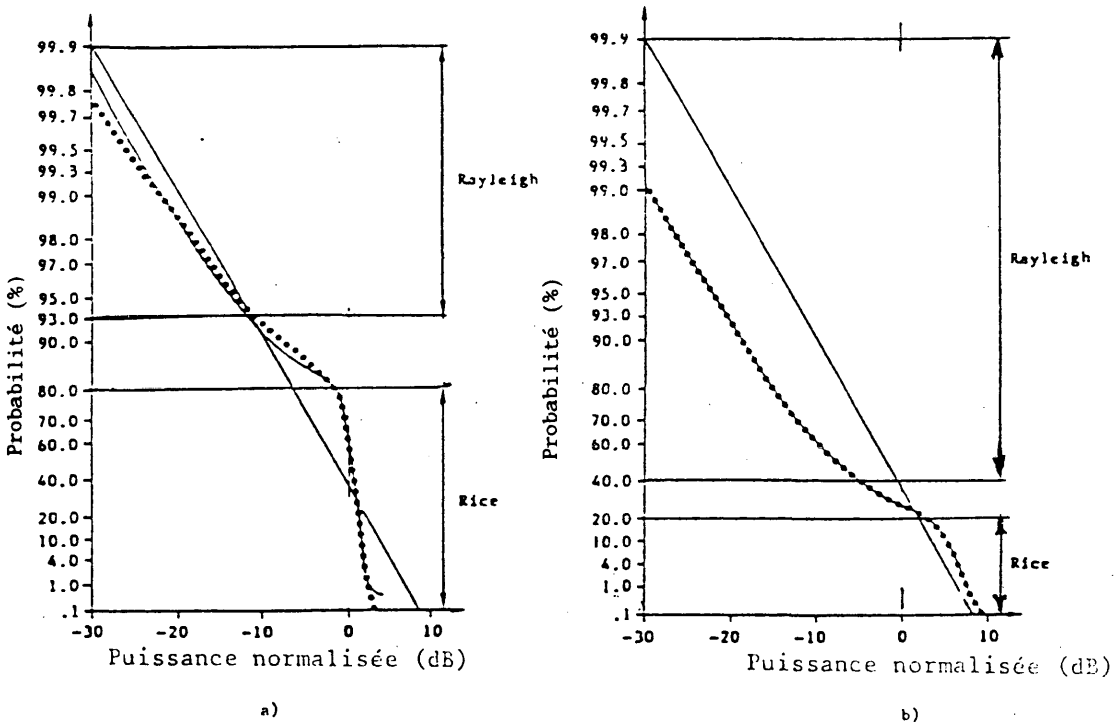


Figure 5

Fonction complémentaire de répartition cumulée de la puissance reçue [Lutz, 1986]
a) Route, antenne S6
b) Ville, antenne S6

3. Marges de liaisons

Dans le cas d'un système de radiodiffusion par satellite, les marges des liaisons doivent être spécifiées avec soin – elles ne doivent être ni optimistes ni pessimistes. Si l'évaluation est optimiste, l'objectif de qualité du service ne pourra être atteint, alors que si elle est pessimiste, la conception du satellite sera inutilement complexe. Ces deux situations extrêmes ont des répercussions importantes sur les coûts.

Deux méthodes spécifiques de calcul des marges requises pour un niveau de qualité de service donné sont indiquées ci-après:

3.1 *Méthode 1*

Pour l'application de la méthode 1, il faut que, dans une petite zone, l'enveloppe du signal reçu se situe au-dessus du seuil du récepteur avec une probabilité de 0,9:

$$P(r \geq R_0) = 0{,}9 = \int_{R_0}^{\infty} p(r)\,dr \qquad (9)$$

où

R_0 désigne le seuil du récepteur et où $p(r)$ est donné par la formule (4).

Il faut en outre que cette condition soit satisfaite sur une zone plus étendue avec une probabilité de 0,9. En appliquant la distribution de probabilité pour une zone étendue de la formule (1), on obtient:

$$P(S_0 \geqslant \hat{S}_0) = 0{,}9 = \int_{\hat{S}_0}^{\infty} p(S_0)\, dS_0 \qquad (10)$$

où $\hat{S}_0 = \frac{E_0^2}{2} + \sigma_r^2$, ce qui correspond à la formule (9).

On peut trouver la solution numérique de la formule (9) déterminée par la relation (10) en utilisant les fonctions Q de Marcum [Brennan et Reed, 1965] ou les tableaux fournis par [Norton et autres, 1955]. Ces deux méthodes ont été utilisées dans les calculs, à titre de contre-vérification. On a calculé la solution des formules (9) et (10) pour satisfaire aux probabilités données en fonction de $G = \mu + 10 \log\left(\frac{2\,\overline{S_f}}{R_0^2}\right)$ c'est-à-dire la différence entre la puissance moyenne reçue pour une zone de grande étendue et le seuil du récepteur. La marge totale pour la liaison est donnée par $L = G - \mu$ (dB)

Le Tableau XXI donne les résultats des calculs pour la fréquence de 1 GHz et un angle de site de 30°.

TABLEAU XXI

	Zone urbaine	Zone rurale
σ (dB)	3,8	1,2
μ (dB)	- 6,4	-1,5
G (dB)	15,4	6,1
L (dB)	21,8	7,6

Il convient de noter que les valeurs utilisées pour σ et μ sont des valeurs moyennes qui ne sont pas applicables en cas d'obstruction de la visibilité.

La marge calculée de 21,8 dB pour une zone urbaine se compare avec la marge observée de 24,2 dB (rapportée à 1 GHz) pour la zone urbaine de Denver aux Etats-Unis [Hess, 1980].

Il est précisé que la marge calculée dépend de la qualité de service et de la couverture demandées. On a admis, dans cet exemple, que la qualité de service voulue était obtenue lorsque le signal se situait au-dessus d'un seuil avec une probabilité de 0,90 et que cette condition devait être remplie avec une probabilité de 0,90 dans toute la zone de couverture. Si l'on admet d'autres conditions, on obtiendra des marges différentes.

3.2 *Méthode 2*

Pour l'application de la méthode 2, l'enveloppe du signal reçu dans une zone donnée doit se situer au-dessus du seuil du récepteur (R_0) avec une probabilité de 0,9. Ainsi:

$$P(r \geqslant R_0) = 0{,}9 = \int_0^{\infty} \int_{R_0}^{\infty} p(r) p(S_0)\, dr\, dS_0 \qquad (11)$$

On évalue numériquement cette intégrale en appliquant les fonctions Q de Marcum par échelons de $G = 10 \log_{10} (2\overline{S}_0 / R_0^2)$.

On trouvera les résultats obtenus dans le Tableau XXII, là aussi pour la fréquence de 1 GHz et un angle de site de 30°.

TABLEAU XXII

	Zone urbaine	Zone rurale
σ (dB)	3,8	1,2
μ (dB)	- 6,4	- 1,5
G (dB)	12,0	4,4
L (dB)	18,4	5,9

Ces valeurs calculées peuvent être comparées aux valeurs mesurées. On a effectué des mesures pour déterminer la marge en fonction du pourcentage d'emplacements. [Guilbeau. 1979].

4. Effets de sélectivité en fréquence

Une autre caractéristique importante du canal de propagation radioélectrique en UHF dans les villes et les banlieues en cas de réception à bord de véhicule en mouvement est l'existence de trajets de propagation multiples ayant des retards différents et variables. Dans le cas de la radio par satellite, le trajet direct le plus court entre le satellite et le récepteur portatif est souvent occulté par des immeubles, de sorte que la propagation par diffraction ou réflexion sur les bâtiments entourant le récepteur est importante. On doit considérer deux cas:

- récepteur immobile : dans ce cas, le canal radioélectrique, et donc les caractéristiques de propagation de la liaison, est relativement stable. Les caractéristiques de propagation multiple peuvent être décrites en terme de dispersion par trajets multiples et de bande passante de corrélation;
- récepteur en mouvement : les statistiques de propagation de la liaison hertzienne sont variables en fonction du temps. Les trajets de diffraction atteignant le véhicule suivant des angles différents sont affectés de décalages Doppler différents. Dans ce cas, les termes essentiels sont la dispersion Doppler et la corrélation.

Les fonctions statistiques décrivant le canal radioélectrique sélectif en fréquence et dans le temps peuvent s'obtenir facilement en mesurant la réponse complexe aux impulsions de la liaison. Ces descripteurs statistique et les valeurs des caractéristiques limitent les paramètres de performance dans un système de télécommunications numérique.

4.1 Dispersion des retards et bande passante de corrélation

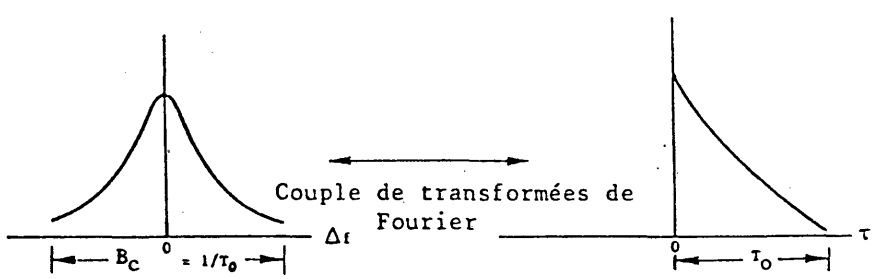
On envisagera tout d'abord un canal statistiquement invariable. Deux composantes spectrales d'un signal modulé dont la fréquence est proche subiront des évanouissements corrélés, c'est-à-dire que les deux ensembles de vecteurs résultant d'un type donné de propagation par trajets multiples seront semblables en amplitude et en phase. Quand la différence de fréquence entre les deux composantes spectrales augmente, la corrélation entre les deux ensembles de vecteurs se réduit, ce qui produit des variations d'amplitude (décorrélation) en fonction de la fréquence. Ce phénomène est dénommé évanouissement sélectif en fréquence. La bande passante pour laquelle se produit la décorrélation est dénommée la bande passante de corrélation.

Le spectre de puissante de retard (aussi dénommé profil d'intensité de propagation multiple) et la fonction de corrélation des fréquences décalées constituent un couple de transformées de Fourier (Fig.6).

La transformation de Fourier permet d'établir une relation entre la bande passante de corrélation d'un canal statistiquement invariable et la dispersion de retard du canal :

$$B_C \approx 1/T_0 \tag{12}$$

où B_C est la bande passante de corrélation (Hz), et
T_0 la dispersion de retard (s).



Fonction de corrélation entre fréquences décalées

Profil d'intensité dû aux trajets multiples

FIGURE 6

Relation entre T_0 et B_C

La dispersion des retards T_0 du canal mesure la largeur d'un profil de retard en puissance moyen. Il est défini comme la racine carré du deuxième moment central d'un profil m [Cox, D.C., 1972]:

$$T_0 = \left[\frac{\sum_{k=1}^{M} (\tau_k - D)^2 \, P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^{M} P(\tau_k)} \right]^{1/2} \tag{13}$$

où

$k = 1, \ldots, M$: k gammes sur l'axe des retards et M indice du dernier échantillon sur l'axe des retards

$P(\tau_k)$: profil de retard en puissance moyen pour un ensemble de N profils individuels consécutifs

D : délai excédentaire moyen. On le définit comme étant le premier moment du profil par rapport au premier retard à l'arrivée τ_A :

$$D = \frac{\sum_{k=1}^{M} \tau_k P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^{M} P(\tau_k)} - \tau_A \qquad (14)$$

Si la bande passante de corrélation est faible par rapport à celle du signal diffusé, le canal est sélectif en fréquence. Dans ce cas, il inflige une grave distorsion au signal. Par contre, si la bande passante de corrélation est large par rapport à celle du signal diffusé, le canal est non sélectif en fréquence.

Afin d'éliminer la sélectivité du canal qui peut causer des brouillages entre symboles, la dipersion des retards T_o doit être très inférieure à la période de symbole T_s ou, en d'autres termes, le rapport entre la dispersion des retards et la période de symbole, c'est-à-dire $T_r = T_o/T_s$, doit être très inférieur à 1.

Sur la base des travaux de [Cox, Lech, 1975], il a été possible de définir empiriquement la relation entre la bande passante de corrélation à un niveau de corrélation de 90% et la dispersion des retards (voir la Fig.7):

B_c (90%) = $90/T_o$, où

B_c (90%) est la bande passante de corrélation à un niveau de corrélation de 90% entre deux composantes spectrales (en MHz), et T_o correspond à la dispersion des retards (en μs).

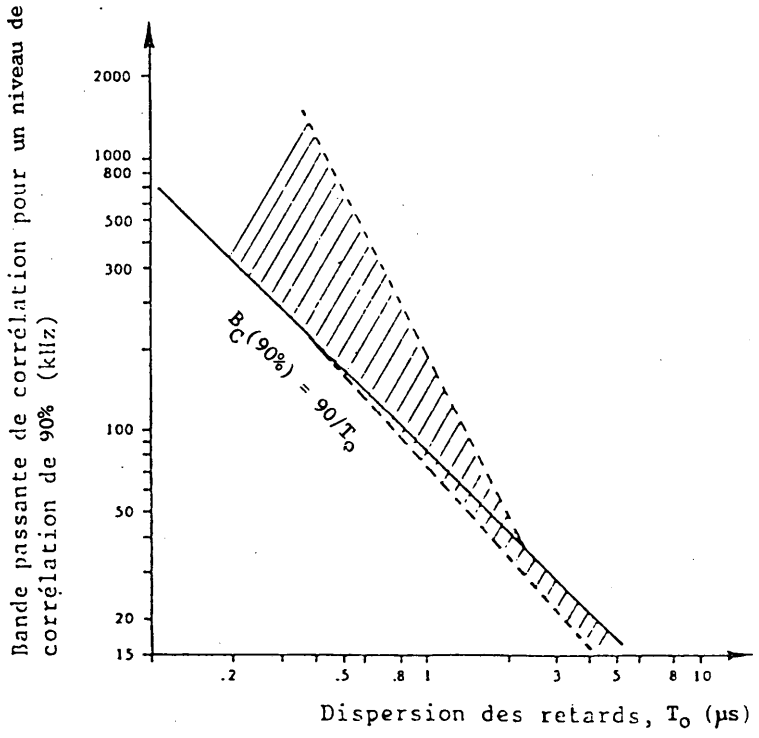


FIGURE 7

Bande passante de corrélation à un niveau de corrélation de 90% en fonction de la dispersion des retards [Cox, Lech, 1975]

La Figure 8 ci-dessous représente la répartition cumulée correspondante de la distribution des retards:

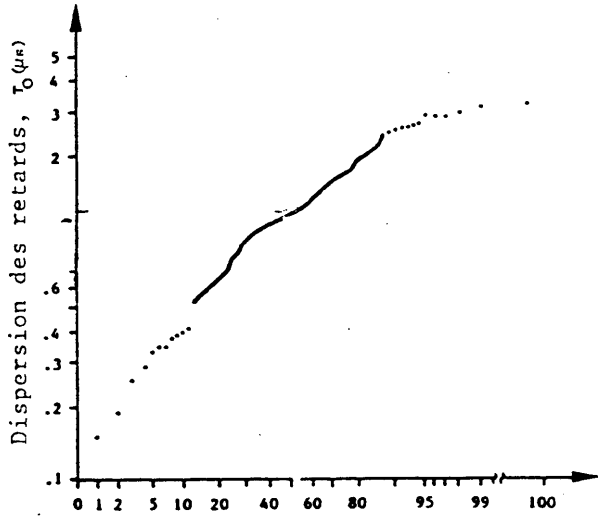


FIGURE 8

Répartition cumulée de la dispersion des retards [Cox, Lech, 1975]

De la figure qui précède, on peut déduire qu'environ 10% des zones de petite étendue sont telles que T_o > 2,5 µs, et 50% telles que T_o > 1,2 µs.

La Figure 9 ci-dessous représente la répartition cumulée pour B (90%).

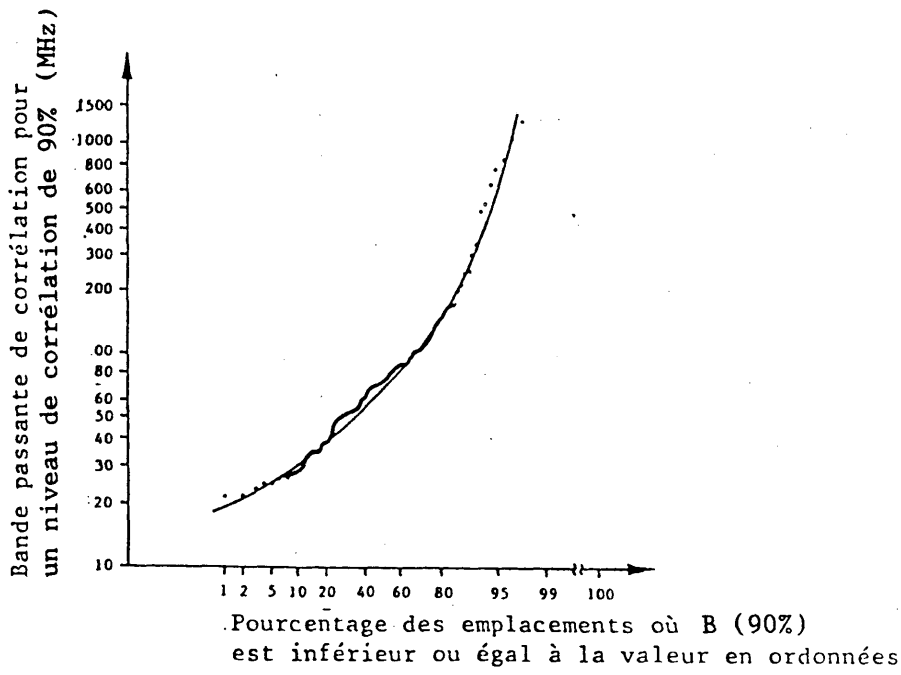


FIGURE 9

Répartition cumulée de la bande passante de corrélation pour une corrélation de 90% (Cox, Lech, 1975)

La dispersion des retards a été mesurée dans un immeuble de bureaux de taille moyenne et dans une zone résidentielle (Devasirvatham, 1986). La plus grande dispersion mesurée était inférieure à 325 ns lorsque le trajet de propagation était en vue directe. En l'absence de vue directe entre l'émetteur et le récepteur la dispersion des retards augmentait jusqu'à 422 ns.

Dispersion Doppler et temps de corrélation

Dans le cas d'un récepteur en mouvement, les variations dans le temps de la liaison de propagation produisent par effet Doppler un élargissement du spectre reçu. Si on diffuse une fréquence pure, on peut mesurer l'élargissement Doppler B_d du canal.

Comme on l'a fait au paragraphe précédent, on peut définir comme suit le temps de corrélation T_c du canal:

$$T_c \approx 1/B_d \qquad (15)$$

où T_c est le temps de corrélation et

B_d la dispersion Doppler (Hz).

Lorsque le canal se modifie lentement, le temps de corrélation est long et la dispersion Doppler faible. La Figure 10 montre que le spectre de puissance Doppler et la fonction de corrélation dans le temps décalée constituent un couple de transformées de Fourier.

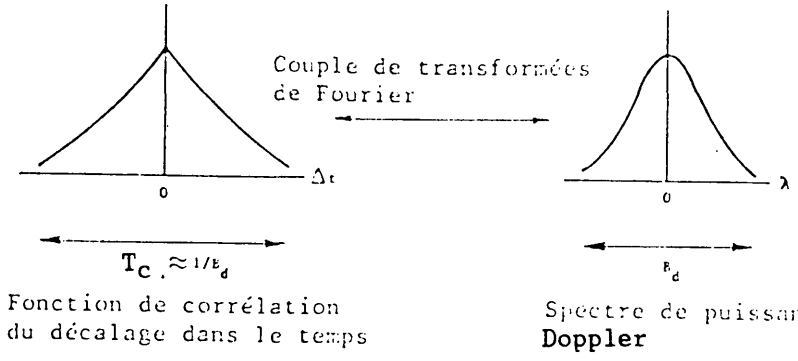


FIGURE 10

Relation entre B_d et T_c

La Figure 11 présente l'enveloppe de spectre moyen du signal obtenu pendant une période d'environ 1 minute dans une région sub-urbaine (résidentielle boisée). Une fréquence de coupure nette au voisinage de 110 Hz est visible, ce qui correspond à deux fois la fréquence Doppler f_d donnée par Jongejans [1986]:

$$f_d = v/\lambda = 55 \text{ Hz pour } v = 40 \text{ km/h et } f = 1{,}5 \text{ GHz } \varepsilon = 27°$$

Cela indique que dans un environnment urbain on peut s'attendre à une dispersion de fréquence pouvant atteindre deux fois la fréquence Doppler du fait de la diffraction par les obstacles avoisinants. La dispersion Doppler B_d est donc égale à 110 Hz.

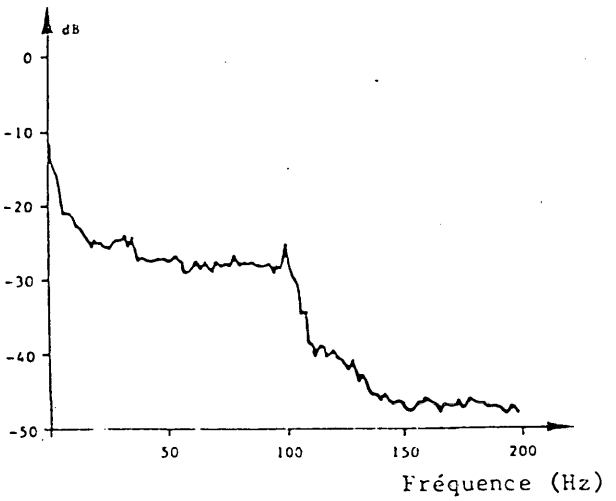


FIGURE 11

Spectre Doppler de l'enveloppe du signal (zone sub-urbaine) ; vitesse du véhicule: 40 km/h; fréquence: 1,5 GHz (Jongejans, 1986)

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BRENNAN, L. E. et REED, I. S. [avril 1965] A recursive method of computing the Q function. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-11, 2, 312-313.

Cox, D.C.: Delay Doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in suburban mobile radio environment. IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. AP-20, No. 5, septembre 1972.

Cox, D.C. et Leck, R.P.: Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels. IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. COM-23, No. 11, novembre 1975.

Devasirvatham, D.M.J.: Time delay spread and signal level measurements of 850 MHz radio waves building environments. IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. AP-32, No. 11, novembre 1986.

GUILBEAU, F. [août 1979] Radiodiffusion sonore par satellite aux alentours de 1 GHz – Simulation d'émission et réception en ville. *Rev. de l'UER* (Technique), 176, 174-178.

HESS, G. C. [mai 1980] Land-mobile satellite excess path loss measurements. *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, Vol. VT-29, 2, 290-297.

Jongejans, A. et autres PROSAT-phase 1 report, ESA-STR 216, mai 1986.

Lutz, E. et autres Land mobile satellite communications - channel model, modulation and error control, Proceedings of ICDSC-7, mai 1986, p. 537-543.

NORTON, K. A., VOGLER, L. E., MANSFIELD, W. V. et SHORT, P. J. [octobre 1955] The probability distribution of the amplitude of a constant vector plus a Rayleigh distributed vector. *Proc. IRE*, Vol. 43, **10**, 1354-1361.

Documents du CCIR

[1978-82]: **a.** 10-11S/143 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 10-11S/176 (ASE); **c.** 10-11S/177 (ASE); **d.** 10-11S/10 (UER); **e.** 10-11S/29 (Etats-Unis d'Amérique).

[1986-90]: a. 10-11S/1 (UER).

ANNEXE III

Description sommaire du système numérique perfectionné I [CCIR, 1986-90a]

1. Introduction

Dans cette annexe, on présente un concept flexible pour la mise en oeuvre d'un système de radiodiffusion sonore par satellite destiné à des récepteurs portables et à des autoradios. Ce concept est fondé sur l'emploi judicieux de techniques numériques évoluées, telles que le codage convolutif, la diversité d'espace et le décodage de Viterbi. Le caractère spécifique de ce modèle vient de ce que l'on affecte les divers niveaux de complexité des technologies numériques évoluées à différents types de récepteurs lorsque ces technologies sont rendues nécessaires par les conditions d'utilisation du récepteur [Miller, 1987]. Il est ainsi possible d'arriver approximativement au même niveau de performance avec le type le plus simple de récepteur portatif doté d'un simple décodeur pour une réception dans des zones à niveau de signal élevé, qu'avec un récepteur autoradio, utilisé dans des zones rurales à feuillages épais, avec évanouissements de Rayleigh, pour lesquels serait mise en oeuvre une diversité d'espace d'ordre quatre, avec combinaison optimale et décodage de Viterbi. Dans les deux cas on obtiendrait un programme sonore monophonique de très haute qualité (Q = 4,5).

2. Codage et modulation du son

Le Tableau XXII donne les caractéristiques essentielles d'un système numérique perfectionné pour la radiodiffusion sonore par satellite. Il s'agit d'un système de radiodiffusion sonore monophonique ou stéréophonique à modulation delta adaptative; la dynamique est égale à 85 dB et le taux d'échantillonnage est de 204 kb/s ou 408 kb/s (kilo-échantillons par seconde) respectivement. Ceci donne un rapport signal/bruit instantané d'au moins 58 dB dans une largeur de bande de base de 15 kHz. Avec un taux d'erreur binaire (TEB) inférieur à 10^{-5}, cela correspond à une note de dégradation subjective de 4,5 (voir Rapport 632-3).

Pour la correction d'erreur sans voie de retour, on se sert d'un code à convolution R = 1/2, K = 7, en modulation MDP-4, avec démodulation cohérente à trois bits de quantification dans le récepteur. On suppose la modulation par déplacement de phase symétrique.

TABLEAU XXIII

Caractéristiques essentielles de l'exemple N° I des systèmes numériques perfectionnés

S/N désiré (dB)	58
Largeur de la bande de base (kHz)	15
Méthode de codage du son	MDA, 204
Correction d'erreur sans voie de retour	Code convolutif, R = 1/2, K = 7
Méthode de modulation	MDP-4
Largeur de bande RF (kHz)	400
Méthode de démodulation (bits)	Cohérente
Quantification du démodulateur (bits)	3
Entrelacement-désentrelacement	
N	31
M (symboles)	16 384
Décodeur	Maximum de vraisemblance a posteriori, décodeur de Viterbi à décision pondérée
TEB nominal désiré	10^{-5}

Avec la combinaison de la MDP-4 et de la démodulation cohérente et l'usage du codage convolutif entrelacé-désentrelacé à correction d'erreur sans voie de retour et le décodage de Viterbi, on a besoin d'un E_b/N_o = 3,8 dB dans le cas d'une voie à bruit blanc gaussien additif (BBGA) (valable pour les récepteurs portables) et de E_b/N_o = 7,4 dB pour une voie sans mémoire à évanouissements de type Rayleigh (valable dans le cas des autoradios). Par rapport à ce qu'on obtient sur une voie à évanouissements de type Rayleigh pour des émissions non codées, ces techniques assurent un gain de codage de plus de 37 dB pour un TEB de 10^{-5}.

Les résultats donnés ci-dessus pour les techniques de correction d'erreurs sans voie de retour sur une voie à évanouissements de type Rayleigh supposent que les symboles reçus subissent des évanouissements indépendants. C'est-à-dire qu'il n'y a pas de corrélation entre les énergies reçues au cours de deux symboles successifs. Pour être certain que les symboles adjacents ne sont pas corrélés, on peut utiliser un système d'entrelacement et de désentrelacement. Ce procédé est efficace lorsque le véhicule se déplace à une vitesse supérieure à une valeur donnée (10 m/s pour le système considéré ici). Pour atténuer l'influence d'évanouissements profonds sur des symboles adjacents, on peut recourir à bord du véhicule à la diversité d'espace (deux antennes ou davantage) pour que le service ne s'interrompe pas quand le véhicule est arrêté [Miller, 1987]. (Voir aussi la section 3.)

Pour la radiodiffusion sonore par satellite, on a choisi le dispositif d'entrelacement de la Fig.12. La synchronisation du désentrelacement sur l'entrelacement s'obtient au moyen d'une technique proposée par Viterbi et autres [1979] et décrite par Clark et Clain [1981]. En se reportant à la Fig.12, on voit qu'une séquence de synchronisation est ajoutée modulo 2 aux symboles codés à l'entrée de l'entrelaceur et soustraite modulo 2 à la sortie du désentrelaceur au moyen d'une estimation locale de la séquence. Lorsque le désentrelaceur n'est pas synchronisé sur l'entrelaceur, la séquence de synchronisation n'est pas soustraite de l'entrée du décodeur. Cela donne à l'entrée du décodeur un TEB de 0,5. Le décodeur détecte aisément cet état de choses et l'estimation locale de la séquence de synchronisation est décalée d'une durée égale à celle d'un symbole. Cette nouvelle estimation est testée et si le TEB devient nettement inférieur à 0,5 le désentrelaceur est synchronisé.

Le recours à une séquence de synchronisation présente deux autres avantages:

- elle assure une densité minimale de transitions dans la séquence émise, ce qui améliore la récupération de la porteuse et la synchronisation des symboles dans le récepteur, et

- elle uniformise la densité spectrale de puissance émise, ce qui facilite le partage entre le service de radiodiffusion sonore par satellite et les services de Terre.

3. Diversité d'espace

La diversité d'espace repose sur l'emploi d'antennes multiples. Les antennes doivent être suffisamment espacées pour que les signaux reçus à chaque antenne aient des évanouissements indépendants. Pour un système mobile de Terre, l'espacement requis est de l'ordre d'une demi longueur d'onde ou plus. (Lee, 1982). Des espacements comparables sont exigés pour les trajets d'espace à Terre (Hess, 1980).

La probabilité d'erreur sur une liaison à évanouissements de Rayleigh, en codage convolutif, reçue avec une diversité d'espace d'ordre M, un récepteur avec combinaison optimale et un décodeur de Viterbi, a été évaluée [Miller, 1987]. Le Tableau XXIV fournit les résultats des calculs des taux d'erreur binaire, pour des diversités d'ordre 3 et 4, avec combinaison optimale. On peut voir qu'une diversité du quatrième ordre, avec une densité moyenne énergie binaire/bruit de 7,4 dB par branche, permet d'arriver à un TEB de 10^{-5}.

TABLEAU XXIV

Probabilité d'erreur pour un code convolutif R = 1/2, K = 7 avec diversité d'espace d'ordre M et combinaison au taux maximal

Eb/No correspond à l'énergie moyenne par bit sur la densité spectrale de bruit par antenne.

Eb/No (dB)	Pe (M=3)	(M=4)
2,0	7,821E-03	1,234E-03
3,0	4,295E-03	5,382E-04
4,0	2,318E-03	2,307E-04
5,0	1,232E-03	9,744E-05
6,0	6,478E-04	4,068E-05
7,0	3,373E-04	1,682E-05
8,0	1,743E-04	6,904E-06
9,0	8,948E-05	2,816E-06
10,0	4,572E-05	1,143E-06
11,0	2,327E-05	4,612E-07
12,0	1,181E-05	1,863E-07
13,0	5,976E-06	7,488E-08
14,0	3,018E-06	3,004E-08
15,0	1,522E-06	1,203E-08
16,0	7,667E-07	4,814E-09
17,0	3,857E-07	1,924E-09
18,0	1,939E-07	7,684E-10
19,0	9,744E-08	3,067E-10
20,0	4,893E-08	1,223E-10

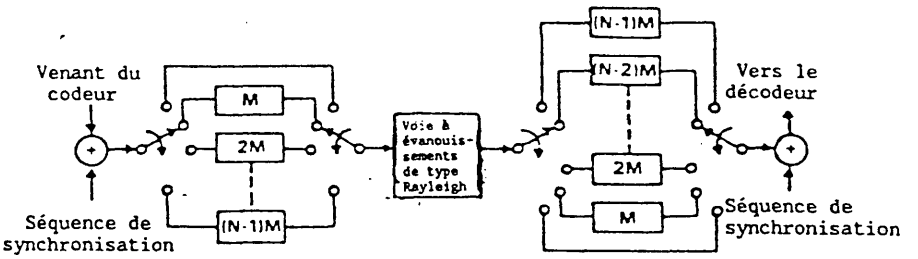


FIGURE 12

Mise en oeuvre du registre à décalage de l'entrelaceur/désentrelaceur convolutif

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CLARK, G.C. Jnr., et CAIN, J.B., [1981] Error-correction coding for digital communications, 345-352. Plenum Press, New York et Londres.

HESS, G.C., (Mai 1980) Land-Mobile Satellite Excess Path Loss Measurements, Mémoires IEEE, Technologie des autoradios, Volume VT-29, No. 2, pages 290-297.

LEE, W.C.Y. (1982) Mobile Communications Engineering, Mc-Graw Hill Book Co. New York, Londres, etc.

MILLER, J.E. (juin 1987) Technical Possibilities of DBS Radio At or Near 1 GHz, 15ème Symposium international et exposition technique de télévision, Montreux, Suisse, pages 387-405.

VITERBI, A.J., ODENWALDER, J.P., BAR-DAVID, I., et KUMM, K.M., [janvier,1979] RFI/Coding analysis for tracking and data relay satellite system (TDRSS), Phase II Final Report. Linkabit Corp.

Documents du CCIR

[1986-90]: a. 10-11S/52 (Etats-Unis d'Amérique)

ANNEXE IV

Description sommaire du système numérique perfectionné II

[CCIR, 1986-90a, b, c]

1. Introduction

L'objet de la présente annexe est de décrire un nouveau système de radiodiffusion sonore spécifiquement adapté à des canaux dégradés par la distorsion due aux trajets multiples. Son principe général consiste à répartir les informations à diffuser entre un grand nombre de sous-canaux élémentaires à débit binaire réduit, ce qui transforme un canal à large bande hautement sélectif en un grand nombre de canaux étroits non sélectifs multiplexés en fréquence. On résout ainsi le problème des brouillages intersymboles en augmentant la durée d'un symbole dans le rapport du nombre de sous-canaux.

On améliore sensiblement les résultats obtenus en combinant la technique d'émission en canaux étroits multiplexés en fréquence par un système de codage convolutif adapté aux caractéristiques d'évanouissement du canal. Dans un canal sélectif de Rayleigh, la qualité exprimée sous forme de rapport E_b/N_o pour un taux d'erreur binaire donné, approche celle d'un canal gaussien à environ 2 dB près, quand on utilise le même système de codage de canal.

2. Description du signal

Le signal diffusé est codé par multiplexage en fréquences orthogonales (COFDM) avec des porteuses également espacées et se recouvrant mutuellement [Pommier et Wu, 1986; Alard et Lassalle, 1987]. Dans ce dispositif, chaque porteuse est un élément de la transformée de Fourier discrète du signal global diffusé (Figure 13). La structure du récepteur et de l'émetteur est donc basée sur l'utilisation d'un algorithme de transformée de Fourier rapide. Le multiplexage des voies audio doit être choisi de manière à pouvoir réduire la complexité du récepteur lorsqu'un programme donné n'occupe qu'une partie de la capacité totale. En fait, comme le récepteur ne devra alors traiter qu'une partie du multiplex de données diffusé, l'idée fondamentale est d'organiser le codage et la modulation de telle manière qu'une partie du multiplex de données puisse être traitée indépendamment des autres. On peut y parvenir avec un multiplexage en fréquence ou dans le temps. En cas de multiplexage en fréquence, la sélection du programme et la démodulation peuvent se faire par décimation de l'algorithme de transformée de Fourier rapide, de manière à récupérer le programme souhaité. Dans les deux cas, l'accord du récepteur et la démodulation sont entièrement numériques.

3. Utilisation d'un intervalle de garde

Avec la technique COFDM, l'effet de sélectivité du canal est sensiblement réduit en proportion du nombre de porteuses. On peut prendre une précaution supplémentaire contre les brouillages intersymboles en diffusant les symboles dans une période supérieure à leur valeur nominale. Cet intervalle de garde supplémentaire absorbe tous les brouillages intersymboles produits par une dispersion de retard comprise entre 0 et la durée de l'intervalle lui-même.

4. Codage de canal

On utilise un codage convolutif traité par décision douce associé à un entrelacement bidimensionnel:

- entrelacement dans le temps, utile en réception mobile;

- entrelacement en fréquence indispensable pour la réception fixe de ce système en milieu urbain ou à bord de véhicules arrêtés.

La Figure 14 donne le taux d'erreur en fonction du rapport E_b/N_o dans un canal sélectif en fréquence dont la bande passante de corrélation (voir aussi l'Annexe II) est faible en comparaison de celle du signal émis et lorsque la technique COFDM est appliquée. Les courbes montrent les résultats obtenus avec le codage convolutif ($R = 1/2$, $k = 7$, $D_{libre} = 10$) pour la MDP-2 et la MDP-4, avec démodulation différentielle et cohérente, en comparaison avec un système non codé. La technique de modulation COFDM utilisant des codes convolutifs résout efficacement le problème des évanouissements sélectifs en fréquence.

5. Codage de source

La radiodiffusion sonore numérique impose que le débit binaire des signaux audio soit sensiblement réduit, tout en conservant une excellente qualité du son. Des progrès récents dans les techniques de codage de source ont permis de disposer de procédures de codage et de décodage réduisant le débit binaire de 16 bit/échantillon, comme actuellement utilisé dans le matériel audio numérique, à environ 2 bit/échantillon. Avec une fréquence d'échantillonnage de 48 kHz, le débit binaire d'un signal monophonique est voisin de 100 kbit/s.

Pour adapter le bruit de quantification aux caractéristiques de l'oreille humaine, on étudie deux techniques différentes de codage de source. Elles font, toutes deux, appel à des procédés d'analyse de spectre et d'affectation des bits en fonction de la fréquence. Ces schémas de codage perfectionnés ont pour but de permettre d'obtenir la qualité disque compact; les résultats préliminaires ont montré que ce but sera probablement atteint.

5.1 Codage par transformée

Cette méthode de codage revient à convertir un bloc d'échantillons consécutifs dans le domaine des fréquences [Krahé, 1986, Brandeburg, 1988, Johnston, 1988] (transformée de Fourier ou transformée en cosinus). Cette stratégie permet de réduire la redondance du signal audio et aussi d'adapter la quantification au seuil de perception des erreurs de quantification. On ne quantifie que les valeurs de l'amplitude et de la phase qui sont significatives du point de vue de l'effet de masquage de l'oreille humaine.

5.2 Codage en sous-bandes

Cette méthode de codage divise le signal à bande large en un certain nombre de signaux de sous-bandes, grâce à une bande de filtres approprié et le répartit en trames numériques d'environ 4 à 10 ms [Theile et autres, Dehery, Vörös, 1988]. On quantifie et on diffuse dans chaque trame le niveau maximal atteint par chacun des signaux des sous-bandes (c'est-à-dire le facteur d'échelle). Chacune des sous-bandes est quantifiée en affectant les bits compte tenu des seuils de masquage. Cette méthode évite les problèmes qui se posent avec les fenêtres temporelles et, quelle que soit la dynamique du signal d'entrée, elle optimise la répartition du bruit de quantification dans le spectre, du point de vue de sa perceptibilité. Le codage en sous-bandes est caractérisé par une faible sensibilité aux erreurs de transmission car le spectre de l'énergie de bruit est limité à une seule sous-bande et est restreint par le facteur d'échelle si celui-ci est protégé de manière satisfaisante.

Dans le codage en sous-bandes la base de l'affectation dynamique aux sous-bandes est un calcul exact par le codeur du seuil de masquage instantané. Les données de commande d'affectation des bits sont diffusées avec les facteurs d'échelle sous forme d'informations auxiliaires. La complexité du décodeur se réduit donc à des opérations de filtrage inverse. Cette technique conduit à un débit binaire constant en offrant éventuellement une marge de débit binaire variant de manière dynamique, susceptible d'être utilisée par exemple pour diffuser des données quelconques.

6. Considérations relatives au système

La toute première réalisation a été faite en France pour valider les principes du système. Elle offre une capacité de 16 programmes stéréophoniques ayant chacun un débit de 336 kbit/s, le tout dans une bande passante de 7 MHz.

Les résultats déjà obtenus concernent la réduction du débit binaire audio et l'assurance, basées sur la connaissance du comportement du canal, qu'une bande de 4 MHz est suffisante pour donner une excellente qualité; on considère pour le bilan de liaison deux ensembles de caractéristiques du système:

- système A, diffusant dans une bande de 4 MHz, 16 programmes stéréophoniques dont chacun a un débit binaire à la source de 168 kbit/s.

- système B, diffusant dans une bande de 4 MHz, 12 programmes stéréophoniques dont chacun a un débit binaire à la source de 224 kbit/s.

La réalisation existante qui est décrite dans ce qui suit a une capacité de 33 canaux (C0 à C32). Le canal C0 peut être utilisé pour la diffusion de données. Les canaux C1 à C32 sont nominalement attribués à la radiodiffusion sonore. Chacun d'eux peut diffuser un son monophonique de haute qualité codé à 168 kbit/s, débit comprenant des données liées aux programmes. L'architecture générale du système est présentée à la Figure 15.

6.1 Système de modulation COFDM/MDP-4

Les caractéristiques fondamentales de la première version du système COFDM sont les suivantes:

Durée d'un symbole $T_S = 80\ \mu s$

Période utile $t_S = 64\ \mu s$

Intervalle de garde $\Delta = 16\ \mu s$

La durée de 16 μs de l'intervalle de garde permet d'absorber les effets de la propagation par trajets multiples dans pratiquement toutes les situations réelles. La perte due à l'intervalle de garde est d'environ 1 dB. De plus, la durée de symbole T_s est suffisamment faible pour assurer la cohérence temporelle du signal reçu, même pour des vitesses de récepteur mobile d'environ 200 km/h et pour une fréquence porteuse de 2 GHz. Cette condition est essentielle pour que le démodulateur fonctionne correctement, qu'il soit du type différentiel ou, a fortiori, du type cohérent.

Le multiplex se compose de 448 porteuses écartées de $1/t_s$, c'est-à-dire 15 625 Hz. La bande passante résultante est d'environ 7 MHz. Chacune des porteuses est modulée en MDP-4 avec codage différentiel. Il est ainsi possible de simplifier les récepteurs utilisant la démodulation différentielle.

6.2 Organisation de la trame

Le multiplex temporel est basé sur une trame de 300 symboles ou intervalles de temps de 24 ms, comme le montre la Figure 16. Le premier intervalle de la trame est toujours mis à zéro et sert à la synchronisation du récepteur. Le second est occupé par un signal vobulé utilisé comme référence de phase pour la démodulation différentielle. Le troisième intervalle est utilisé pour la diffusion de données constantes. Les 297 qui suivent sont répartis entre les 33 voies, chacune d'elles disposant de 9 intervalles consécutifs.

6.3 Système de codage de canal

Le codage de canal retenu est du type convolutif. On forme pour chaque canal un bloc correspondant aux données diffusées dans une trame c'est-à-dire 24 x 168 = 4 032 bits. Le code convolutif a un taux de 1/2 et une longueur de contrainte k = 7, ce qui donne des blocs de 8 064 bits à la sortie. Les données sortant du codeur convolutif sont ensuite entrelacées dans le temps sur 16 trames c'est-à-dire sur 384 ms. L'entrelacement en fréquence répartit les données sur les 448 porteuses du multiplex.

6.4 Techniques de diversité

Les techniques de diversité jouent un rôle vital dans le système. Le code convolutif ne peut fonctionner correctement dans un canal de Rayleigh qu'en affectant des lois de Rayleigh indépendantes aux échantillons successifs présentés au décodeur de Viterbi. Comme le montre le § 6.3, l'entrelacement temporel s'étend sur 384 ms, ce qui, pour des fréquences de l'ordre 500 MHz à 2 GHz, assure l'indépendance nécessaire, même lorsque le véhicule se déplace à de très faible vitesses. Lorsqu'il s'arrête, la diversité de fréquence assure à elle seule le fonctionnement correct du système. De ce point de vue, l'existence de la propagation par trajets multiples est une forme de diversité et doit être considérée comme un avantage pour ce système.

6.5 Système de codage de source

Le prototype de système de codage de source évolué dénommé MASCAM (Masking Adapted Sud-band Coding And Multiplexing) a été mis au point en République fédérale d'Allemagne. Il utilise une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz et une affectation des bits invariable. Des travaux complémentaires ont été entrepris dans des Centres de Recherche européens [Theile et autres, Dehery, 1988] pour optimiser un système de codage en sous-bandes de 48 kHz en vue de parvenir au meilleur compromis possible entre la qualité subjective, le débit binaire, le retard, la robustesse vis-à-vis des erreurs, la complexité du décodeur, les possiblités de post-traitement. Les études se sont orientées dans deux directions:

- modification des caractéristiques de l'analyse en sous-bandes et du banc de filtres de système pour améliorer l'analyse spectrale correspondante et le confinement du bruit de quantification en essayant en outre de réduire le délai global de codage et de décodage;

- application d'une affectation des bits dynamique basée sur un calcul exact du seuil de masquage. Le débit binaire qui en résulterait pour la transmission d'un signal audio d'une qualité subjective correspondant à un codage linéaire sur 16 bits pourrait alors être réduit à moins de 100 kbit/s par voie monophonique.

La Figure 17 présente le synoptique du nouveau système de codage en sous-bandes. On trouvera d'autres renseignements sur des schémas de codage à la source dans le Rapport [CE 10].

7. Conception du récepteur

L'architecture générale du récepteur est présentée Figure 18.

7.1 RF, FI et bande de base

Les étages RF du récepteur sont parfaitement classiques. En FI, un filtrage du canal est assuré par un filtre à onde acoustique de surface ayant une bande passante de 7,5 MHz. Le signal FI est ensuite démodulé et les signaux I et Q sont mis sous forme numérique. On notera que l'oscillateur local correspond au centre du canal. Pour éviter tout problème d'isolation avec le mélangeur, la porteuse correspondante à cette fréquence n'est pas diffusée.

7.2 Démodulation du multiplex COFDM

Le signal entrant est démodulé par un circuit de traitement qui assure, au environ 1 ms,, une transformée de Fourier rapide sur 512 points complexes. Il est ainsi possible de traiter deux voies élémentaires en temps réel, c'est-à-dire un son stéréophonique. Les 448 porteuses utiles subissent ensuite une démodulation différentielle par multiplication complexe.

7.3 Décodage de Viterbi

La fonction de décodage de Viterbi est assurée par un circuit intégré spécialement conçu qui accepte une vaste gamme de codes parmi lesquels celui où R = 1/2, k = 7, D_{libre} = 10. Il peut traiter un débit utile maximal de l'ordre de 500 kbit/s.

7.4 Synchronisation

La synchronisation est réalisée numériquement en mesurant l'énergie reçue et en détectant l'intervalle zéro. Cette première estimation permet de positionner la fenêtre de la transformé de Fourier rapide. Ce positionnement est ensuite affiné en évaluant la réponse impulsionnelle du canal.

7.5 Décodeur audio

Le décodeur en sous-bandes (Figure 19) est caractérisé par un transcodage inverse et par un filtrage inverse des échantillons des sous-bandes. On utilise pour le transcodage inverse la commande d'affectation et les facteurs d'échelle.

La puissance de calcul exigée par le décodeur est sensiblement plus faible que celle du codeur et elle est essentiellement déterminée par le filtrage inverse caractérisé par une structure simple facile à réaliser sous forme d'un circuit VLSI spécifique.

8. Résultats expérimentaux

La performance remarquable du système a été particulièrement confirmée lors de la première démonstration du COFDM/MASCAM qui a été organisée sous les auspices de l'UER pendant la CAMR ORB(88) à Genève [Ch. Dosch et autres, 1988].

Le signal COFDM/MASCAM diffusé à 834 MHz depuis le sommet du mont Salève était reçu à bord d'un véhicule de démonstration se déplaçant dans les rues de Genève. La qualité de l'émission écoutée au haut-parleur et sur casque était excelleente, même lorsque le véhicule se trouvait dans des zones d'ombre causées par des bâtiments et dans des conditions sévères de propagation par trajets multiples.

Les caractéristiques de modulation et de codage à la source du système expérimental sont respectivement données aux Tableaux XXV et XXVI.

La qualité subjective du son reçu à bord du véhicule a été analysée après les démonstrations en se basant sur les réponses au questionnaire soumis aux délégués*. 70% des participants n'ont pas été en mesure de distinguer la moindre interruption pendant la tournée de 20 minutes. Seuls 30% d'entre eux ont noté 1 à 4 perturbations telles que claquements, courts sifflements ou brèves interruptions. Tous les participants ont jugé la qualité sonore plus que satisfaisante. 80% des participants ont jugé la performance globale excellente (c'est-à-dire note 5) et aucun passager n'a donné une note inférieure à "bonne" (c'est-à-dire note 4).

TABLEAU XXV

Caractéristiques de la première version réalisée du COFDM

Nombre total de porteuses traitées par transformée de Fourier rapide		512
Nombre total de porteuses utiles diffusées		448
Ecartement entre deux porteuses contiguës		1.5625 Hz
Période de symbole utile		64 µs
Bande passante totale		7 MHz
Modulation		MDP-4
Entrelacement	- dans le domaine du temps	(pas mis en oeuvre dans la démonstration de Genève)
	- dans le domaine des fréquences	7 MHz
Démodulation		différentielle
Codage de canal		code convolutif
	- taux	1/2
	- longueur de contrainte	7
	- distance libre	10
Décodage de canal		décodeur de Viterbi à vraissemblance maximale
Débit binaire utile total		5,5 Mbit/s
Nombre de programmes stéréophoniques		16

* Plus de 200 délégués à la CAMR ORB-88 représentant 40 pays ont participé à une tournée de démonstration.

TABLEAU XXVI

Caractéristiques de la première version réalisée du MASCAM

Débit binaire par voie monophonique	- débit total	168 kbit/s
	- échantillons	112 kbit/s
	- facteurs d'échelle	24 kbit/s
	- protection contre les erreurs	32 kbit/s
Nombre de sous-bandes		24
Largeur des sous-bandes		500 Hz (jusqu'à 8 kHz) 1 kHz (au-dessus de 8 kHz)
Taux d'échantillonnage		32 kHz
Longueur des blocs		8 ms (jusqu'à 8 kHz) 4 ms au-dessus de 8 kHz)
Nombre de mots de code par bloc		8 échantillons
Longueur des échantillons		1,56 à 12 bit/échantillon selon la position de la sous-bande
Longueur du facteur d'échelle		6 bits
Protection contre les erreurs	- code de bloc	Golay (24,12) couvrant : Facteur d'échelle de toutes les sous-bandes - 2 bits de plus fort poids des sous-bandes n° 1 et 2 - 1 bit de plus fort poids des sous-bandes n° 3,4 et 5

9. REFERENCES

Documents du CCIR

[1986-1990]: a. 10-11S/9 (France); b. 10-11S/2 (UER); c. 10-11S/122 (UER).

Alard, M., Lassalle, R. <Août 1987> : Principes de modulation et de codage canal en radiodiffusion numérique vers des mobiles. Tiré à part de la Revue de l'UER-Technique n° 224

Brandenburg, K. <1988> : High quality sound coding at 2.5 bit/sample. 84th AES Convention, Reprint No. 2582

Dehery, Y.F. <August 1988> : Real-time software processing approach for digital sound broadcasting. In : Advanced digital techniques for UHF satellite sound broadcasting. EBU Publication pp. 95-99

Dosch, Ch., Ratliff, P.A., Pommier, D. <décembre 1988> : Première démonstration publique du COFDM/MASCAM. Une étape dans l'évolution de la radio. Revue de l'UER-Technique n° 232, pp. 275-283

Johnston, J. <February 1988> : Transform coding of audio signals using perceptual noise criteria. IEEE Journal on selected areas in communication, Vol. 6, No. 2, pp. 314-323

Krahé, D <1986> : Ein Verfahren zur Datenreduktion bei digitalen audio-signalen unter ausnutzung psychoaskustischer phänomene. Rundfunktechnik Mitteilungen 30, pp. 117-123

Pommier,D., Wu,Y. <Juin 1986> : Entrelacement ou étalement du spectre en radio numérique vers des mobiles. Tiré à part de la Revue de l'UER-Technique n° 217

Theile, G., Stoll, G., Link, M. <Août 1988> : Codage à faible débit binaire des signaux audio de haute qualité; Introduction au système MASCAM. Revue de l'UER-Technique n° 230 pp. 158-181

Vörös, P. <April 1988> : High quality sound coding within 2.64 kbit/s using instantaneous dynamic bit-allocation. Proc. ICASSP, New York, pp. 2536-2539

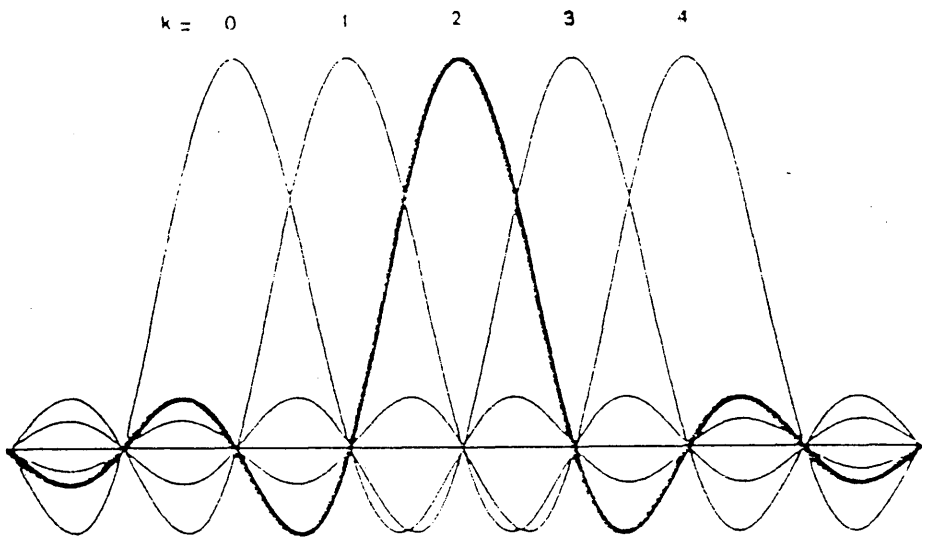
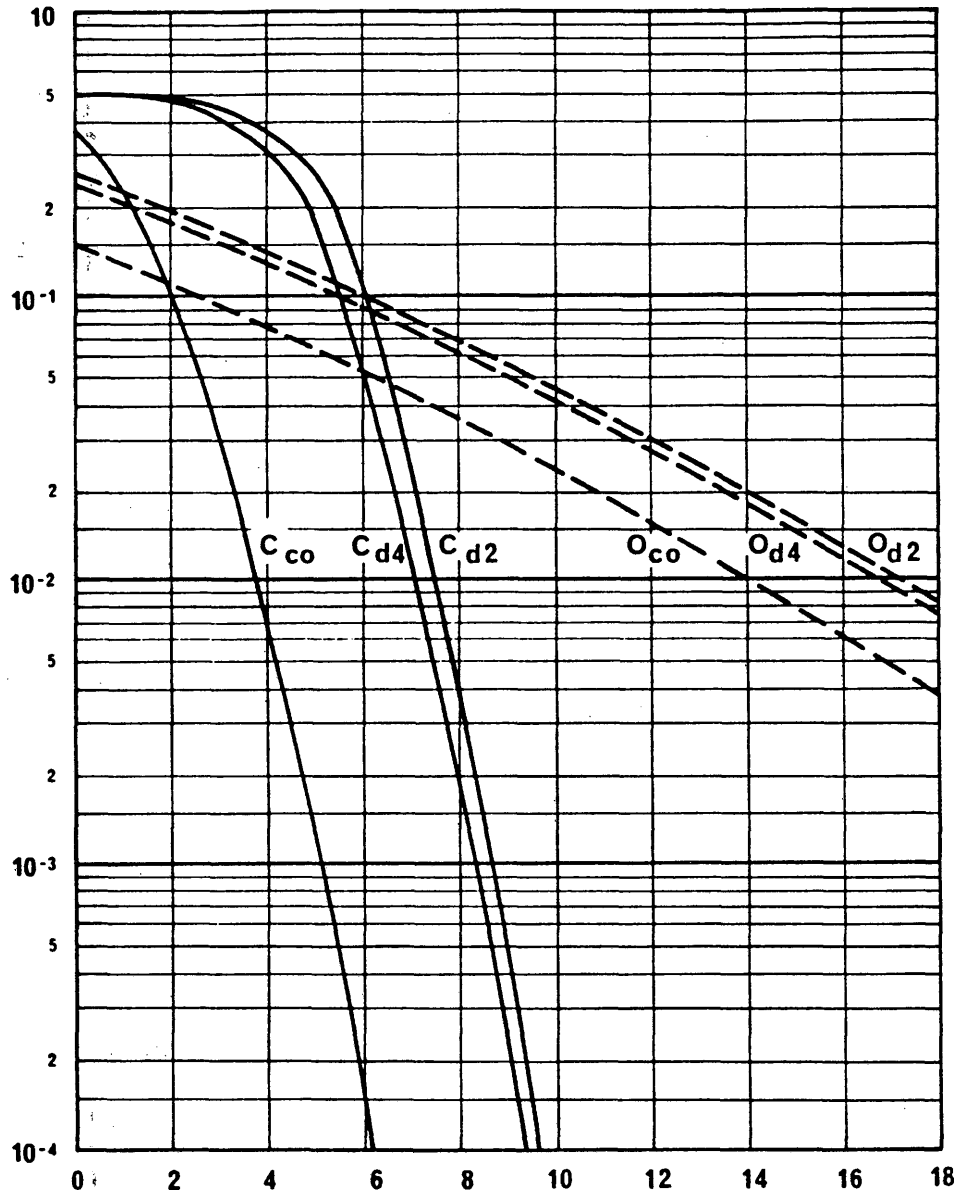


FIGURE 13

Spectre des porteuses élémentaires COFDM



C : code convolutif

O : pas de codage

co : démodulation cohérente

d2 : démodulation différentielle (MDP-2)

d4 : démodulation différentielle (MDP-4)

FIGURE 14

Comparaison des performances en taux d'erreur binaire du code convolutif avec COFDM dans un canal de Rayleigh en démodulation cohérente et différentielle (MDP-2, MDP-4)

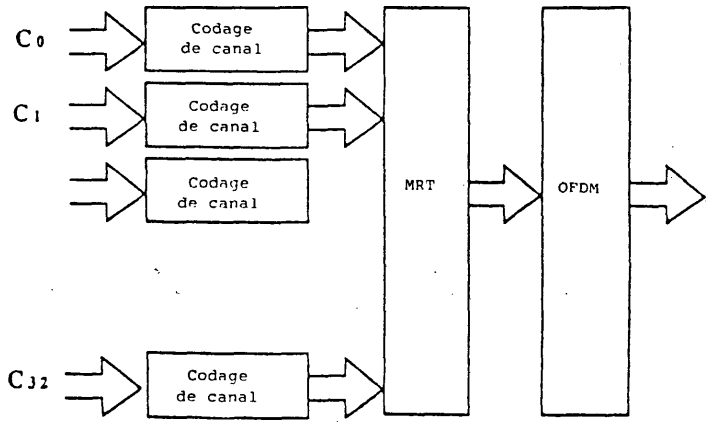


FIGURE 15

Synoptique du système de codage

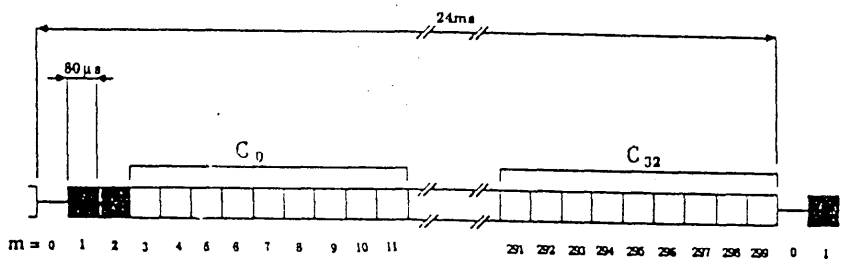


FIGURE 16

Structure de trame

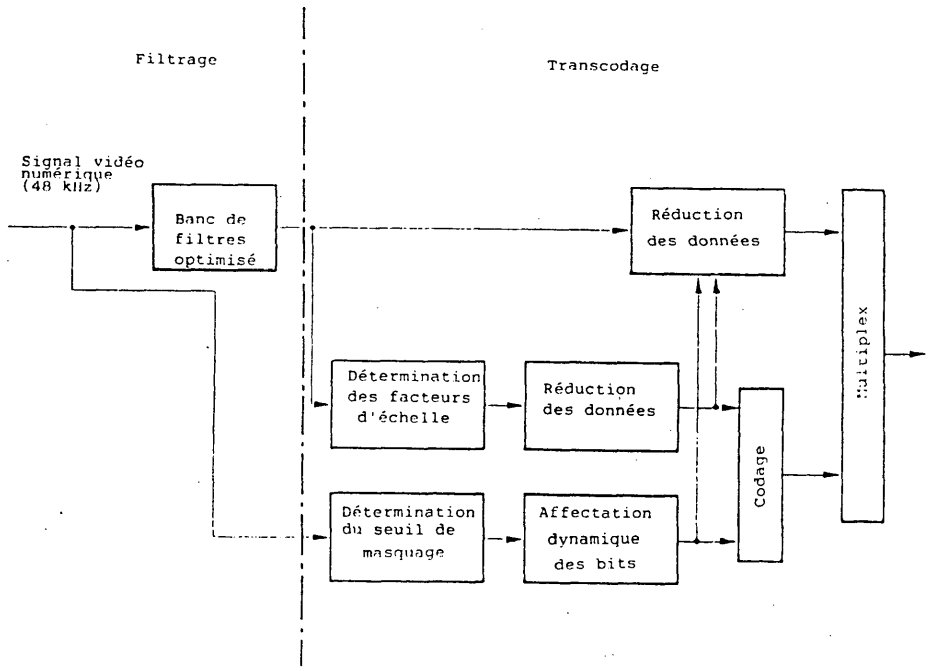


FIGURE 17

Synoptique d'un codeur en sous-bande optimalisé

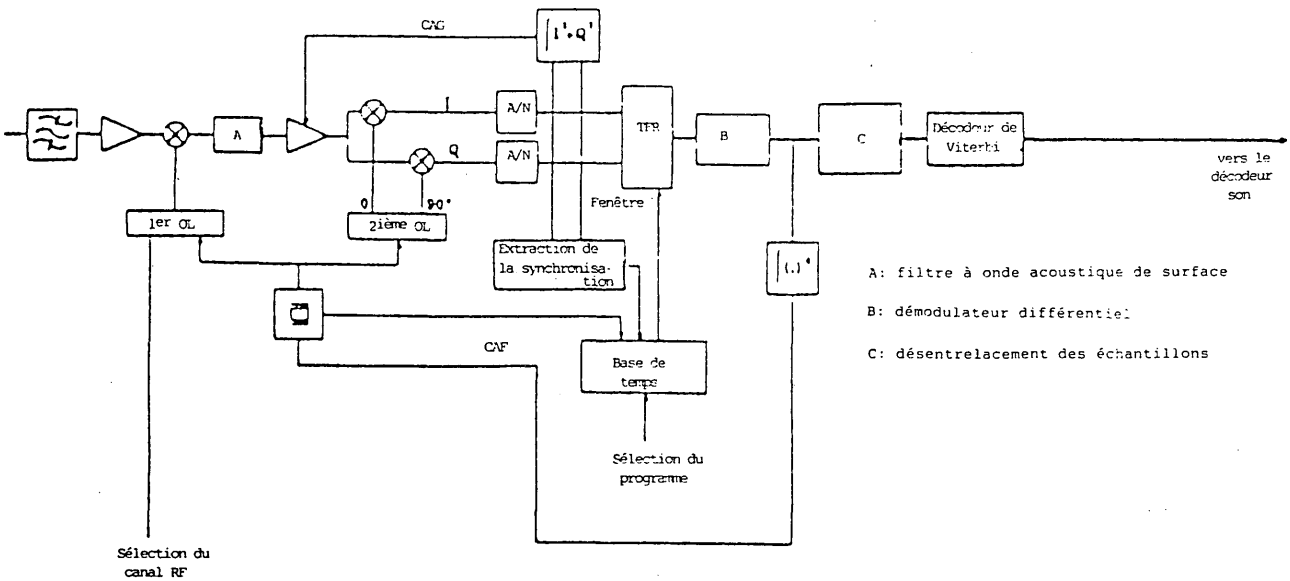


FIGURE 18

Synoptique du récepteur

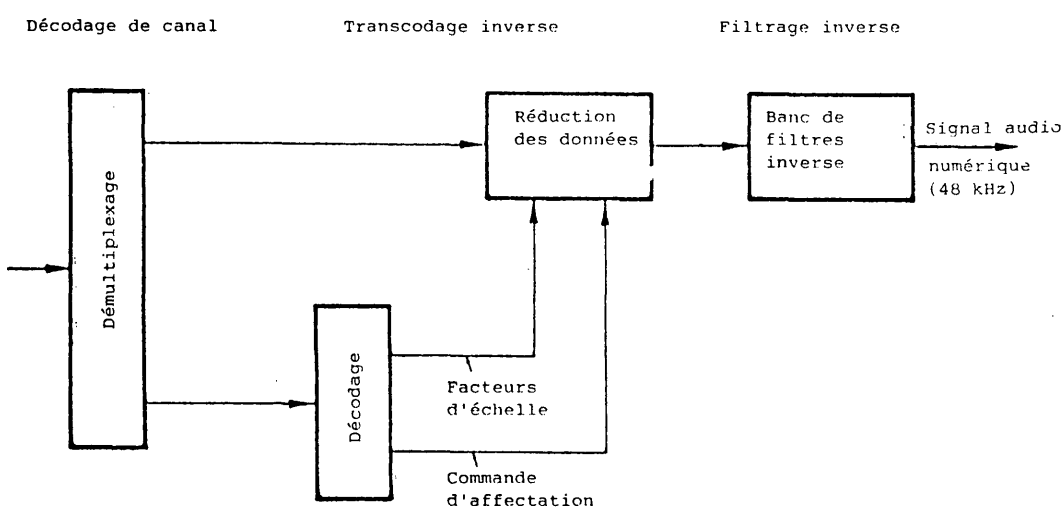


FIGURE 19

Synoptique du décodeur en sous-bandes

RAPPORT 632-4

SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE (RADIODIFFUSION SONORE ET TÉLÉVISION)

Types de modulation les plus appropriés du point de vue technique

(Question 2/10 et 11, ———— Programmes d'études 2B/10 et 11, 2C/10 et 11, 2F/10 et 11)

(1974-1978-1982-1986-1990)

1. Introduction

Un grand nombre de types de modulation peuvent être utilisés pour le service de radiodiffusion par satellite; pour une application donnée, le choix de l'un d'entre eux dépend d'un grand nombre de facteurs. Ce Rapport présente quelques solutions pouvant être utilisées dans toutes les bandes de fréquences attribuées à ce service.

Concernant les bandes à 12 GHz, rappelons que la CAMR-RS-77 a effectué la planification du service de radiodiffusion par satellite en supposant qu'un programme de télévision ne contiendrait qu'une seule voie son émise à l'aide d'une sous-porteuse modulée en fréquence et située à la fréquence interporteuse du système de télévision en service dans la zone considérée. La CAMR-RS-77 n'a toutefois pas exclu l'emploi de signaux modulants de caractéristiques différentes, à condition que l'utilisation de ces autres caractéristiques ne cause pas un brouillage plus important que celui qu'apporte le système considéré dans le Plan.

2. Radiodiffusion sonore

Ce paragraphe concerne les types de modulation appropriés à la radiodiffusion sonore lorsque celle-ci constitue le service principal diffusé par la ou les porteuses considérées.

2.1 *Modulations analogiques*

Parmi les méthodes de modulations analogiques, il semble préférable d'utiliser la modulation de fréquence (MF), les normes étant les mêmes que pour la radiodiffusion sonore de Terre (voir les Recommandations 412 et 450); dans certains cas, elles pourraient toutefois être différentes. Il peut notamment être souhaitable d'utiliser une plus grande excursion de fréquence afin de réduire la puissance d'émission du satellite, notamment dans les bandes de fréquences où il serait de toute façon nécessaire d'utiliser de nouveaux récepteurs ou d'ajouter certains équipements aux récepteurs existants.

Pour la radiodiffusion stéréophonique à multiplexage en modulation de fréquence (voir la Recommandation 450), il est nécessaire d'augmenter d'environ 20 dB les valeurs du champ, de la puissance surfacique et de la p.i.r.e. du satellite ou le facteur de mérite de la station terrienne de réception. En stéréophonie, on pourrait aussi utiliser deux voies identiques transmettant les signaux gauche et droit, mais il pourrait se poser certains problèmes de compatibilité avec la réception monophonique.

2.2 *Modulations numériques*

Pour la diffusion d'un grand nombre de voies son, il peut être avantageux d'utiliser des techniques numériques avec multiplexage par répartition dans le temps. Dans ce cas, le choix du type de la modulation ne dépend pas de la nature des signaux à diffuser, mais seulement des caractéristiques du canal radiofréquence. Le § 6 de ce Rapport traite du choix de ces techniques de modulation numérique, quel que soit le type du signal considéré (son, données, image, etc.).

Pour ce qui concerne l'organisation du multiplex numérique, plusieurs procédures peuvent être utilisées, elles sont décrites dans le Rapport 954. On trouvera dans le Rapport 953 des précisions sur les méthodes de codage numériques.

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

Le codage numérique du son est étudié dans le Rapport 953 dont les annexes contiennent les résultats des mesures subjectives en ce qui concerne le rapport C/N et le taux d'erreur binaire. Il faut remarquer que la qualité du son dépend du processus global de transmission (procédure de multiplexage, type de modulation, entrelacement des bits, choix en matière de protection contre les erreurs, caractéristiques du démodulateur, etc.) et également de la nature des erreurs qui se produisent. Il convient de prendre en considération tous ces éléments lorsqu'on compare les résultats.

3. Télévision analogique avec une voie son analogique associée

Ce paragraphe est relatif à la diffusion d'un signal analogique de télévision auquel est associée une sous-porteuse pour une voie son analogique.

Pour la radiodiffusion visuelle par satellite, les deux types de modulation analogique les mieux adaptés semblent être la modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle et la modulation de fréquence.

Pour une qualité de service et un facteur de qualité donnés de l'installation de réception, la modulation de fréquence permet une réduction substantielle de la puissance d'émission du satellite par rapport à la modulation d'amplitude. Cependant, dans les bandes de fréquences où il existe des récepteurs de télévision de Terre, la modulation d'amplitude peut permettre d'utiliser ces récepteurs sans modification. En ce qui concerne la planification, la modulation de fréquence nécessite des canaux plus larges, mais des rapports de protection moins élevés que la modulation d'amplitude, de sorte que, selon les cas, l'avantage peut revenir à l'un ou l'autre type de modulation.

Lorsque l'on utilise la modulation de fréquence, il est souhaitable que, après démodulation, le signal composite image et son soit le même que dans le service de Terre de la région géographique considérée; cela simplifierait la conception des récepteurs compatibles. Cela implique l'emploi d'une sous-porteuse pour le signal son à une fréquence égale à l'écart entre les porteuses image et son utilisées dans le service de Terre. Une sous-porteuse de grande amplitude peut toutefois causer un battement visible avec la sous-porteuse couleur et un bourdonnement sur le son. Des expériences faites par les membres de l'UER ont montré qu'il n'est pas nécessaire que la bande passante du récepteur soit plus large que ce qu'il faut pour obtenir une bonne qualité de l'image seule, lorsque la sous-porteuse son a une amplitude assurant environ 30% de l'excursion totale crête-à-crête de la porteuse. Toutefois, dans certaines de ces expériences, le rapport signal/bruit pondéré le plus satisfaisant que l'on ait obtenu pour le son a été de 50 dB, du fait du bourdonnement causé par les variations du temps de propagation de groupe du filtre du récepteur. Si l'on veut obtenir une meilleure qualité du son (par exemple, un rapport signal/bruit pondéré de 60 dB), il peut être nécessaire de renoncer au principe de la sous-porteuse analogique et de transmettre le son par d'autres méthodes. Une méthode appropriée pourrait consister à utiliser une porteuse RF séparée ayant les mêmes caractéristiques de modulation que celles qui peuvent être utilisées pour la radiodiffusion sonore par satellite.

Pour la télévision en modulation de fréquence, la limitation de la largeur de bande due aux filtres à fréquences radioélectriques et à fréquences intermédiaires provoque une distorsion qui peut dégrader notablement la qualité de l'image. A cet égard, la partie la plus vulnérable du système est le récepteur dont les filtres doivent être simples et peu coûteux, éventuellement sans correction de phase. En l'absence de sous-porteuses pour les signaux son, les distorsions les plus critiques pour une image en couleur sont la phase et le gain différentiels de la sous-porteuse couleur. Il faut tenir compte de ces distorsions lorsqu'on détermine la relation entre l'excursion de fréquence et la largeur de bande rectangulaire équivalente du récepteur. Des études faites par les membres de l'UER ont montré qu'il est possible d'obtenir des valeurs raisonnables pour ces distorsions, comme l'indique le Tableau III du Rapport 215, pour une excursion de fréquence crête-à-crête d'environ 14 MHz/V à la fréquence de référence de la caractéristique de préaccentuation et pour une bande passante du récepteur de 27 MHz. Des études effectuées au Japon [CCIR, 1978-82a] avec le système M/NTSC à 525 lignes ont montré qu'il existe des combinaisons appropriées entre les déviations de la fréquence porteuse dues au signal d'image et à la sous-porteuse son et la déviation de fréquence de la sous-porteuse par le signal son. Ces valeurs permettent d'obtenir les rapports signal/bruit nécessaires, sans produire de battement visible ni de bruit de troncature.

4. Télévision analogique avec plusieurs voies son

Dans ce paragraphe, nous trouverons la description de types de modulation permettant la diffusion dans le même canal radiofréquence de plusieurs voies son et d'un signal analogique de télévision.

4.1 *Objectifs*

Il est probable qu'à l'avenir on souhaitera disposer, dans le canal de radiodiffusion par satellite, d'une capacité permettant de diffuser, en plus de l'image, un certain nombre de voies son et utiliser si possible cette capacité de manière souple pour émettre des sons de haute qualité (y compris en stéréophonie) et des commentaires multilingues et même des données ou des sons sans relation directe avec l'image.

Les systèmes utilisés dans ce but, dans la bande des 12 GHz, en Régions 1 et 3 devront satisfaire aux prescriptions de la CAMR-RS-77, en ce qui concerne notamment la largeur de bande occupée et les brouillages créés à d'autres services; en Région 2, il faudra de même respecter les décisions de la Conférence de planification du service de radiodiffusion par satellite à 12 GHz (CARR SAT-83). En outre, il est souhaitable de réaliser à long terme une unification des normes de diffusion du son accompagnant l'image en radiodiffusion par satellite et par émetteur de Terre (voir le Programme d'études 47A/10).

La qualité du son devrait être au moins aussi bonne que celle obtenue avec le système à une seule sous-porteuse MF mentionné au § 3 ci-dessus. Pour un son monophonique de haute qualité, on peut envisager les objectifs suivants:

- largeur de bande audio: 15 kHz;
- pour les systèmes analogiques, rapport signal/bruit de 50 dB au moins et si possible de 60 dB, pendant 99% du temps et en valeur de quasi-crête avec la pondération de la Recommandation 468;
- pour les systèmes numériques utilisant une compression pour réduire le débit binaire total, dynamique équivalente par exemple à celle d'une conversion analogique/numérique de base à 14 bits par échantillon.

Il est en outre utile de pouvoir remplacer une voie son de haute qualité par deux ou trois voies de commentaires ayant le même rapport signal/bruit mais une largeur de bande réduite.

Un autre objectif important dans la conception des systèmes de radiodiffusion pour le public est le prix des installations de réception qui doit rester aussi faible que possible. Il en est de même pour les modifications qui devraient peut-être intervenir dans les réseaux de distribution par câble.

4.2 *Multiplexage en fréquence*

4.2.1 *Emploi de plusieurs sous-porteuses analogiques*

Le multiplexage en fréquence de plusieurs sous-porteuses modulées par les signaux son conduit à un récepteur particulièrement économique, tout en ne nécessitant qu'un accroissement tout au plus insignifiant de la largeur du canal. Toutefois, une intermodulation entre les signaux son et image et entre les différents signaux son peut se produire si les niveaux des sous-porteuses ne sont pas convenablement réglés à l'intérieur du canal commun.

Sur les bases techniques du plan à 12 GHz des Régions 1 et 3, des études effectuées en France et en République fédérale d'Allemagne [CCIR, 1978-82b et c] utilisant des signaux d'image conformes aux caractéristiques des systèmes L/SECAM et G/PAL ont montré que, si l'écart de fréquence entre les sous-porteuses fait l'objet d'une tolérance précise, les produits d'intermodulation tombent entre les raies du spectre de l'image. Des essais effectués en Allemagne ont montré que, l'excursion des sous-porteuses peut être augmentée jusqu'à ± 63 kHz, ce qui améliore le rapport signal/bruit, tout en conservant la compatibilité avec les récepteurs existants. Dans les pays où il n'existe pas de problème de compatibilité avec le système existant, on peut même augmenter l'excursion jusqu'à ± 100 kHz. Dans ce dernier cas, des mesures effectuées en France ont montré que le rapport signal sur bruit audio est de 50 dB (pondération CCIR quasi-crête) en présence de vidéo et du bruit de transmission. Pour ces systèmes, des résultats de mesures effectuées avec le satellite OTS sont donnés dans l'Annexe I.

Au Japon, on a étudié un dispositif à deux sous-porteuses son pour le système à 525 lignes M/NTSC en utilisant des récepteurs domestiques avec des fréquences de sous-porteuses de 5 et 5,5 MHz à titre d'exemple [CCIR, 1978-82d]. Lorsque les excursions des fréquences porteuses causées par le signal image et par chaque sous-porteuse son étaient fixées respectivement à 17 MHz crête-à-crête et ± 1,3 MHz et que l'excursion causée par le signal son était de ± 75 kHz, les rapports signal/bruit obtenus étaient de 38 dB pour le signal image (non pondéré), de 59 dB pour le signal son de la première sous-porteuse et 58 dB pour le signal son de la seconde sous-porteuse (valeurs efficaces, non pondérées), sans production visible de caractéristique de battement et de bruit de troncature pour un rapport porteuse/bruit de 14 dB.

Si l'on adoptait le système à deux porteuses pour la télévision de Terre, il serait souhaitable que les fréquences des sous-porteuses du système de télévision par satellite soient égales aux espacements entre les porteuses image et son du système de télévision de Terre.

Des études faites au Japon ont montré qu'on peut utiliser une deuxième sous-porteuse en modulation de fréquence et à multiplexage dans le temps d'impulsions pour transmettre jusqu'à six voies son supplémentaires sans augmenter la largeur de bande du récepteur [CCIR, 1974-78a].

4.2.2 *Utilisation d'une sous-porteuse à modulation numérique*

Ce paragraphe traite de l'utilisation d'une seule sous-porteuse à modulation numérique. L'organisation du multiplex numérique applicable à ce cas est décrit dans le Rapport 954. Parmi les nombreuses possibilités, on s'attachera surtout au cas d'une sous-porteuse unique modulée par un multiplex numérique où le débit binaire est approximativement de 700 kbit/s, 1400 kbit/s ou 2100 kbit/s (soit l'équivalent de deux, quatre ou éventuellement six voies monophoniques de haute qualité). La faisabilité de ce type de système a été étudiée théoriquement et expérimentalement à la BBC [Gilchrist, 1976; Kalloway, 1976], avec une sous-porteuse à 6,5 ou 7 MHz, un débit binaire de 700 kbit/s et une modulation par déplacement de phase à 4 états. Une expérience analogue a été menée en Italie, avec une modulation par déplacement de phase à 4 états et une sous-porteuse à 7,5 MHz. Le débit binaire était de 2,048 Mbit/s et un multiplexage continu du train binaire a été utilisé [CCIR, 1978-82e]. Des études et des essais de nature similaire ont été effectués en France et en Suède [CCIR, 1978-82f et g] avec une sous-porteuse à 6,656 MHz, un débit binaire de 2 Mbit/s et une modulation par déplacement de fréquence d'indice 1/2 à phase continue, obtenue par filtrage à bande latérale résiduelle d'une modulation à 2 états de phase, appelée «MDM simplifiée» [Amoroso et Kivett, 1977; Pommier et Veillard, 1979]. Des études théoriques et expérimentales ont été effectuées par l'UER en vue d'optimiser les paramètres de modulation et de fournir des spécifications complètes pour ce type de système. A l'occasion des essais effectués en France, on a expérimenté une méthode de multiplexage par paquets.

Aux Etats-Unis d'Amérique, on emploie dans le service fixe par satellite, un système avec une sous-porteuse à 5,5 MHz ayant une capacité de 1,79 Mbit/s, soit quatre voies son de haute qualité à 15 kHz ou deux paires stéréophoniques ou une transmission quadriphonique. On utilise des solutions assez semblables dans les équipements de chiffrement vidéo/audio pour application dans les satellites qui utilisent la modulation de fréquence avec une largeur de bande radioélectrique de 36 MHz.

Il convient cependant de noter que la largeur de la bande (vidéo plus sous-porteuse modulée par un signal numérique) peut être, dans certains pays, plus large que la largeur du canal de télévision prévue dans les réseaux de distribution. Ceci peut conduire à quelques difficultés quand le signal doit être distribué dans de tels réseaux.

Quel que soit le type de modulation utilisé, les filtres placés à l'émission et à la réception sur la sous-porteuse numérique sont des éléments essentiels. Dans le cas d'une sous-porteuse numérique seule, le filtre placé à l'émission a pour rôle de limiter le spectre de la sous-porteuse numérique, afin d'éviter tout brouillage du signal de télévision. A la réception, le filtre du démodulateur numérique doit limiter la bande de bruit sans introduire d'interférence intersymbole. Pour obtenir des performances optimales, les filtres d'émission et de réception ne peuvent pas être conçus séparément. La mise en œuvre d'un système ayant des caractéristiques optimales nécessite donc une caractérisation relativement précise de ces filtres, tout en recherchant une solution simple et économique pour le filtre du démodulateur.

La recherche d'un compromis entre l'efficacité et la simplicité du démodulateur numérique conduit à la conclusion préliminaire que la modulation MDM simplifiée semble intéressante pour la diffusion sur sous-porteuse numérique. Les caractéristiques du système jugées optimales à la suite des études de l'UER sont données dans l'Annexe I, pour un objectif de service correspondant à un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3} pour un rapport porteuse/bruit de 8 dB, ce qui autorise une marge de 2 dB pour la réalisation du récepteur [CCIR, 1982-86a].

Un système de transmission sonore numérique utilisant une modulation MDP-4 différentielle d'une sous-porteuse à 5,727272 MHz a été adopté au Japon pour son projet de satellite opérationnel de radiodiffusion télévisuelle BS-2. Un débit binaire de 2,048 Mbit/s et une déviation de fréquence de ± 3,25 MHz de la porteuse principale par la sous-porteuse ont été choisis. Les spécifications de ce système sont données dans le Rapport 1073. Les résultats expérimentaux obtenus figurent dans l'Annexe II au présent Rapport [CCIR, 1982-86b].

Le matériel commercial des Etats-Unis dont il a été question ci-dessus utilise la modulation MDP-4 pour la sous-porteuse à MIC à 14 bits, avec compression-extension instantanée, d'où résultent 11 bits plus le signe. Après avoir ajouté des bits de parité aux mots de 13 bits, on applique la sous-porteuse avec un niveau de −19 dB par rapport au niveau vidéo, ce qui donne un taux d'erreur binaire inférieur à 1×10^{-6} pour un rapport porteuse/bruit de 13,5 dB. La qualité de transmission est excellente tant pour les faisceaux hertziens de Terre (largeur de bande radioélectrique = 20 MHz) que pour les voies par satellite (largeur de bande radioélectrique = 36 MHz et excursion de crête de la porteuse principale = 12 MHz. On trouvera des renseignements supplémentaires dans les Rapports 488 et 215.

4.2.3 *Utilisation d'une sous-porteuse modulée numériquement et d'une sous-porteuse analogique modulée en fréquence*

La possibilité de diffuser simultanément une sous-porteuse analogique et une sous-porteuse modulée numériquement permet, selon la nature du récepteur utilisé, d'offrir deux possibilités:

- l'une, qui conduit à des récepteurs très économiques, correspond à la réception d'un programme de télévision ayant une voie son monophonique de bonne qualité;
- l'autre permet l'accès à des services complémentaires tels que: sons stéréophoniques ou monophoniques de haute qualité, sons de commentaires, sous-titrage, télétexte, programmes sonores supplémentaires, etc. Le débit numérique devrait être choisi pour permettre au minimum la diffusion de l'équivalent de quatre voies son de haute qualité.

Pour atteindre ces objectifs, la sous-porteuse analogique doit permettre d'obtenir un son de bonne qualité, tandis que le débit binaire de la sous-porteuse numérique doit au moins être égal à 1,4 Mbit/s avec un taux d'erreur binaire inférieur à 1×10^{-4} pour un rapport C/N supérieur à 10 dB.

Des études effectuées dans ce domaine en France et au Royaume-Uni, avec une largeur de bande de 27 MHz et des systèmes à 625 lignes, ont montré que toutes ces conditions peuvent être remplies si le récepteur a une qualité suffisante pour permettre d'éviter tout brouillage de l'image par les produits d'intermodulation dus à la présence des deux sous-porteuses; notons toutefois à ce sujet que l'étalement du spectre de la sous-porteuse numérique rend moins visible ces battements, lorsqu'ils existent, que ceux produits par deux sous-porteuses analogiques.

Dans le cas d'une sous-porteuse analogique et d'une sous-porteuse numérique, des contraintes supplémentaires apparaissent au niveau des filtres d'émission et de réception de la sous-porteuse numérique. En effet, le filtre d'émission doit dans ce cas assurer une bonne protection de la sous-porteuse analogique; ceci nécessite une réduction plus importante du spectre de la sous-porteuse numérique. De même, le filtre du démodulateur numérique doit être suffisamment étroit pour permettre une séparation efficace entre la sous-porteuse numérique et la sous-porteuse analogique. Pour un débit donné, ces contraintes rendent plus difficiles que dans le cas d'une sous-porteuse numérique seule la recherche d'un bon compromis entre les caractéristiques des filtres d'émission et de réception.

4.3 *Multiplexage par répartition dans le temps*

Les méthodes de mise en œuvre du multiplex numérique peuvent être analogues à celles prévues pour les systèmes à porteuse ou à sous-porteuse numérique (voir le Rapport 954).

4.3.1 *Insertion en bande de base de signaux audionumériques dans l'intervalle de suppression de ligne en utilisant un codage à réponse entière*

L'insertion de signaux audionumériques dans l'intervalle de suppression de ligne est un procédé intéressant puisqu'il permet de transmettre des signaux son de haute qualité sans nécessiter un accroissement de la largeur de la bande de base ou du canal radioélectrique.

L'emploi de ce procédé en télévision de Terre fait l'objet du Rapport 958, certains systèmes sont également décrits dans le Rapport 488 et dans [CCIR, 1970-74a]. Le Rapport 958 fait notamment remarquer, dans le cas des systèmes de télévision B/PAL et M/NTSC (Japon), qu'il est peu probable qu'un système comportant des signaux numériques dans la suppression de ligne soit compatible avec les récepteurs actuels, même si l'on n'utilise que la moitié de la capacité totale de la suppression de ligne. De nouvelles études sont par ailleurs nécessaires pour les autres systèmes de télévision. Par suite du problème de compatibilité, le Rapport 958 conclut à la nécessité d'introduire de nouveaux types de récepteurs en télévision de Terre, si l'on veut utiliser l'intervalle de suppression de ligne pour émettre jusqu'à quatre voies son de haute qualité.

Cette technique est plus appropriée en radiodiffusion par satellite où les questions de compatibilité avec les récepteurs existants ne sont pas aussi déterminantes que dans le cas de la télévision de Terre. Ceci tient au fait que le traitement du signal, y compris la reconstruction des impulsions de synchronisation, pourrait être réalisé dans le convertisseur qu'il faudra de toute manière adjoindre au récepteur de télévision. En outre, la propagation par trajets multiples qui pourrait dégrader la qualité de l'image avec ce système en télévision de Terre, ne devrait pas intervenir en radiodiffusion par satellite.

L'insertion en bande de base d'un signal multiplex numérique audiofréquence et de données durant l'intervalle de suppression de ligne a été développé dans le cadre du système B-MAC décrit dans le Rapport 1073. Le débit binaire instantané pour le signal B-MAC à 525 lignes est de 14,3 ou 7,15 Mbit/s lorsqu'on utilise une technique de codage à 4 états, ou à 2 états respectivement. Une telle modulation MDP à 4 ou à 2 états permet la détection du signal au moyen d'un simple démodulateur MF. Les capacités correspondantes en transmission de données sont de 1,57 et 0,785 Mbit/s ce qui offre respectivement 6 ou 3 canaux audiofréquence de haute qualité et un canal de données utilitaires de 9600 bit/s ou 4800 bit/s protégé au moyen d'une logique à décision majoritaire 5:1. Ce multiplex son et données ne nécessite pas une largeur de bande supérieure à celle du signal MAC vidéo acheminé parallèlement. L'Australie a adopté le système B-MAC à 625 lignes qui offre une capacité de 1,594 ou 0,797 Mbit/s lorsqu'on utilise le codage à 4 ou à 2 états respectivement. Cela permet de disposer respectivement de 6 ou de 3 canaux audiofréquence de haute qualité.

On utilise dans les deux versions du système B-MAC, la modulation delta adaptative (MDA) avec une fréquence d'échantillonnage de 204 kHz (13 fois la fréquence de ligne), ce qui permet d'obtenir un codage du son de haute qualité compatible avec le nombre requis de canaux. Le Rapport 953 donne une description détaillée de ce codage à modulation delta adaptative et présente les résultats des mesures subjectives réalisées en Australie, au Canada et aux Etats-Unis. Les résultats montrent qu'avec une technique appropriée de dissimulation d'erreurs comme celle qui est décrite dans le Rapport 1073, la défaillance de service ($Q = 1{,}5$) se produit à un taux d'erreur binaire de $1{,}5 \times 10^{-2}$. Les résultats montrent également que, dans un canal de transmission non perturbé, la modulation delta adaptative donne des résultats analogues à ceux du système de compression-extension 14-10 quasi instantanée décrit dans le Rapport 953, sauf dans le cas de programmes particuliers. Il a également été constaté qu'une augmentation de la fréquence d'échantillonnage pour la modulation delta adaptative permet de se rapprocher de la qualité obtenue dans le cas du système à compression-extension quasi instantanée pour tout type de programme.

Ce multiplexage par répartition dans le temps en bande de base évite les problèmes d'intermodulation avec les signaux vidéo et la dégradation des caractéristiques de seuil due aux sous-porteuses son. Cette technique permet également une plus large excursion de la porteuse à l'intérieur du canal radiofréquence et autorise l'emploi d'un simple démodulateur de fréquence pour obtenir les signaux vidéo, son et données.

Des essais ont été effectués dans le cadre de l'UER sur un système de ce type associé à une image de télévision PAL avec un débit binaire instantané égal au double de la fréquence de la sous-porteuse couleur et une synchronisation numérique insérée dans la suppression de trame. La capacité disponible est alors de 1,625 Mbit/s, soit quatre voies son de haute qualité. Ce système pris isolément satisfait au critère de continuité du service d'un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3} avec un rapport porteuse/bruit de 8 dB. Toutefois, ce critère n'est plus satisfait si on ajoute au système une sous-porteuse à modulation numérique, du même type que celle décrite à l'Annexe I, dans l'espoir d'augmenter la capacité jusqu'à une valeur voisine de 3,5 Mbit/s.

4.3.2 *Insertion en bande de base de signaux audionumériques dans l'intervalle de suppression de ligne en utilisant un codage à réponse partielle (par exemple, duobinaire)*

Deux systèmes associant le codage MAC pour l'image à un multiplexage temporel en bande de base des signaux numériques ont été étudiés en Europe. Ces deux systèmes, connus sous le nom de D-MAC/paquet et D2-MAC/paquet, utilisent un multiplex en bande de base (type B) avec un codage duobinaire. Pour le système D-MAC/paquet un débit binaire brut de 3,28 Mbit/s est obtenu à partir de salves de 10 μs et un débit instantané de 20,25 Mbit/s. Pour le système D2-MAC/paquet, un débit binaire brut de 1,64 Mbit/s est obtenu à partir de salves numériques de 10 μs. et un débit instantané de 10,125 Mbit/s. Pour les deux systèmes, les autres caractéristiques de codage et de multiplexage sont communes aux systèmes de la famille MAC/paquet.

Les systèmes D-MAC/paquet et D2-MAC/paquet présentent la propriété originale de pouvoir s'adapter aux caractéristiques physiques des supports de transmission. Cette forme de flexibilité résulte du concept de multiplex temporel en bande de base, associé à l'utilisation d'un code duobinaire pour la transmission du signal numérique. Le système D2-MAC/paquets apparaît comme l'un des meilleurs compromis entre l'utilisation optimale d'une voie de radiodiffusion par satellite et la compatibilité directe avec les canaux de 7 ou 8 MHz utilisés dans de nombreux réseaux câblés.

Pour le système D2-MAC/paquet en radiodiffusion par satellite, le signal bande de base est transmis avec une bande au moins égale à 8,4 MHz. Dans ces conditions, un signal d'image conforme au Rapport 601 ne subit pas de réduction de bande passante et le signal numérique satisfait au critère de continuité du service, correspondant à un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3} pour un rapport C/N de 8 dB.

Pour le système D-MAC/paquet en radiodiffusion par satellite, le signal en bande de base est transmis avec une largeur de bande nominale de 10 MHz. Dans ces conditions, un signal d'image conforme au Rapport 601 ne subit pas de réduction de bande passante et le signal numérique satisfait au critère de continuité de service, correspondant à un taux d'erreur binaire de 10^{-3} pour un rapport C/N de 8 dB, lorsque le récepteur met en oeuvre un filtrage passe-bande et les techniques de réduction d'erreur appropriés.

Les deux systèmes présentent les avantages essentiels suivants:

- possibilité d'augmenter la largeur de bande vidéo dans le cas d'un démodulateur à filtre adaptatif, pour des valeurs du rapport C/N supérieures au seuil de démodulation de fréquence (environ 11 dB);
- absence d'intermodulation entre composantes du signal en bande de base;
- démodulation de l'ensemble du signal par le même démodulateur;
- possibilité en optimisant la largeur de bande de filtrage de réduire le taux d'erreur binaire et le bruit impulsif sur l'image;
- possibilité de traitement numérique du signal codé duobinaire pour réduire les effets des erreurs binaires ;
- organisation souple, donc évolutive de l'ensemble du multiplex;

Le système D-MAC/paquet présente les avantages supplémentaires suivants:

- compatibilité directe avec tous les canaux de transmission dont la bande de base est égale ou supérieure à 9 MHz;
- le plus haut taux de transmission de données réalisables (20,25 Mbit/s);
- diffusion continue de données, avec un débit de 20,25 Mbit/s par multiplex élémentaire D-MAC/paquet.

Le système D2-MAC/paquet présente les avantages supplémentaires suivants:

- compatibilité directe avec tous les canaux de transmission dont la bande de base est égale ou supérieure à 4,5 MHz;
- diffusion continue de données, avec un débit de 10,125 Mbit/s par multiplex élémentaire D2-MAC/paquets.
- l'utilisation d'un démodulateur avec filtre adaptatif permet d'obtenir un taux d'erreur binaire de 10^{-3} pour un rapport porteuse/bruit de 6,5 dB.

Compte tenu de ces avantages, la spécification complète des systèmes D-MAC/paquet et D2-MAC/paquets a été établie pour la diffusion par satellite à 12 GHz avec des normes à 625 lignes (voir le Rapport 1073). Le Rapport 634 donne les résultats des mesures sur la sensibilité aux brouillages [CCIR, 1982-86c et CCIR, 1986-90a].

L'industrie du Royaume-Uni et les laboratoires de radiodiffusion ont procédé en commun à des expériences très complètes sur le système D-MAC/paquet. Ces expériences ont porté sur toutes sortes de supports: satellite, câble, faisceaux hertziens terrestres; ils ont montré que la mise en oeuvre des récepteurs était possible et économique. Pour la radiodiffusion par satellite, les résultats se trouvent résumés à l'Annexe IV de ce Rapport.

L'industrie européenne et les laboratoires du CCETT ont réalisé en commun de nombreuses expériences sur le système D2-MAC/paquets. Ces expériences ont été faites sur de nombreux supports: satellite, câble et réseaux hertziens terrestres. Les résultats concernant la radiodiffusion par satellite sont résumés dans l'Annexe III de ce Rapport.

4.3.3 *Multiplex temporel radiofréquence utilisant l'intervalle de suppression de ligne*

La modulation est analogique (modulation de fréquence) pendant la partie active des lignes et numérique pendant la suppression de ligne. Ce type de système offre une capacité voisine de 3 Mbit/s (soit l'équivalent de huit voies son de haute qualité), il est naturellement compatible avec le codage des composantes de l'image en compression temporelle et multiplexage par répartition dans le temps (MAC) [Lucas et Windram, 1981]. Des équipements supplémentaires sont nécessaires à la réception si l'on effectue un transcodage vers les récepteurs existants, mais dans son ensemble le récepteur n'est pas plus complexe que pour les autres systèmes utilisant la modulation numérique pour le son. Il n'est pas possible d'utiliser ce système tel quel en télévision de Terre, mais un transcodage simple est réalisable vers un système de type B (voir le § 4.3.1) à capacité moins grande, mais où l'on réutilise la plupart des équipements du récepteur de type C.

Les principales propriétés du système de multiplexage temporel en radiofréquence sont les suivantes:

- forte capacité disponible pour la diffusion de voies audionumériques et de signaux de données, avec un bon comportement vis-à-vis des erreurs; en particulier, on peut satisfaire au critère de continuité du service correspondant à un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3} pour un rapport porteuse/bruit de 8 dB;
- possibilité d'augmentation de la bande passante vidéo;
- filtrage vidéo simple;
- pas de dégradation du seuil de démodulation de fréquence;
- pas de problème d'intermodulation;
- démodulation en une étape du signal numérique;
- en principe, conversion facile vers un système convenant aux besoins de la distribution par câble*:
- peut être rendu parfaitement compatible avec la diffusion continue de données.

Compte tenu de ces avantages, on a établi la spécification complète d'un système C associé à une image MAC et faisant appel à un multiplexage par paquets pour la diffusion par satellite à 12 GHz avec des normes à 625 lignes (voir le Rapport 1073). Le Rapport 634 donne les résultats de mesures de la sensibilité aux brouillages.

L'UER a réalisé de nombreuses expériences avec un système de type C associé à une image de télévision MAC (voir l'Annexe V).

On préfère, pour ce système, la modulation de phase MDP-2-4 [Duponteil, 1981] où la variation de phase est instantanée et égale à 90° à chaque bit (avant filtrage) en raison des avantages suivants:

- forme adéquate du spectre et faible étalement du spectre après passage dans un organe non linéaire tel qu'un répéteur de satellite;
- équipement de réception simple avec de bonnes performances pour la démodulation différentielle**;
- possibilité d'utilisation du même démodulateur MF pour l'image et le son dans les régions où le signal reçu est intense.

5. Porteuse radiofréquence modulée numériquement

Ce paragraphe est relatif aux systèmes de modulation pour lesquels la porteuse radiofréquence est directement modulée par le flux binaire à transmettre. Il concerne la diffusion de tous les types de signaux: sons, images, données, etc.

Le codage numérique des signaux de télévision et les techniques de compression réduisant la redondance de l'information dans l'image font actuellement l'objet de nombreuses études (voir le Rapport 629). La diffusion utilisant la modulation directe de la porteuse par le signal d'image numérisé constitue une possibilité pouvant se substituer à la modulation de fréquence analogique.

La modulation numérique présente des avantages potentiels sur la modulation de fréquence analogique, notamment la possibilité de diminuer la puissance d'émission du satellite ainsi que la largeur de bande nécessaire si l'on peut utiliser un débit binaire suffisamment bas.

Si cette solution est actuellement trop onéreuse à mettre en œuvre pour la réception individuelle, le coût n'est peut-être pas excessif dans le cas de la réception communautaire [CCIR, 1974-78b]. Il est aussi vraisemblable que les dispositifs de décodage, une fois normalisés, bénéficieront des mêmes réductions spectaculaires de coûts que d'autres matériels numériques tels que les ordinateurs et les calculateurs.

5.1 Techniques de modulation

La technique de modulation doit être choisie en fonction de critères tels que l'encombrement spectral et la résistance au bruit et aux brouilleurs. De plus, dans le cas de la réception individuelle, ce choix devra tenir compte de la simplicité et du coût du démodulateur. Parmi les types de modulation qui semblent être bien adaptés, citons les modulations par déplacement de phase à deux ou quatre états MDP-2 et MDP-4, la modulation par déplacement de fréquence d'indice 1/2 à phase continue et les modulations par déplacement de fréquence utilisant les principes du codage à réponse partielle. Ces dernières présentent l'avantage d'un spectre de puissance étroit à enveloppe constante [CCIR, 1978-82h et i]. Parmi ces types de modulation nous trouvons notamment les modulations MDF duobinaires d'indice 1/2 et MF asservie (MFA) [De Jager et Dekker, 1978]. Ces dernières peuvent être considérées comme dérivant d'une modulation MDM dans laquelle les transitions de phase sont rendues dépendantes les unes des autres par le principe du code utilisé. Ces modulations ont également de nombreux points communs avec celles à quatre états de phase et à trains décalés, telles que la MDP-4 décalée [Gronemeyer et McBride, 1976]. En effet, les modulations MDF duobinaires d'indice 1/2 et la MDP-4 décalée sont toutes deux des modulations à quatre états de phase et à trains décalés; la modulation MFA quant à elle peut être considérée comme une modulation MDF duobinaire d'indice 1/2 dans laquelle un niveau de corrélation plus important existe entre les transitions de la phase du signal émis. Toutes ces similitudes sont intéressantes car elles permettent de penser qu'au niveau des procédés de démodulation, il existe une large compatibilité entre tous ces types de modulation. Ceci est particulièrement intéressant en radiodiffusion où nous connaissons bien l'effet d'un parc de terminaux existant, lors de la définition de nouveaux systèmes aux contraintes radioélectriques différentes.

---

* Il convient de noter, toutefois, que si la capacité totale du système est requise, la largeur de bande nécessaire peut, dans certains pays, être plus grande que la largeur de voie fournie par la répartition des porteuses dans les réseaux de câbles. Il peut en résulter certaines difficultés lorsque le signal doit être distribué dans de tels réseaux.

** La dégradation théorique de la démodulation différentielle par rapport à la démodulation cohérente correspond à une augmentation du rapport porteuse/bruit de 1,1 dB pour un même taux d'erreur binaire de 10^{-3}.

5.2 Brouillage

Une étude constructive reposant sur une technique numérique [CCIR 1978-82j: Pommier et Siohan, 1981] donne des résultats basés sur les modulations MDP-4 et MDM, lorsque la modulation numérique s'effectue sur une porteuse du Plan de fréquences de la bande des 12 GHz (Régions 1 et 3). Un des points étudiés concerne la protection des canaux adjacents, protection qui doit être effective même en présence des phénomènes d'étalement du spectre dus aux non-linéarités du tube de puissance du satellite utilisé au voisinage de la saturation. En effet, pour les modulations MDP-4 et MDM, les brouillages dans les canaux adjacents semblent être la principale cause de la limitation du débit utilisable.

Deux phénomènes bien distincts, affectant le canal analogique MF brouillé doivent être considérés séparément:

- le premier phénomène correspond à la dégradation ——— du signal reçu au-dessus du seuil de démodulation;
- le deuxième phénomène est le déplacement apparent du seuil de démodulation, à puissance de bruit thermique N donné, vers des valeurs plus élevées du rapport porteuse sur bruit (C/N).

Cette étude a montré que le brouillage dans les canaux adjacents modulés en fréquence, peut conduire à une dégradation qui se manifeste principalement par un déplacement du seuil vers des valeurs plus élevées du rapport porteuse sur bruit thermique. La limitation du débit due à ce phénomène dépend de la valeur tolérée sur la remontée du seuil. Pour une remontée du seuil maintenue à une valeur inférieure à 0,15 dB environ, les débits utilisables en MDP-4 et en MDM sont respectivement de 26 Mbit/s et 20 Mbit/s. Si l'on admet une remontée plus importante du seuil, de l'ordre de 0,3 dB par exemple, des débits de 34 et 27 Mbit/s peuvent alors être utilisés, avec respectivement des modulations du type MDP-4 et MDM. Ces valeurs ont été obtenues avec un filtre de réception de 27 MHz et un démodulateur de fréquence à limiteur et discriminateur, pour la démodulation des porteuses MF brouillées. D'autres conditions telles que, par exemple, l'utilisation de démodulateurs à extension de seuil conduiraient certainement à des résultats tout à fait différents.

Pour les deux types de modulation MDP-4 et MDM, avec des démodulateurs cohérents et une marge technologique de 2 dB, un taux d'erreur binaire de 1×10^{-4} pour un flux au sol de -107 dB(W/m^2) est obtenu avec un débit binaire voisin de 21 Mbit/s, lorsque les stations de réception ont un facteur de qualité G/T de 6 dB(K^{-1}).

Une récente étude [Newland, 1988] a établi que quand des signaux à modulation numérique se brouillent mutuellement, on peut admettre un degré de brouillage mutuel bien supérieur, par rapport au cas de signaux analogiques contenant des images ou des sons de qualité radiodiffusion. Le rapport porteuse/brouillage admissible (C/I) dépend de la méthode de modulation et du codage avec correction d'erreur (le cas échéant). Il existe aussi des possibilités d'adaptation entre C/N et C/I dans le bilan global de la liaison. Le Rapport 634 donne des précisions.

5.3 Méthodes de modulation et de codage évoluées

En matière de télécommunication numérique par satellite, on utilise de plus en plus la correction d'erreur sans voie de retour (CED) par concaténation de codes de blocs et des codes à convolution ou modulation en treillis. On utilise dans le récepteur le décodage de Viterbi à décision douce. Des gains de codage importants peuvent être réalisés, ce qui permet de réduire la puissance du satellite et les temps d'interruption de service. La mise en oeuvre du matériel pour ces techniques aux débits binaires élevés (par exemple, 140 Mbit/s) a récemment fourni une solution appropriée aux applications professionnelles. Le Tableau I compare la qualité de fonctionnement de certains systèmes numériques pour la transmission par satellite. Les valeurs E_b/N_0 ont été obtenues par simulation d'ordinateur et par essais en laboratoire [Cominetti et Morello, 1989], et aussi à partir de la littérature existante [Seo et Feher, 1988]. Les méthodes de codage à convolution et en treillis assurent d'importants gains de codage. Néanmoins, pour obvier à l'effet des salves d'erreurs à la sortie du décodeur de Viterbi, on peut utiliser le code BCH à entrelacement ou le code Reed Solomon.

TABLEAU I

Qualité de quelques systèmes de modulation et de codage par satellite

Système	Modulation	CED 1	CED 2	E_b/N_0 à un TEB de 10^{-8}	EFFICACITE SPECTRALE RELATIVE (%)
1	MDP-4	-	-	15,7	100
2	MDP-4	BCH(255,239,2)	-	11,2	94
3	MDP-4	CONVOL. 3/4	BCH(255,239,2)	7,4	70
4	MDP-4	CONVOL. 1/2	BCH(255,239,2)	6,2	47
5	MDP-8	BCH(255,239,2)	-	16,4	141
6	MDP-8	TREILLIS 2/3	BCH(255,239,2)	8,2	94
7	MAQ à 16 états	BCH(255,239,2)	-	16,0	187
8	MAQ à 16 états	TREILLIS 3/4	BCH(255,239,2)	12,1	141

6. Autres considérations

6.1 Formules régissant la qualité de modulation pour les signaux TV et audio analogiques

6.1.1 *Modulation vidéo uniquement*

Lorsque l'on utilise un système à modulation de fréquence:

$$S/N = C/N + F_{dB} + k_w$$

où:

S/N: rapport amplitude de luminance crête-à-crête/bruit efficace pondéré (dB)

C/N: rapport porteuse/bruit avant détection, dans la largeur de bande radioélectrique (dB)

F: $3\,(D_{c\text{-}c}/f_v)^2 \cdot (b/2f_v)$ (rapport de puissance égal à F_{dB} lorsqu'il est exprimé en dB)

$D_{c\text{-}c}$: excursion crête-à-crête due au signal vidéo (y compris les impulsions de synchronisation)

f_v: fréquence vidéo la plus élevée (par exemple 4,2 MHz pour la norme M)

b: largeur du canal radioélectrique (généralement $D_{c\text{-}c} + 2f_v$)

k_w: coefficient d'amélioration combinée de la désaccentuation et de la pondération dans les systèmes à modulation de fréquence (dB) (voir le Tableau II).

6.1.2 *Modulation audio uniquement (sous-porteuses MF audio de faible niveau)*

Le rapport signal/bruit non pondéré des canaux audio d'accompagnement, qui consistent en sous-porteuses MF situées au-dessus de la bande de base vidéo, est déterminé par l'équation suivante:

$$S/N_a = 10 \log \left[\frac{3}{4}\left(\frac{b}{f_a}\right)\left(\frac{D_v}{f_v}\right)^2\left(\frac{D_a}{f_a}\right)^2\right] + \left(\frac{C}{N}\right) + k_a$$

où:

S/N_a : rapport signal efficace/bruit efficace dans un canal audio (dB)

D_s : excursion de crête de la porteuse principale due à la sous-porteuse (MHz)

D_a : excursion de crête de la sous-porteuse due au signal audio (MHz)

f_s : fréquence de la sous-porteuse (MHz)

f_a : fréquence audio supérieure (MHz)

C/N : rapport porteuse/bruit avant détection (dB)

k_a : facteur d'amélioration combiné dû à la préaccentuation et à la désaccentuation pour le canal audio (dB) (voir le Rapport 496 de la CMTT, Tableau II, pour les facteurs d'amélioration correspondant à diverses largeurs de bande de base des canaux audio)

b : largeur de bande RF avant détection (MHz) définie par l'équation (1) du § 6.1.3.

6.1.3 *Modulation vidéo/audio combinée (sous-porteuse MF de bas niveau)*

Des signaux de sous-porteuses MF audio et vidéo combinés forment un signal composite en bande de base comme le montre la Fig. 1. La largeur de bande RF requise est approchée par l'équation suivante:

$$b = D_{b_{c\text{-}c}} + 2f_b \qquad (1)$$

où $D_{b_{c\text{-}c}}$ est l'excursion crête-à-crête de la porteuse due au signal bande de base composite.

On ne sait pas très bien comment l'excursion d'un signal vidéo de niveau élevé devrait être combinée avec les différentes excursions d'un grand nombre de signaux audio de faible niveau. Un complément d'étude et d'autres mesures sont nécessaires, surtout sur l'effet de l'excursion supplémentaire causée par les sous-porteuses son multiples sur la qualité du signal vidéo.

Toutefois, on peut supposer dans la pratique que l'excursion crête-à-crête globale peut être approchée par l'excursion crête-à-crête due au signal vidéo uniquement, à condition que les différentes excursions des quelques voies audiofréquence soient comparativement petites; ainsi:

$$D_{b_{c\text{-}c}} \approx D_{c\text{-}c} \qquad (2)$$

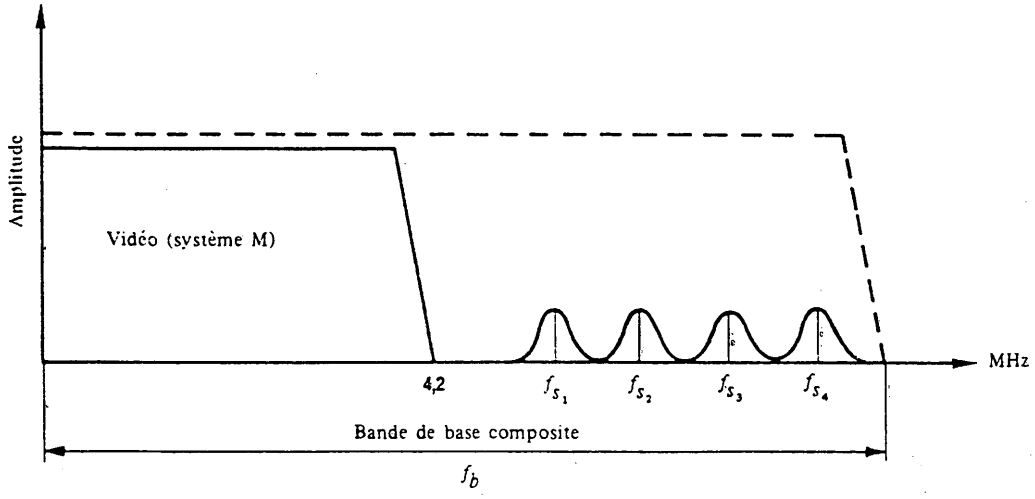


FIGURE 1 – *Bande de base de sous-porteuses MF multiples et vidéo composites*

En substituant la formule (1) et l'approximation (2) dans la formule du § 6.1.1 et en combinant les constantes, on obtient l'équation suivante pour le rapport signal vidéo/bruit pondéré:

$$\frac{S}{N_v} = 10 \log \left[\left(\frac{D_{c\text{-}c}}{f_v} \right)^2 \left(\frac{D_{c\text{-}c} + 2f_b}{f_v} \right) \right] + \frac{C}{N} + k_e + 1{,}8$$

où:

k_e : pondération de bruit combinée avec l'avantage dû à la préaccentuation (par exemple, 12,8 dB pour le système M/Canada, Etats-Unis d'Amérique).

Cette équation peut servir à estimer l'effet de sous-porteuses MF audio multiples sur le rapport signal/bruit du signal vidéo dans des systèmes de transmission MF fonctionnant au-dessus du seuil.

TABLEAU II – *Facteurs de réduction des réseaux de pondération aux fréquences vidéo, pour la télévision monochrome*

Système	Pondération (dB)		Pondération (k_W) y compris la désaccentuation (dB)
	Bruit blanc	Bruit triangulaire	Bruit triangulaire
B, C, E, F, G, H et M (Japon)	8,5	16,3	16,3
D, K, L	9,3	17,8	18,1
I	6,5	12,3	12,9
M (Canada, Etats-Unis d'Amérique) (1)	6,8	10,2	13,8

(1) Les coefficients de pondération pour le système M à 525 lignes (Canada, Etats-Unis d'Amérique) sont fondés sur la Recommandation 567 (valeurs conformes au Rapport 637).

Note – Lorsqu'on applique la préaccentuation spécifiée dans la Recommandation 405, l'effet conjoint de la pondération et de la désaccentuation pour le bruit triangulaire est à peu près le même que s'il s'agissait d'une pondération seule. Pour plus de renseignements à ce sujet, voir le Rapport 637.

6.2 Signaux de télévision sous la forme de composantes analogiques

Les futurs récepteurs de télévision auront une prise d'entrée du signal sous forme de composantes (*Y*, *U*, *V* ou *R*, *G*, *B*) et il peut être possible d'utiliser cette caractéristique pour transmettre le signal par ses composantes. Ceci pourrait avoir des avantages importants pour le développement futur des systèmes.

Les signaux de télévision à composantes analogiques font l'objet du Rapport 1073.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

AMOROSO, F. et KIVETT, J. A. [avril 1977] Simplified MSK signalling technique. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-25, **4**, 433-447.

COMINETTI, M. et MORELLO, A. [octobre, 1989] Transmission numérique des signaux de télévision par satellite. Symposium technique, ITU-COM 89, Genève.

De JAGER, F. et DEKKER, C. B. [1978] Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-26, **5**, 534-542.

DUPONTEIL, D. [mars 1981] Binary modulations for digital satellite communications link with differential demodulation. Fifth International Conference on Digital Satellite Communications, Gênes, Italie.

GILCHRIST, N. H. C. [1976] Satellite broadcasting feasibility of adding a PSK subcarrier sound signal to a FM television signal. BBC Research Report 1976/8.

GRONEMEYER, S. A. et McBRIDE, A. L. [août 1976] MSK and Offset QPSK modulation. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-24, **8**, 809-820.

KALLOWAY, M. J. [1976] An experimental 4-phase differential PSK system carrying two high-quality digital sound signals. BBC Research Report N° 1976/20.

LUCAS, K. et WINDRAM, M. D. [1981] Direct television broadcasts by satellite – desirability of a new transmission standard. IBA Report 116/81.

NEWLAND J.D. [1988] Investigation of mutual interference between digitally modulated signals. BBC Research Development Report. No. BBC RD 1988/13

POMMIER, D. et SIOHAN, P. [décembre 1981] Comparaison des modulations MDP-4 et MSK en diffusion numérique par satellite sur porteuse radiofréquence. *Rev. de l'UER* (Technique), **190**, 264-272.

POMMIER, D. et VEILLARD, J. [août 1979] Etude théorique et expérimentale d'une modulation simplifiée par déplacement de fréquence d'indice 1/2 à phase continue. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 34, **7-8**, 423-437.

SEO, T et FEHER K. [1988] Performance of 16 state SQAM in a nonlinearly amplified multichannel interference environment. IEEE Transactions on Communications, Vol. 36, No. 11, novembre 1988.

Documents du CCIR

[1970-74]: **a.** 11/302 (Allemagne (République fédérale d')).

[1974-78]: **a.** 11/41 (Japon); **b.** 11/90 (Etats-Unis d'Amérique).

[1978-82]: **a.** 11-81 (Japon); **b.** 10-11S/17 (France); **c.** 10-11S/7 (UER); **d.** 10-11S/112 + Corr.1 (Japon); **e.** 10-11S/161 (Italie); **f.** 10-11S/124 (UER); **g.** 10-11S/126 (Suède); **h.** 10-11S/18 (France); **i.** 10-11S/30 (Etats-Unis d'Amérique); **j.** 10-11S/137 (France).

[1982-86]: **a.** 10-11S/42 (UER); **b.** 10-11S/6 (Japon); **c.** 10-11S/165 + Corr.1 (UER).

[1986-90]: **a.** 10-11S/4 (Royaume-Uni).

ANNEXE I

ÉTUDES ET ESSAIS EFFECTUÉS EN EUROPE SUR LA DIFFUSION DE PLUSIEURS VOIES SON AVEC UN SIGNAL ANALOGIQUE DE TÉLÉVISION A 625 LIGNES EN UTILISANT UNE OU DEUX SOUS-PORTEUSES

1. Télévision avec deux sous-porteuses analogiques

Essais effectués en France et en République fédérale d'Allemagne, utilisant des signaux vidéo conformes aux caractéristiques des systèmes L/SECAM et G/PAL (625 lignes), dans les conditions suivantes:

- Fréquence des sous-porteuses: 5,5 MHz et 5,75 MHz
- Déviation de fréquence de la sous-porteuse: ± 63 kHz
- Déviation de la porteuse par le signal d'image: 14 MHz/V
- Déviation de la porteuse par chacune des sous-porteuses: ± 2,8 MHz.

TABLEAU III – *Résultat type des mesures*

C/N (dB)	*S/N* pondéré voie image (dB)	*S/N* pondéré quasi-crête 1ère voie son (5,5 MHz) (dB)	*S/N* pondéré quasi-crête 2ème voie son (5,75 MHz) (dB)
14	44	45,8	47,8

Des mesures similaires ont montré que pour une déviation crête-à-crête de ± 100 kHz de chacune des sous-porteuses, le rapport (*S/N*) quasi-crête pondéré peut atteindre 50 dB, dans chacune des voies son, pour un rapport *C/N* de 14 dB.

La conclusion des essais effectués en France est que la diffusion par satellite d'un signal vidéo accompagné de deux signaux analogiques audio de haute qualité dans un canal de 27 MHz est possible si les filtres FI des récepteurs respectent un certain gabarit de temps de propagation de groupe ayant une tolérance crête-à-crête de l'ordre de 16 ns. Dans ces conditions, l'image est très peu perturbée par la présence des deux sous-porteuses son et le rapport signal sur bruit audio quasi-crête, pondéré CCIR, peut atteindre la valeur de 50 dB.

2. Télévision avec une sous-porteuse modulée numériquement (système de type A)

Les études de l'UER sur ce type de système conduisent à considérer les caractéristiques suivantes comme optimales dans le cas des normes de télévision à 625 lignes.

2.1 *Hypothèses de base*

2.1.1 *Caractéristiques de modulation applicables aux systèmes de télévision à 625 lignes dans une voie de satellite à 27 MHz*

- bande vidéo transmise: 6 MHz*
- déviation de la porteuse produite par 1 V de signal vidéo**: 13,5 MHz
- préaccentuation pour le PAL et le SECAM: conforme à la Recommandation 405
- dispersion d'énergie: 600 kHz (liée à la fréquence de trame)

2.1.2 *Taux d'erreur binaire correspondant à la limite de continuité des services sonores:* 1×10^{-3}

2.1.3 *Rapport C/N correspondant à la limite de continuité des services sonores:* 8 dB (27 MHz)

2.1.4 *Débit binaire:* multiple de la fréquence d'échantillonnage du son, soit 32 kHz (conformément à la recommandation faite par l'UER et énoncée dans le Rapport 953).

2.2 *Caractéristiques de la sous-porteuse modulée numériquement*

2.2.1 *Type de modulation:* modulation par déplacement de phase à deux états (MDP-2) à bande latérale résiduelle (BLR) avec émission de la bande latérale supérieure et démodulation cohérente.

2.2.2 *Débit binaire:* 2,048 Mbit/s***

La stabilité du signal binaire diffusé doit être la suivante:

- stabilité à long terme de la fréquence d'horloge 1×10^{-6}
- gigue d'horloge maximale: 5 ns en moyenne quadratique.

---

* Cette valeur permet l'emploi d'une version du système de codage des composantes de l'image avec compression temporelle et multiplexage par répartition dans le temps.

** La déviation indiquée s'applique à un signal sinusoïdal crête-à-crête de 1 V à une fréquence égale à 1,52 MHz.

*** Cette valeur correspond à cinq ou six voies son de haute qualité selon le type de multiplexage utilisé pour celles-ci.

2.2.3 *Fréquence de la sous-porteuse**

La fréquence de repos de la sous-porteuse MDP-2 (f_1) est de 6,5 MHz (6,5 MHz = 416 fois la fréquence ligne de télévision).

La stabilité à long terme de la fréquence porteuse f_1 doit être d'au moins 1×10^{-6}.

La fréquence centrale du spectre de la sous-porteuse à l'émission (f_0) est 7,012 MHz, en effet:

$$7{,}012 \text{ MHz} = 6{,}5 \text{ MHz} + \frac{2{,}048}{4} \text{ MHz}$$

2.2.4 *Déviation de la porteuse principale causée par la sous-porteuse modulée numériquement:* 2,5 MHz en moyenne quadratique.

2.2.5 *Codage entre le signal binaire et la sous-porteuse modulée numériquement*

C'est un codage absolu qui est utilisé entre le signal binaire et la modulation à deux états de phase (ce codage exige un dispositif de levée de l'ambiguïté dans le démodulateur).

2.3 *Résultats expérimentaux*

On résume ci-après les résultats de nombreux essais effectués sur le système A décrit ci-dessus, utilisé avec une image SECAM et un multiplexage par paquets de 5 voies audio de haute qualité (codage avec compression quasi instantanée et protection contre les erreurs avec un bit de parité couvrant les 5 bits de plus fort poids de chaque échantillon).

2.3.1 *Taux d'erreur binaire:* voir la Fig. 2 ci-après.

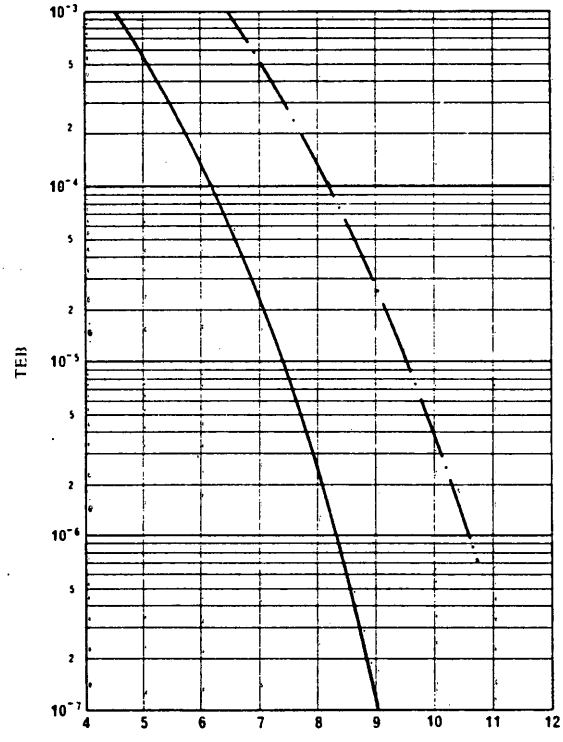


FIGURE 2 – *Valeurs types du taux d'erreur binaire (TEB) avec un signal vidéo de barres de couleur à 75%*

——— Caractéristique théorique (bruit blanc gaussien)

—·—·— Caractéristique type mesurée (expérience en laboratoire et avec OTS)

* La description de la sous-porteuse modulée exige de définir deux valeurs: la fréquence de repos f_1 de la porteuse MDP-2 et la fréquence centrale f_0 de la bande obtenue après le filtrage à bande latérale résiduelle.

2.3.2 *Qualité de l'image et du son*

Des essais subjectifs ont été réalisés par un groupe de 37 observateurs avec la méthode du simple stimulus pour l'image et conformément aux dispositions de la Recommandation 562 pour le son. La chaîne de mesure en laboratoire comportait un simulateur de satellite avec un organe non linéaire. L'image était formée par des diapositives d'essai de l'UER. Le son a été évalué indépendamment de l'image avec deux extraits musicaux considérés comme sensibles aux défauts et erreurs dans un système numérique (solo de trompette de Haydn et musique de théatre japonais). Les résultats sont donnés à la Fig. 3 sur l'échelle de qualité à 5 notes. On notera que la meilleure qualité de l'image était de 0,65 note en dessous de la qualité fournie par la norme de télévision numérique 4:2:2 de la Recommandation 601.

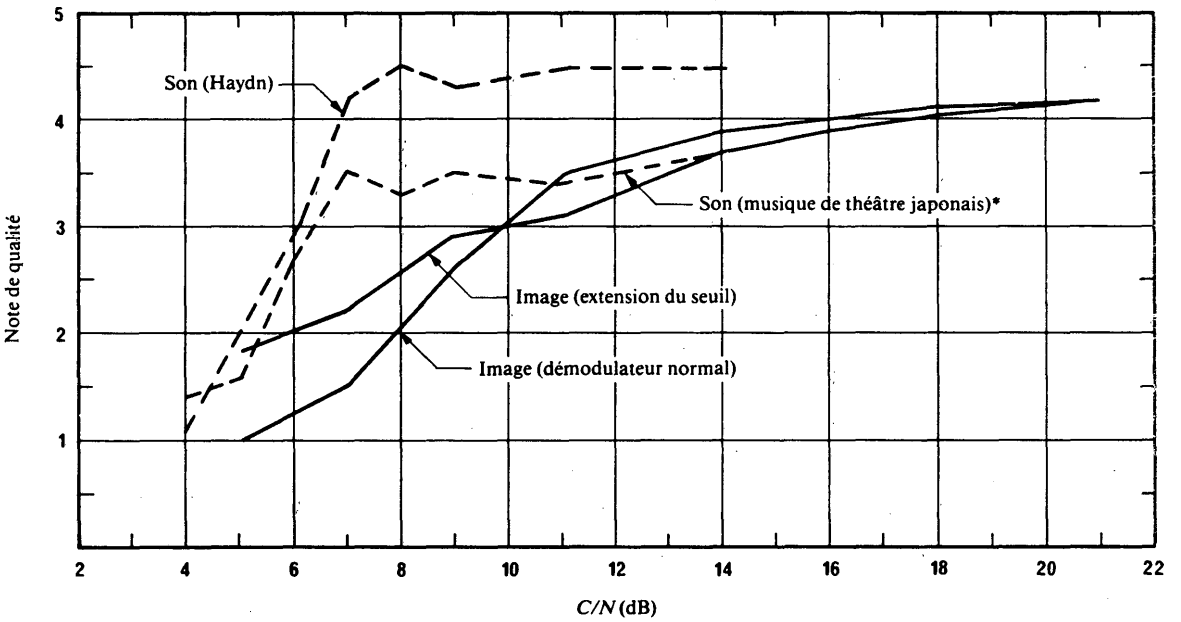


FIGURE 3 – *Qualité de l'image en fonction du rapport C/N pour le système A-SECAM (37 observateurs)*

* Les experts de l'UER impliqués dans ces essais subjectifs estiment que la dégradation de la musique japonaise relativement à celle de Haydn aux rapports porteuse/bruit supérieurs à 8 dB était due à une surcharge du convertisseur analogique-numérique à l'entrée de la modulation.

2.3.3 *Points de défaillance de l'image et du son*

En considérant que le point de défaillance correspond à la note de qualité 1,5, des essais subjectifs, dans lesquels le son et l'image étaient présentés simultanément (guitaristes en studio), ont donné les résultats suivants en termes de rapport porteuse/bruit:

Image

Démodulateur normal: 5 dB

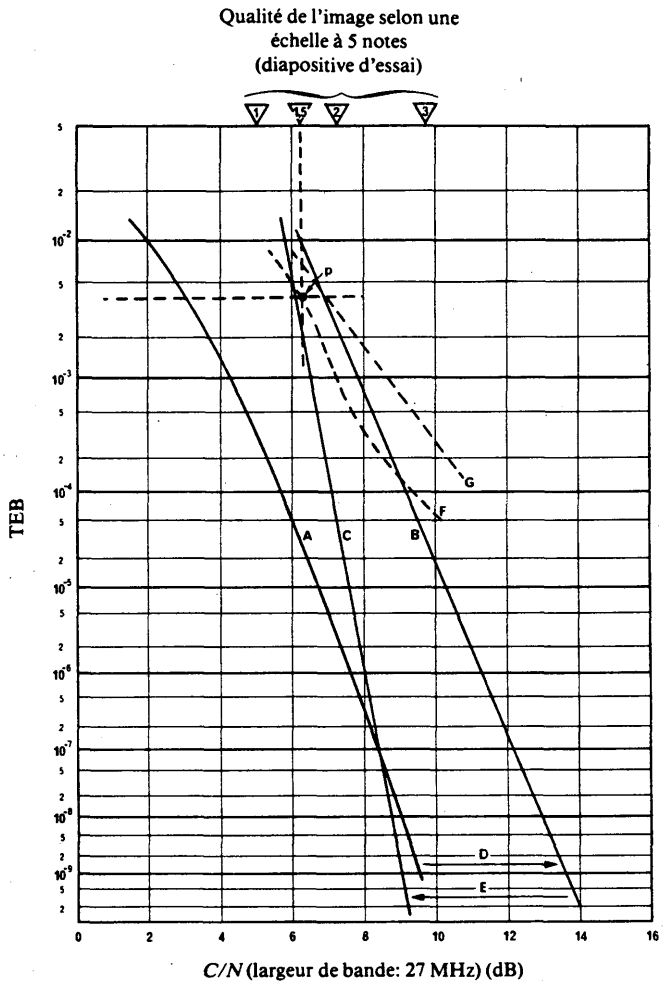
Démodulateur à extension de seuil: 4 dB

Son: 4 dB

On doit noter que les différences par rapport aux résultats donnés à la Fig. 3 sont dues à la méthodologie des essais et aux critères d'évaluation.

ANNEXE II

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX POUR LE SYSTÈME AVEC SOUS-PORTEUSE NUMÉRIQUE DESTINÉ A ÊTRE UTILISÉ AVEC LE SYSTÈME DE TÉLÉVISION M (JAPON)



– Relation entre le taux d'erreur binaire et le rapport C/N pour le système avec une sous-porteuse son à modulation numérique

Fréquence maximale du signal vidéo: 4,5 MHz
Déviation de fréquence de la porteuse principale sous l'effet du signal vidéo: 17 MHz crête-à-crête
Fréquence de la sous-porteuse: 5,727272 MHz
Déviation de fréquence de la porteuse principale sous l'effet de la sous-porteuse: ±3,25 MHz
Vitesse de transmission: 2048 Mbit/s

———— *C/N* en fonction du taux d'erreur binaire
A Valeur théorique (Nyquist)
B Valeur expérimentale, sans correction des erreurs ni interpolation
C Valeur expérimentale, avec correction des erreurs et interpolation

— — — — taux d'erreur binaire lorsque la qualité subjective du son est égale à celle de l'image (compression-extension quasi instantanée 14-10)
F diapositive d'essai («image de femme»/«bord de mer»)
G barre de couleur

D dégradation de la valeur théorique à la valeur expérimentale
E amélioration du taux d'erreur binaire par la technique de correction des erreurs et d'interpolation
p taux d'erreur binaire de 4×10^{-3} correspondant à la note 1,5 sur une échelle à 5 notes, sans correction des erreurs ni interpolation

ANNEXE III

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX CONCERNANT LE SYSTÈME A MULTIPLEXAGE TEMPOREL EN BANDE DE BASE «D2-MAC/PAQUETS»

(Système de type B utilisant un codage duobinaire)

Cette annexe résume les résultats de nombreuses expériences réalisées en France, en laboratoire, avec un équipement de simulation de satellite de radiodiffusion ayant les caractéristiques suivantes:

- filtre d'entrée (incluant le filtre d'émission de la station terrienne, en supposant que cette dernière fonctionne en mode linéaire):
  - bande à −3 dB 34 MHz
  - distorsion parabolique du temps de propagation de groupe dans une largeur de bande de 27 MHz 20 ns
- conversion amplitude/phase du TOP 5°/dB

Le filtre de sortie, dont la largeur est de 50 MHz, n'apporte aucune distorsion mesurable sur le signal;

- le démodulateur de fréquence est de type conventionnel ou à seuil amélioré.

1. Taux d'erreur binaire

Compte tenu du précodage effectué à l'émission (division modulo 2 du signal binaire par le polynôme générateur du code duobinaire (1 + 2)), les erreurs sur les bits sont indépendantes.

Les courbes de la Fig. 4 donnent le taux d'erreur, mesuré à travers la maquette de simulation avec:

courbe A: démodulateur de fréquence classique;

courbe B: démodulateur de fréquence à seuil amélioré utilisant un filtre adaptatif.

Le principe du démodulateur de fréquence à seuil amélioré utilisé pour ces essais est donné à la Fig. 5. Avec le dispositif décrit, le filtre FI conserve une largeur de bande de 27 MHz pour les valeurs du rapport C/N supérieures à 11 dB, valeur qui correspond au seuil de démodulation de fréquence. Au-dessous de 11 dB, la bande du filtre FI est progressivement réduite jusqu'à 14 MHz environ.

Des essais réalisés au Royaume-Uni dans des conditions analogues, c'est-à-dire avec deux largeurs de bande FI, ont fourni des résultats qui confirment ceux de la Fig. 4.

On peut encore améliorer les résultats d'environ 0,5 dB à l'aide du décodeur de Viterbi [Alard, 1986 a et b; Jankowiak, Lamnabhi et Arragon, 1985].

2. Qualité de l'image et du son pour le système D2-MAC/paquets

Des essais subjectifs ont été réalisés en France par des observateurs dont la plupart étaient des experts. Sur la base de ces essais, et des éléments communs entre les systèmes C-MAC/paquets et D2-MAC/paquets rappelés ci-après, les courbes de qualité de l'image et du son ont été établies. Afin d'éviter la multiplicité des résultats, on a choisi de ne donner pour le D2 que les courbes de qualité correspondant à celles de l'Annexe V pour le système C-MAC/paquets.

2.1 *Rappel des éléments communs aux systèmes C-MAC/paquets et D2-MAC/paquets*

- *Image:* les deux systèmes sont identiques vis-à-vis de la transmission de l'image:
  - même codage,
  - même préaccentuation,
  - même déviation de fréquence,
  - même dispersion d'énergie.

Des différences de qualité sur le signal d'image ne peuvent donc éventuellement provenir que de différences sur le comportement du démodulateur de fréquence.

- *Son:* les deux systèmes ne diffèrent que par les caractéristiques de débit binaire, de codage du signal numérique et de modulation. Toutefois, compte tenu de l'entrelacement des bits et de la distribution des erreurs, des essais ont permis d'établir qu'un même taux d'erreur pour les deux systèmes conduit à la même qualité du son, pour une loi de codage et un niveau de protection donnés.

2.2 *Démodulateur conventionnel*

Avec un démodulateur de fréquence conventionnel, les courbes de qualité de l'image et du son, codage quasi instantané et protection par bit de parité, sont données à la Fig. 6.

2.3 *Démodulateur à seuil amélioré*

Avec un démodulateur de fréquence à seuil amélioré utilisant un filtre adaptatif, la qualité de l'image et du son est donnée à la Fig. 7. Le son est codé en quasi instantané avec un bit de parité pour la protection contre les erreurs.

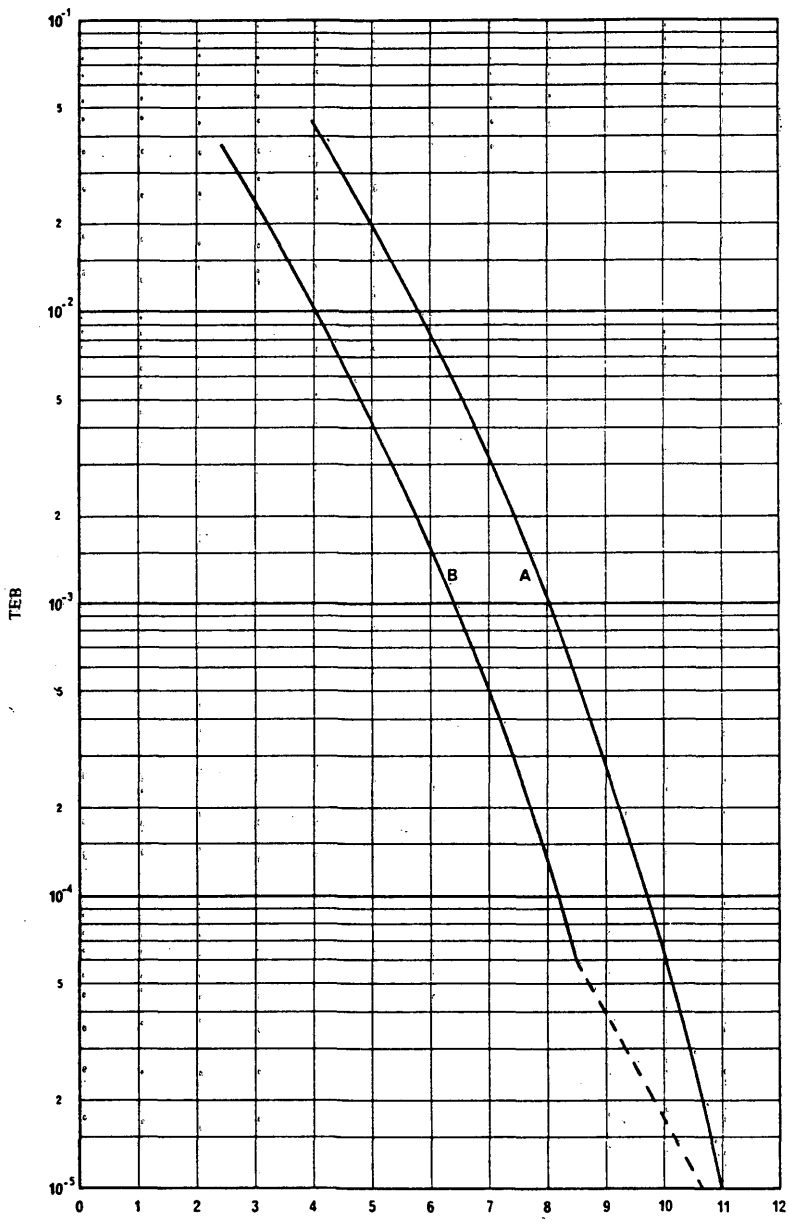


FIGURE 4 – *Taux d'erreur binaire mesuré à travers un simulateur de satellite*
- Débit binaire: 10,125 Mbit/s
- Modulation: duobinaire FM

Courbes A: démodulateur classique
B: démodulateur à seuil amélioré utilisant un filtre adaptatif

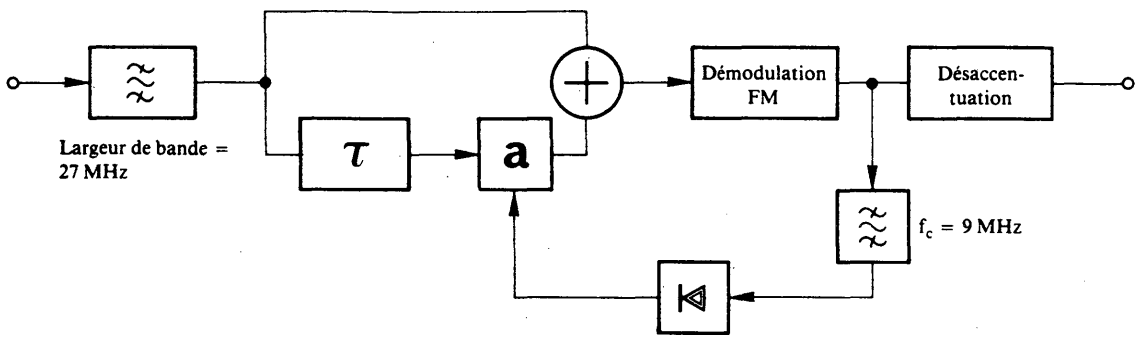


FIGURE 5 – *Principe d'un démodulateur à seuil amélioré basé sur la réduction progressive de la largeur de bande du filtre FI lorsque le rapport C/N atteint le seuil de démodulation de fréquence (11 dB)*

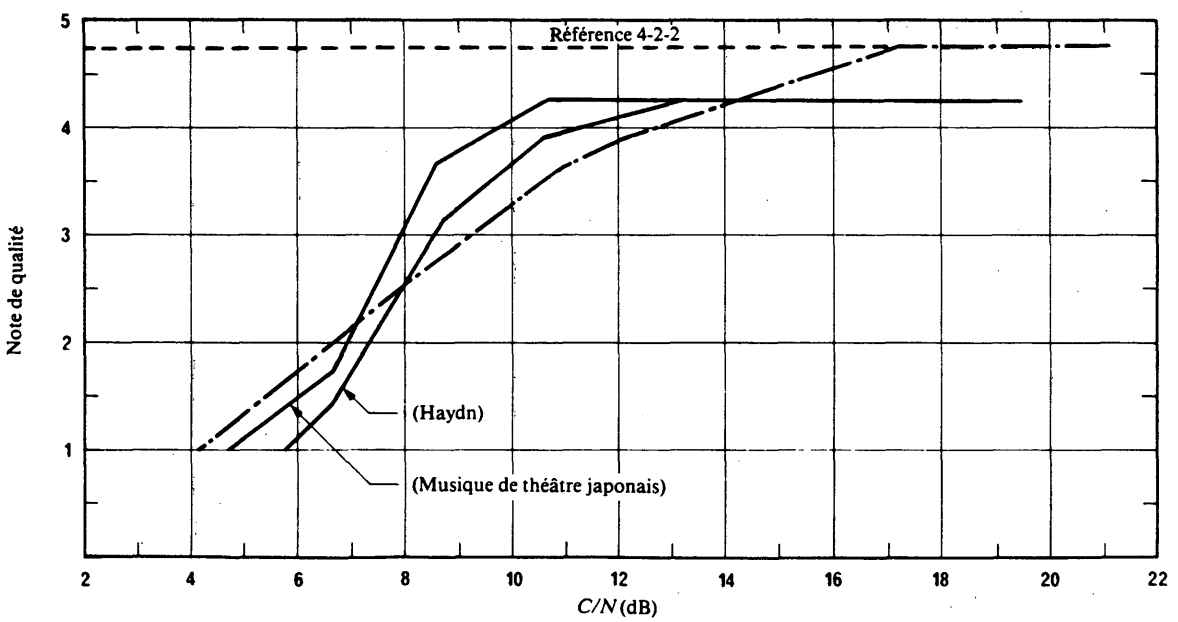


FIGURE 6 – *Qualité de l'image et du son en fonction du rapport C/N pour un démodulateur conventionnel*

——— Son (codage quasi instantané et protection par bit de parité)

—·— Image

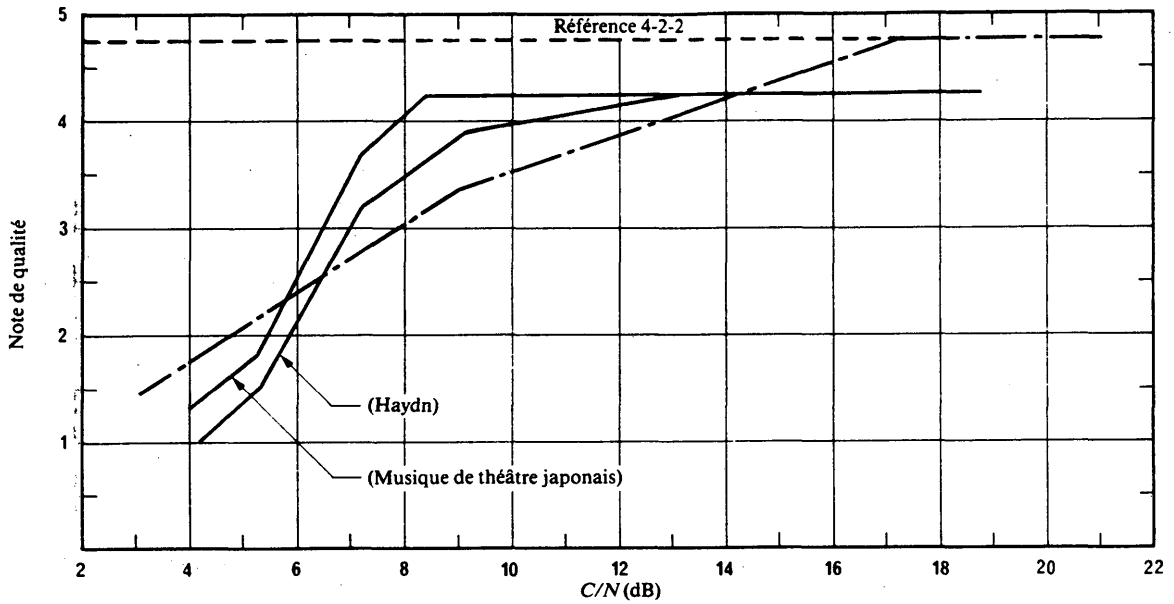


FIGURE 7 – *Qualité de l'image et du son en fonction du rapport C/N pour un démodulateur à seuil amélioré utilisant un filtre adaptatif (voir la Fig. 5)*

——— Son (codage quasi instantané et protection par bit de parité)

—·— Image

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ALARD M. [1986a], Démodulation d'un signal duobinaire selon l'algorithme de Viterbi (Doc. CCETT - réf. MDD/RDT/135/86/MA)

ALARD M. [1986b], Distribution et diffusion terrestre en D2-MAC/paquets (Conférence prononcée au troisième Congrès de Liège, sur les nouveaux systèmes et services de télécommunication, North Holland, 1987).

JANKOWIAK G., M. LAMNABHI, J.P. ARRAGON [1985], Transmission sur réseaux câblés des signaux numériques de la famille X-MAC/paquets (Revue ACTA ELECTRONICA, vol. 27, N° 1-2, 1985)

ANNEXE IV

Résultats expérimentaux concernant le système à multiplexage en bande de base

1. Introduction

Cette annexe résume les résultats des essais de laboratoires effectués au Royaume-Uni sur un appareillage de simulation du canal par satellite (Priestman et O'Neill, 1987 et Beech 1987) et sur un canal linéaire (Clark, 1987).

Les caractéristiques de l'appareillage de simulation du canal par satellite étaient les suivantes (voir Stickland et Barber 1984):

Filtre d'entrée du satellite

largeur de bande à 3 dB: 36 MHz
largeur de bande à 20 dB: 44 MHz
temps de propagation de groupe à la fréquence centrale ± 13,5 MHz: 5 ns

Filtre de sortie du satellite

largeur de bande à 3 dB: 38 MHz
largeur de bande à 20 dB: 52 MHz
temps de propagation de groupe à la fréquence centrale ± 13,5 MHz: 8 ns

Amplificateur à TOP du satellite

Facteur MA/MP: 5,5 degré/dB. C'est la valeur qui a été mesurée. Elle est représentative des TOP utilisés à bord des satellites de radiodiffusion de grande puissance. Le TOP fonctionnait à saturation (la valeur spécifiée est 5,5 degré/dB).

Le facteur MA/MP n'a pas grande influence sur la composante données du système D-MAC/paquet. La composante données émise en modulation de fréquence a une enveloppe essentiellement constante et il n'y a que très peu d'énergie au dehors de la bande passante du filtre type du multiplexeur d'entrée d'un satellite de radiodiffusion directe. A l'entrée du TOP le signal est d'amplitude en principe constante.

L'émetteur de la liaison de connexion était un klystron de puissance nominale 1,5 kW qui délivrait 1 kW.

Aucun bruit n'était ajouté sur la liaison de connexion.

2. Taux d'erreur binaire

Les courbes de la Figure 8 présentent les taux d'erreur binaire pour diverses conditions de transmission.

Les courbes C et B s'appliquent à un canal linéaire et à des filtres FI de largeur de bande 27 et 21 MHz respectivement. On y voit qu'avec un taux d'erreur binaire de 10^{-3} le filtre à 21 MHz améliore la qualité d'environ 1 dB. Une telle largeur de bande de filtrage est compatible avec une transmission vidéo MAC à faible distorsion et par rapport au filtre à 27 MHz améliore pour le signal d'image d'environ 1 dB le seuil de la modulation de fréquence. La courbe A correspond au canal de simulation du satellite et à un filtre FI de 27 MHz.

On peut encore améliorer le fonctionnement à l'aide des techniques de décodage à maximum de vraisemblance à postériori (algorithme de Viterbi). Les courbes D et E de la Figure 8 se rapportent à un récepteur où sont mises en oeuvre de telles techniques, l'une avec un filtre FI à 21 MHz dans un canal linéaire et l'autre via le simulateur de satellite, respectivement. Pour un taux d'erreur binaire de 10^{-3} le rapport porteuse sur bruit est de 8 dB. Au moyen de telles techniques, le critère de continuité de service (taux d'erreur binaire de 10^{-3} pour un rapport porteuse sur bruit de 8 dB) est satisfait. Le canal du satellite n'apporte qu'une dégradation négligeable.

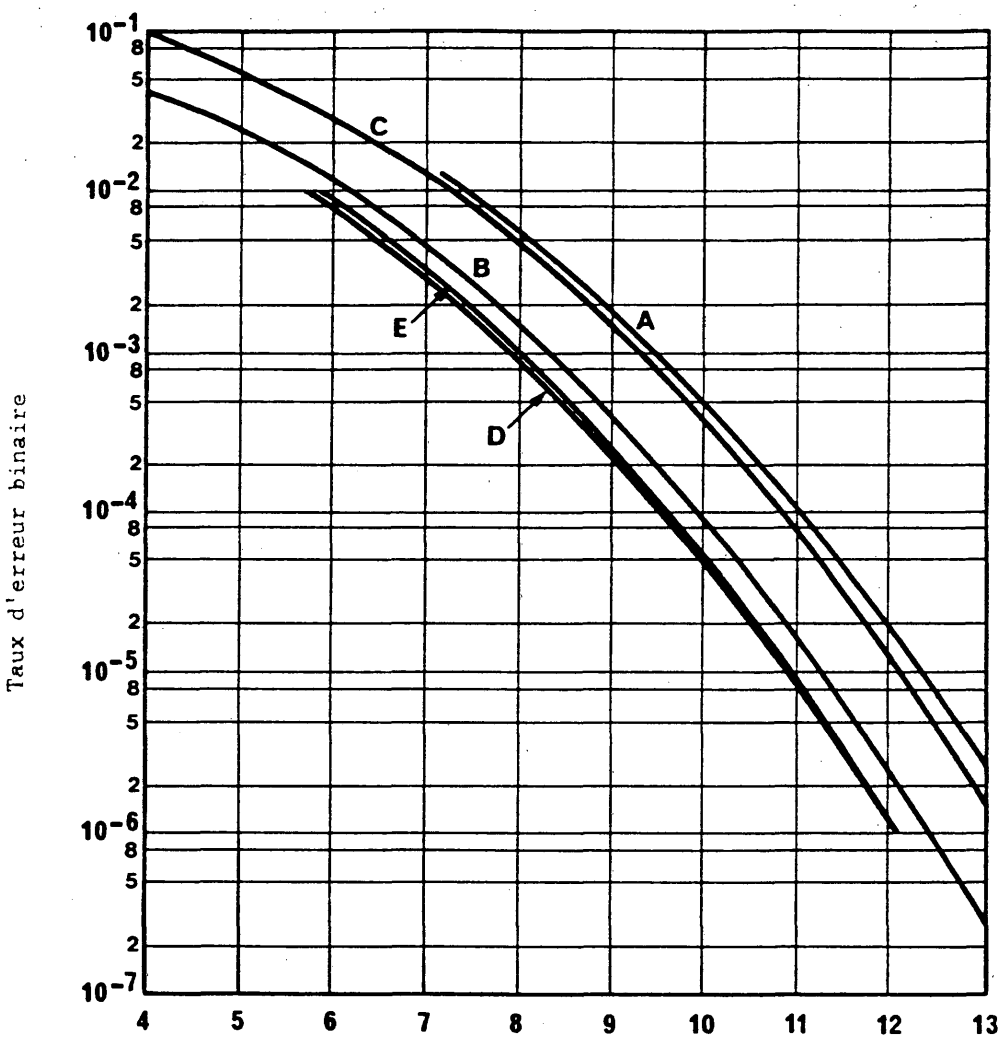


FIGURE 8

Taux d'erreur binaire obtenu avec le système D-MAC/paquet en modulation de fréquence

A:	simulation d'un canal de satellite à 27 MHz	décodage normal
B:	canal de 21 MHz linéaire	
C:	canal de 27 MHz linéaire	
D:	canal de 21 MHz linéaire	décodage de Viterbi
E:	simulation d'un canal de satellite à 21 MHz	

Le Tableau IV donne, dans les cas d'erreurs binaire multiples, les résultats des mesures sur le système D-MAC/paquet à décodage normal, dans un canal linéaire (Clark, 1987). Les taux d'erreur double , triple et au-delà sont faibles à côté du taux d'erreur total. Le récepteur D-MAC/paquet désentrelace ces erreurs ce qui répartit les erreurs binaire isolées dans le multiplex de données de sorte qu'à la sortie les données présentent surtout des erreurs binaires uniques isolées.

TABLEAU IV

Caractéristiques des erreurs binaires multiples pour le système D-MAC/paquet en modulation de fréquence

Largeur de bande du filtre FI du récepteur	R(1)= TEB	R(2)	R(3)	R(4)
27 MHz	$3,2 \times 10^{-3}$	$2,9 \times 10^{-4}$	$1,2 \times 10^{-5}$	$4,8 \times 10^{-7}$
20 MHz	$1,3 \times 10^{-3}$	$5,3 \times 10^{-5}$	$1,8 \times 10^{-6}$	$4,9 \times 10^{-8}$

Rapport porteuse sur bruit de 8,5 dB dans une largeur de bande de 27 MHz.(Mesure sur canal linéaire)

$$R(n) = \frac{\text{taux de présence d'un groupe de n erreurs binaires consécutives (événements/s)}}{\text{débit de données (bits/s)}}$$

3. Qualité du son et de l'image dans le système D-MAC/paquet

3.1 Son

En raison du désentrelacement qu'effectuent les systèmes MAC/paquet la qualité du canal sonore ne dépend que de son taux d'erreur binaire. Il est donc possible de se reporter aux résultats trouvés pour la qualité sonore du système C-MAC/paquet pour apprécier les divers types de codage du son MAC/paquet en tenant compte des différents rapports porteuses sur bruit des systèmes C-MAC/paquet et D-Mac/paquet.

Si on met en oeuvre l'algorithme de Viterbi, la qualité sonore est la même avec les systèmes D-MAC/paquet et C-MAC/paquet pour des rapports porteuse sur bruit égaux ou supérieurs à 6 dB.

Les récepteurs du système D-MAC/paquet à algorithme de Viterbi répondent donc aux critères de service de la famille de systèmes MAC/paquet.

3.2 Image

Pour le système D-MAC/paquet le codage et la modulation de l'image sont les mêmes que pour les autres membres de la famille MAC/paquet. La qualité de l'image est donc identique à celle des systèmes C-MAC/paquet et D2-MAC/paquet décrits dans les Annexes au présent Rapport.

La réponse en fréquence de la bande de base du système D-MAC/paquet est présentée à la Figure 9 dans le cas d'un filtre de récepteur de 8,4 MHz dans la bande de base. On notera que, dans le cas d'un filtre de 21 MHz, il se produit une petite dégradation de la réponse en haute fréquence. Toutefois, cette dégradation se limite à une réduction inférieure à 0,5 dB dans le cas le plus défavorable rencontré avec des signaux d'image types (correspondant à -3 dB par rapport à 1 volt crête-à-crête). L'utilisation d'un filtre de 27 MHz permettra d'obtenir une plus grande largeur de bande de système.

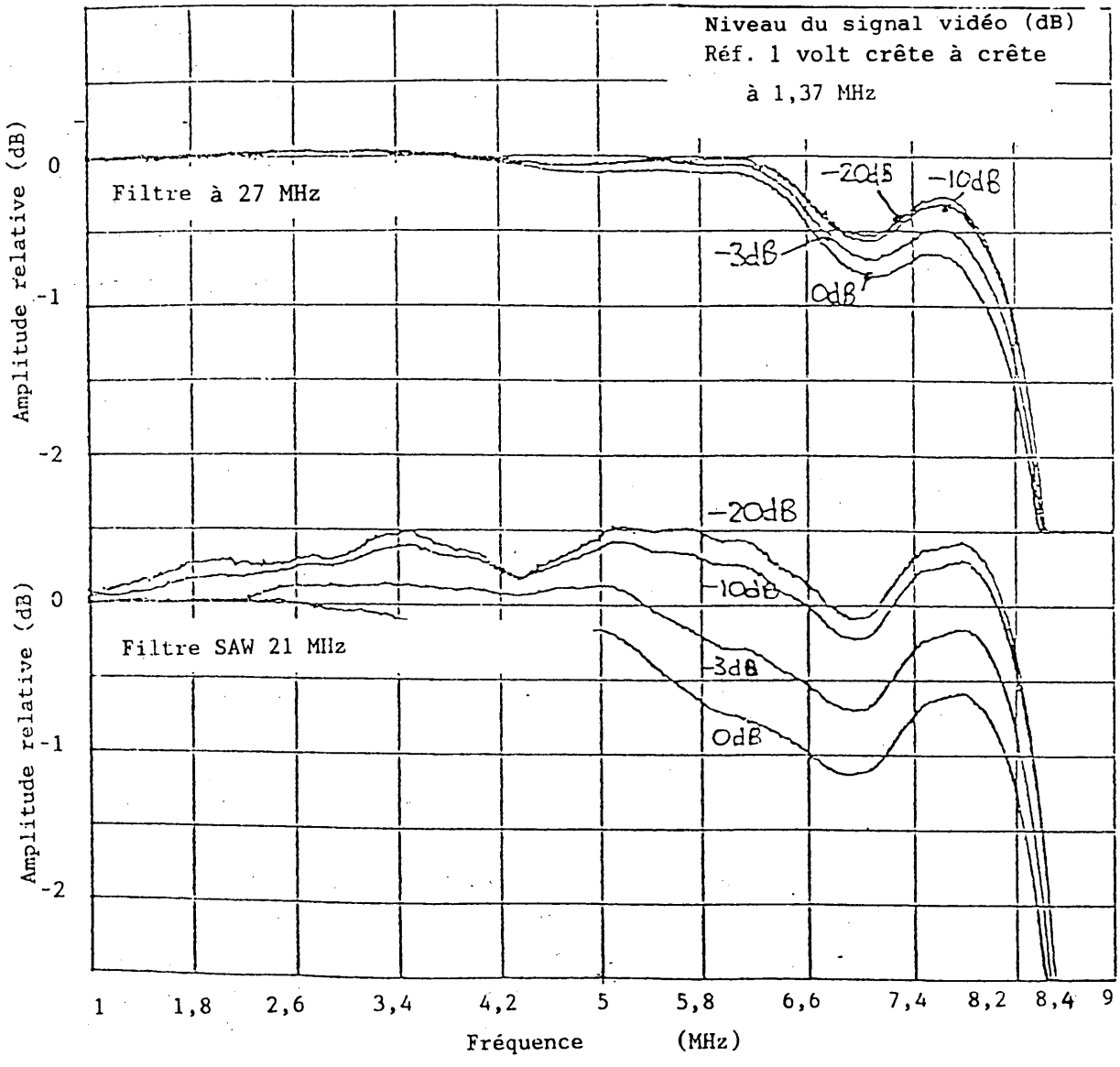


FIGURE 9

Réponse en fréquence de la bande de base de l'équipement D-MAC/paquet utilisant deux filtres de canal différents et un filtre de bande de base de 8,4 MHz dans le récepteur

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Beech, B. [1987] Utilisation dans un récepteur de l'algorithme de décodage de Viterbi pour le système D-MAC/paquet transmis sur un canal MF. IBA expérimental and development department Report 138/87

Clark, D.S. [1987] Transmission du système D-MAC/paquet sur un canal MF. IBA experimental and Development department Report 133/87

Priestman, S.R. et O'Neill, H.J. [1987] Résultats des mesures des signaux D-MAC au moyen d'une maquette de transpondeur de satellite. IBA experimental and development Report N° ED 137/87

Stickland, C. et Barber, C.P. [1984] Maquette de la charge utile d'un satellite de radiodiffusion. IEE conference publication N° 240 - International Broadcasting Convention, Brighton, septembre 1984.

ANNEXE V

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX CONCERNANT LE SYSTÈME A MULTIPLEXAGE TEMPOREL EN RF (SYSTÈME DE TYPE C)

On trouvera dans ce qui suit un résumé des résultats de nombreuses expériences réalisées par l'UER, en laboratoire et avec le satellite OTS, en utilisant un système de type C associé à une image MAC, soit avec multiplexage continu à carte de structure, soit avec multiplexage par paquets.

1. Taux d'erreur binaire

Voir les Fig. 10 et 11 ci-après et le Tableau V.

TABLEAU V – *Valeurs typiques du taux d'erreur binaire, mesurées en fonction du rapport C/N en utilisant différentes méthodes de démodulation MDP-2-4*

	Rapport *C/N* dans la bande de 27 MHz pour un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3} (dB)
Démodulation *T* (démodulateur différentiel conventionnel)	7,9
Démodulation *T* + 2*T* (démodulateur «Masamura») (1)	7,3
Démodulation cohérente (pour les données continues seulement)	7,1

(1) Le démodulateur «Masamura» [Masamura et autres, 1979] donne un résultat proche de celui obtenu avec un démodulateur cohérent, cette performance pouvant être obtenue en mode salves.

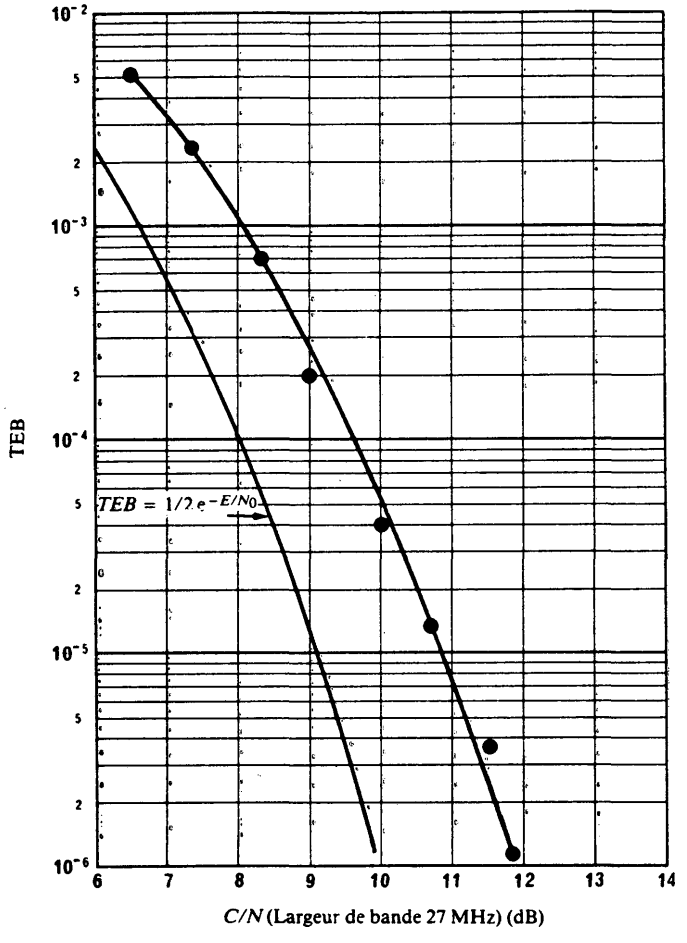


FIGURE 10- *Taux d'erreur binaire typiques mesurés avec le satellite OTS et différents simulateurs de satellite*

Débit binaire: 20,25 Mbit/s
Démodulation différentielle MDP-2-4

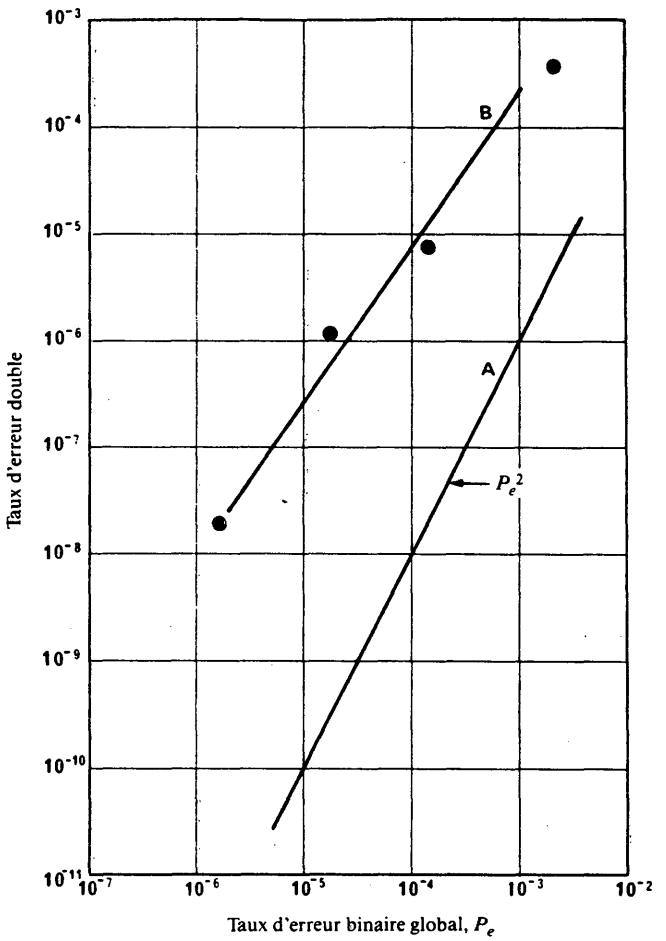


FIGURE 11 - *Taux d'erreur double en fonction du taux d'erreur binaire global*

Courbes A: erreurs indépendantes (relation théorique: P_e^2)
B: mesuré pour la MDP-2-4 avec un démodulateur différentiel utilisant une ligne à retard analogique et un multiplieur

2. Qualité de l'image et du son pour le système C-MAC

Des essais subjectifs ont été réalisés par un groupe d'observateurs (voir le § 2.3.2 de l'Annexe I).

Les expériences audio ont été réalisées avec un démodulateur différentiel conventionnel et un signal MDP-2-4, mais avec différents systèmes de multiplexage, lois de codage et niveaux de protection. Deux combinaisons de ces divers facteurs ont cependant fait l'objet d'essais subjectifs conformément à la Recommandation 562. Ces résultats ont été obtenus à différentes occasions, 37 observateurs étant présents pour la combinaison 1 et 15 pour la combinaison 2. Afin de faciliter la comparaison entre la Fig. 12 et les Fig. 13a et 13b ci-après, on a utilisé le même taux d'erreur binaire.

Combinaison 1: multiplex à carte de structure avec loi de compression quasi instantanée, protection par code de Hamming et transmission du facteur d'échelle dans les bits de parité. Du fait du système de protection contre les erreurs utilisé, la capacité de cette combinaison était réduite de huit à six voies audio de 15 kHz.

Combinaison 2: multiplex par paquets défini dans le Rapport 1073 en utilisant une loi de compression-extension quasi instantanée avec contrôle de parité (premier niveau) et avec une protection par code Hamming (deuxième niveau). Codage linéaire utilisant un contrôle de parité (premier niveau) et avec une protection par code Hamming (deuxième niveau). La capacité en voies son de 15 kHz est de 8 voies dans le cas de la loi de compression-extension quasi instantanée avec protection du premier niveau, elle est de 4 voies dans le cas d'un codage linéaire avec une protection du second niveau. Dans le cas d'une compression-extension quasi instantanée avec deuxième niveau de protection et dans le cas du codage linéaire avec premier niveau de protection, la capacité est la même, soit 6 voies son.

Les résultats correspondants exprimés dans l'échelle de qualité à cinq notes sont donnés à la Fig. 12 pour la combinaison 1 et aux Fig. 13 a et 13 b pour la combinaison 2.

On notera d'après la Fig. 12 que la meilleure qualité d'image est telle que le système C-MAC/paquets peut être considéré comme «transparent» vis-à-vis de la norme 4:2:2 de la Recommandation 601. On constate à partir des Fig. 13a et 13b que les 4 options en matière de codage du son pour le système C-MAC/paquets donnent des résultats qui sont voisins de la note de référence (> 4,8) pour des rapports C/N supérieurs à 9,5 dB.

3. Points de défaillance du son et de l'image

Des essais subjectifs ont été réalisés avec la combinaison 1 et la combinaison 2 avec la loi de compression-extension quasi instantanée décrites au § 2. Dans ces essais, les éléments vidéo et audio du programme étaient présentés simultanément en vue de définir les points de défaillance relatifs du son et de l'image.

Le programme était constitué par la retransmission d'une composition musicale jouée à la guitare.

On a obtenu les valeurs suivantes du rapport C/N au point de défaillance (note de 1,5):

Combinaison 1: Image

– avec démodulateur normal:	4 dB
– avec démodulateur à extension de seuil:	4 dB
Son:	4 dB

Combinaison 2: Image

– avec démodulateur normal:	3 dB
– avec démodulateur à extension de seuil:	2 dB
Son:	4,5 dB

Les différences par rapport aux résultats présentés au § 2 (Fig. 12 et 13) sont dues au fait que les méthodes et les critères d'évaluation utilisés n'étaient pas les mêmes.

4. Limite d'intelligibilité de la parole

On a évalué la limite d'intelligibilité de la parole pour la combinaison 2 en présentant simultanément le son et l'image. On a obtenu une valeur de 3 dB pour cette limite.

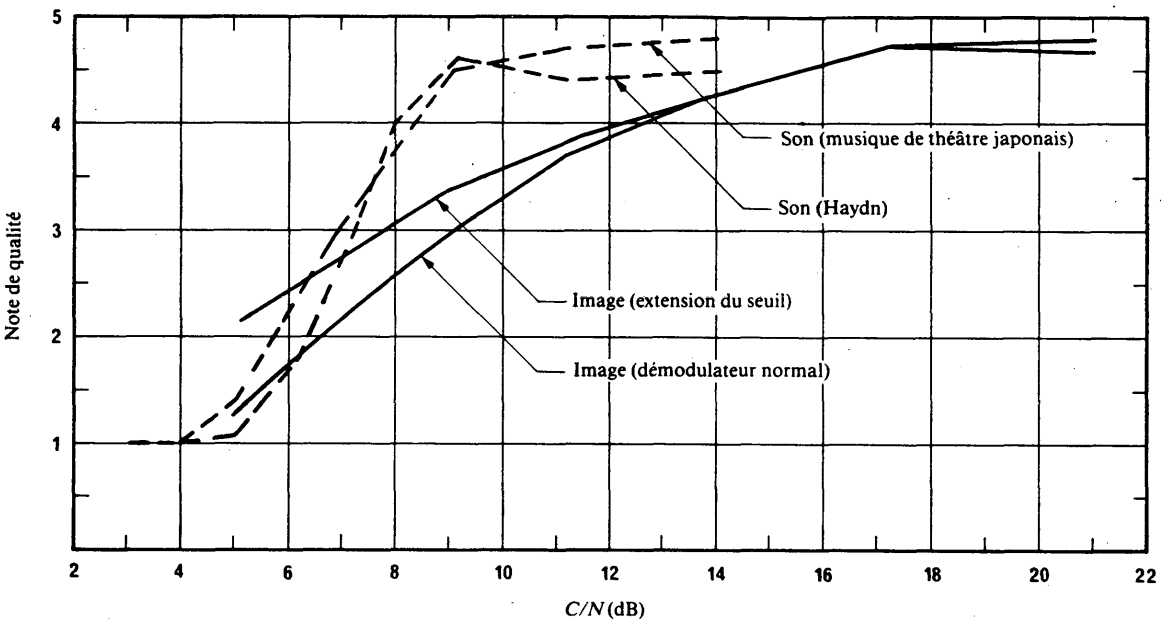


FIGURE 12 – *Qualité en fonction du rapport C/N pour la combinaison 1 (37 observateurs)*

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

MASAMURA, T., SAMEJIMA, S., MORIHIRO, Y. et FUKETA, H. [juin 1979] Differential Detection of MSK with nonredundant error correction. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-27, **6**, 912-918.

BIBLIOGRAPHIE

CLARK, D. S. [1985] Demodulation techniques for 20 Mbit/s 2-4 PSK signals. IBA E and D Report No. 133/85.

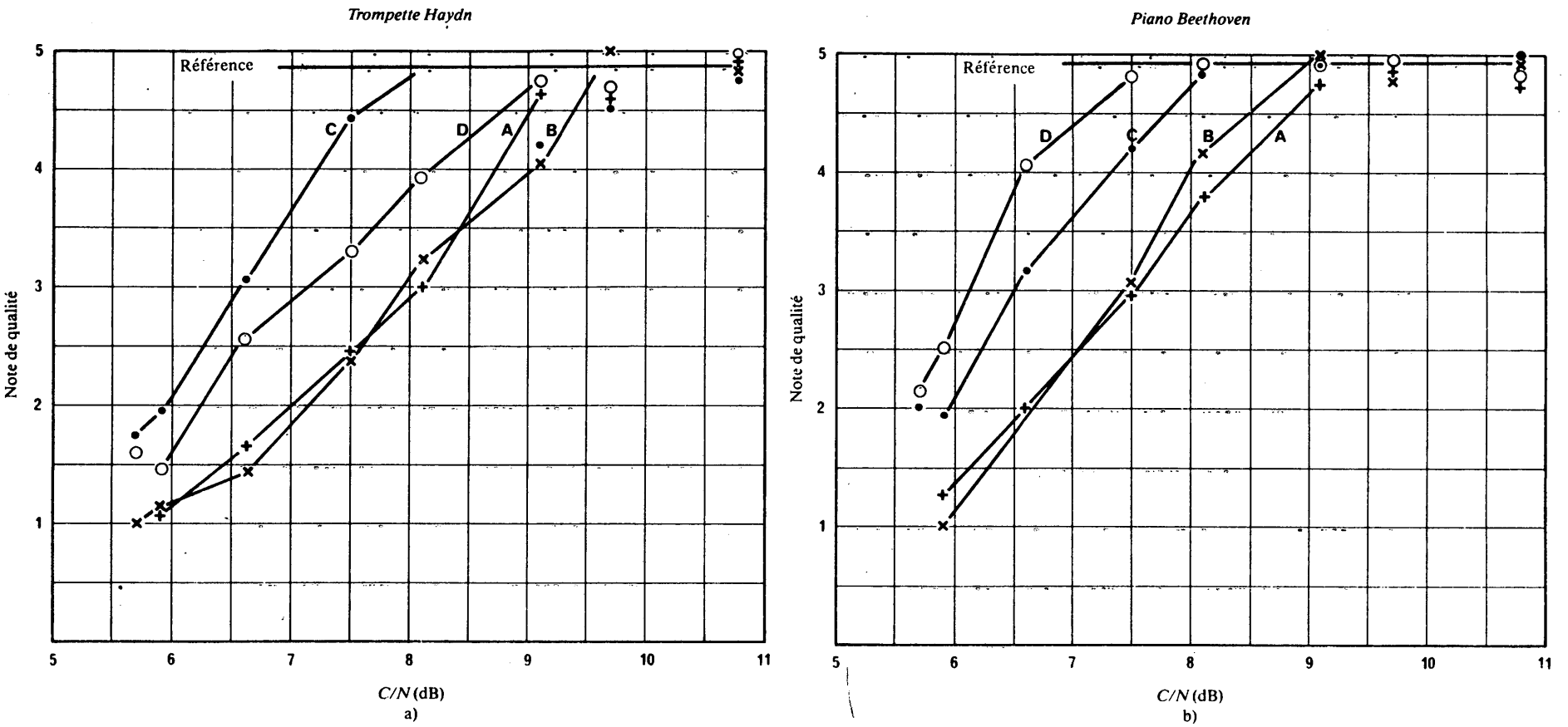


FIGURE 13 – *Qualité subjective en fonction des choix en matière de codage du son pour le C-MAC/paquets**

Clé – A Compression-extension avec protection du 1er niveau
B Linéaire avec protection du 1er niveau
C Compression-extension avec protection du 2e niveau
D Linéaire avec protection du 2e niveau

* Pour le même taux d'erreur binaire, ces résultats peuvent également être valables pour le système D2-MAC/paquets qui utilise la même loi de codage et la même protection contre les erreurs que le système C-MAC/paquets. La Fig. 8 de l'Annexe IV donne la courbe du taux d'erreur binaire en fonction du rapport *C/N* pour le système C-MAC/paquets et la Fig. 4 de l'Annexe III celle qui concerne le système D2-MAC/paquets.

RAPPORT 953-2*

CODAGE NUMÉRIQUE POUR L'ÉMISSION DE SIGNAUX SON DE HAUTE QUALITÉ EN RADIODIFFUSION PAR SATELLITE (BANDE PASSANTE NOMINALE DE 15 kHz)

(Question 2/10 et 11, Programmes d'études 51C/10 et 2F/10 et 11)

(1982-1986-1990)

1. Introduction

L'évolution de la technique permet actuellement d'envisager l'émission vers le public de signaux audio codés numériquement vers le public et il sera notamment possible de le faire dans le service de radiodiffusion par satellite. Cela demande la définition préalable des caractéristiques de codage, de multiplexage et de modulation des signaux audio. Le présent Rapport ne concerne que le codage audionumérique; le multiplexage, les méthodes de protection contre les erreurs sur les bits et la modulation sont traités dans les Rapports 954 et 632. Des informations concernant les méthodes de correction et de masquage des erreurs peuvent être obtenues dans le Rapport 1073.

Le Programme d'études 51C/10 souligne que l'introduction des techniques numériques pour l'émission du son doit permettre d'améliorer la qualité des signaux transmis. La Recommandation 651 traite du codage numérique MIC. Des résultats d'essais objectifs et subjectifs sont décrits dans l'Annexe II du présent Rapport.

D'autres méthodes de codage permettant une diminution importante du débit binaire sont décrites dans le Rapport 1199.

En plus de l'amélioration de la qualité, les considérations suivantes doivent être prises en compte:

- les compromis entre les objectifs de qualité et le débit binaire peuvent être différents pour les services sonores qui peuvent avoir diverses exigences de qualité et diverses contraintes de planification; des compromis peuvent également varier selon les besoins de chaque pays;
- l'utilisation d'une norme unique pour chaque application présente des avantages évidents pour les radiodiffuseurs, les constructeurs de récepteurs et le public.

2. Codage numérique MIC

2.1 *Codage linéaire*

Le signal audio est codé sous forme numérique par un convertisseur analogique-numérique de haute précision après passage dans un filtre approprié anti-repliement, et éventuellement dans un réseau de préaccentuation. Le codage uniforme ainsi obtenu permet d'aboutir à une représentation linéaire avec un minimum de 14 bits par échantillon. Dans ce cas, on utilise un codage en complément à deux pour chaque échantillon. On peut également associer un facteur d'échelle à des blocs d'échantillons successifs.

2.2 *Virgule flottante ou codage quasi instantané*

Un signal son codé linéairement sous 16 bits peut être transmis à raison de 14 bits par échantillon au moyen d'un système de codage à virgule flottante dans lequel le facteur d'échelle est obtenu sur la base de 64 échantillons consécutifs. On peut utiliser ou non la préaccentuation.

Lorsqu'il est nécessaire pour le canal audio de recourir à un débit binaire inférieur par canal audio, la compression-extension quasi instantanée permet de réduire de 14 à 10 le nombre de bits par échantillon. Cette compression-extension est appliquée à des blocs de 32 échantillons successifs avec un facteur d'échelle complémentaire à 5 niveaux. On continue d'utiliser une représentation en complément de deux pour chaque échantillon. Dans ce cas, une préaccentuation est recommandée si l'on veut réduire le bruit de modulation.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la CMTT.

2.3 Codage par transition

Le codage par transition est une autre technique pour obtenir un débit binaire réduit par voie audiofréquence; il repose sur le fait que dans la plupart des programmes radiophoniques, la corrélation entre deux échantillons consécutifs est élevée. En pareil cas, la différence entre échantillons successifs est en général moindre que les valeurs réelles des échantillons. En codant le signal différentiel au lieu des échantillons originaux, on peut réduire le débit binaire en fonction du rapport signal/bruit nécessaire.

Des échantillons différentiels peuvent être codés instantanément un par un, comme dans un codeur linéaire, ou par blocs d'échantillons successifs (avec un facteur d'échelle complémentaire) comme dans la compression-extension quasi instantanée. Cette combinaison du codage par transition et de la compression-extension quasi instantanée a été proposée [CCIR, 1986-90] afin d'obtenir une réduction (de 15 à 8) du nombre de bits par échantillon. L'utilisation de la préaccentuation est recommandée pour réduire le bruit de modulation.

2.4 *Accentuation MIC*

La qualité du système de transmission, notamment en ce qui concerne les caractéristiques de bruit et de distorsion, dépend largement des statistiques relatives aux signaux et de la loi de codage utilisée. En outre, on peut considérer que la sensibilité du système de réception (y compris l'oreille humaine) au bruit audible n'est pas uniforme. Compte tenu de ces facteurs, il serait possible d'améliorer les caractéristiques en utilisant à la fois une préaccentuation appropriée avant le processus de codage et la désaccentuation correspondante au récepteur après le processus de décodage. Dans le cas des systèmes MIC, deux méthodes d'accentuation de ce genre ont été étudiées et évaluées exhaustivement. L'Annexe 1 donne des renseignements plus détaillés au sujet de deux systèmes, dont l'un est fondé sur la Recommandation J.17 du CCITT et l'autre connu sous le nom de 50/15 µs.

3. Modulation delta adaptative (MDA)

3.1 *Description générale*

Ce système est fondé sur la modulation delta et désigné comme système MDA (la définition mathématique du codeur est donnée au § 3.2). Le signal audiofréquence est codé sous forme numérique au moyen d'un modulateur delta simple après avoir été modifié par deux traitements:

- le signal audiofréquence traverse un réseau de préaccentuation variable qui altère son spectre en fréquence, et
- ensuite, il est comprimé en niveau selon sa pente. La compression est «infinie», dans une plage de 48 dB, c'est-à-dire que le signal d'entrée se trouve comprimé au même niveau pour être mis sous forme numérique. Une charge optimale de la voie numérique est obtenue pour la plupart des signaux audiofréquence.

Le train binaire représentant le signal audiofréquence codé est ensuite acheminé vers le récepteur, en même temps que deux trains numériques à très faible débit contenant des signaux de commande afin que le décodeur puisse effectuer avec précision le traitement inverse de celui du codeur. Le décodeur rétablit le signal audiofréquence en procédant à l'intégration du train binaire audiofréquence, et en effectuant une extension de la gamme dynamique au moyen du signal de commande de compression (pente), et procède à une désaccentuation spectrale à partir des informations contenues dans le signal de commande d'accentuation.

On peut noter les aspects ci-après en ce qui concerne l'utilisation de la modulation delta:

a) il est possible de diminuer le débit binaire de la modulation delta, avec une incidence mineure sur la qualité des signaux audio (le rapport signal/bruit se dégrade de 9 dB pour un débit binaire réduit de moitié);

b) la reproduction d'erreurs est tolérable;

c) le convertisseur numérique-analogique pour la modulation delta est un dispositif très simple ne nécessitant aucun composant de précision;

d) étant donné que la désaccentuation permet d'obtenir un filtrage adéquat à la sortie, il n'est pas nécessaire d'utiliser des filtres passe-bas à coupure brusque.

Les éléments décrits aux points c) et d) ont une incidence sur les circuits de décodage qui doivent être utilisés.

3.2 *Définition du décodeur MDA (Fig. 1)*

3.2.1 *Décodeur audiofréquence*

Le décodeur audiofréquence comporte un intégrateur à fuites alimenté par des impulsions prélevées sur le train binaire contenant les informations audiofréquences. Les données arrivant à un débit de l'ordre de 250 kbit/s à la sortie de l'intégrateur donnent un signal qui évolue positivement ou négativement en échelon. L'amplitude des impulsions est linéairement proportionnelle au signal de commande appliqué, sur une gamme d'environ 50 dB, et l'intégrateur à fuites a une réponse en fréquence définie par l'expression suivante:

$$(1 + sT_0)^{-1}$$

où $T_0 = 0{,}5$ ms.

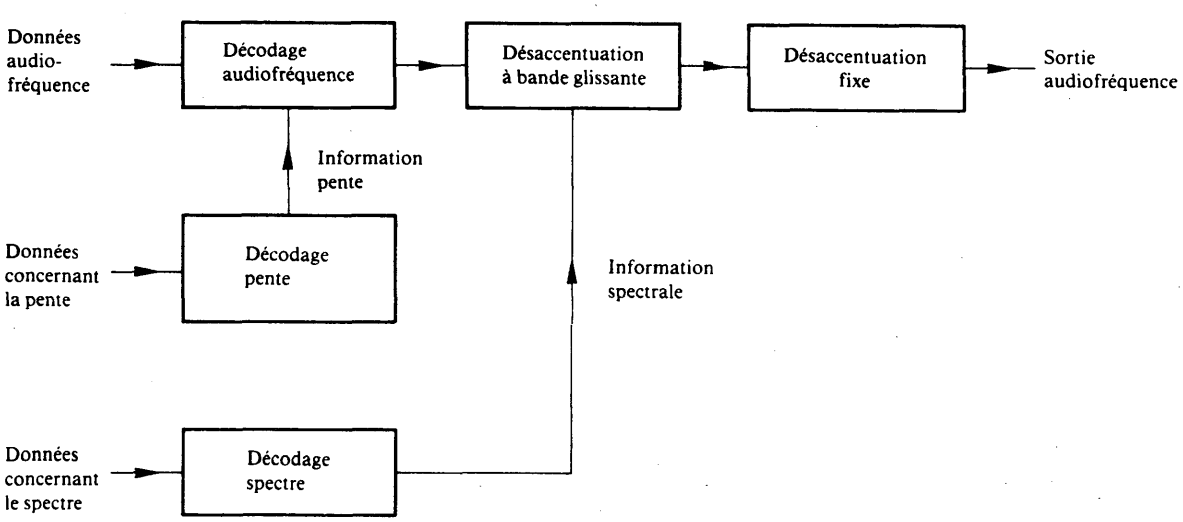


FIGURE 1 – *Décodeur de modulation delta adaptative*

3.2.2 *Désaccentuation à bandes glissantes (Fig. 2)*

Le système de désaccentuation a une réponse en fréquence variable qui est donnée par l'expression suivante:

$$\left[\frac{10sT_1}{1+sT_1} + \frac{1+sT_2}{1+sT_3} \right]^{-1}$$

où $T_2 = 5$ µs, $T_3 = 50$ µs et T_1 est un temps variable commandé par les données spectrales.

Remarquez que le premier terme entre crochets est une caractéristique passe-haut à la fréquence f_1 où:

$$f_1 = \frac{1}{2nT_1}$$

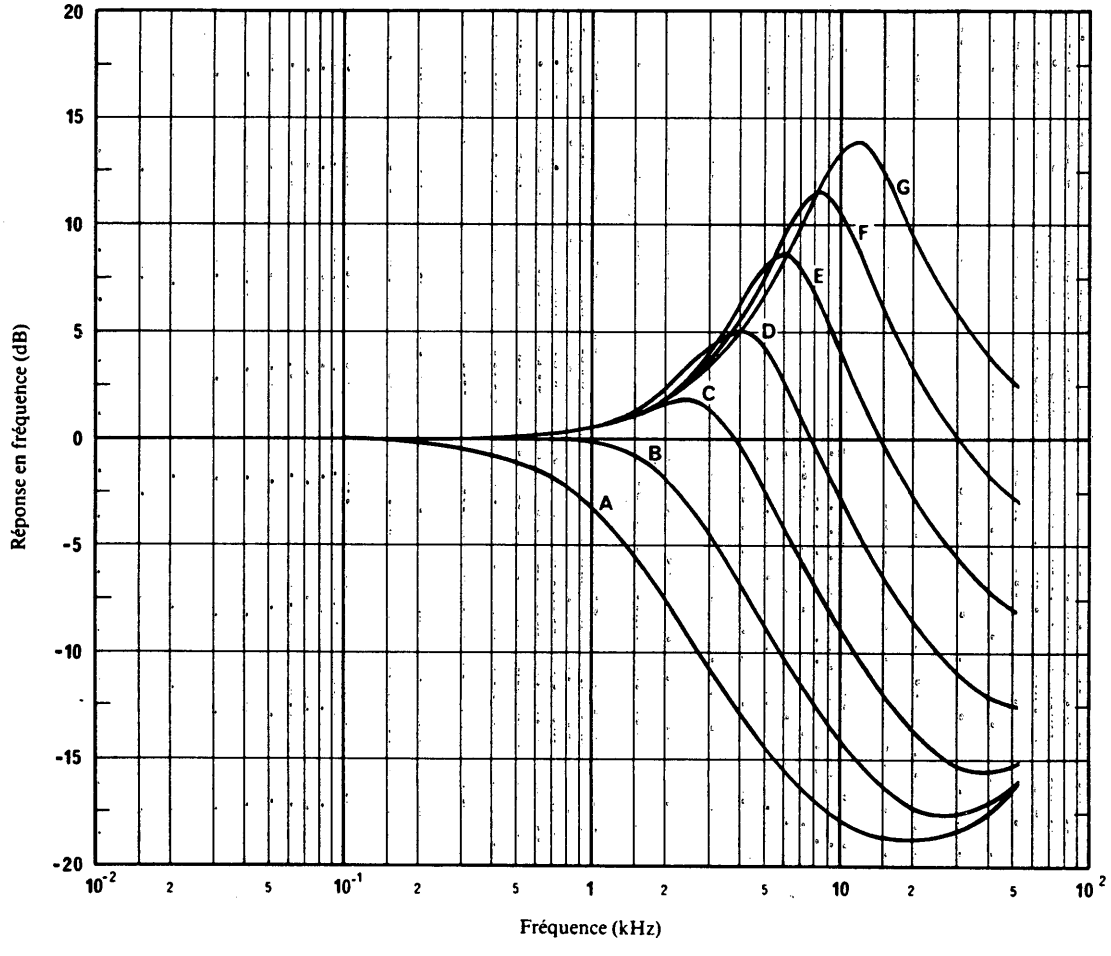


FIGURE 2 – *Filtre de désaccentuation MDA*

3.2.3 *Décodeur de spectre*

L'information de commande de la désaccentuation est contenue dans le train binaire à environ 8 kbit/s qui, en principe, mais pas nécessairement, est un sous-multiple entier du débit binaire du signal audiofréquence. Le niveau moyen V_m du train binaire est obtenu en acheminant les données au travers d'un filtre passe-bas à trois pôles dont la caractéristique est la suivante:

$$(1 + sT_4)^{-3}$$

où $T_4 = 2$ ms.

Si V_p est l'amplitude des impulsions de données, le paramètre de commande x est donné par l'expression:

$$x = \frac{V_m}{V_p}$$

Le signal à la sortie du filtre est ensuite dirigé vers un exponentiateur afin d'obtenir le signal de commande de l'accentuation variable. Les constantes du circuit sont telles qu'elles vérifient la relation:

$$f_1 = \frac{1}{2nT_1} = 4000(2^{10x}) \qquad \text{Hz}$$

Avec cette définition, une modification de 0,1 de x déplace la fréquence f_1 d'une octave.

3.2.4 *Décodeur de pente*

L'information relative à la pente du signal se trouve dans un autre train de données à 8 kbit/s environ. Le train binaire est converti en un signal de commande au moyen d'un filtre passe-bas et d'un exponentiateur exactement comme dans le cas du décodeur de spectre. L'amplitude des impulsions qui sont intégrées dans le décodeur audiofréquence est directement proportionnelle au signal de commande.

Comme dans le cas du décodeur de spectre, le niveau moyen V_m du train binaire est obtenu en utilisant un filtre passe-bas à trois pôles dont la caractéristique est:

$$(1 + sT_4)^{-3}$$

où $T_4 = 2$ ms.

Le signal ainsi obtenu est ensuite dirigé sur un exponentiateur afin d'obtenir le signal de commande d'amplitude des impulsions de longueur de l'échelon V_{ss} destiné au décodeur audiofréquence. La caractéristique de cet exponentiateur est donnée par l'expression suivante:

$$V_{ss} = V_0(2^{10y})$$

où y désigne le niveau moyen normalisé des impulsions (comme x ci-dessus) et V_0 est un facteur de proportionnalité constant adapté au décodeur audiofréquence. Avec la présente définition, lorsque y varie de 0,1, l'amplitude de l'impulsion varie de 6 dB.

3.2.5 *Désaccentuation fixe*

Le circuit de désaccentuation fixe est constitué par un simple filtre passe-bas à un seul pôle présentant la caractéristique suivante:

$$(1 + sT_5)^{-1}$$

où $T_5 = 25$ µs.

Avec les décodeurs grand public, aucun filtrage supplémentaire à la sortie n'est nécessaire.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR:

[1986-90]: 10/52 (Japon).

BIBLIOGRAPHIE

FIELDER, L. D. [septembre 1985] Pre- and post-emphasis techniques for audio recorders. *J. Audio Eng. Soc.*, Vol. 33, **9**.

FIELDER, L. D. [octobre 1985] Audible modulation noise in floating point conversion systems. *J. Audio Eng. Soc.*, Vol. 33, **10**.

FIELDER, L. D. [octobre 1985] Assessing the low level sound quality of digital audio systems. Présenté à la 19th Convention of the Audio Engineering Society, preprint No. 2268.

TODD, C. et GUNDRY, K. [mars 1984] A digital audio system for broadcast and prerecorded media. Audio Engineering Society, preprint No. 2071, Paris.

TODD, C. et GUNDRY, K. A digital audio system coding method for DBS, cable and terrestrial broadcasting. Conference Publication 240, Ninth International Broadcasting Convention (IBC '84), Brighton, Royaume-Uni.

ANNEXE I

TECHNIQUES D'ACCENTUATION APPLICABLES AUX SIGNAUX SON MIC DE HAUTE QUALITÉ

Dans la technique de codage MIC du son numérique, il faut utiliser des méthodes de pré- et de désaccentuation, à plusieurs fins:

- en cas de traitement du signal son numérique, l'accentuation diminue la perceptibilité subjective du bruit de quantification, surtout en ce qui concerne le bruit «modulé par le programme» dans le cas du codage avec compression-extension;
- dans le cas de traitement des signaux son avec compression-extension et avec codage linéaire, l'accentuation peut diminuer la dégradation due au taux d'erreur binaire pour des valeurs peu élevées du rapport C/N.

Deux caractéristiques différentes ont été proposées pour les systèmes de codage à compression-extension et linéaire. Le premier système de préaccentuation est fondé sur la Recommandation J.17 du CCITT (avec un affaiblissement d'insertion de 6,5 dB à 0,8 kHz) et le second système est fondé sur la constante de temps 50/15 µs. Les caractéristiques de ces systèmes sont représentées à la Fig. 1 de la Recommandation 651.

Les résultats d'études concernant le codage [CCIR, 1982-86a] ainsi que le codage linéaire avec compression-extension [CCIR, 1982-86b et c] montrent clairement quels sont les avantages de la préaccentuation dans la plupart des cas. On a observé que les deux systèmes offrent l'avantage de réduire le bruit de quantification, et que la préaccentuation à 50/15 µs est légèrement plus avantageuse dans le cas où la compression-extension n'est pas utilisée. S'agissant des risques de surcharge, les documents [CCIR, 1982-86a, b et c] exposent des points de vue différents. Aucune différence nette n'a pu être constatée entre les deux systèmes considérés pour les dégradations dues au taux d'erreur binaire quand les valeurs du rapport C/N sont peu élevées.

Selon des évaluations théoriques [CCIR, 1982-86b] et des essais subjectifs [CCIR, 1982-86d et e] effectués pour des systèmes à compression-extension fondés sur les caractéristiques de préaccentuation représentées à la Fig. 1 de la Recommandation 651, on pourrait obtenir une importante réduction de l'audibilité subjective du bruit modulé par le programme en utilisant la préaccentuation décrite dans la Recommandation J.17 du CCITT. Toutefois, les résultats obtenus à la suite d'autres essais subjectifs [CCIR, 1982-86f et g] n'ont fait apparaître aucune différence appréciable. Le document [CCIR, 1982-86f], précise qu'un ajustement de l'affaiblissement d'insertion a été fait pour chaque système afin d'éviter les surcharges.

En ce qui concerne le codage numérique des signaux de programmes sonores, on utilise largement les dispositions de la Recommandation J.17 du CCITT (avec un affaiblissement d'insertion de 6,5 dB à 0,8 kHz) aux fins de la transmission, comme il est spécifié dans la Recommandation J.41 du CCITT, et l'on utilise beaucoup le système de préaccentuation à 50/15 µs pour les applications grand public.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1982-86]: **a.** 10/21 (UER); **b.** 10-11S/201 (UER); **c.** 10-11S/139 (Japon); **d.** 10/269 (Allemagne (République fédérale d')); **e.** 10-11S/206 (France); **f.** 10-11S/205 (Japon); **g.** 10-11S/207 (Canada).

ANNEXE II

Résultats d'essais subjectifs de la modulation delta adaptative et d'autres méthodes employées pour le codage son de haute qualité

1. Mesures subjectives réalisées en Australie

L'Australian Broadcasting Corporation (AuBC) a réalisé des essais subjectifs sur le système de modulation delta adaptative (MDA) [AuBC, 1985] conformément à la Recommandation 562, afin d'établir une relation entre la qualité subjective du son et le taux d'erreur binaire, avec comme objectif éventuel de relier ces résultats avec le rapport C/N.

L'équipement de modulation delta adaptative comportait un générateur aléatoire d'erreurs qui permettait d'introduire des erreurs dans le train de données avec un taux parfaitement connu et sélectionnné au moyen d'un commutateur. La précision dans la sélection a été vérifiée et on a constaté qu'elle était suffisamment précise à l'intérieur des variations statistiques normales.

Pour reproduire les éléments sonores en séquences, conformément à la Recommandation 562, on a choisi des conditions soigneusement contrôlées et mesurées.

Pour l'évaluation de la partie son du système, sept séquences différentes ont été choisies sur disque compact ou dans des enregistrements originaux MIC à 16 bits, puis enregistrées successivement en MIC à 16 bits sur un magnétoscope, pour des reproductions ultérieures. Les sept séquences différentes de programme sont données au Tableau I.

TABLEAU I – *Séquences de programme ayant servi de référence*

Numéro (courbe)	Description
1	Solo masculin
2	Mot prononcé par une voix masculine
3	Piano
4	Flûte puis jeunes choristes masculins
5	Mot prononcé par une voix féminine
6	Orchestre
7	Groupe moderne mixte

La Fig. 3 montre que pour un TEB donné, les dégradations varient considérablement mais régulièrement en fonction du contenu du programme; toutefois, un taux de dégradation moyen de 3,5 est obtenu pour un TEB d'environ 1×10^{-3}.

On a estimé que la note de dégradation générale de 3,5 pour un TEB de 1×10^{-3} était équivalente à un rapport C/N inférieur à 9 dB. Cependant, la note serait plus basse si on utilisait quatre niveaux de données, comme cela a été proposé pour l'Australie. Il n'a pas été possible d'effectuer des mesures sur ce mode de fonctionnement, mais les résultats obtenus, montrent une dégradation d'environ 1 dB pour les niveaux externes de données et d'environ 1,8 dB pour les niveaux internes. Ceci pourrait avoir des conséquences quant aux genres de programmes à diffuser dans telle ou telle voie de données. Toutefois, l'AuBC ne disposait pas des appareils qui auraient permis de corroborer ces chiffres.

Il convient d'établir une corrélation indépendante entre le rapport C/N et le TEB obtenu avec des récepteurs en service opérationnel.

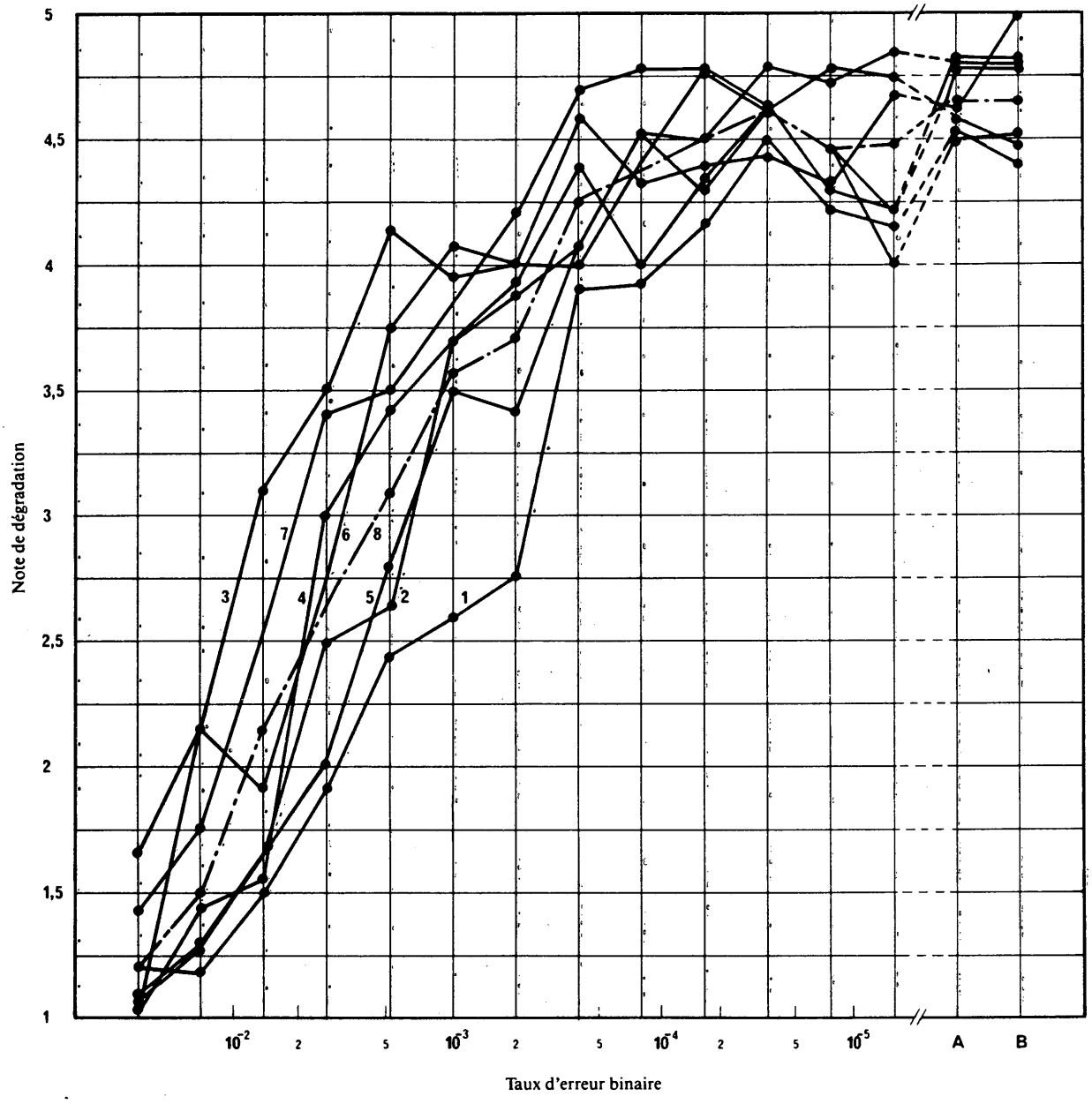


FIGURE 3 – *Niveau de dégradation en fonction de la position du commutateur, rubrique par rubrique*

Note 1. – Les courbes N^os^ 1-7 correspondent aux rubriques N^os^ 1-7 énumérées dans le Tableau III: la Courbe 8 correspond au résultat global (moyen).

Note 2. – Dans la position A du commutateur d'échelle, le signal est émis par le système Dolby ADM sans erreurs.

Note 3. – Dans la position B du commutateur d'échelle, le signal vient directement de la source analogique (ex. MIC sur magnétoscope à cassette).

2. Mesures subjectives effectuées au Canada

2.1 Evaluation subjective de divers codeurs MDA, linéaires et quasi instantanés

Un programme d'essais a été réalisé au Canada dans le but de déterminer les avantages relatifs des différentes méthodes de codage proposées.

Au cours de ce programme, les méthodes de codage suivantes ont été étudiées:

- Compression-extension quasi instantanée 10-14 (NICAM 3) avec la préaccentuation donnée dans la Recommandation J.17 du CCITT.
- Compression-extension instantanée 10-14 (loi A) avec la préaccentuation donnée dans la Recommandation J.17 du CCITT.
- Codage linéaire à 14 bits avec la préaccentuation donnée dans la Recommandation J.17 du CCITT.
- Modulation delta adaptative (fréquence d'échantillonnage: 330 kHz).
- Modulation delta adaptative (fréquence d'échantillonnage: 204 kHz).

Les trois premières méthodes de codage ont été modélisées sur un ordinateur couplé à un processeur vectoriel.

La préaccentuation appliquée au signal a été modifiée au moyen d'un filtre numérique. La fréquence d'échantillonnage a également été modifiée à 32 kHz par traitement numérique. Une compression-extension suivie d'écrêtage permettant de se ramener au nombre de bits approprié a ensuite été effectuée afin d'obtenir le train numérique. La remise au format approprié a été effectuée afin d'enregistrer la séquence de test sur un magnétoscope.

Ces traitements n'ont pas été utilisés pour le système ADM qui n'a pu être modélisé sur l'ordinateur. Il était donc nécessaire de convertir le signal sous une forme analogique avant qu'il ne soit traité par le dispositif de codage ADM. A la sortie de l'ADM, le signal était à nouveau converti de sa forme analogique en information numérique à 16 bits pour être inséré dans la séquence d'essai enregistrée.

Les séquences d'essai étaient, soit lues à partir de disques compacts, soit produites par l'ordinateur lui-même:

- Cardozo, Pájaro Campana (Harpe indienne)
- Orff, Carmina Burana (Chant)
- Gong synthétique produit à 44 kHz simulant le son d'un triangle sur les 4 premières notes de «Frère Jacques» (4,2 kHz, 4,7 kHz, 5,3 kHz et 4,2 kHz). (Temps d'attaque: T = 3 ms, amortissement: T = 300 ms)
- Gong synthétique produit à 44 kHz simulant une guitare basse sur les 4 premières notes de «Frère Jacques» (65,4 Hz, 73,4 Hz, 82,4 Hz et 65,4 Hz). (Temps d'attaque: T = 3 ms, amortissement: T = 300 ms)

Les essais ont été effectués selon la méthode de comparaison proposée par le CCIR dans la Recommandation 562 où la séquence A-B est présentée deux fois et où l'on laisse 15 s pour donner une note. On a également utilisé l'échelle de notation du CCIR. Les mesures audiométriques ont été effectuées sur chaque sujet avant les essais subjectifs. En moyenne, la salle d'écoute qui était bien étalonnée pouvait recevoir 3 auditeurs. Les essais ont été réalisés avec 25 auditeurs au total.

Toutes les comparaisons ont été répétées en ordre inverse afin d'établir la cohérence des auditeurs. Ainsi, 4 auditeurs ont été écartés pour l'analyse des résultats. De plus, lorsque les deux ensembles de résultats d'un même auditeur pour une même comparaison présentaient une différence de plus de deux points, ces derniers n'étaient pas pris en considération.

En raison des vibrations et des tremblements provoqués dans la salle d'écoute par le niveau élevé du son du gong synthétisé à basse fréquence, la séquence d'essai a été présentée à 8 auditeurs en utilisant des écouteurs. Le résultat de ce groupe concerne le gong à basse fréquence.

En plus des résultats moyens d'opinion et de l'écart type obtenu à partir des données filtrées, une étude sur la signification statistique des résultats a été menée en utilisant une distribution «Student-t à une queue». Le niveau de confiance, en moyenne, montre qu'une population normale préfère le codec «A» au codec «B» *.

Le Tableau II résume les résultats. L'opinion moyenne exprimée sur l'échelle -3, 0, $+3$, l'écart type ainsi que le niveau de confiance indiquant que le «codec A est meilleur que le codec B» sont donnés pour chacun des cas. Dans le tableau, la compression-extension quasi instantanée 10-14 décrite dans le Rapport 953, est désignée en tant que NICAM 3.

* «codec» = «codeur-décodeur».

TABLEAU II – *Résultats des essais subjectifs effectués au Canada*

Codec «A»	Codec «B»	Harpe $\bar{X}$ / S / % Conf	Vocal $\bar{X}$ / S / % Conf	Gong HF $\bar{X}$ / S / % Conf	Gong BF $\bar{X}$ / S / % Conf
NICAM 3, Rec. J.17 du CCITT	ADM (330 kHz)	0,1 0,7 88%	0,2 0,9 91%	−0,1 1,3 28%	1,1 0,8 99,95%
NICAM 3, Rec. J.17 du CCITT	ADM (204 kHz)	0,0 0,8 50%	0,2 0,9 92%	1,8 1,0 99,999%	1,4 0,5 99,995%
ADM (330 kHz)	Loi A, Rec. J.17 du CCITT	0,0 0,6 50%	−0,2 0,8 6%	0,9 1,4 99,99%	−1,2 0,5 0,01%
NICAM 3, Rec. J.17 du CCITT	Loi A, Rec. J.17 du CCITT	0,0 0,7 50%	−0,1 1,0 27%	0,8 1,1 99,975%	0,1 0,3 88%
NICAM 3, Rec. J.17 du CCITT	14 bits linéaires Rec. J.17 du CCITT	−0,1 0,7 18%	−0,1 0,8 19%	−22 0,8 0,001%	0,1 1,0 60%

$\bar{X}$: opinion moyenne sur une échelle −3 à +3 conforme à la Recommandation 562.
S : écart type.
% Conf : niveau de confiance statistique indiquant que l'on préfère le codec «A» au codec «B».

Comme on peut le constater sur le tableau, il n'y a pas de différence significative entre les deux méthodes de codage lorsque l'ADM est échantillonnée à la fréquence de 330 kHz, sauf dans le cas du gong basse fréquence où une mise en forme du spectre de bruit est perçue. Cela a été principalement constaté au cours du temps d'amortissement du gong. Lorsque l'ADM est échantillonnée à la fréquence de 204 kHz, on peut également percevoir une dégradation dans la reproduction du gong à haute fréquence, donnant une qualité moins bonne que le NICAM 3. Pour ces deux cas, toutefois, on ne constate pas de différence significative entre les deux codecs pour des contenus de programme normaux.

2.2 Evaluation de qualité d'un codeur différentiel quasi instantané et d'un codeur MIC quasi instantanée

On a procédé au Canada à des mesures objectives et à des essais subjectifs de deux schémas de codage proposés dans le Rapport 1075 (MOD I) pour la radiodiffusion de TVHD par satellite, à savoir:

- MICD quasi instantanée avec compression-extension (réduction de 15 à 8), proposé pour le système MUSE;*
- Compression-extension quasi instantanée (réduction de 14 à 10) comme spécifiée dans la Recommandation 651.

* Le schéma MICD quasi instantanée utilisé pour MUSE repose sur un coefficient de fuite de 0,9375, au lieu du coefficient de 0,975 qui a servi aux simulations évoquées ici. Les simulations avec des coefficients de fuite compris entre 0,95 et 0,99 ont fait apparaître seulement de légères différences du rapport signal/bruit.

2.2.1 Evaluation objective

Les deux schémas de codage ont été simulés sur ordinateur selon les descriptions données dans le Rapport 953-1 pour la compression-extension quasi instantanée et dans le Rapport 1075 pour la MICD quasi instantanée. Un coefficient de fuite de 0,975 a été utilisé dans la MICD quasi instantanée simulée. Les signaux son d'essai suivants ont été appliqués à chaque codeur:

a) signaux sinusoïdaux à fréquence variable;

b) sons synthétiques basse et haute fréquence;

c) harpe naturelle.

Les signaux d'essai introduits dans les codeurs se composaient d'échantillons audio numériques de 32 kHz uniformément quantifiés à 15 bits/échantillon pour le codeur MICD quasi instantanée et à 14 bits/échantillon pour le codeur à compression-extension quasi instantanée. Pour chaque signal d'essai et pour chaque codeur, on a calculé et tracé, en fonction du temps des rapports signal/bruit sur des blocs successifs de 256 échantillons (8 ms).

Le signal sinusoïdal à fréquence variable se composait d'une séquence de dix sinusoïdes d'amplitude constante et de fréquence variable comprise entre 30 et 15 360 Hz. La Figure 4 a) donne un exemple de ce signal d'essai et les courbes du rapport signal/bruit obtenues sont tracées sur les Figures 4 b) et 4 c) .Cette dernière figure montre qu'un schéma de quantification instantanée comme la compression-extension quasi instantanée se traduit par un rapport signal/bruit indépendant de la fréquence. Un schéma de codage par transition comme la MICD quasi instantanée donne de meilleures valeurs de rapport signal/bruit aux faibles fréquences (jusqu'à 1 kHz). En revanche, les valeurs de ce rapport se dégradent aux fréquences plus élevées, jusqu'à être inférieures à celles obtenues avec la compression-extension quasi instantanée.

Le signal son synthétique d'essai se composait des quatre premières notes de "Frère Jacques" (DO-RE-MI-DO) synthétisées à basse fréquence (60 - 80 Hz) et à plus haute fréquence (4 - 6 kHz). La Figure 5 a) montre la forme du signal qui en résulte dans le domaine temporel; les courbes du rapport signal/bruit obtenu pour le son basse fréquence sont tracées sur la Figure 5 b) . La supériorité du codeur différentiel (MICD quasi instantanée) apparait pour un signal basse fréquence de niveau élevé, malgré le moindre nombre de bits par échantillon (8 contre 10 pour la compression-extension quasi instantanée). Les deux codeurs donnent lieu à une décroissance du rapport signal/bruit à mesure que le niveau du signal diminue. Les courbes du rapport signal/bruit obtenues avec le son synthétique haute fréquence sont tracées sur la Figure 5 c) . Les valeurs du rapport signal/bruit obtenues pour la compression-extension quasi instantanée sont supérieures, pour des signaux de niveau élevé, à celles obtenues avec la MICD quasi instantanée.

Le son de harpe naturelle, représenté à la Figure 6 a) révèle une très large gamme dynamique ainsi que de fortes variations de niveau sur de courtes périodes. Les courbes du rapport signal/bruit obtenues avec ce signal d'essai font l'objet des Figures 6 b) et 6 c) . Ces deux courbes sont comparables si ce n'est, peut-être, un léger avantage pour la MICD quasi instantanée par rapport à la compression-extension quasi instantanée lorsque le signal d'entrée atteint la valeur crête de sa gamme dynamique.

2.2.2 Evaluation subjective

Une série d'essais officieux pour lesquels on a utilisé des casques d'écoute a été effectuée avec 4 ingénieurs du son et 2 élèves-ingénieurs comme auditeurs. Les essais ont été faits selon la méthode de comparaison proposée par le CCIR (Recommandation 562-2), dans laquelle la séquence A-B est présentée deux fois, après quoi l'auditeur dispose d'environ 15 s pour donner une note de -3 (codeur A nettement plus mauvais que le codeur B) à +3 (codeur A bien meilleur que codeur B).

Pour les essais on a pris des extraits d'un solo de harpe, un solo d'orgue, un solo féminin et des morceaux joués par un ensemble de musique de chambre, par un quatuor de jazz et un orchestre de musique pop. Les sons synthétiques basse et haute fréquence décrits au § 2.2.1 ont été aussi inclus dans les essais. La loi de préaccentuation/désaccentuation de 50/15 μs décrite dans la Recommandation 651 a été appliquée aux deux codeurs MICD quasi instantanée et compression-extension quasi instantanée pour les essais d'écoute.

Bien qu'officieux, les essais d'écoute ont donné des résultats cohérents. Les auditeurs n'ont pas constaté une grande différence entre les codeurs MICD quasi instantanée et compression-extension quasi instantanée pour les six extraits de musique naturelle (à savoir les solos de harpe, d'orgue et de voix de femme, et les extraits de musique de chambre, de jazz et de musique pop). La note moyenne d'opinion pour ces six fréquences a été de 0,2 en faveur de la MICD quasi instantanée avec un écart type de 0,8.

Le groupe d'auditeurs a nettement préféré le codeur MICD quasi instantanée pour les sons synthétiques à basse fréquence (note moyenne 2,2, écart type 0,7) et la compression-extension quasi instantanée pour les sons synthétiques de fréquence plus élevée (note, moyenne de -1,8 avec un écart type de 0,7). Ces résultats concordent avec les résultats des mesures objectives du § 2.2.1, où le codeur MICD quasi instantanée a permis d'obtenir, par rapport à la compression-extension quasi instantanée, de meilleures valeurs du rapport signal/bruit pour les signaux de basse fréquence mais de moins bonnes valeurs de ce rapport aux fréquences plus élevées.

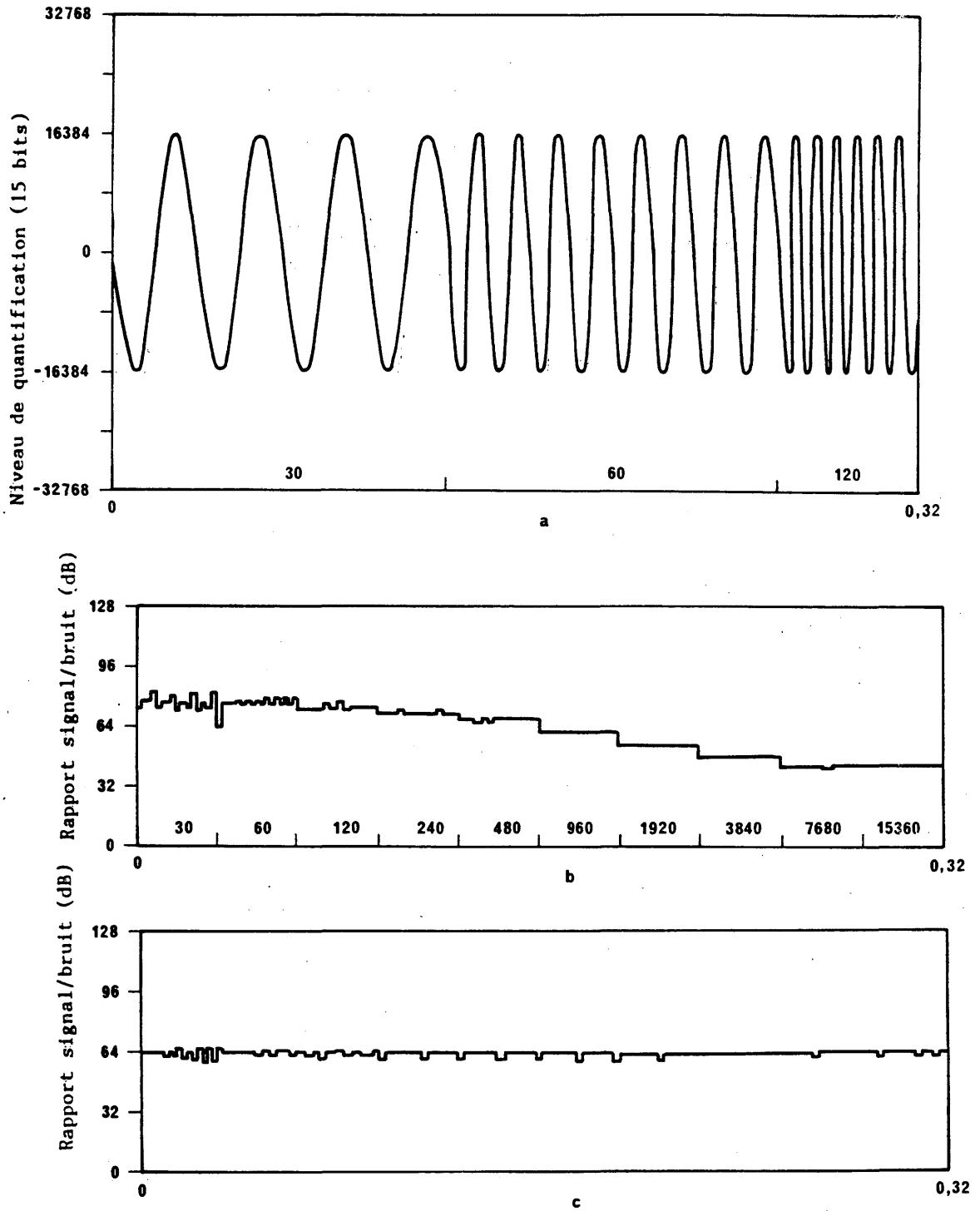
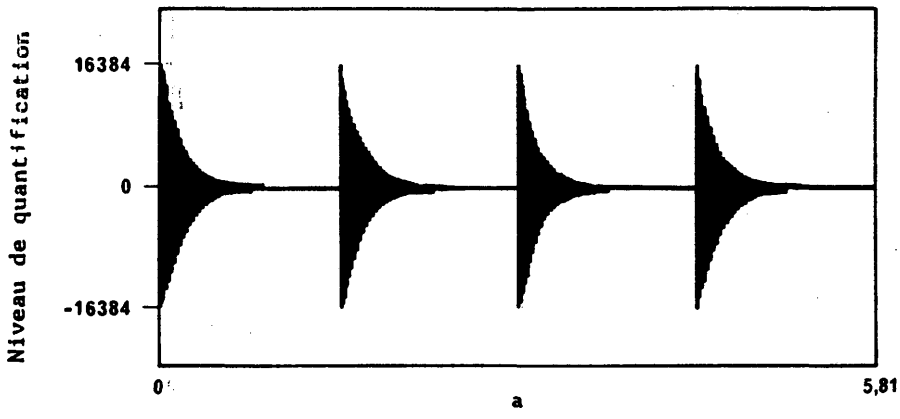
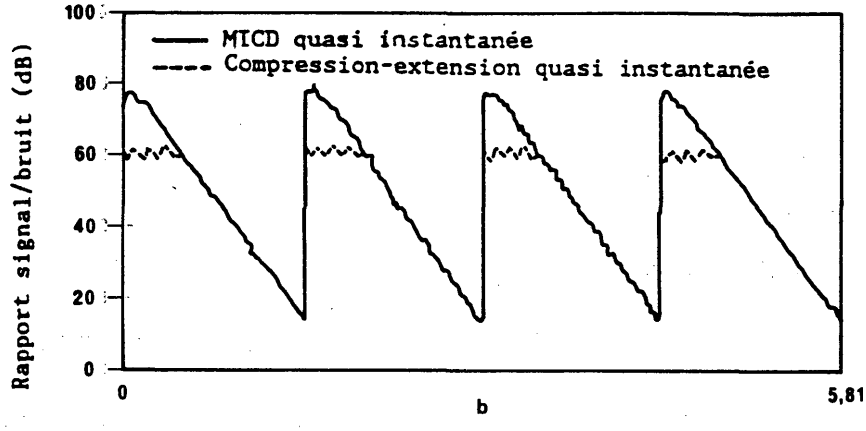


FIGURE 4

Signal sinusoïdal à fréquence variable

a) exemple de signal d'essai
b) MICD quasi instantanée: rapport signal/bruit en fonction de la fréquence de l'onde sinusoïdale
c) compression-extension quasi instantanée: rapport signal/bruit en fonction de la fréquence de l'onde sinusoïdale





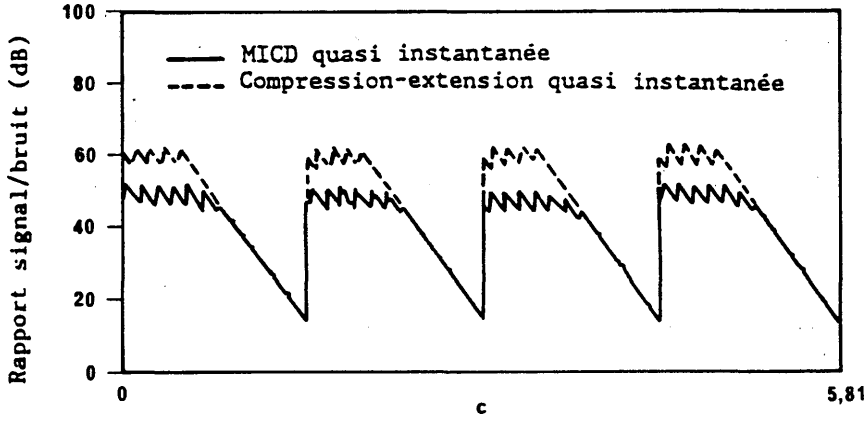


FIGURE 5

Sons synthétiques de basse et de haute fréquence

a) signal d'essai
b) courbes du rapport signal/bruit pour le son basse fréquence
c) courbes du rapport signal/bruit pour le son haute fréquence

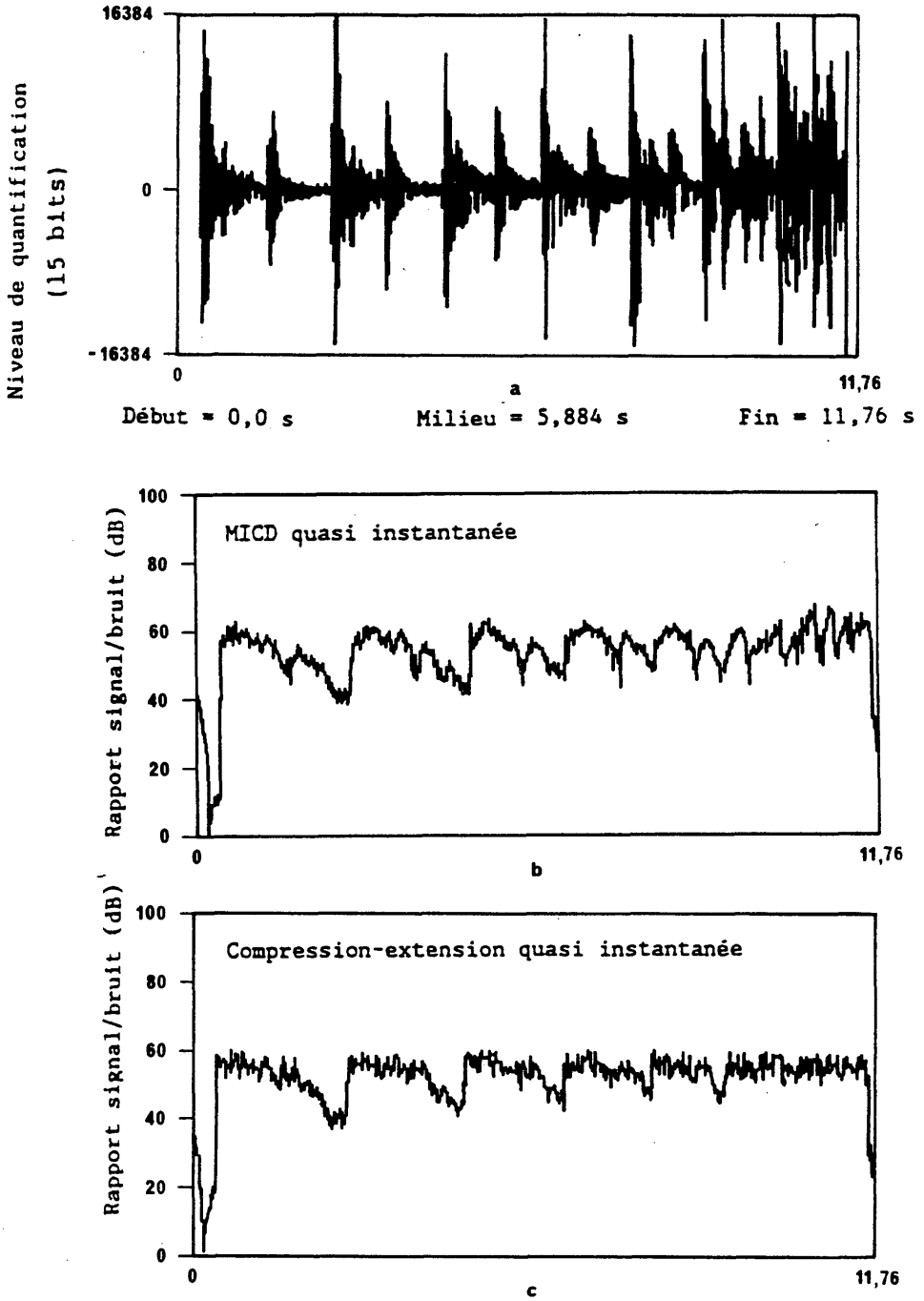


FIGURE 6

Son naturel de harpe

a) signal d'essai
b) courbe du rapport signal/bruit pour le codeur MICD quasi instantanée
c) courbe du rapport signal/bruit pour le codeur compression-extension quasi instantanée

3. Mesures subjectives effectuées aux Etats-Unis

On a effectué, avec des auditeurs entraînés, des essais d'écoute soigneusement contrôlés, pour évaluer le système à modulation delta adaptative que décrit le Rapport 953-1. Ces essais consistaient à tester le système à MDA (fréquence d'échantillonnage = 300 kHz) et à le comparer au disque compact à grande dynamique.

On a engagé pour ces essais 24 auditeurs très motivés et hautement qualifiés dont l'ouïe, selon une mesure audiométrique effectuée par un audiologiste diplômé, était cliniquement normale. Ils étaient âgés de 16 à 27 ans, ce qui garantissait une bonne probabilité d'ouïe normale. Tous ces auditeurs expérimentés et experts étaient invités à "voter" pour le système dont la qualité sonore leur paraissait la meilleure. On ne leur précisait pas ce qu'ils allaient écouter. Le groupe se composait de 9 femmes et 15 hommes, et on les rémunérait pour augmenter leur motivation.

Les conditions d'écoute étaient très proches de l'environnement que stipule la Recommandation 562 de la Commission d'études 10. Le studio où avaient lieu les essais était revêtu de moquette, tendu de rideaux, avait un temps de réverbération d'environ 0,25 seconde aux médiums et mesurait 4,9 x 6,7 m. Les haut-parleurs étaient séparés par une distance de l'ordre de 3 m. Les auditeurs participaient aux essais un par un.

Pour les passages musicaux les plus bruyants, on fixait à 85 dB le niveau sonore au centre du studio. Ce niveau était retenu car à des niveaux plus faibles certaines différences entre les systèmes n'auraient peut-être pas été perceptibles.

Les 10 extraits choisis sur disques compacts (voir le Tableau III) étaient tirés d'un disque compact (DC) avec matériel d'essai de la qualité des signaux audio (SQAM) de l'Union européenne de radiodiffusion (UER) et servaient d'extraits critiques pour les essais:

TABLEAU III

Extraits de programmes

Musique électronique - Frère Jacques
ABBA - Musique pop
Triangles - Instrument isolé
Piano de concert - Notes séparées et courte sélection musicale
Cloches - Instrument isolé
Eddie Rabbitt - "Country music"
Soprano - Solo
Ensemble de vents - Courte sélection musicale
Xylophone - Notes séparées et sélection musicale
Parole, homme - En allemand

Ces sélections stéréophoniques qui servaient aux essais présentent une large gamme de dynamiques, de spectre et de caractéristiques temporelles. Elles représentent des extraits de programmes, typiques ou non. On a choisi les plus éprouvants pour le type de traitement à MDA essayé et pour révéler les défauts introduits par le codage. Les défauts qui pourraient être audibles sont: la linéarité A/N et N/A, la distorsion par repliement du spectre et le bruit modulé par le programme.

Les extraits duraient de 20 à 140 secondes et l'essai subjectif en tout une demi-heure.

On utilisait la méthode psychophysique classique du choix forcé à tiers exclu (two-alternative forced-choise, 2 AFC). (La méthode de la Recommandation 562 de la Commission d'études 10 ne convenait pas car elle repose sur une détection du signal, non sur une notation de la qualité.) Les dix sélections étaient présentées quatre fois chacune, dans deux séquences aléatoires. Les auditeurs passaient alternativement de l'un à l'autre système puis, dès la fin de chaque extrait, votaient pour celui dont la qualité sonore était supérieure. Cinq secondes environ séparaient les extraits.

Le Tableau [VI] présente les résultats des essais initiaux; ils indiquent pour chaque extrait le nombre d'appréciations et le pourcentage correspondant. On peut ainsi voir si le choix de l'extrait a une influence sur le jugement de l'auditeur et comparer les deux voies son. Lorsque la différence est imperceptible, on obtient des résultats distribués de façon aléatoire avec une moyenne N/2 (50%) et un écart type en racine carrée de N/4 (N étant le nombre d'essais).

Chaque auditeur formulait 40 appréciations, soit 4 votes pour chacun des dix extraits. Ainsi, pour tous les extraits les 24 auditeurs formulaient 960 appréciations. Une sélection aléatoire donnerait 48 votes (50%) par extrait en faveur du disque compact, avec un écart type de 4,9 votes (5,1%).

Le résultat global des essais initiaux (Tableau IV) donne une préférence de 52,5% pour la MDA et 47,5% pour le disque compact, ce qui représente une très faible différence, si même il y en a une. On peut conclure de cet examen global que le compresseur-extenseur est transparent du point de vue acoustique. Il y a toutefois 5 extraits pour lesquels on a marqué une préférence différant de plus de 5% de la moyenne 50%: la musique électronique, 55,2% en faveur du disque compact; ABBA, 65,6% pour la MDA; les triangles, 61,5% pour le disque; le solo de soprano, 59,4% pour la MDA; et le xylophone, 62,5% pour la MDA; il semble que 3 à 5 des auditeurs aient été les principaux responsables de ces écarts.

Comme quelques auditeurs étaient capables de détecter une différence pour ces extraits critiques (bien qu'ils n'aient exprimé aucune préférence pour l'une ou l'autre des voies son), on a procédé à une étude de suivi pour voir si les résultats n'étaient pas dus à de légères différences de niveau audio. L'adaptation de niveau des deux voies (disque en direct et disque via le codex MDA) a été améliorée d'environ 1 dB à mieux que 0,5 dB. Les autres conditions des essais restaient inchangées. Le Tableau V donne les résultats.

A la suite de ces nouvelles adaptations du niveau, les auditeurs experts ont eu encore plus de mal à distinguer le codec MDA du disque en direct. Pour trois des cinq extraits de programme, les résultats se sont déplacés d'environ 10 points en pourcentage vers une répartition purement aléatoire (50/50) et on a abouti aux pourcentages 44, 50 et 52%. Pour les deux autres extraits, les résultats n'ont pas varié de façon appréciable (2 à 3 points en pourcentage).

Un essai soigneusement contrôlé dans les conditions ci-dessus a montré que des auditeurs experts et expérimentés n'exprimaient aucune préférence pour le disque compact soit en direct, soit transmis via un codec MDA."

TABLEAU IV

Principaux résultats des essais d'écoute
Août 1988

Votes en faveur du lecteur de disque compact
24 auditeurs
96 jugements à choix forcé par extrait

	Nombre total de votes	Pourcentage
1. Musique électronique # 7	53	55,2
2. ABBA # 69	33	34,4
3. Triangles # 32	59	61,5
4. Piano # 39	47	49,0
5. Cloches # 34	48	50,0
6. Eddie Rabbitt # 70	49	51,0
7. Soprano # 44	39	40,6
8. Ensemble à vent # 66	47	49,0
9. Xylophone # 36	36	37,5
10. Parole, homme (en allemand) # 54	45	47,0
Totaux	456	47,5

Pour 96 événements aléatoires, l'écart type = 4,9 = 5,1%

TABLEAU V

Résultat des essais d'écoute de suivi
Septembre 1988

Votes en faveur du lecteur de disque compact
20 auditeurs
160 jugements à choix forcé par extrait

	Nombre total de votes	Pourcentage
1. Musique électronique # 7	86	53,8
2. ABBA # 69	70	43,8
3. Triangles # 32	80	50,0
4. Soprano # 44	83	52,0
5. Xylophone # 36	65	40,6
Totaux	384	48,0

Pour 160 événements aléatoires, l'écart type = 6,3 = 4%.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

AuBC [mai 1985] Australian Broadcasting Corporation Engineering Research and Development Report No. 139. Subjective Tests of Adaptive Delta Modulation With B-MAC for HACBSS.

RAPPORT 954-2

MÉTHODES DE MULTIPLEXAGE POUR L'ÉMISSION DE PLUSIEURS SONS NUMÉRIQUES AINSI QUE DE SIGNAUX DE DONNÉES EN RADIODIFFUSION

(Question 2/10 et 11, Programmes d'études 2C/10 et 11, 51D/10, 2F/10 et 11, 2N/10 et 11)

(1982-1986-1990)

1. Introduction

Le présent Rapport contient des résultats préliminaires sur la comparaison des méthodes de multiplexage utilisables pour l'émission de plusieurs voies son numériques ou, le cas échéant, d'autres informations, en association ou non avec l'émission d'images de télévision analogique, en vue de nouvelles applications en radiodiffusion. Dans ce contexte, ce Rapport concerne principalement l'utilisation du canal de radiodiffusion par satellite, bien que certaines informations s'appliquent également à l'utilisation des canaux de radiodiffusion de Terre.

L'étude des méthodes de multiplexage de plusieurs signaux audio et de signaux de données doit tenir compte des deux principaux procédés utilisables pour multiplexer le signal numérique complet avec le signal d'image; ces procédés sont respectivement:

- le «multiplexage interrompu», correspondant, par exemple, à l'insertion d'impulsions numériques dans l'intervalle de suppression de ligne;
- le «multiplexage non interrompu», correspondant, par exemple, à des impulsions numériques sur une sous-porteuse.

Dans ce dernier cas, s'il s'agit d'émettre uniquement des voies son en l'absence d'un signal d'image, les impulsions numériques peuvent moduler une porteuse, mais cela ne constitue qu'un cas particulier de la sous-porteuse. En ce qui concerne le «multiplexage interrompu», le cas des impulsions numériques dans l'intervalle de suppression de trame n'est pas examiné dans le présent Rapport.

Pour ce qui est du multiplexage d'un ensemble de signaux audionumériques et de signaux de données, deux techniques de base sont envisagées ici: le multiplexage «continu» et le multiplexage «par paquets»; on a recherché les avantages et les inconvénients de principe de chacun de ces systèmes pour les deux cas mentionnés précédemment, à savoir le multiplex interrompu et le multiplex non interrompu. De nouvelles études seront nécessaires pour optimaliser ces catégories de systèmes.

2. Services à assurer

Les services sonores envisagés en radiodiffusion sont les suivants:

- son de haute qualité (stéréophonique ou monophonique) à codage entièrement numérique, largeur de bande audio de 15 kHz et gamme dynamique allant jusqu'à 98 dB [CCIR, 1982-86a, b], réservés aux programmes de radiodiffusion sonore;
- son de haute qualité (stéréophonique ou monophonique) associé à l'image (largeur de bande audio de 15 kHz);
- son de haute qualité (monophonique, stéréophonique ou même tétraphonique) pour des programmes supplémentaires de radiodiffusion sonore (largeur de bande audio de 15 kHz);
- son monophonique de haute qualité ou de qualité moyenne à des fins diverses (par exemple, commentaires multilingues en association avec le son international, etc.);
- signaux de qualité «commentaire»;
- signaux de qualité téléphonique.

Parmi les services de données supplémentaires envisagés, on peut notamment citer les suivants:

- données d'information (par exemple, informations de service, texte codé, sous-titrage, logiciel d'ordinateur et étiquetage des programmes);
- informations spéciales pour la télévision à péage;
- appel de personnes.

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

Cette liste n'est pas exhaustive; dans l'avenir, d'autres applications apparaîtront en fonction de l'évolution des besoins et de la technologie. Les exigences peuvent varier de pays à pays et dans le temps. Pour cette raison, il est souhaitable de disposer d'une certaine souplesse dans l'utilisation du train de bits. Il est en même temps nécessaire d'utiliser des techniques de multiplexage normalisées qui soient aussi simples que possible afin de minimaliser la complexité du récepteur et d'en réduire le prix, tout en facilitant la réception des divers services, même s'ils ne sont pas actuellement identifiés.

Dans le cas de la radiodiffusion par satellite avec un signal d'image, les besoins relatifs au son portent sur une capacité donnant l'équivalent de deux à huit voies monophoniques de haute qualité. En l'absence d'un signal d'image, ces besoins peuvent s'élever jusqu'à l'équivalent de trente ou quarante voies monophoniques.

3. Multiplexage du signal numérique dans le canal de télévision

Deux méthodes principales de multiplexage du signal numérique dans le canal de télévision ont été identifiées; il s'agit:

- du «multiplexage interrompu» correspondant par exemple à l'insertion d'impulsions numériques dans la synchronisation de ligne, soit en bande de base (système B, voir le § 4.3.1 du Rapport 632), soit en radiofréquence (système C, voir le § 4.3.3 du Rapport 632); cette méthode correspond au principe du multiplexage par répartition dans le temps, lequel est utilisé de manière généralisée si le signal d'image est basé sur le codage des composantes avec compression temporelle (système MAC);
- du «multiplexage non interrompu», correspondant par exemple à des impulsions numériques sur sous-porteuse (système A, voir le § 4.2.2 du Rapport 632); cette méthode correspond au principe du multiplexage par répartition en fréquence, lequel est utilisé de manière généralisée si le signal d'image est basé sur le codage composite avec une sous-porteuse couleur.

Le cas de voies son en l'absence de signal d'image peut être considéré comme un cas particulier du multiplex non interrompu. Avant d'étudier le multiplexage du son et des données, il est nécessaire d'examiner les implications de la voie porteuse d'information sur les services transmis.

Les services se groupent en quatre catégories:

a) les services où les données sont produites à un rythme régulier et doivent être restituées à un rythme régulier et pour lesquels le temps de propagation est critique (par exemple, le son numérique);

b) les services où les données sont produites à un rythme irrégulier mais pour lesquels le temps de propagation est critique (par exemple, les sous-titres codés accompagnant un programme de télévision);

c) les services où les données sont produites à un rythme irrégulier et pour lesquels le temps de propagation est, dans certaines limites, assez peu important (par exemple, les messages de service);

d) les services où les données sont diffusées de façon cyclique à un rythme tel qu'elles occupent complètement la capacité disponible dans le système (par exemple, certaines formes de radiodiffusion de textes codés et de logiciels d'ordinateur).

Cette énumération montre clairement que le service le plus important, c'est-à-dire le son, est aussi le plus critique en ce qui concerne la voie porteuse; ce service sera donc examiné avec plus de détails dans ce qui suit.

Les échantillons d'un signal audio peuvent être considérés comme produits de façon régulière (par exemple, au rythme de 32 kHz). Au récepteur, il est nécessaire de retrouver la régularité des échantillons audio afin d'éviter l'apparition de distorsions ou de fluctuations de fréquence sur le son. Cette opération demande la récupération de l'horloge audio et peut être réalisée par les deux méthodes suivantes:

- Lorsque les fréquences caractéristiques de la voie porteuse sont asynchrones et sans aucune relation avec la fréquence d'échantillonnage du son, il est nécessaire d'utiliser une certaine forme de mémoire élastique du type «First-In, First-Out», ainsi qu'une horloge de précision suffisante, avec ou sans rétroaction, de telle manière que le taux de lecture de la mémoire soit égal à son taux moyen de remplissage.
- Lorsque les fréquences caractéristiques de la voie porteuse sont en synchronisme avec la fréquence d'échantillonnage du son ou sont liées à celle-ci par une fraction rationnelle, la voie porteuse elle-même peut être utilisée pour fournir la fréquence de l'horloge audio. Dans le cas où la relation entre la fréquence d'échantillonnage et le débit binaire sur la voie porteuse est de la forme p/q, la récupération de l'horloge peut être réalisée avec boucle à verrouillage de phase. A titre d'exemple, pour les signaux numériques interrompus, la fréquence de 32 kHz peut être restituée si elle est liée à la fréquence de ligne dans le rapport 256:125. Si la relation est de la forme $1/n$, une simple opération de division est suffisante, ce qui réduit le coût des récepteurs. A titre d'exemple, pour des signaux numériques non interrompus, l'horloge audio peut être récupérée facilement si le débit binaire global est un multiple de 32 kHz (par exemple, 2048 ou 1792 kbit/s).

La première des méthodes précédentes a pour effet de reporter une grande partie de la complexité dans le récepteur domestique tout en permettant une conception relativement simple de l'émetteur. Cette opération de récupération asynchrone de l'horloge peut aussi donner lieu à de la gigue sur l'horloge restituée, particulièrement dans le cas d'un équipement domestique où les coûts doivent être minimalisés.

La seconde méthode exige que toutes les fréquences d'échantillonnage des voies son soient en synchronisme avec la voie porteuse, ce qui conduit à un émetteur complexe équipé de synchronisateurs de taux d'échantillonnage, mais correspond à la conception la plus simple et la plus stable des récepteurs domestiques.

La nature essentiellement intermittente d'une voie MRT et les principes de base du système de multiplexage par paquets font qu'il est impossible d'assurer directement la signalisation des relations précises de temps ou de phase comme celles qui sont nécessaires pour certains types de signal de commande ou de son multivoie. Dans un tel cas, ou dans des cas similaires, on peut préserver l'efficacité du codage en utilisant les signaux de synchronisation de télévision pour obtenir une base de temps de référence, et en utilisant la relation entre les blocs de codage du son et la base de temps de référence. Une telle méthode est décrite dans la Partie 3, Chapitre 3, de la Publication spéciale du CCIR: «Spécifications des systèmes de transmission pour le service de radiodiffusion par satellite».

Les problèmes de temps de propagation pour les services de données des catégories b), c) et d) mentionnées ci-dessus sont sensiblement moins critiques que dans le cas des services sonores et ne présentent donc pas de difficultés particulières.

Ce qui précède établit clairement que le fonctionnement synchrone des voies son et de la voie porteuse est avantageux, quelle que soit la méthode par laquelle les voies son et les voies de données sont elles-mêmes multiplexées pour former le signal numérique.

4. Multiplexage des voies son et des voies de données

Le canal numérique unique considéré au § 3 ci-dessus à propos du multiplexage avec le signal d'image est lui-même formé par un multiplexage temporel des différents signaux audio et signaux de données. Deux principes de base sont possibles pour ce multiplexage; ils seront dénommés «multiplexage continu» et «multiplexage par paquets».

4.1 *Multiplexage continu*

Dans le multiplexage continu classique, un nombre déterminé de caractères forme une trame numérique composée de bits ayant chacun une affectation spécifique en fonction de sa position dans la trame. Certains bits sont donc destinés à acheminer l'information qui se rapporte à un signal entrant donné. Une structure de bits prédéterminée, qui constitue un signal de synchronisation de trame numérique, permet au récepteur d'identifier et d'extraire les bits qui acheminent chacun des signaux constituant le multiplex.

Dans sa forme la plus simple, un tel multiplex est réalisé à partir de signaux dont le débit binaire est un sous-multiple précis du débit final. On parle dans ce cas de multiplexage synchrone. Lorsque ce n'est pas le cas, il est possible d'effectuer un multiplexage asynchrone en utilisant certains bits dans la trame numérique pour acheminer des informations réelles ou fictives, un signal de commande permettant de faire la distinction. Ce procédé est connu sous le nom de justification. Dans le cas de signaux audio, on peut faire appel à une autre méthode dans laquelle la fréquence d'échantillonnage est réglée au moyen d'un synchronisateur, ce qui permet d'effectuer un multiplexage synchrone. Des propositions ont été faites en vue d'utiliser le multiplexage continu dans sa forme asynchrone, avec emploi de la justification, pour insérer des signaux audio échantillonnés à 32 kHz dans l'intervalle de suppression de ligne, mais d'autres méthodes sont également possibles. Le § 3 montre clairement que la forme synchrone de ce multiplexage présente de nombreux avantages.

Les systèmes de multiplexage continu ne nécessitent qu'une faible partie du débit binaire total pour remplir les fonctions de servitude telles que la synchronisation de trame numérique. Un exemple du rendement qui peut être obtenu en multiplexage continu est fourni par le système NICAM 3 [Caine et autres, 1980], qui utilise seulement 7 kbit/s sur un débit total de 2048 kbit/s pour la synchronisation. Le temps normal de reconstitution de la trame numérique après perte de synchronisation est de 2 ms pour ce système.

En service normal, la réassignation des voies son sera relativement peu fréquente, en raison de la nature continue du son. Un système de multiplexage continu est donc particulièrement adapté à cette application, car il n'exige qu'un débit supplémentaire relativement faible pour définir avec sécurité la structure de la voie numérique. Une faible capacité peut être employée à des fins de signalisation, pour indiquer les modifications d'utilisation de la voie et introduire ainsi la souplesse de fonctionnement. La capacité d'une voie quelconque non utilisée pour le son peut être assignée aux données. Dans le cas des données, la structure détaillée peut être transmise dans la voie de données d'une façon semblable à celle utilisée en multiplexage par paquets avec une longueur constante des paquets (voir le § 4.2). Cette méthode n'entraîne donc pas d'accroissement du débit supplémentaire du multiplex pour indiquer la présence de données. Le but de cette structure est d'exploiter au maximum la capacité du canal pour les informations utiles, avec un degré de souplesse raisonnable tout en assurant la simplicité et la stabilité du récepteur.

Une forme évoluée du multiplexage continu étudié en Europe consiste à diffuser dans la trame numérique une information codée dite «carte de structure» qui indique la configuration particulière du multiplex. Les adresses et les informations de service sont acheminées dans cette carte de structure et elles servent à commander le démultiplexeur. Celui-ci sélectionne les bits demandés et les achemine vers les décodeurs appropriés. Cette méthode permet d'introduire la souplesse voulue dans un multiplex continu dont la configuration peut alors être modifiée fréquemment... Un rendement de canal utile typique d'environ 99% est possible. D'autres formes de multiplexage continu sont décrites dans [CCIR, 1982-86a, c].

Le système NTSC à sous-porteuse numérique (voir Rapport 1073) a, pour les voies son et données, une structure de multiplexage continue avec codes de commande qui indiquent, dans la trame numérique, la structure de cette trame. Il comprend aussi, dans le domaine de la voie de données, une structure de multiplexage par paquets [CCIR, 1986-90a].

4.2 *Multiplexage par paquets*

Dans cette technique, le train de bits final est composé de blocs successifs appelés paquets et constitués de deux parties: l'*en-tête* et l'*information*. Chaque paquet n'achemine les informations que d'un seul signal et la sélection au niveau du récepteur se fait par détection, dans l'en-tête, de l'adresse du service désiré: cette méthode n'impose pas un contenu prédéterminé du train de bits final [CCIR, 1978-82a].

Dans le cadre de cette technique qui a été conçue pour les applications en radiodiffusion, la longueur des paquets est constante. Les paquets sont transmis de façon synchrone, ce qui signifie qu'il y a continuité de phase de la séquence binaire et de la porteuse modulée entre paquets ou groupes de paquets. Les paquets sont également transmis avec une périodicité régulière. La validation devient alors une fonction de synchronisation analogue à celle rencontrée dans une structure de multiplexage continu. Cette synchronisation peut s'effectuer d'une façon classique par une boucle asservie sur un motif de synchronisation présent dans l'en-tête de chaque paquet. Cette restriction n'implique pas d'avoir une longueur fixe dans la zone contenant les données utiles dans les paquets.

A l'intérieur des contraintes de l'émission périodique de paquets, la fréquence à laquelle les paquets sont émis pour un service donné est directement liée au débit binaire du signal d'entrée du service considéré. Dans le multiplexage par paquets, il est possible d'avoir un fonctionnement synchrone ou un fonctionnement asynchrone. Dans ce dernier cas, le débit binaire des différents signaux d'entrée ne doit en aucune façon dépendre du débit binaire final. Il ne faut donc prendre aucune mesure spéciale permettant d'adapter des signaux asynchrones. Le contenu du multiplex ne doit pas être prédéterminé ou fixe et peut être modifié à tout moment en fonction des besoins. Dans le cas du fonctionnement asynchrone pour des services sonores (par exemple, pour l'insertion de signaux son dans l'intervalle de suppression de ligne), le multiplexage par paquets permet, par son principe même, l'insertion asynchrone dans le train de bits final, mais la récupération de la fréquence d'échantillonnage exige une resynchronisation, comme expliqué au § 3.

Un paquet est formé de deux parties:

- une zone de données utile,
- un en-tête réservé au transmetteur servant, d'une part, à la synchronisation du récepteur et, d'autre part, à identifier la source des données insérées dans ce paquet et à transmettre d'autres informations. L'en-tête comporte lui-même un motif de synchronisation et un préfixe.

Le motif de synchronisation permet au récepteur d'extraire convenablement les octets composant le paquet. Son rôle est équivalent à un mot de verrouillage dans le cas du multiplex continu. Lors d'une émission périodique, il peut être également utilisé pour la synchronisation de la boucle qui réalise la fonction de validation. Notons encore la possibilité d'utiliser ce motif pour lever l'ambiguïté due à certains procédés de démodulation; un tel dispositif est avantageux dans la mesure où il évite le codage des transitions et donc une certaine propagation des erreurs de transmission.

Le préfixe a pour rôle de caractériser et d'identifier le contenu sémantique du paquet et plus particulièrement l'origine des données insérées dans la zone utile. Plusieurs configurations de préfixe sont possibles. On pourrait notamment utiliser les types de préfixe envisagés pour la radiodiffusion de données [CCIR, 1978-82b].

L'accroissement de la souplesse offerte aux données transmises par un système de multiplexage par paquets est obtenu au prix d'une augmentation du débit du canal absorbé par les fonctions de servitude correspondant aux en-têtes de paquets; en fonctionnement normal, on insère dans ces en-têtes des identificateurs de programme. On peut obtenir un rendement utile total d'environ 97%.

4.3 *Sensibilité aux erreurs des systèmes de multiplexage continu et par paquets*

4.3.1 *Multiplexage continu*

Le multiplexage continu est sensible à deux types de dégradations:

- erreurs sur les bits,
- perte de la synchronisation de trame.

Les erreurs introduites dans le multiplex pour un certain nombre de trames consécutives peuvent provoquer la perte de la synchronisation au niveau du démultiplexeur lorsque la structure de trame numérique n'est pas identifiée, mais ce risque peut être réduit si les circuits de synchronisation sont bien conçus. C'est ainsi, par exemple, que le décodeur du système NICAM 3 mentionné précédemment conserve sa synchronisation jusqu'à des taux d'erreur binaire proches de 1×10^{-1}. Une synchronisation très efficace des trames peut être obtenue par l'emploi de codes de synchronisation d'un type spécial (catégorie des codes de Barker). Dans ce cas, on peut réaliser une synchronisation rapide et très stable, entrant en jeu quand le taux d'erreur binaire est de 1×10^{-1} [CCIR, 1982-86a].

4.3.2 *Multiplexage par paquets*

La radiodiffusion par paquets est sensible à deux types de dégradations:

- erreurs sur les bits,
- perte de paquets.

En effet, à chaque source est associé un identificateur de voie numérique contenu dans le préfixe des paquets. Dans le démultiplexeur, les paquets sont sélectionnés par analyse de cet identificateur. Des erreurs sur cette information, bien qu'elle soit protégée, risquent de provoquer une mauvaise reconnaissance de l'adresse de la source émettrice et donc une perte de paquets se traduisant, au niveau service, par une perte d'un certain nombre d'octets consécutifs (dépendant du format de la zone de données du ou des paquets perdus).

A priori, ce phénomène devrait créer une rupture dans le déroulement de la trame service et une désynchronisation dans le terminal de service. Néanmoins, puisque la longueur de la *trame service* est un sous-multiple d'une *longueur fixe* de paquets, il y a perte d'information sans perte de synchronisation.

Dans ce cas, les paquets associés à une source sonore auront toujours une longueur fixe et implicite connue du démultiplexeur. C'est pourquoi il est préférable d'utiliser dans ces applications une configuration d'en-tête sans octet de format.

Divers essais de diffusion de sons numériques avec multiplexage par paquets et modulation appropriée à la radiodiffusion par satellite (avec émission d'images de télévision) ont été effectués aussi bien en laboratoire qu'avec le satellite OTS [UER, 1981]. Quelques résultats sont également donnés en Annexe 1 au Rapport 632. On a constaté que les pertes de paquets ne dégradent sensiblement la qualité du son qu'à des niveaux de rapport porteuse/bruit en dessous du seuil de la modulation de fréquence où l'image de télévision est déjà fortement dégradée.

4.4 *Résultats expérimentaux*

Des démonstrations de multiplex continu à carte de structure et de multiplex par paquets ont été effectuées par l'UER en association avec les systèmes de modulation A et C envisagés à l'époque pour la radiodiffusion par satellite. Plus récemment, des essais ont également été effectués sur le multiplex par paquets associé aux systèmes de modulation D2 (voir le Rapport 632). Les systèmes expérimentaux de multiplexage étaient conçus pour obtenir la plus grande capacité possible compte tenu du débit binaire imposé pour le système de modulation. Les essais ont notamment porté sur diverses méthodes de protection contre les erreurs et sur les possibilités de reconfiguration du multiplex avec changement du nombre et de la nature des voies son et l'insertion de services de données. Les conclusions sont résumées aux § 4.4.1 et 4.4.2.

Il est noté que:

- la capacité est exprimée sous forme d'équivalent en nombre de voies son de haute qualité à codage avec compression quasi instantanée (voir le Rapport 953) avec un système simple de protection contre les erreurs;
- le débit binaire disponible était de 2048 kbit/s avec modulation de type A (sous-porteuse) et d'environ 3 Mbit/s (valeur moyenne) avec une modulation de type C (multiplex temporel RF à débit binaire instantané de 20,25 Mbit/s) et d'environ 1,5 Mbit/s (valeur moyenne) avec modulation de type D2 (multiplexage temporel en bande de base avec codage duobinaire et débit binaire instantané de 10,125 Mbit/s).

Un multiplex continu avec structure rigide a été employé dans un système de modulation de type B (décrit dans le Tableau III du Rapport 1073. Avec cette technique de multiplexage, la structure est essentiellement prédéfinie et dépend de la mise en œuvre du matériel. La capacité est déterminée uniquement par la technique de modulation et de codage, aucune contrainte supplémentaire n'étant nécessaire pour définir la structure du multiplex. Les caractéristiques de ce système sont résumées au § 4.4.3.

Pour une modulation de type B (multiplexage temporel en bande de base avec codage à 4 états et débit binaire instantané d'environ 14,25 Mbit/s), le débit binaire disponible est de 1,57 Mbit/s.

4.4.1 *Multiplex continu à carte de structure*

4.4.1.1 *Capacité*

Dans un système de type C avec vidéo, le système à carte de structure offre une capacité équivalente à 8 voies son comprimées de haute qualité.

Toutes les combinaisons de voies son à codage linéaire ou avec compression ou d'autres types de voies audio sont possibles, à condition de ne pas dépasser la capacité totale. La capacité restant libre peut être utilisée pour les données.

Dans un système de type A, le multiplexage permettrait la diffusion de 6 voies audio comprimées avec protection réduite contre les erreurs (un bit de parité pour deux échantillons).

4.4.1.2 *Souplesse du multiplex*

Il est facile d'adapter les fréquences d'échantillonnage et les méthodes de codage recommandées pour le son. On pourrait aussi admettre sans difficulté d'autres fréquences d'échantillonnage et d'autres méthodes de codage. N'importe quelle méthode de protection contre les erreurs est utilisable.

Les voies de données peuvent avoir une capacité augmentant par pas de 100 bit/s depuis la valeur la plus faible jusqu'à l'utilisation de la totalité du débit disponible.

Les modifications de la structure du multiplex peuvent être réalisées rapidement et avec sécurité, de manière à ce qu'à tout instant la voie de diffusion soit utilisée dans les meilleures conditions pour la diffusion combinée du son et des données. Les changements de structure sont synchrones et ne causent ni retard variable, ni interruption d'une voie quelconque.

Dans le cas d'un système C en l'absence de vidéo, il est possible de porter la capacité disponible pour le son et les données jusqu'à environ 20 Mbit/s.

4.4.1.3 *Qualité et continuité des voies audio*

La technique du multiplexage conserve toutes les informations de synchronisation et de caractère temporel. La cohérence de phase est donc assurée entre toutes les voies présentes et futures. On peut utiliser différentes méthodes de protection contre les erreurs pour chacune des voies audio ou de données.

Une erreur de décodage de la carte de structure susceptible d'entraîner une défaillance de l'ensemble des voies ne peut se produire que très en dessous du point de défaillance des voies audio.

4.4.1.4 *Simplicité du démultiplexeur*

La réalisation du démultiplexeur pourrait faire appel soit à un circuit assurant toutes les fonctions de protection et de démultiplexage, soit à un démultiplexeur/décodeur intégré autonome pour chacune des voies. La logique nécessaire sera la même pour tous les types de voies, y compris la carte de structure.

4.4.1.5 *Efficacité du système*

On a démontré que la synchronisation du système fonctionne de manière satisfaisante à des taux d'erreur binaire légèrement inférieurs à 1×10^{-1}.

4.4.2 *Multiplexage par paquets*

4.4.2.1 *Capacité*

Pour le système A, le multiplexage par paquets offre une capacité équivalente à 5 voies audio monophoniques comprimées de haute qualité.

De la même manière, dans le cas du système C, les spécifications du système à multiplexage par paquets données dans le Rapport 1073 offrent une capacité équivalente à 8 voies audio monophoniques comprimées de haute qualité. Dans le cas du système D2 spécifié dans ce même Rapport, la capacité offerte équivaut à 4 voies audio monophoniques comprimées de haute qualité.

Toutes les combinaisons de voies son à codage linéaire ou avec compression ou d'autres types de voies son sont possibles à condition de ne pas dépasser la capacité totale. La capacité restant libre peut être utilisée pour les données.

4.4.2.2 *Souplesse du multiplex*

Ce système de multiplexage répond aux exigences exprimées dans le Rapport 953 sur le codage du son. En ce qui concerne les données, il permet d'insérer des services synchrones ou asynchrones, sans limitation concernant les débits binaires (en particulier aux valeurs faibles). Les changements de configuration peuvent être assurés rapidement et avec sécurité. Dans le cas d'un système C, il est possible, en l'absence de vidéo, de porter la capacité disponible pour le son et les données jusqu'à environ 19,5 Mbit/s.

N'importe quelle méthode de protection contre les erreurs est, en principe, utilisable. Deux niveaux de protection sont prévus dans le système spécifié dans le Rapport 1073.

4.4.2.3 *Qualité et continuité du son*

Même à des taux d'erreur binaire élevés, on a démontré que la qualité et la continuité du son sont préservées, et les modifications dans la nature de celui-ci pour répondre aux besoins de l'exploitation sont réalisées sans dégradation de la qualité audio. La cohérence temporelle entre voies audio est assurée.

4.4.2.4 *Simplicité du démultiplexeur*

La sélection d'une voie déterminée ne dépend pas de sa nature (données ou son) et en conséquence, elle peut se faire de la même manière pour les décodeurs correspondant à tous les types de services.

Cette caractéristique peut être utilisée pour réaliser un démultiplexeur simple pour les services actuels et pour ceux qui ne sont pas encore définis.

4.4.2.5 *Efficacité du système*

Le système de multiplexage par paquets avec les spécifications définies dans le Rapport 1073 a été expérimenté. Sa capacité de diffusion de différentes voies audio et de données a été vérifiée en présence de différents taux d'erreur binaire. Le Tableau I ci-après donne des informations concernant l'efficacité de la protection contre les erreurs dans l'en-tête.

TABLEAU I

Taux d'erreur binaire mesuré (pendant 30 s)	Taux de perte de paquets	
	Mesuré	Calculé à partir du taux d'erreur binaire mesuré
$6{,}6 \times 10^{-5}$	0	0
$3{,}2 \times 10^{-4}$	0	10^{-10}
$1{,}2 \times 10^{-3}$	0	$1{,}6 \times 10^{-8}$
$3{,}6 \times 10^{-3}$	0	$1{,}4 \times 10^{-6}$
$9{,}2 \times 10^{-3}$	$7{,}4 \times 10^{-5}$	$5{,}5 \times 10^{-5}$
2×10^{-2}	$1{,}2 \times 10^{-3}$	$1{,}05 \times 10^{-3}$
$3{,}8 \times 10^{-2}$	10^{-2}	$1{,}03 \times 10^{-2}$
6×10^{-2}	$5{,}3 \times 10^{-2}$	$4{,}6 \times 10^{-2}$
$8{,}8 \times 10^{-2}$	$1{,}7 \times 10^{-1}$	$1{,}38 \times 10^{-1}$

4.4.3 *Multiplex continu avec structure rigide*

4.4.3.1 *Capacité*

Dans un système de type B, la structure rigide offre 6 voies audio indépendantes utilisant le codage MDA (voir le Rapport 953). En outre, une voie de données de 62 kbit/s est disponible.

4.4.3.2 *Souplesse du multiplex*

N'importe quelle voie audio peut être reconfigurée en une voie de données avec un débit binaire de 204 kbit/s.

4.4.3.3 *Qualité et continuité du son*

La cohérence du rythme entre les voies audio est assurée. On a démontré que la qualité du son subit une dégradation et que le niveau de qualité descend à 4,4 pour un TEB de 1×10^{-4}, et à 3,5 pour un TEB de 1×10^{-3}.

4.4.3.4 *Simplicité du démultiplexeur*

La structure rigide permet le démultiplexeur le plus simple possible.

4.4.3.5 *Efficacité du système*

On a démontré que la synchronisation du système est satisfaisante à des taux d'erreur binaire inférieurs à 1×10^{-1}. Le codage à deux états et le codage à quatre états sont tous deux mis en œuvre pour assurer la souplesse, qui est exprimée par la capacité en fonction de l'efficacité (la capacité baisse de moitié par rapport à la capacité indiquée au § 4.4.3.1 lorsque le codage à deux états est utilisé). Dans les deux cas, la synchronisation du système est codée à deux états.

5. Conclusions

Le présent Rapport décrit deux méthodes de base permettant de multiplexer des signaux audionumériques et d'autres signaux pour la radiodiffusion.

En résumé, on peut dire que le multiplexage continu est, dans le cas d'une structure rigide, un système qui est le plus efficace pour les émissions sonores et qui correspond à un récepteur simple. Dans le cas d'une structure souple, le multiplexage continu présente une souplesse adéquate au prix d'une plus grande complexité du récepteur et d'une certaine augmentation du débit binaire de servitude. Le multiplexage par paquets a, par principe, une souplesse élevée avec un récepteur de complexité moyenne au prix d'un supplément de débit binaire. Les deux systèmes ne demandent que des circuits simples pour la synchronisation au récepteur si les fréquences d'échantillonnage des signaux à combiner sont synchrones ou peuvent être synchronisées. Chaque système est, en principe, vulnérable aux effets des erreurs, mais les pertes de trames et/ou les pertes de paquets ne se produiront vraisemblablement pas en fonctionnement normal.

Pour la radiodiffusion d'un ensemble de signaux audionumériques et de données accompagnant l'image de télévision, le choix du système de multiplexage dépend principalement de la nature et de la diversité des services, même s'ils ne sont pas actuellement identifiés; les facteurs influençant le choix sont le rendement, la souplesse et la complexité du récepteur. Les deux systèmes de multiplexage étudiés en Europe permettent l'un et l'autre de satisfaire globalement aux exigences exprimées. Compte tenu de tous les facteurs en cause, le multiplexage par paquets a été complètement spécifié pour la radiodiffusion par satellite à 12 GHz avec des normes de télévision à 625 lignes. Les spécifications détaillées du multiplex par paquets retenues (en association avec une des modulations des types C et D2) sont données dans la 3e partie du Rapport 1073.

Le multiplex continu avec structure rigide a été entièrement spécifié pour la radiodiffusion par satellite à 12 GHz et est le même pour un système à 525 lignes que pour un système à 625 lignes. Les spécifications détaillées de ce multiplex (en association avec une modulation de type B) sont données dans le Tableau III du Rapport 1073.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CAINE, C. R., ENGLISH, A. R. et O'CLAREY, J. W. H. [octobre 1980] NICAM 3: Near instantaneously companded digital transmission system for high quality sound programmes. *Radio Electron. Engr.*, Vol. 50, **10**, 510-530.

UER [juin 1981] Essais de radiodiffusion directe avec OTS, synthèse des résultats. Document Tech. 3231 de l'UER.

Documents du CCIR

[1978-82]: **a.** 10/203 (11/260) (France); **b.** 11/2 (UER).

[1982-86]: **a.** 10-11S/44 (Allemagne (République fédérale d')); **b.** 10-11S/186 (Allemagne (République fédérale d')); **c.** 10-11S/6 (Japon).

[1986-90]: **a** 10-11S/119 (Japon).

RAPPORT 1227*

SYSTEMES DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE POUR LE RDNIS (RADIODIFFUSION NUMERIQUE A INTEGRATION DE SERVICES)

(Question 2/10-11, Programme d'études 2N/10-11)

1. Introduction (1990)

Les réalisations numériques comme les disques compacts, les bandes son numérique, les jeux vidéo, la télévision numérique, les ordinateurs domestiques et la télécopie numérique ont familiarisé le public avec les appareils numériques de haute qualité, fiables et faciles à utiliser qui lui sont destinés. C'est pourquoi les usagers ont évidemment souhaité voir la radiodiffusion numérique profiter de ces avantages. C'est ainsi qu'est née l'idée d'une radiodiffusion numérique à intégration de services (RDNIS). Elle permet de transmettre sur un canal de radiodiffusion unique des informations de types divers, codées sous forme numérique et intégrées systématiquement.

Le présent Rapport exposera la conception de base et les principes techniques du système RDNIS et proposera quelques perspectives pour son développement futur, par satellite.

2. Conception du système RDNIS

Le système RDNIS transmet, sur un canal numérique de radiodiffusion unique, des informations de toutes sortes, codées sous forme numérique et intégrées systématiquement, par exemple le son, le télétexte, des images fixes, la télécopie, des logiciels d'ordinateur et même des signaux de télévision. Etant numérique, le système RDNIS permet non seulement une transmission de haute qualité mais aussi une exploitation plus efficace et plus souple, il permet aussi des services multimédia et simplifie pour l'usager le choix et l'accès à l'information.

Il sera sûrement possible dans un certain avenir d'incorporer au RDNIS toutes sortes de services de radiodiffusion exploités à l'heure actuelle ou en cours de développement.

On peut transmettre sur des canaux à capacité relativement faible les services supplémentaires qui empruntent les canaux de télévision ou ceux à bande étroite que mentionne le Rapport 802, comme le télétexte, le "télélogiciel" et la télécopie radiodiffusée.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention du Groupe de travail mixte 10-11/5.

Outre les services énumérés ci-dessus, on peut incorporer au système, quand on dispose de canaux de radiodiffusion de 20 à 30 Mbit/s, la diffusion sonore multiprogrammes de haute qualité fournissant ainsi un son de haute qualité sur des images fixes à haute définition.

Des services de télévision classiques ou à haute définition peuvent être inclus dans le RDNIS grâce aux techniques de réduction de débits qui permettent de réduire les débits nécessaires à moins de 100 Mbit/s.

3. Considérations techniques

3.1 Aspects de transmission

On estime que la radiodiffusion directe par satellite est un mode d'émission efficace pour la RDNIS. Ce service a besoin d'un canal de grande largeur et la quasi-totalité des bandes de radiodiffusion de Terre est occupée. Grâce aux émissions par satellite on assurera, de façon économique, et sur des zones étendues, des services fiables et de haute qualité, ce qui est l'objectif de la RDNIS.

Pour inclure dans la RDNIS des images mobiles de télévision soit classique, soit à haute définition, il faudra des capacités de transmission de plus de 100 Mbit/s, ce qui exigera peut-être un plan de radiodiffusion à canaux à large bande.

3.2 Méthodes de multiplexage*

La RDNIS exige un système de multiplexage qui respecte les caractéristiques des divers services qui l'empruntent. Il faudra entre autres considérer:

- que la vitesse de transmission varie beaucoup d'un service à l'autre;
- que certains services doivent être assurés de façon continue, d'autres seulement de façon intermittente;
- que le temps de transmission est limité pour certains services alors qu'on a une grande latitude pour d'autres;
- qu'il faudra souvent remplacer un service par un autre ou en ajouter de nouveaux.

Il existe deux méthodes fondamentales de multiplexage pour acheminer des données de plusieurs services avec une capacité de transmission fixe (Rapport 954).

Une méthode est appelée multiplexage continu. Les données des divers services s'y voient assignée une position fixe dans un train d'un certain nombre de bits appelé trame. Bien qu'on puisse au moyen de bits de commande préciser les assignations pour chaque service, ce procédé ne donne généralement qu'une souplesse réduite, mais en contrepartie il n'est pas nécessaire de réserver beaucoup de place aux bits de commande.

---

* Il convient de se référer à la Recommandation I.121 du CCITT. Celui-ci utilise le terme "multiplexage temporel asynchrone" au lieu de "multiplexage par paquets" et le terme "cellule" au lieu de "paquet". Le terme "paquet" est également utilisé mais dans un autre sens.

Une autre méthode est le multiplexage par paquets. Les données y sont transmises en "paquets" de longueur donnée, sans tenir compte de la nature du service qui les a produites. Le type du service d'où proviennent les données est identifié par un code inclus dans l'en-tête de chaque paquet. Cet en-tête est évidemment plus encombrant que pour le système continu, mais ce système est plus souple et évolutif. Il permet aussi de créer un canal de transmission tout à fait transparent.

En raison de sa souplesse et de sa capacité d'évolution, la méthode des paquets semble la mieux adaptée pour le multiplexage de la RDNIS; il est toutefois envisageable de combiner les deux méthodes en fonction des exigences de chaque service.

Ainsi, l'ensemble des systèmes MAC/paquet fonctionnant dans le mode numérique plein canal (voir le projet de nouveau Rapport [10-11S/204]) offrent, selon l'UER, un maximum de souplesse et permettent des utilisations multiples avec des débits binaires variables. Le multiplexage par paquets et l'identification des services répondent aux besoins d'une gamme de services utilisant le même canal du SRS, y compris la télévision, de multiples transmissions de radiodiffusion sonore et de données. Ainsi, on peut envisager un récepteur universel pour tous ces services.

3.3 Fonction d'identification de l'information

La RDNIS permet non seulement d'intégrer et de transmettre un grand nombre de services divers mais fournit aussi des services qui emploient plusieurs sortes de supports.

Ces fonctions soulignent l'importance des possibilités d'identification et d'indexation. Elles permettraient à l'usager de recevoir, choisir, utiliser directement ou stocker automatiquement et extraire, le tout facilement, les renseignements nécessaires.

3.4 Autres questions

Il est prévu également d'étudier d'autres questions et de les combiner de manière optimale, cela en vue de développer la RDNIS. Il s'agit des questions suivantes:

- codage source/canal;
- protection contre les erreurs;
- modulation numérique;
- accès conditionnel;
- concept de récepteur universel.

4. Modélisation de la radiodiffusion de données

Dans le répertoire des services de la RDNIS, la radiodiffusion de données prendra une grande place; il faudra donc tenir compte du Rapport AC/11 qui indique comment mettre au point un modèle commun de référence pour la radiodiffusion de données. On aura besoin d'un modèle bien organisé pour faciliter l'introduction des divers services et tirer tout le parti des possibilités d'expansion et de la souplesse de la RDNIS.

5. Conclusion

Bien que la mise en oeuvre d'un système de RDNIS ne soit encore qu'un projet, les principes de la technologie de transmission et du système se dégagent progressivement.

RAPPORT 1228

NORMES DU SON DE HAUTE QUALITE ET DES DONNEES POUR LE SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE DANS LA BANDE DES 12 GHz

(Question 1/10 et 11, Programme d'études 1A/10 et 11)

(1990)

1. Introduction

Conformément à l'actuel Règlement des radiocommunications, les canaux de satellite assignés à chaque administration dans la bande des 12 GHz peuvent diffuser des programmes de télévision mais aussi, à leur place, d'autres services, pourvu que les signaux émis ne provoquent pas plus de brouillage que les signaux de télévision MF ordinaires. Les normes de télévision appropriées sont conseillées par la Recommandation 650 et spécifiées dans le Rapport 1073 et dans les passages pertinents de la Publication spéciale du CCIR intitulée "Systèmes de transmission pour le SRS".

Les techniques numériques d'enregistrement et de reproduction du son posent un défi aux organismes de radiodiffusion, s'agissant de fournir aux usagers une qualité qui excède les possibilités des méthodes d'émission classiques (comme la stéréophonie MF). En outre, dans un certain nombre de pays on a besoin d'émettre un grand nombre de voies son de haute qualité sur une zone de couverture aussi vaste que possible. De plus, la demande croissante pour des moyens de radiodiffusion de données fait rechercher un système capable d'émettre à la fois sons et données avec une certaine flexibilité.

Au sein des diverses administrations, plusieurs solutions possibles en sont à des stades de développement variés. Le présent rapport décrit brièvement les caractéristiques fondamentales de trois systèmes mis au point en République fédérale d'Allemagne, au Japon et par l'UER.

2. Description sommaire des systèmes

La présente section donne une description succincte des caractéristiques principales de chacun des systèmes considérés. Le Tableau I compare les caractéristiques essentielles de chacun d'eux.

2.1 Système de radiodiffusion numérique par satellite (DSR)

Le système DSR [Technische Richtlinien ARD, 1985] a été mis au point en République fédérale d'Allemagne pour permettre l'émission simultanée vers une vaste zone de couverture de 16 voies stéréophoniques ou de 32 voies monophoniques de haute qualité (ou toute combinaison de voies stéréophoniques et monophoniques). Conformément à la Recommandation 561, la fréquence d'échantillonnage est 32 kHz et la résolution est égale à 16 bits, ce qui donne un bruit de quantification comparable à celui du disque compact. La correction et la détection des erreurs binaires s'effectuent au moyen d'un code BCH 63/44 qui peut corriger deux erreurs par bloc et en détecter cinq. Associé au facteur d'échelle (voir Annexe I), ce schéma de protection contre les erreurs binaires offre un son d'une bonne qualité subjective pour un TEB de 2×10^{-3}. La modulation est du type MDP-4 à codage différentiel.

Bien que le système DSR soit surtout destiné à l'émission de sons de haute qualité, il peut aussi émettre des données à grand débit dans un ou plusieurs canaux monophoniques ou stéréophoniques [Assmuss, 1989] en plus de la voie de données auxiliaires à faible débit binaire déjà présente avec chaque voie son.

Etant donné que le service régulier fondé sur le système DSR a démarré en août 1989 en République fédérale d'Allemagne, les appareils d'émission et de réception, ces derniers réalisés selon la technique VLSI, sont déjà disponibles sur le marché.

L'Annexe I contient la spécification détaillée du système DSR.

2.2 Mode numérique plein canal de la famille MAC/paquets

Le Rapport 1073 et la Publication spéciale "Systèmes de transmission pour le SRS" donnent la spécification de la famille des systèmes MAC/paquets quand ces systèmes sont exploités en mode télévision normal. Lorsque la plage de l'image de télévision normalement réservée au signal image MAC (et à son intervalle de suppression trame) est occupée par des paquets de données, on dit que le MAC/paquets est exploité en mode numérique plein canal [CCIR, 1986-90a].

Les trois systèmes de la famille (à savoir C-MAC/paquets, D-MAC/paquets avec MF et D2-MAC/paquets avec MF) peuvent fonctionner en mode numérique plein canal en fournissant les capacités son/données suivantes:

C-MAC/paquets en mode plein canal: près de 20 Mbit/s ou jusqu'à 53 voies son de haute qualité à 15 kHz de largeur de bande, avec compression-extension quasi instantanée de 14/10 bits et protection au moyen d'un bit de parité par échantillon.

D-MAC/paquets en mode plein canal: même capacité que C-MAC/paquets.

D2-MAC/paquets en mode plein canal: près de 10 Mbit/s ou jusqu'à 26 voies son de haute qualité à 15 kHz de largeur de bande, avec compression-extension quasi instantanée de 14/10 bits et protection au moyen d'un bit de parité par échantillon.

L'extension de la spécification de la famille MAC/paquets au mode numérique plein canal offre toutes sortes de possibilités (comme la radiodiffusion sonore, télévisuelle, de données, etc.). Dans ces conditions, il est possible de concevoir et de mettre en oeuvre des récepteurs universels qui serviront à la réception soit de la télévision en mode MAC/paquets normal, soit de sons et de données en mode numérique plein canal.

La mesure dans laquelle le public profitera finalement de ces possibilités dépendra des services fournis et de la conception des récepteurs (aptitude à recevoir telle ou telle d'entre elles).

Pour le mode numérique plein canal, on prévoit que les décodeurs et les circuits intégrés seront disponibles dès le début du service.

Le Rapport 953 décrit le codage numérique du son et le Rapport 954 expose les méthodes de multiplexage du mode plein canal.

L'Annexe II présente la description détaillée du mode numérique plein canal MAC/paquets.

TABLEAU I

Caractéristiques essentielles des normes de radiodiffusion de sons et de données par satellite dans la bande du SRS à 12 GHz

Caractéristique	Radiodiffusion numérique par satellite (DSR)	Famille MAC/paquets Mode numérique plein canal		Radiodiffusion numérique son/données multicanaux par satellite (MDSD)
		D2	C/D	
Structure du multiplex	Multiplex synchrone à répartition dans le temps (SRT)	Multiplex asynchrone à répartition dans le temps (ART)		Son: Multiplex temporel synchrone par répartition de multiplexage (SRT) Données: Multiplexage (ART) multiple temporel asynchrone
Débit binaire total	20,48 Mbit/s	10,125 Mbit/s	20,25 Mbit/s	24,576 Mbit/s
Débit binaire utile[1]	19,2 Mbit/s	9,576 Mbit/s	19,242 Mbit/s	18,62 Mbit/s (Mode A) 21,50 Mbit/s (Mode B)
Codage du son[7]	Fréquence d'échantillonnage 32 kHz Technique binaire à virgule flottante 16/14 Pas de préaccentuation	Fréquence d'échantillonnage 32 kHz (16 kHz pour qualité moyenne) Première loi de codage: compression-extension binaire 14/10 quasi instantanée (HQI)[2] Seconde loi de codage: codage linéaire à 14 bits (HQL) Préaccentuation de la Recommandation J17 du CCITT		Mode A: 32 kHz fréq. d'échantillonnage 14/10 bits compression-extension quasi instantanée Mode B: 48 kHz fréq. d'échantillonnage 16 bits codage linéaire Préaccentuation 50 μs (zéro) + 15 μs (pôle)
Dynamique	Correspond à une résolution de 16 bits (égale au disque compact)	Correspond à une résolution de 14 bits		Mode A: selon une résolution de 14 bits Mode B: selon une résolution de 16 bits
Protection contre les erreurs binaires	Code BCH (63,44): sur 63 bits, corrige 2 erreurs, ou en détecte 5. Protection supplémentaire par facteur d'échelle	Premier niveau de protection: 1 bit de parité appliqué aux 6 bits de plus fort poids (HQI) ou aux 10 bits de plus fort poids (HQL) (masquage des erreurs seulement) Second niveau de protection: code de Hamming (11,6) pour HQI et code de Hamming (16,11) pour HQL: corrige 1 erreur ou détecte 2 bits erronés. Protection supplémentaire par facteur d'échelle pour les deux niveaux de protection.		(63,56) BCH code: corrige 1 erreur et détecte 2 erreurs. Protection additionnelle pour les 8 gammes. (63,50) BCH code: corrige 2 erreurs et détecte 3 erreurs. Protection additionnelle par l'information de gamme.

Tableau I (suite)

Caractéristique	Radiodiffusion numérique par satellite (DSR)	Famille MAC/paquets Mode numérique plein canal		Radiodiffusion numérique son/données multicanaux par satellite (MDSD)
		D2	C/D	
Nombre de configurations sonores (combinaison du codage du son et du schéma de protection contre les erreurs)	Une (voir plus haut)	Quatre configurations de haute qualité[2, 3] HQI1 HQL1 HQI2 HQL2		Deux configurations de haute qualité Mode A Mode B
Capacité en voies sons (monophoniques)	32	HQI1: 26 HQL1: 19 HQI2: 19 HQL2: 14	HQI1: 53 HQL1: 40 HQI2: 40 HQL2: 30	Mode A: max. 48 Mode B: max. 24
Modulation	MDP-4 à codage différentiel	Pour D et D2: MF du signal de données codé duobinaire pour C: MDP-2-4 à codage différentiel		Modulation avec déplacement minimal (MDM)
C/N pour TEB = 10^{-3} (liaison complète rapportée à une largeur de bande de 27 MHz)	7,5 dB[4]	8 dB[5]	pour D: 9,5 dB[5] pour C: 8,0 dB[6]	8,0 dB
Limite pour la perceptibilité	2×10^{-3}	1er niveau de protection: 10^{-5} 2ème niveau de protection: 10^{-3}		1×10^{-3}

Notes du Tableau I

[1] Débit binaire utile (pour émissions sonores) = débit binaire total moins données additionnelles, synchronisation et en-tête de paquets.

[2] HQI1 = Haute qualité, compression-extension quasi instantanée, 1er niveau de protection.

HQL1 = Haute qualité, codage linéaire, 1er niveau de protection.

HQI2 = Haute qualité, compression-extension quasi instantanée, 2ème niveau de protection.

HQL2 = Haute qualité, codage linéaire, 2ème niveau de protection.

[3] En plus des configurations de haute qualité, le mode numérique plein canal MAC/paquets fournit quatre configurations de qualité moyenne avec échantillonnage à 16 kHz.

[4] Mesuré sur un récepteur domestique (début de production en série).

[5] Valeurs pour filtres FI à 27 MHz; on peut les améliorer d'environ 2 dB au moyen de filtres plus étroits et/ou avec décodage de Viterbi.

[6] Valeurs types pour la démodulation différentielle. Amélioration possible par démodulation cohérente.

[7] Tous les schémas de codage utilisés suivent la Recommandation 651.

2.3 Le système numérique multicanaux son/données (MDSD)

Le système MDSD a été étudié au Japon pour permettre dans le futur la diffusion son/données de haute qualité dans l'ensemble du pays au moyen du satellite de radiodiffusion dans la bande des 12 GHz. Ce système comporte deux modes son: dans le mode A, qui utilise une compression-extension 14/10 quasi-instantanée, on dispose de la même qualité de son qu'en radiodiffusion MF. En mode B, une qualité de son non inférieure à celle qu'offre le disque compact est possible (largeur de bande de 20 kHz et résolution de 16 bits) [CCIR, 1986-90b], [Kawai et autres, 1988].

Le format du signal du système MDSD est établi par passage à travers deux étages de multiplexage. L'étage inférieur a le même format que les signaux son/données de la sous-porteuse numérique/système NTSC (Rapport 1073 du CCIR) avec un débit binaire de transmission de 2,048 Mbit/s. Dans ce format, il est possible de choisir quatre canaux son de mode A avec signaux de données à 480 kbit/s ou deux canaux son de mode B avec données à 224 kbit/s. La vitesse des données peut être portée au maximum à 1 760 kbit/s en fonction du mode et du nombre de canaux son. Il permet la diffusion de données autres que le son en transmission par paquets.

A l'étage de multiplexage supérieur, 12 de ces signaux sont à nouveau multiplexés, Le débit de transmission atteint alors 24,576 Mbit/s (2,048 Mbit/s x 12).

Pour maintenir une haute qualité de transmission du signal numérique, on applique les mêmes méthodes de correction des erreurs que pour les signaux numériques de sous-porteuse/NTSC, tels que le code BCH (63,56) SEC-DED et des codes d'une longueur de 3bits. Si l'on veut obtenir une correction d'erreur plus efficace, on peut envisager d'utiliser le code BCH (63,50) DEC-TED.

La porteuse est modulée en MDM, MDPQ ou MDPQO par le train de bits multiplexé susmentionné. On utilisera vraisemblablement la méthode de modulation MDM en raison de ses performances supérieures et de la possibilité d'utiliser un récepteur de prix modique avec CAF.

Des expériences de transmission ont été faites avec le système MDSD par l'intermédiaire du satellite de radiodiffusion BS-2. Le rapport porteuse/bruit (27 MHz) nécessaire à la réception pour maintenir une dégradation du son juste perceptible est d'environ 8 dB (TEB = 1×10^{-3}). Cette valeur a été confirmée par l'utilisation d'un récepteur du type domestique.

3. Conclusion

Actuellement, il existe trois systèmes de radiodiffusion de son de haute qualité et de données pour le service de radiodiffusion par satellite à 12 GHz. Deux d'entre eux (à savoir le système DSR et le système de la famille MAC/paquets en mode numérique plein canal) sont déjà disponibles au niveau de la normalisation. Ces deux systèmes satisfont aux exigences de la radiodiffusion de signaux son de très haute qualité et de données. En conséquence, les deux systèmes font l'objet de la Recommandation 712 pour la Région 1.

Le problème de la définition d'une norme applicable à la radiodiffusion de son de haute qualité et de données pour le service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz est toujours à l'étude pour les Régions 2 et 3, de sorte que le système MDSD ne fait pas encore l'objet d'une Recommandation.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ASSMUSS, U. [février 1989] - Data transmission in DSR channels. Diffusion de données dans les voies DSR, Revue technique de l'UER, N° 233, février 1989.

KAWAI, N., KAMEDA, K. et YOSHINO, T. [juin 1988] - A system for multi-channel PCM sound broadcasting via satellite and some experimental results. IEEE Global Telecommunication Conference, 5 juin 1988.

TECHNISCHE RICHTLINIEN ARD [août 1985] - N° 3 R1, Ausgabe 2, Digital Satellite Radio (DSR). Diffusion du son par satellite de radiodiffusion. Spécification pour la méthode de transmission dans TV-SAT.

Documents du CCIR

[1986-90]: a. GTIM 10-11/3-51 (UER); b. 10-11S/153 (Japon).

ANNEXE I

Spécifications du système de radiodiffusion numérique par satellite (DSR)

1. Introduction

Les satellites de radiodiffusion télévisuelle seront utilisés non seulement pour la transmission de programmes de télévision mais aussi pour la transmission de haute qualité, exclusivement numérique, de 16 programmes de radiodiffusion sonore stéréophonique sur un canal de répéteur réservé uniquement à cet effet. Plusieurs projets d'étude et de développement financés par le Ministère de la recherche et de la technologie de la République fédérale d'Allemagne ont défini les principaux paramètres relatifs à la qualité de réception et à la zone de couverture pour un nombre donné de voies, si bien qu'on a pu déterminer les conditions imposées au système de transmission. Des expériences comportant des essais en service ont été menées avec succès.

Les spécifications finalement adoptées pour le système sont indiquées ci-dessous. La séquence temporelle de toutes les séquences de bits est indiquée de gauche à droite dans la présente Annexe.

Les paramètres de modulation analogique et de transmission en radiofréquence correspondent aux spécifications nominales. L'équipement et les tolérances de fonctionnement à l'extrémité émission ne sont pas traités ici.

2. Codage du signal son

2.1 *Signal source*

Les signaux audiofréquence uniformément quantifiés avec une résolution de 16 bits et une fréquence d'échantillonnage de 48 kHz seront produits dans des studios de radiodiffusion numérique.

Etant donné que ni la liaison de Terre vers la station terrienne ni le canal de satellite n'auront la capacité nécessaire pour transmettre le signal source sous cette forme particulière, le signal devra être adapté au débit binaire de 14 bits × 32 kHz/voie audiofréquence existant à la fois sur les liaisons de Terre et sur le canal de satellite. L'adaptation nécessaire de la fréquence d'échantillonnage de 48 kHz à 32 kHz n'entraîne pas une dégradation notable de la qualité. Cependant, pour diverses raisons, il serait souhaitable d'obtenir une gamme dynamique du signal son correspondant à 16 bits, ce qu'on peut faire à l'aide de mesures appropriées. Le signal à l'extrémité de la transmission globale est donc caractérisé par les paramètres 16 bits et 32 kHz.

2.2 *Formation des blocs de signaux son*

Si, en plus du signal son, des données sont transmises au voisinage de la gamme d'amplitude du signal son (facteur d'échelle), on peut utiliser ces données à l'extrémité de réception pour limiter à la gamme d'amplitude indiquée les erreurs d'amplitude causées par les erreurs sur les bits dans le signal son. En outre, le facteur d'échelle permet d'utiliser un système de virgule flottante à 16/14 bits.

Il n'est pas nécessaire de transmettre le facteur d'échelle avec chaque échantillon. Les essais ont montré qu'il suffit de déterminer un facteur d'échelle unique pour des blocs de 64 échantillons ($\hat{=}$ 2 ms) afin de décrire la gamme d'amplitude des plus grands de ces 64 échantillons.

2.3 *Format de transmission*

Les échantillons à 16 bits du signal son se présentent sous la forme de nombres doubles dans un complément à 2. Le premier bit de chaque mot est le bit de plus fort poids (bit de signe, 0 $\hat{=}$ +) et le dernier, le bit de moindre poids. En utilisant un système de virgule flottante, on convertit les échantillons à 16 bits en mots de code à 14 bits pour la transmission.

Un facteur d'échelle à 3 bits s'appliquant à un bloc de 64 échantillons indique combien de bits (0 ... 7) après le bit de signe (y_1) dans tous les mots échantillonnés ont la même valeur que le bit de signe (Fig. 1a). Il n'est pas nécessaire de transmettre la redondance indiquée par le facteur d'échelle. Les échantillons et leurs informations pertinentes doivent au contraire être décalés vers les bits de signe (système de virgule flottante). Cela permet de transmettre les 15e et 16e bits des mots de code source dans le cas d'amplitudes faibles du signal. Les bits marqués Z1 à Z5 n'ont pas encore été assignés (Fig. 1b).

A l'extrémité réception, on utilise le facteur d'échelle pour reconvertir les bits des échantillons dans leur valeur initiale. Cela permet d'obtenir des échantillons à 16 bits et de limiter les effets des erreurs sur les bits non reconnues à la gamme d'amplitude indiquée par le facteur d'échelle.

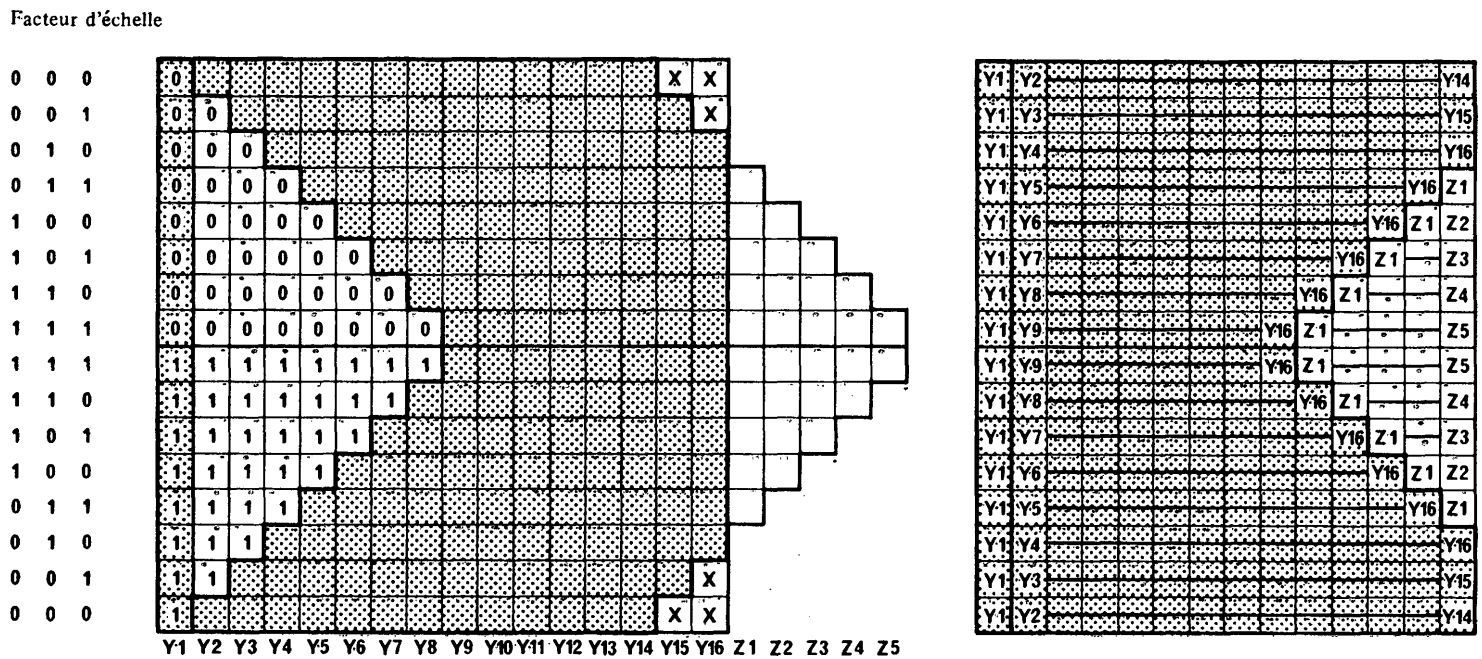


FIGURE 1 - *Méthode de la virgule flottante à 16/14 bits*

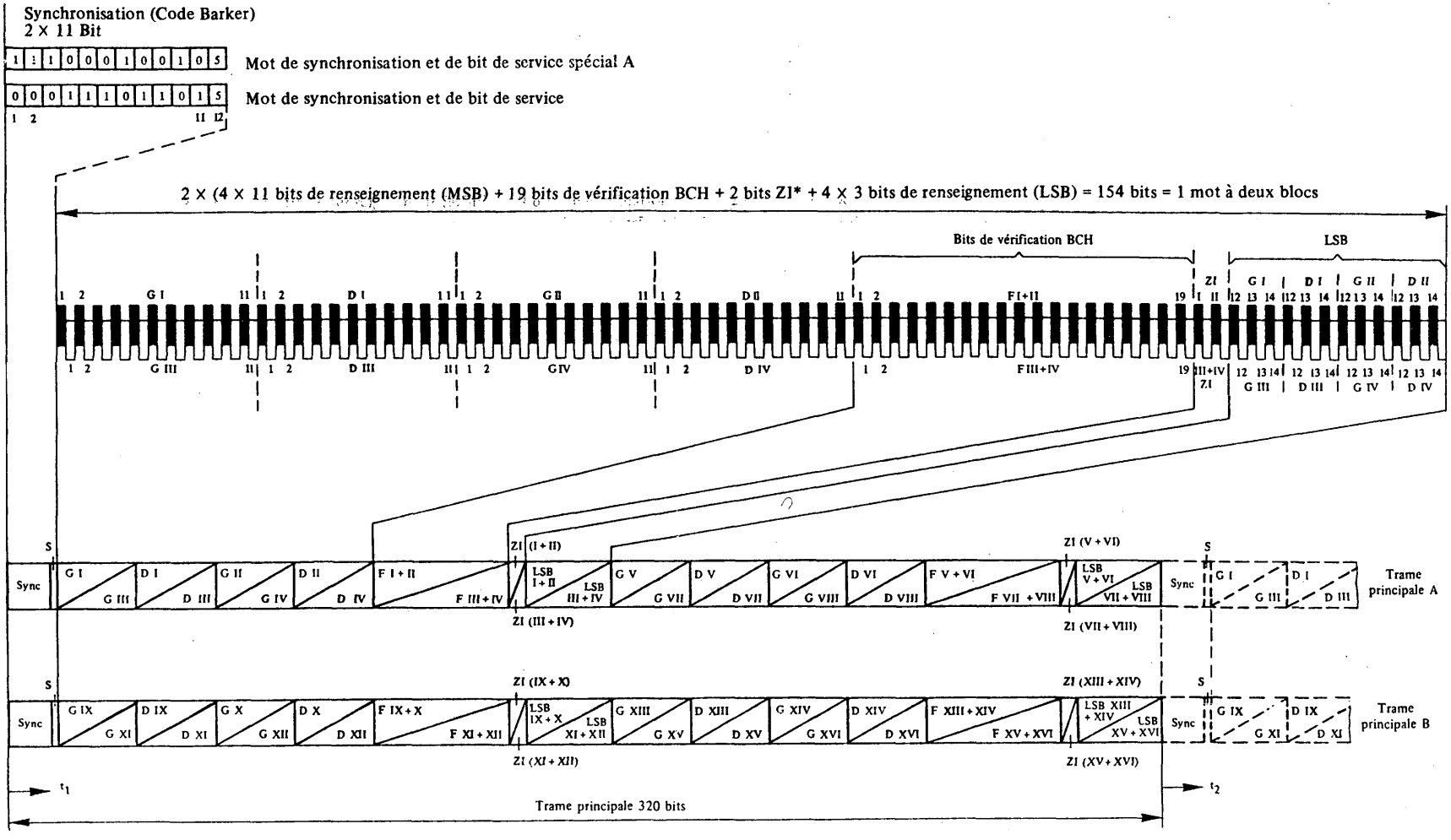


FIGURE 2 – *Structure de trame principale*

1	: MSB	D	: canal droit
14	: LSB	LSB	: bit de plus faible poids
I, II, XVI	: numéro de canal stéréophonique	MSB	: bit de plus fort poids
G	: canal gauche	*	Renseignement supplémentaire

3. Multiplexage

3.1 *Considérations générales*

Toutes les informations à transmettre, à savoir les signaux audiofréquence, les données relatives au programme et les données associées pour la protection contre les erreurs sur les bits, sont contenues dans deux trames principales synchrones identiques déclenchant la modulation de deux porteuses orthogonales (modulation MDP-4). Chacune des deux trames principales contient 16 des voies audiofréquence décrites au § 2 et les informations associées. On peut convertir deux voies audiofréquence en une voie stéréophonique unique. Les voies stéréophoniques 1 ... 8 sont contenues dans la trame principale A, les voies stéréophoniques 9 ... 16 dans la trame principale B (Fig. 2).

3.2 *Structure de la trame principale*

Une trame principale se compose de 320 bits (Fig. 3). La fréquence de répétition de trame est de 32 kHz. Cela permet d'obtenir un débit de 10,24 Mbit/s.

La trame commence par un mot de synchronisation de trame, suivi d'un bit pour les services spéciaux et de quatre blocs de 77 bits chacun, dont les deux premiers blocs consécutifs sont à bits entrelacés et les deux derniers blocs consécutifs sont également à bits entrelacés (Fig. 2). Ce mode d'entrelacement des bits élimine les effets des erreurs de doubles bits dans le récepteur quand on utilise la démodulation différentielle.

3.2.1 *Mot de synchronisation de trame principale*

Un mot de code Barker à 11 bits ayant la structure suivante sert de mot de synchronisation pour la trame principale A:

1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0

L'inverse de ce mot code Barker à 11 bits est utilisé pour la trame principale B:

0 0 0 1 1 1 0 1 1 0 1

Le mot de code Barker permet d'effectuer l'analyse de corrélation dans le récepteur, ce qui assure un rétablissement du rythme des bits et une attribution de bits corrects et facilite la reconnaissance de la perte de synchronisme (sauts de cycle et glissements des bits). L'inversion du mot de code Barker dans la trame principale B permet d'attribuer d'une manière univoque les deux trains de bits démodulés aux trames principales A et B, même en cas de démodulation différentielle.

3.2.2 *Bloc de 77 bits*

Pour assurer une réception sans perturbations en cas de conditions défavorables, on utilise systématiquement un code BCH (63,44) à l'extrémité réception pour la correction des erreurs ou la reconnaissance des erreurs avec dissimulation des erreurs. Les 19 bits de contrôle BCH sont dérivés chacun d'un ensemble de 11 bits de plus fort poids du mot de code à 14 bits de quatre voies à signal audiofréquence. Ils sont déterminés entièrement par le polynôme générateur:

$$g(x) = x^{19} + x^{15} + x^{10} + x^9 + x^8 + x^6 + x^4 + 1$$

En commençant par le bit de contrôle correspondant à la puissance la plus élevée, les bits de contrôle sont ajoutés aux 4 × 11 bits de plus fort poids des mots de code des signaux audiofréquence à 14 bits pour former le mot de code BCH à 63 bits. Avec les 4 × 3 bits de plus faible poids des mots de code des signaux audiofréquence à 14 bits et deux bits d'information supplémentaires utilisés pour une transmission associée à la voie des facteurs d'échelle et les informations dites «informations liées au programme (PI)», le mot de code BCH à 63 bits forme un bloc de 77 bits pour deux voies stéréophoniques. Le premier bit d'information supplémentaire est toujours attribué à la première voie stéréophonique, le deuxième bit d'information supplémentaire l'est toujours à la deuxième voie stéréophonique. La disposition exacte est indiquée sur la Fig. 4.

3.2.3 *Bit de service spécial*

Les bits de service spécial (Fig. 3) de 64 trames principales A consécutives sont combinés pour former une trame de service spécial (SA) (Fig. 5). L'utilisation et la structure de cette trame particulière sont décrites aux § 3.3 et 3.4. L'utilisation du bit de service spécial dans la trame principale B n'a pas encore été définie; ce bit est réglé provisoirement à «0».

3.3 *Structure de la supertrame*

3.3.1 *Considérations générales*

Un mot de code de signal audiofréquence provenant de chacune des 16 voies audiofréquence est transmis dans une trame principale. Conformément au § 2.2, 64 échantillons de signal audiofréquence ($\hat{=}$ 2 ms) provenant d'une voie sont combinés pour former un bloc de signal son permettant de déterminer le facteur d'échelle. Afin de veiller à ce que cette structure soit conservée dans le trajet de transmission pour tous les canaux audio, on forme une supertrame à partir de 64 trames principales consécutives. La supertrame doit elle aussi commencer par un mot de synchronisation.

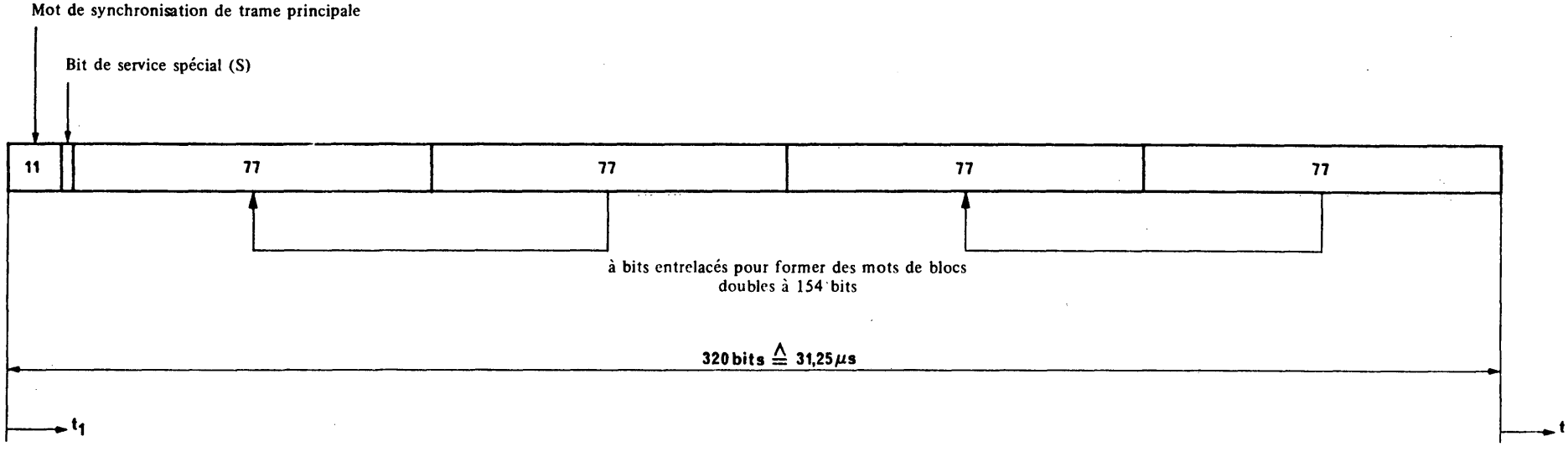


FIGURE 3 -- *Structure de trame principale (pour le principe et les détails voir les Fig. 2 et 4)*

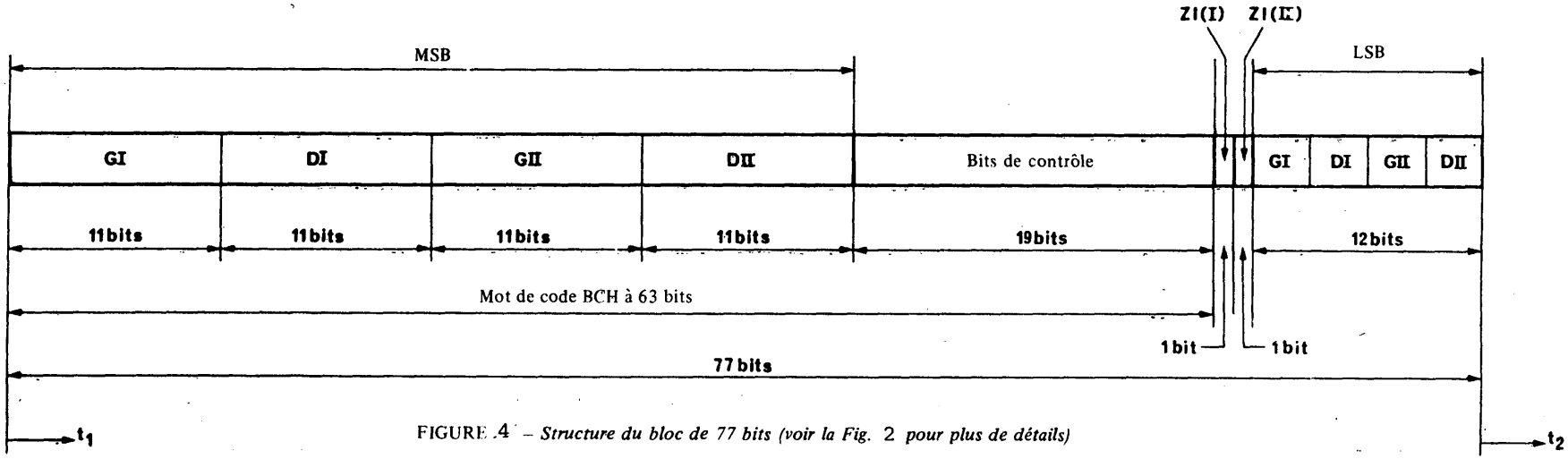
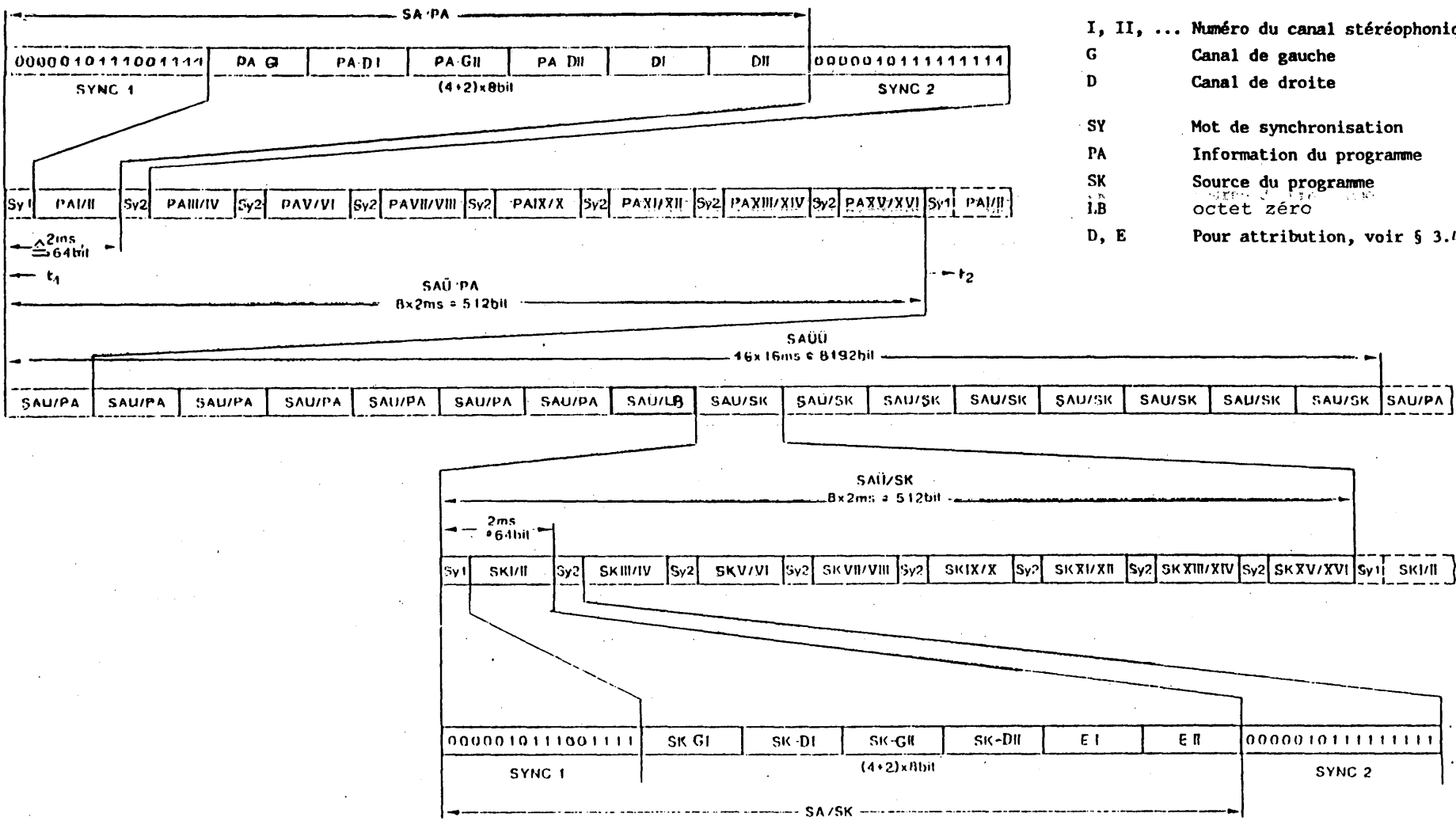


FIGURE 4 – *Structure du bloc de 77 bits (voir la Fig. 2 pour plus de détails)*

MSB : bits de plus fort poids
LSB : bits de plus faible poids
I, II : numéro du canal stéréophonique
G : canal de gauche
D : canal de droite
ZI : information additionnelle

Si un canal stéréophonique est divisé en deux canaux monophoniques :

G ⟶ canal monophonique 1
D ⟶ canal monophonique 2



I, II, ... Numéro du canal stéréophonique
G Canal de gauche
D Canal de droite

SY Mot de synchronisation
PA Information du programme
SK Source du programme
LB octet zéro
D, E Pour attribution, voir § 3.4.2.3

FIGURE 5

Structure des trames de service spécial (SA), des supertrames de service spécial (SAU) et de la trame SAUU

3.3.2 *Synchronisation des supertrames*

On utilise les premiers 16 bits de la trame de service spécial formée par les bits de service spécial de la trame principale A pour assurer la synchronisation correcte des blocs de signaux audio transmis toutes les 2 ms dans l'ensemble des 32 canaux audio (y compris toute l'information additionnelle) des deux trames principales. A titre de mot de synchronisation, on utilise un code Williard ayant la structure suivante:

0 0 0 0 0 1 0 1 1 1 0 0 1 1 1 1

La trame principale A dont le bit de service spécial contient le dernier bit du mot de synchronisation ci-dessus est suivie par tous les blocs de signaux audio émis à intervalles de 2 ms (y compris l'information additionnelle Z1, appartenant aux trames principales A et B. Compte tenu de l'utilisation des 48 bits restants de la trame de service spécial SA, des supertrames SAU et SAUU sont également nécessaires pour le service spécial (voir aussi les § 3.4.3 et 3.4.4).

3.4 *Utilisation des bits de service spécial*

3.4.1 *Considérations générales*

Après déduction du mot de synchronisation à 16 bits, il subsiste 48 bits sur les 64 bits de la trame de service spécial. Les 48 bits sont disponibles à des intervalles de 2 ms et on les utilise pour identifier les programmes fournis (information de programme ~~PA~~). ——— et source de programme SK). L'information PA permet d'identifier le mode de fonctionnement (monophonique/stéréophonique)* des différents canaux ainsi que le type de programme (0 ... 15) et elle permet également de savoir s'il s'agit de musique ou de signaux vocaux. On peut donc en permanence avoir un aperçu de tous les programmes disponibles et contrôler les fonctions de commutation dans le récepteur. L'information SK permet d'identifier la source du programme. Cette information peut être interprétée et affichée par le récepteur. Elle est constituée de 8 caractères alphanumériques**.

3.4.2 *Structure de la trame de service spécial*

Les 48 bits disponibles dans une période de 2 ms sont divisés en six octets (voir la Fig. 5). Les quatre premiers de ceux-ci sont utilisés pour la transmission de l'information PA (SA/PA) ainsi que pour le code de source de programme (SA/SK). Les octets 5 et 6 des trames SA (octets Dn ou En) sont utilisés pour l'identification du bloc de 77 bits ou sont disponibles pour d'autres applications futures.

3.4.2.1 Information de programme (PA)

Dans le cas des transmissions *monophoniques*, l'information relative au programme pour les canaux monophoniques 1 à 4 (PA-G I, PA-D I, PA-G II, PA-D II) est contenue dans les quatre premiers octets qui suivent le mot de synchronisation. Le format de codage de l'information relative au programme s'établit alors comme suit:

---

* On entend par mode de fonctionnement "stéréophonique", l'utilisation de deux voies pour la transmission du programme, même si le signal radiophonique n'est pas un signal stéréophonique.

** La source de programme SK correspond au code PS "source de programme" dans le système de radiodiffusion de données (RDS).

N° du type de programme					Signaux vocaux/ musique	Mode		Parité
0	0	0	0	0	K	0	1	P
1	0	0	0	1	K	0	1	P
2	0	0	1	0	K	0	1	P
3	0	0	1	1	K	0	1	P
4	0	1	0	0	K	0	1	P
5	0	1	0	1	K	0	1	P
6	0	1	1	0	K	0	1	P
7	0	1	1	1	K	0	1	P
8	1	0	0	0	K	0	1	P
9	1	0	0	1	K	0	1	P
10	1	0	1	0	K	0	1	P
11	1	0	1	1	K	0	1	P
12	1	1	0	0	K	0	1	P
13	1	1	0	1	K	0	1	P
14	1	1	1	0	K	0	1	P
15	1	1	1	1	K	0	1	P

K: identification musique/signaux vocaux
1: musique
0: signaux vocaux

P: bit parité
0: nombre pair de «1» dans les bits 1 à 7

La numérotation des types de programmes correspond à la classification suivante*:

Numéro	Type de programme	**	
0	Aucun ou non défini		
1	Nouvelles	(NEWS)	SIGNAUX VOCAUX
2	Affaires courantes	(AFFAIRS)	
3	Informations	(INFO)	
4	Sport	(SPORT)	
5	Enseignement	(EDUCATE)	
6	Théâtre	(DRAMA)	
7	Culture	(CULTURES)	
8	Sciences	(SCIENCE)	
9	Variétés	(VARIED)	
10	Musique populaire	(POP M)	MUSIQUE
11	Musique de rock n'roll	(ROCK M)	
12	Musique M.O.R.	(M.O.R.M.)	
13	Musique légère	(LIGHT M)	
14	Musique sérieuse	(CLASSICS)	
15	Autre musique	(OTHER M)	

---

* Cette classification découle de la Recommandation de l'UER, Document Tech. 3244, au sujet du système de radiodiffusion des données pour les transmissions radiophoniques de Terre en ondes métriques (RDS).

** Les termes entre parenthèses sont les abréviations recommandées qui peuvent être utilisées sur un dispositif d'affichage à huit caractères ou sur le panneau frontal du recepteur radio.

Dans le cas des transmissions **stéréophoniques**, on peut recourir à une **double identification du type de programme**. Cela permet non seulement de mieux caractériser les programmes qui peuvent être attribués à deux types de programmes différents (par exemple sport/populaire) mais aussi de trouver un plus grand nombre de programmes pendant le processus de recherche dans le récepteur. Une double identification est constituée d'une identification primaire et d'une identification secondaire. Toutes deux doivent provenir du tableau ci-dessus des numéros des types de programmes.

L'identification primaire du type de programme et de l'identification musique/signaux vocaux est transmise dans la voie de gauche PA-G; l'identification secondaire est transmise dans les quatre premiers bits de la voie de droite PA-D. S'il n'est pas nécessaire de transmettre une identification secondaire, l'identification primaire sera répétée à titre d'identification secondaire.

Pour indiquer le mode stéréophonique, on utilise en outre les bits restants de la voie de droite PA-D. L'occupation de la voie de droite (PA-D) pour les transmissions stéréophoniques se présente comme suit:

X X X X 0 1 0 P

où:

X: bits de codage de l'identification secondaire,

P: bit de parité (0 = nombre pair de "1" dans les bits 1 à 7).

Bits 6 et 7: si 01 dans les voies PA-G et PA-D → deux voies monophoniques indépendantes,

si 01 dans la voie PA-G et 10 dans la voie PA-D → paire stéréophonique.

Si **une voie est inoccupée**, cela sera indiqué par la séquence de bits suivante:

0 0 0 0 1 0 0 1

dans le mot de code correspondant à 8 bits de l'identification de l'information de programme. Les échantillons de signaux audio, les facteurs d'échelle et l'information additionnelle sont mis à "1 permanent" dans ce cas.

3.4.2.2. Source de programme (SK)

Dans le cas des transmissions **monophoniques**, les 4 premiers octets qui suivent le mot de synchronisation contiennent l'information SK pour les voies monophoniques 1 à 4 (SK-GI, SK-DI, SK-GII, SK-DII). Dans le cas des transmissions **stéréophoniques** le même code de source de programme est transmis tant dans la voie de gauche que dans la voie de droite.

La loi de codage pour les données SK est fondée sur la liste des caractères figurant dans les spécifications RDS de l'UER, Document Tech. 3244, Appendice 5, Figure 21. Afin d'augmenter au maximum la distance par rapport au mot de synchronisation (pour éviter la simulation de celui-ci), le mot de code 0111 1111 ne doit pas être transmis. Les mots de code 1110 XXXX et 1111 XXXX ne peuvent pas non plus être utilisés, pour la même raison; les caractères du document de l'UER affectés à ces mots de code sont donc transmis par les mots de code 0000 XXXX et 0001 XXXX, respectivement (voir le Tableau II).

TABLEAU II

Tableau de codes pour 218 caractères visualisables formant le répertoire complet de l'UER basé sur les caractères latins

Caractères visualisables supplémentaires pour:

Caractères visualisables tirés du tableau des codes de la Norme 646 de l'ISO | Caractères communs UER (7 langues) | Répertoire complet basé sur l'alphabet latin (25 langues)

				b8	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
				b7	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0
				b6	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0
				b5	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
b4	b3	b2	b1		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	0	1
0	0	0	0	0		0	@	P		p	á	ä	ª	º	Ã	Â	Ã	ã
0	0	0	1	1	!	1	A	Q	a	q	à	ä	α	¹	Ã	Ä	Å	ª
0	0	1	0	2	"	2	B	R	b	r	é	ë	©	²	É	Ê	Æ	æ
0	0	1	1	3	#	3	C	S	c	s	è	ë	°/oo	³	È	Ë	Œ	œ
0	1	0	0	4	¤	4	D	T	d	t	í	ï	Ğ	±	Í	Î	Ŷ	ŵ
0	1	0	1	5	%	5	E	U	e	u	ì	ï	ğ	ı	Ì	Ï	Ý	ý
0	1	1	0	6	&	6	F	V	f	v	ó	ö	ń	ń	Ó	Ô	Õ	õ
0	1	1	1	7	'	7	G	W	g	w	õ	ö	ő	ű	Ò	Ö	ø	ø
1	0	0	0	8	(	8	H	X	h	x	ú	ù	π	µ	Ú	Û	Þ	þ
1	0	0	1	9	)	9	I	Y	i	y	ù	ü	Ŧ	ć	Ù	Ü	Ŋ	ŋ
1	0	1	0	10	*	:	J	Z	j	z	ñ	ñ	£	÷	Ř	ř	Ŕ	ŕ
1	0	1	1	11	+	;	K	[(1)	k	{(1)	Ç	ç	¶	°	Č	č	Ć	ć
1	1	0	0	12	,	<	L	\	l	|	Ş	ş	←	1/4	Š	š	Ś	ś
1	1	0	1	13	–	=	M	](1)	m	}(1)	β	ğ	↑	1/2	Ž	ž	Ź	ź
1	1	1	0	14	.	>	N	‾	n		ì	ı	→	3/4	Đ	đ	ŧ	ŧ
1	1	1	1	15	/	?	O	_	o		IJ	ij	↓	§	Ŀ	ŀ	ð	

Modification - voir le texte

* Les caractères figurant dans des positions portant l'indication 1 dans le tableau sont ceux de la "version internationale de référence" de la Norme 646 de l'ISO qui n'apparaissent pas dans le "répertoire complet des caractères latins" donné dans l'Appendice 2 du Document technique 3232 de l'UER (2ème édition, 1982)

Dans tous les octets, le N° de bit b8 est toujours transmis en premier. La transmission commence toujours par le caractère situé à l'extrême gauche de l'écran. Les caractères, y compris les éventuels espaces, sont toujours au nombre de 8.

3.4.2.3 Utilisation des octets Dn et En

Afin d'augmenter au maximum la distance de codage par rapport au mot de synchronisation choisi (Sync 1; Sync 2), la règle ci-après doit être observée en cas d'utilisation des octets Dn et En:

X X X X X 0 X P

où:

X: bits non affectés

P: bit de parité (0 = nombre pair de "1" dans les bits 1 à 7).

Les **octets Dn** décrivent l'utilisation des 4 voies monophoniques d'un bloc de 77 bits. Pour chaque voie monophonique, 2 bits sont disponibles à cette fin. L'affectation de ces bits d'identification à la voie monophonique est la suivante:

Dn (impair)								Dn (pair)							
5ème octet de la trame SA/PA								6ème octet de la trame SA/PA							
X	X	X	X	X	0	X	P	X	X	X	X	X	0	X	P

Mono 1	Mono 2	Mono 3	Mono 4
GI	DI	GII	DII

Les bits N°s 5 et 7 de chaque octet Dn sont gardés en réserve en vue d'une éventuelle extension des identifications et sont provisoirement mis à "0".

Ces deux bits permettent d'identifier quatre modes différents.

Mode	Signification
00	Voie son monophonique d'un bloc de 77 bits conforme à la **Figure 4**. Codage du son comme indiqué au § 2. Information additionnelle comme indiqué au § 3.5
01	Pas encore défini
10	Pas encore défini
11	Transmission de données conforme à l'Appendice V

Avec une identification autre que "0 0", les octets, 1 à 4 des trames SA/PA et des trames SA/SK (**Figure 5**) ne sont pas occupées par l'information de programme ou les données de source de programme et sont libres pour une autre utilisation. Une évaluation sûre des octets Dn est assurée par 7 transmissions consécutives des trames SA/PA avec décision majoritaire.

L'utilisation des **octets En** (octets N°s 5 et 6 de la trame SA/SK) n'a pas encore été déterminée. Ces octets sont fixés à:

0 0 0 0 0 0 0 0.

3.4.3 Structure de la supertrame de service spécial SAU

Une trame de service spécial SA contient l'information de programme (PA) et l'information de source de programme (SK) de 4 programmes monophoniques ou de 2 programmes stéréophoniques. Pour assurer l'ensemble des 32 programmes monophoniques ou des 16 programmes stéréophoniques, il faut combiner 8 trames de service spécial SA/PA et SA/SK pour former une supertrame de service spécial SAU/PA ou SAU/SK.

Le début de cette supertrame est caractérisée par le mot code de Williard à 16 bits décrit plus haut (voir le § 3.3.2) (Sync 1). Les 7 trames restantes de service spécial à l'intérieur de la supertrame commencent toutes par le mot de synchronisation modifié ci-après (Sync 2):

0 0 0 0 0 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1

(voir aussi la Figure 5).

3.4.4 Structure de trame SAUU

Les supertrames de service spécial SAU/PA et SAU/SK sont transmises en groupes alternés. A cet effet, une autre supertrame (SAUU) est formée de 7 trames SAU/PA consécutives et 8 trames SAU/SK consécutives. Les deux groupes sont séparés par une trame SAU/LB (**Figure 5**) qui a la structure d'une trame SAU dans laquelle tous les octets des 8 trames SA incluses sont mis à "0".

Les 8 trames SAU/SK suivant les trames SAU/LB contiennent les 8 caractères de l'information de source de programme en commençant par le caractère le plus à gauche de l'affichage. Dans le cas de transmission sonore, les 7 trames SAU/PA consécutives acheminent des informations identiques, assurant ainsi la protection des données.

3.5 *Utilisation des bits d'information additionnelle*

3.5.1 *Considérations générales*

Le fait de combiner 64 trames principales en supertrames (voir le § 3.3) permet également d'aboutir à la formation de trames par les bits d'information additionnelle ZI. Une telle trame ZI contient les facteurs d'échelle pour deux canaux audio. La capacité subsistante est réservée pour la transmission future de PI (voir la Fig. 6).

3.5.2 *Facteur d'échelle*

La position des facteurs d'échelle de deux canaux audiofréquence dans une trame d'information (ZI) est donnée à la Fig. 6. La Fig. 1 indique l'attribution des facteurs d'échelle aux plages d'amplitude. En raison de l'importance qu'ils présentent, les facteurs d'échelle nécessitent une protection contre les erreurs binaires plus grande que les mots code du signal audiofréquence. A cette fin, deux facteurs d'échelle à 3 bits d'un canal de gauche et d'un canal de droite sont insérés à partir du bit de plus fort poids, dans un code BCH (14,6) systématique abrégé. Le mot code en BCH est répété trois fois (il occupe ainsi 42 bits dans la trame d'information). Afin d'obtenir le mot code abrégé en BCH, on procède aux opérations suivantes:

- les deux facteurs d'échelle à 3 bits sont précédés par un septième bit dont la valeur est 0,
- huit bits de vérification obtenus par le polynôme générateur d'un code BCH (15,7)

$$g(x) = x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + x^0$$

et sont adjoints aux six bits du facteur d'échelle. La séquence des bits de vérification est déterminée par la puissance du polynôme générateur associé (ceux qui ont la valeur la plus faible sont placés à la fin).

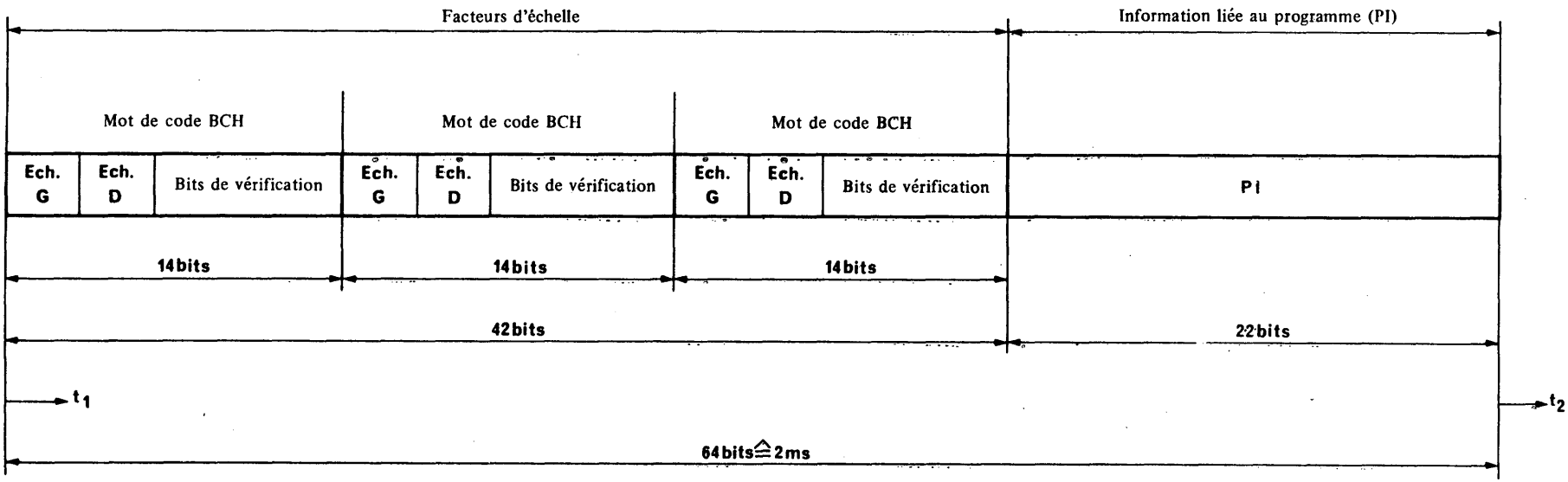


FIGURE 6 – *Structure de la trame de renseignements (ZI)*

Afin de faciliter le décodage a l'extrémité de réception, le facteur d'échelle doit être reçu avant le bloc contenant les signaux audiofréquence à partir duquel il a été obtenu. Pour des raisons techniques, le facteur d'échelle doit en réalité précéder deux blocs contenant des signaux audiofréquence, plus précisément la transmission du facteur d'échelle dans la trame d'information ZI doit débuter 4 ms avant la transmission du premier mot code du signal audiofréquence du bloc associé contenant les signaux audiofréquence.

3.5.3 *Renseignements sur le programme transmis (PI)*

A intervalles de 2 ms, consécutifs à la détermination et à la transmission des facteurs d'échelle, on dispose de 22 bits par canal stéréophonique dans la trame d'information pour la transmission de renseignements supplémentaires sur le programme. Il convient d'utiliser ces 22 bits de manière transparente, c'est-à-dire que les mots de 22 bits transmis dans des salves toutes les 2 ms par la station terrienne ——— doivent atteindre l'interface* à l'extrémité de réception sous la forme de rafales de 22 bits**.

Les 22 bits de renseignements sur le programme dans le cas de programmes monophoniques sont alternativement attribués à chacun des canaux monophoniques, c'est-à-dire qu'un bloc de 22 bits contenant des renseignements sur le programme n'est transmis que toutes les 4 ms. La synchronisation de la supertrame de service spécial (SAU) est utilisée pour l'attribution au canal monophonique approprié des 22 bits d'information sur le programme. Les 22 bits d'information sur le programme qui suivent le mot de synchronisation du SAU de la trame primaire spéciale de service sont par conséquent assignés au canal monophonique 1.

4. Modulation et transmission radiofréquence

4.1 *Technique de modulation*

Afin d'obtenir une utilisation efficace de la largeur de bande du canal du répéteur, même pour de faibles valeurs du rapport C/N, on utilise la modulation MDP-4 cohérente de la porteuse sans décalage de bits. Les deux trains binaires à 10,24 Mbit/s obtenus à partir des deux trames principales constituent le signal d'entrée. Le débit binaire global de 20,48 Mbit/s permet la transmission de 16 programmes radiophoniques stéréophoniques ou 32 programmes monophoniques. Le codage différentiel des deux trains binaires permet la démodulation différentielle et synchrone à l'extrémité de réception. Une technique de modulation couramment utilisée se trouve décrite dans l'Appendice III.

4.2 *Embrouillage*

L'embrouillage est utilisé pour obtenir une dispersion d'énergie et une récupération d'horloge fiable au cours des pauses de modulation ou dans le cas de signaux continus pour la protection contre les éventuelles imitations des mots de synchronisation. Comme le montre la Fig. 7, les trains binaires des trames principales A et B, à l'exception des mots de synchronisation et des bits spéciaux de service, sont embrouillés au moyen d'une combinaison avec une séquence pseudo-aléatoire d'un générateur d'embrouillage. On réalise pratiquement cet embrouillage en utilisant un registre à décalage à 9 digits et à contre-réaction. Le polynôme de générateur est donné par l'expression:

$$g(x) = x^9 + x^4 + 1$$

Une séquence à 308 bits, montrant une probabilité minimale d'imitation en ce qui concerne le mot de synchronisation de la trame Barker, est sélectionnée à partir de la séquence binaire de 511 impulsions d'horloge ($2^9 - 1$). La séquence à 308 bits est déterminée par sa valeur initiale:

$$r_8, r_7, \ldots r_0 = 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1$$

A partir du trentième bit de la trame principale entrante, les 308 bits restants sont combinés selon une loi pseudo-aléatoire modulo 2 comme suit:

- trame principale A avec le contenu de la position r_0 du registre à décalage et
- trame principale B avec le contenu des positions r_3 et r_0 du registre à décalage.

Ensuite, les positions du registre à décalage sont remises à la valeur initiale précédemment indiquée. L'embrouillage recommence ensuite avec le treizième bit de la trame principale suivante.

---

* Une proposition concernant une interface normalisée pour les renseignements sur le programme dans le récepteur DSR se trouve à l'Appendice I de cette Annexe.

** L'Appendice II décrit une structure de paquets possible pour la transmission de renseignements sur le programme.

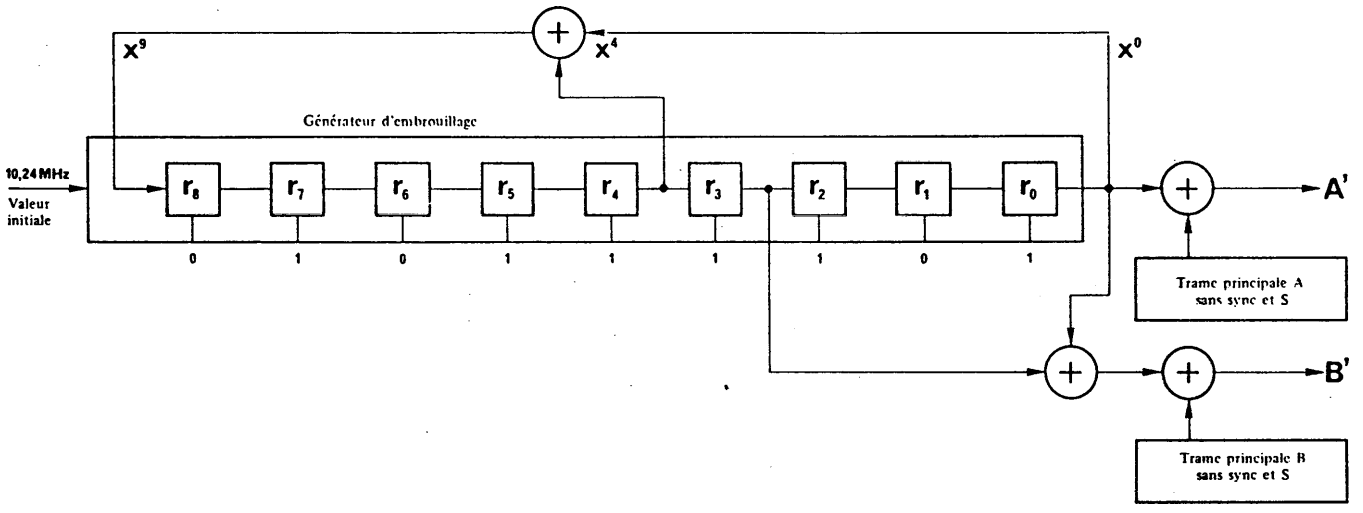


FIGURE 7 - *Embrouillage dans les trames principales A et B*

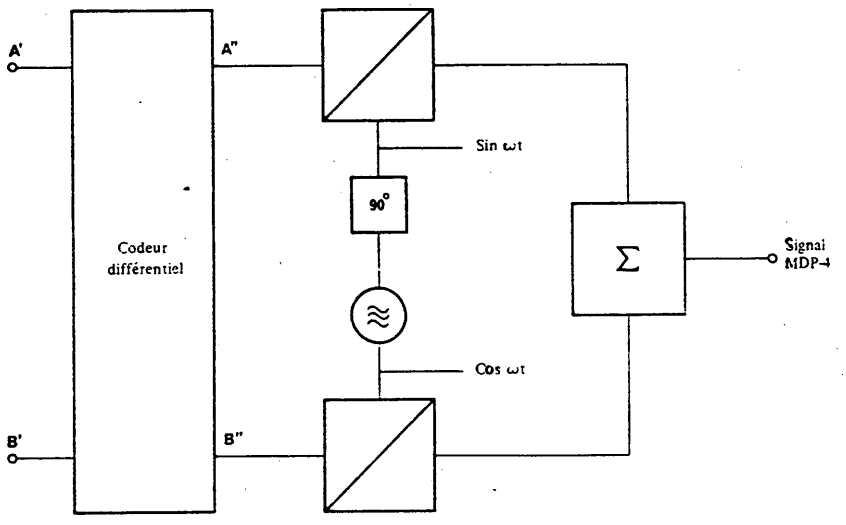


FIGURE 8 - *Schéma fonctionnel du modulateur cohérent MDP-4 avec codeur différentiel*

4.3 *Le codage différentiel*

Pour pouvoir effectuer une démodulation différentielle de phase, au lieu de la démodulation synchrone plus complexe, le codage différentiel doit être appliqué à tous les bits des trames principales A et B après embrouillage. Pour cela, les deux trains binaires embrouillés A′ et B′ des trames principales A et B sont associés au moyen d'un codeur différentiel. Le processus d'association appliqué repose sur le principe suivant:

pour $A'_n \oplus B'_n = 0$ $A''_n = A''_{n-1} \oplus A'_n$
$B''_n = B''_{n-1} \oplus B'_n$

pour $A'_n \oplus B'_n = 1$ $A''_n = B''_{n-1} \oplus A'_n$
$B''_n = A''_{n-1} \oplus B'_n$

$\oplus$: OU EXCLUSIF

x_n : état logique au temps n

x_{n-1} : état logique au temps $n-1$, c'est-à-dire 1 bit avant.

Les deux signaux de sortie A″ et B″ du codeur différentiel forment le signal modulé (voir également la Fig. 8).

4.4 *Modelage du spectre*

Le spectre des signaux* délivré par la partie à amplification linéaire de la station terrienne est décrit par la représentation suivante en bande de base (50% du cosinus de coupure):

$$S(f) = 1 \qquad \text{pour } 0 \leqslant f \leqslant \frac{1}{4\tau}$$

$$S(f) = \sqrt{\frac{1}{2}\left\{1 + \cos\left[2\pi\left(f - \frac{1}{4\tau}\right)\tau\right]\right\}} \qquad \text{pour } \frac{1}{4\tau} \leqslant f \leqslant \frac{3}{4\tau}$$

$$S(f) = 0 \qquad \text{pour } f > \frac{3}{4\tau}$$

$$\tau = \text{durée de la paire de bits (dibit)} = \frac{2}{20{,}48} \cdot 10^{-6}\ \text{s}$$

(Le spectre FI/radiofréquence est obtenu par modulation d'amplitude de deux porteuses orthogonales avec un signal correspondant à la représentation en bande de base ci-dessus.)

* La définition des spécifications pour l'émission hors bande des futures stations terriennes devra être conforme au Règlement des radiocommunications et des principes de planification pour les liaisons montantes (CAMR ORB). Le masque spectral applicable au signal MDP-4 est donné à l'Appendice IV.

4.5 *Etats de modulation*

Les paires de bits (dibits) des trains de bits embrouillés A′ et B′ (avant le codage différentiel) dans le signal modulé MDP-4 correspondent à l'attribution des bits et aux modifications de phase suivantes:

Information binaire		Changement de phase (degrés)
A′	B′	$\Delta\varphi$
0	0	0
1	0	90
1	1	180
0	1	270

Le changement de phase est lié à la position de phase qu'avait le signal porteur à chaque dibit antérieur*. Il convient de procéder au comptage dans le sens inverse (mathématiquement positif) des aiguilles d'une montre.

* Les changements de phase et l'attribution des bits figurant dans le tableau s'appliquent au spectre du signal en position normale. Le récepteur doit pouvoir déterminer automatiquement si le spectre du signal se présente en position inverse à la suite de la conversion que le signal subit pour le passage de la gamme RF à la gamme des fréquences intermédiaires à l'extrémité de réception et il doit pouvoir traiter le signal en conséquence (par exemple, en échangeant A′ et B′ d'après le mot de synchronisation associé dans le cas de la démodulation différentielle).

APPENDICE I

INTERFACE POUR INFORMATION ASSOCIÉE AU PROGRAMME (PI) DANS LE RÉCEPTEUR DE RADIODIFFUSION SONORE NUMÉRIQUE PAR SATELLITE

Afin de pouvoir identifier l'information associée au programme reçu, le récepteur de radiodiffusion sonore est équipé d'une interface série spéciale. Trois signaux de sortie différents sont appliqués à cette interface et la combinaison logique des signaux en question permet d'identifier les données associées au programme.

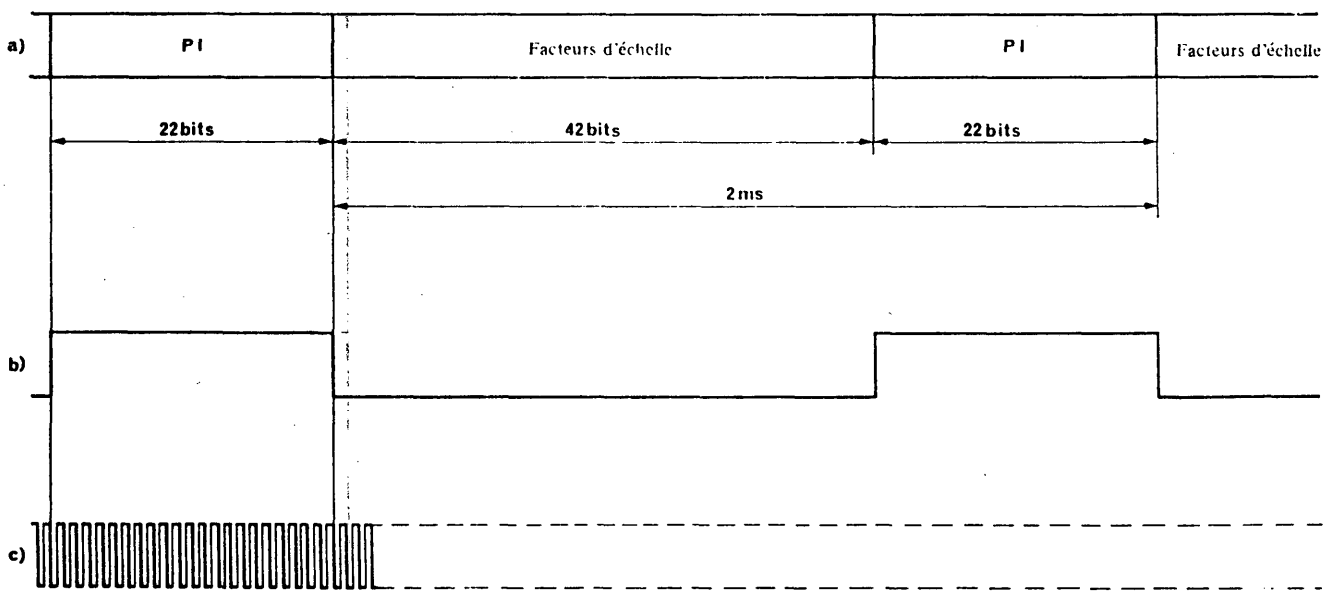
La Fig. 9 représente le format de sortie des trois signaux et la relation qui existe entre eux dans le temps pour des programmes stéréophoniques:

- train de données de l'information additionnelle associée au canal stéréophonique;
- signal de fenêtre;
- signal de rythme à 32 kHz.

La combinaison logique des signaux considérés permet de faire en sorte que le mot de 22 bits contenant l'information associée au programme (PI) soit transmise par salves toutes les 2 ms.

Dans le cas des programmes monophoniques, le signal de fenêtre change: il n'apparaît que toutes les 4 ms; en conséquence, un mot de PI à 22 bits n'est transmis que toutes les 4 ms. L'attribution au canal monophonique approprié est décrite au § 3.5.3.

Le choix des fiches et l'attribution de leurs broches sont laissés à l'appréciation des fabricants de récepteurs.



a) Train de données d'information additionnelle (ZI)
b) Signal de fenêtre, démarrage du mot avec pente positive
c) Signal d'horloge à 32 kHz, sortie de données avec pente de rythme négative

FIGURE 9 – *Interface pour information associée au programme (PI), format de sortie et correspondance dans le temps (stéréophonie)*

APPENDICE II

STRUCTURE DES PAQUETS POUR LA PI

Les mots de PI à 22 bits transmis toutes les 2 ms (toutes les 4 ms dans les programmes monophoniques) sont utilisés comme suit:

1. La PI est structurée en *paquets* dont la longueur correspond à des multiples entiers de 22 bits.

2. Les *paquets* comprennent un *en-tête* (2 × 22 bits) et le *contenu du paquet* (n × 22 bits).

3. La structure de l'en-tête est décrite à la Fig. 10. L'en-tête commence avec un mot initial de 12 bits:

0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1

Le mot initial est suivi de deux octets *indiquant la longueur des paquets* et il se termine par deux octets *identifiant le contenu des paquets.*

4. Dans les deux octets qui permettent d'identifier la longueur des paquets, huit bits sont utilisés pour indiquer 256 longueurs différentes de paquets. En conséquence, la longueur maximale de paquet (en-tête y compris) correspond à 255 × 22 bits + 2 × 22 bits = 5654 bits, et elle est transmise sur une liaison stéréophonique en 514 ms (1028 ms pour des programmes monophoniques). Les autres 8 bits de l'indication de longueur de paquet sont utilisés pour la protection contre les erreurs (code de Hamming (8,4)). Le format de codage et de décodage pour les demi-octets est décrit au Tableau III.

5. Les deux octets permettant d'*identifier le contenu des paquets* ont la même structure que l'indication de longueur de paquet et utilisent la même protection contre les erreurs sur les bits. Le nombre des différentes indications possibles de contenu des paquets s'élève donc à 256.

6. Le *contenu des paquets* est transmis au moyen de mots de 22 bits. Le nombre réel des mots de 22 bits est déterminé par l'indication de longueur de paquet. La longueur 0 correspond à un «paquet factice» comprenant seulement un en-tête. La longueur 255 correspond à la longueur maximale de 255 × 22 bits pour le contenu des paquets. Le choix de la structure et de la protection contre les erreurs sur les bits utilisées pour les mots de 22 bits est laissé à l'appréciation de l'usager des différents services possibles et doit faire l'objet d'une spécification lorsqu'un nouveau service est introduit.

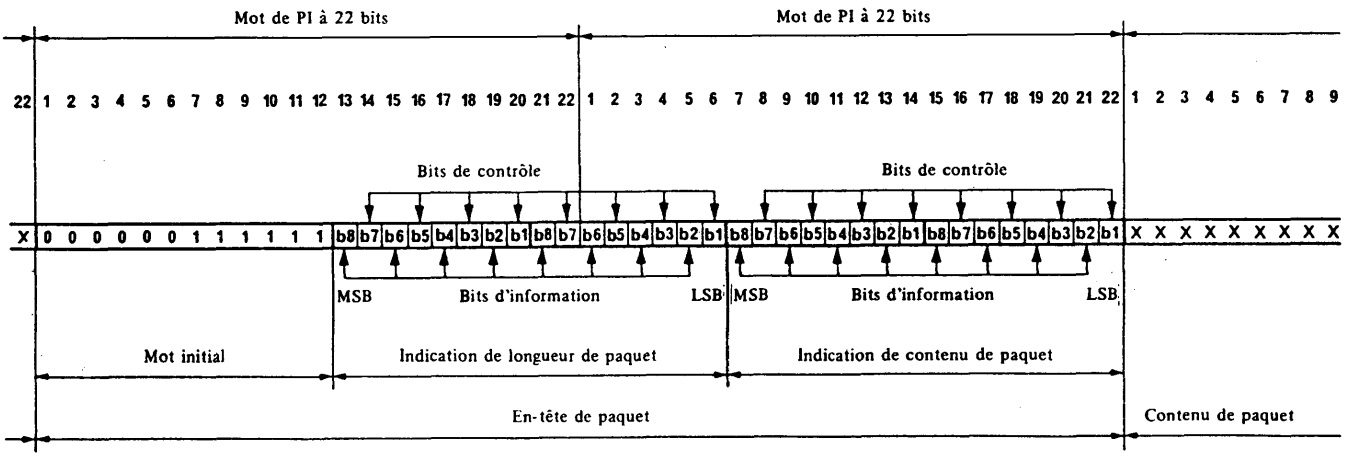


FIGURE 10 – *Structure de l'en-tête de la PI*

APPENDICE III

MODULATION

La modulation MDP-4 peut résulter, par exemple, de deux oscillations de porteuse en quadrature de phase A et B modulées sous forme MDP-2 par des trains de bits à 10,24 Mbit/s et, enfin, additionnées.

La trame principale A engendre un train de données continu de 10,24 Mbit/s sur le signal porteur A, tandis que la trame principale B produit un train de données continu de 10,24 Mbit/s sur le signal porteur B. En ajoutant les deux signaux porteurs modulés MDP-2 et de même amplitude, on obtient le signal MDP-4 (Fig. 8).

TABLEAU III - *Format de codage et de décodage pour les octets protégés par un code de Hamming*

CODAGE

Nombre hexadecimal	Nombre décimal	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1
		bits d'information							
0	0	0	0	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	0	0	0	0	1	0
2	2	0	1	0	0	1	0	0	1
3	3	0	1	0	1	1	1	1	0
4	4	0	1	1	0	0	1	0	0
5	5	0	1	1	1	0	0	1	1
6	6	0	0	1	1	1	0	0	0
7	7	0	0	1	0	1	1	1	1
8	8	1	1	0	1	0	0	0	0
9	9	1	1	0	0	0	1	1	1
A	10	1	0	0	0	1	1	0	0
B	11	1	0	0	1	1	0	1	1
C	12	1	0	1	0	0	0	0	1
D	13	1	0	1	1	0	1	1	0
E	14	1	1	1	1	1	1	0	1
F	15	1	1	1	0	1	0	1	0
					bits de protection				

$b7 = b8 \oplus b6 \oplus b4$

$b5 = b6 \oplus b4 \oplus \overline{b2}$

$b3 = b4 \oplus \overline{b2} \oplus b8$

$b1 = \overline{b2} \oplus b8 \oplus b6$

$\oplus$: OU EXCLUSIF

$\overline{b2}$: b2 inversé

DÉCODAGE

$A = b8 \oplus b6 \oplus b2 \oplus b1$

$B = b8 \oplus b4 \oplus b3 \oplus b2$

$C = b6 \oplus b5 \oplus b4 \oplus b2$

$D = b8 \oplus b7 \oplus b6 \oplus b5 \oplus b4 \oplus b3 \oplus b2 \oplus b1$

A	B	C	D	interprétation	information
1	1	1	1	aucune erreur	accepté
0	0	1	0	erreur dans b8	corrigé
1	1	1	0	erreur dans b7	accepté
0	1	0	0	erreur dans b6	corrigé
1	1	0	0	erreur dans b5	accepté
1	0	0	0	erreur dans b4	corrigé
1	0	1	0	erreur dans b3	accepté
0	0	0	0	erreur dans b2	corrigé
0	1	1	0	erreur dans b1	accepté
$A \cdot B \cdot C = 0$			1	erreurs multiples	rejeté

APPENDICE IV

GABARIT DE SPECTRE POUR LA STATION TERRIENNE

Afin d'éviter les brouillages dans le canal adjacent, le spectre RF à la sortie de l'amplificateur de puissance de la station terrienne ne doit pas dépasser le gabarit de tolérance indiqué à la Fig. 11 .

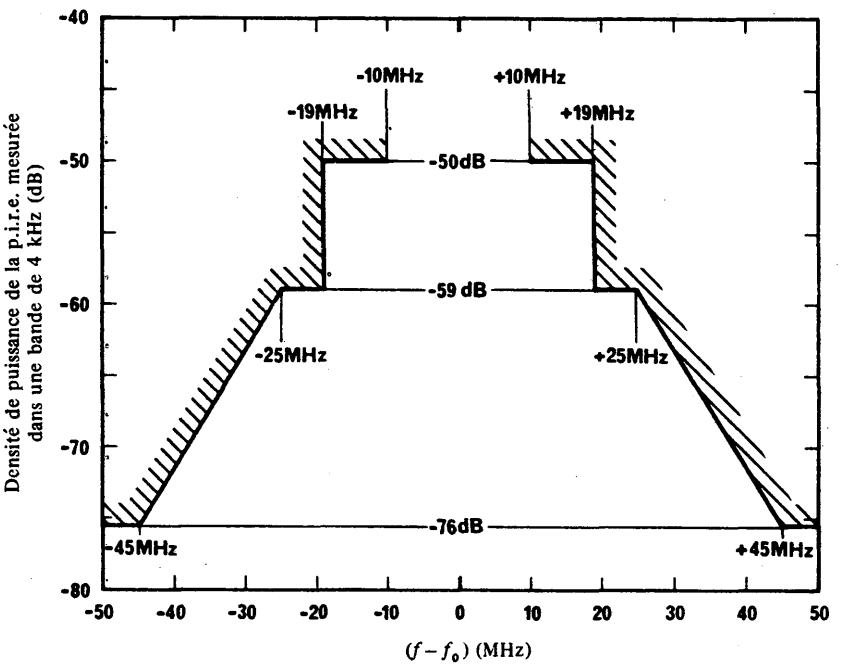


FIGURE 11 – *Gabarit de tolérance pour la station terrienne*

Gabarit du spectre hors bande pour le signal MDP-4 à la sortie de la station terrienne d'émission (filtre de mesure à 4 kHz) par rapport à la p.i.r.e. maximale prévue, mesurée avec une séquence pseudo-aléatoire de $2^{15} - 1$ de longueur modulant les deux porteuses.

APPENDICE V

TRANSMISSION DE DONNEES

Sans qu'il soit besoin de modifier sa structure, le système DSR peut aussi être utilisé pour la transmission de données. Chaque voie monophonique fournit un débit binaire de 448 kbit/s. Chaque mot code de 14 bits pour la transmission de signaux son consiste en 11 bits de moindre poids protégés par le code BCH et 3 bits de poids le plus faible non protégé (**Figure** 4). Ainsi, la capacité totale d'une voie monophonique comprend 352 kbit/s (protégés par le code BCH) plus 96 kbit/s (non protégés). Cela a été pris en compte lors de l'emploi de la voie pour la transmission de données. Des plans éventuels de transmission de données sont décrits en [Assmus, 1989] et [Assmus, février 1989].

Pour une description détaillée du service de transmission de données, les octets des trames SA/PA ou SA/SK attribués à la voie monophonique correspondante peuvent être utilisés. Les 4 premiers bits de l'octet SA/PA peuvent être utilisés pour décrire différentes structures de transmission de données. Les détails n'ont pas encore été définis.

X X X X X 0 1 P

Le bit N° 5 peut aussi être utilisé à des fins d'identification future. Les bits N°s 6 et 7 sont mis sur "01" afin de rendre aussi grande que possible la distance de codage. Le bit N° 8 est le bit de parité.

Deux voies monophoniques adjacentes peuvent être combinées pour donner un débit binaire total de 896 kbit/s (704 kbit/s protégés, 192 kbit/s non protégés). L'occupation des multiplets SA/PA correspondants est alors la suivante:

X X X X X 0 1 P	X X X X 0 1 0 P

La capacité d'identification à l'aide du bit 5 dans la première voie se rapporte alors à la paire de voies.

L'utilisation des octets SA/SK n'a pas encore été spécifiée. S'il n'y a pas d'autre demande, ils pourront être utilisés pour des informations sur la source de programme. La structure serait alors expliquée au § 3.4.2.2.

A l'extrémité de réception, une interface doit être préparée pour tous les blocs à 77 bits (non corrigés) ainsi que pour les blocs BCH à 63 bits (corrigés) et la salve d'horloge. Le format de sortie et les relations temporelles de cette interface sont représentés à la **Figure** 12.

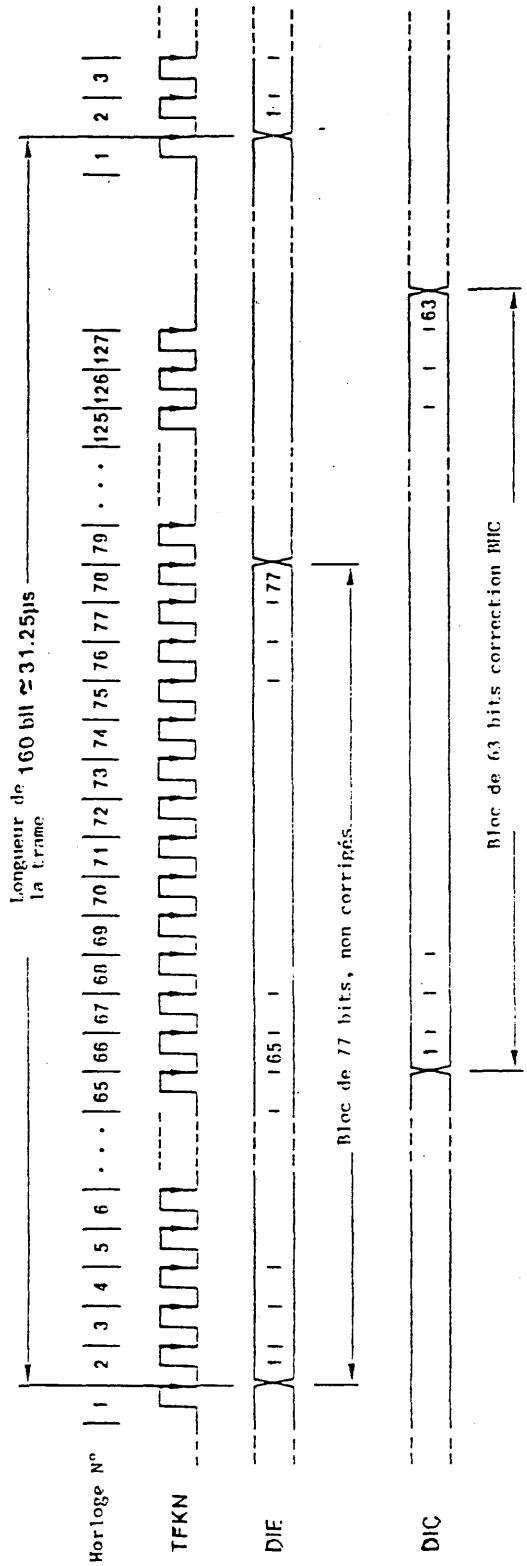


FIGURE 12

Interface pour transmission de données, format de sortie et relations temporelles

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ASSMUS, U. [1989] - Datenübertragung im DSR: Rundfunktechnische Mitteilungen, 33, H. 1, S. 1 à 7.

ASSMUS, U. [février 1989] - Datatransmission in DSR channels. EBU-Review-Technical N° 233, pages 2 à 8.

ANNEXE II

Description technique des systèmes de la famille MAC/paquets en mode numérique plein canal

1. Introduction

Le Rapport 1073 et la Publication spéciale du CCIR relative aux systèmes de transmission à utiliser dans la bande du SRS à 12 GHz donnent une description générale de la famille des systèmes MAC/paquets. Lorsque le signal image MAC et son intervalle de suppression trame sont remplacés par une ou plusieurs salves de données, le système MAC/paquets fonctionne en mode numérique plein canal. Ce mode d'exploitation a été récemment proposé par l'UER et a été introduit dans la spécification des systèmes de la famille MAC/paquets [CCIR, 1986-90a].

La présente annexe ne décrit que les éléments de spécification qui sont propres au mode d'exploitation numérique plein canal. Les spécifications des caractéristiques de codage du son, de la signalisation et de la modulation figurent dans la Publication spéciale et ne sont pas reprises ici.

2. Structure du multiplex à répartition dans le temps

La Figure 13 présente pour chaque ligne la structure du multiplex à répartition dans le temps pour le cas de l'exploitation en mode numérique plein canal.

On suppose, dans cette figure, que la première salve de données est de longueur normale. Si sa longueur est réduite, on avance en conséquence la période de clampage et le début de la deuxième salve de données. La première salve de données doit se terminer au plus tard comme il est indiqué sur la figure.

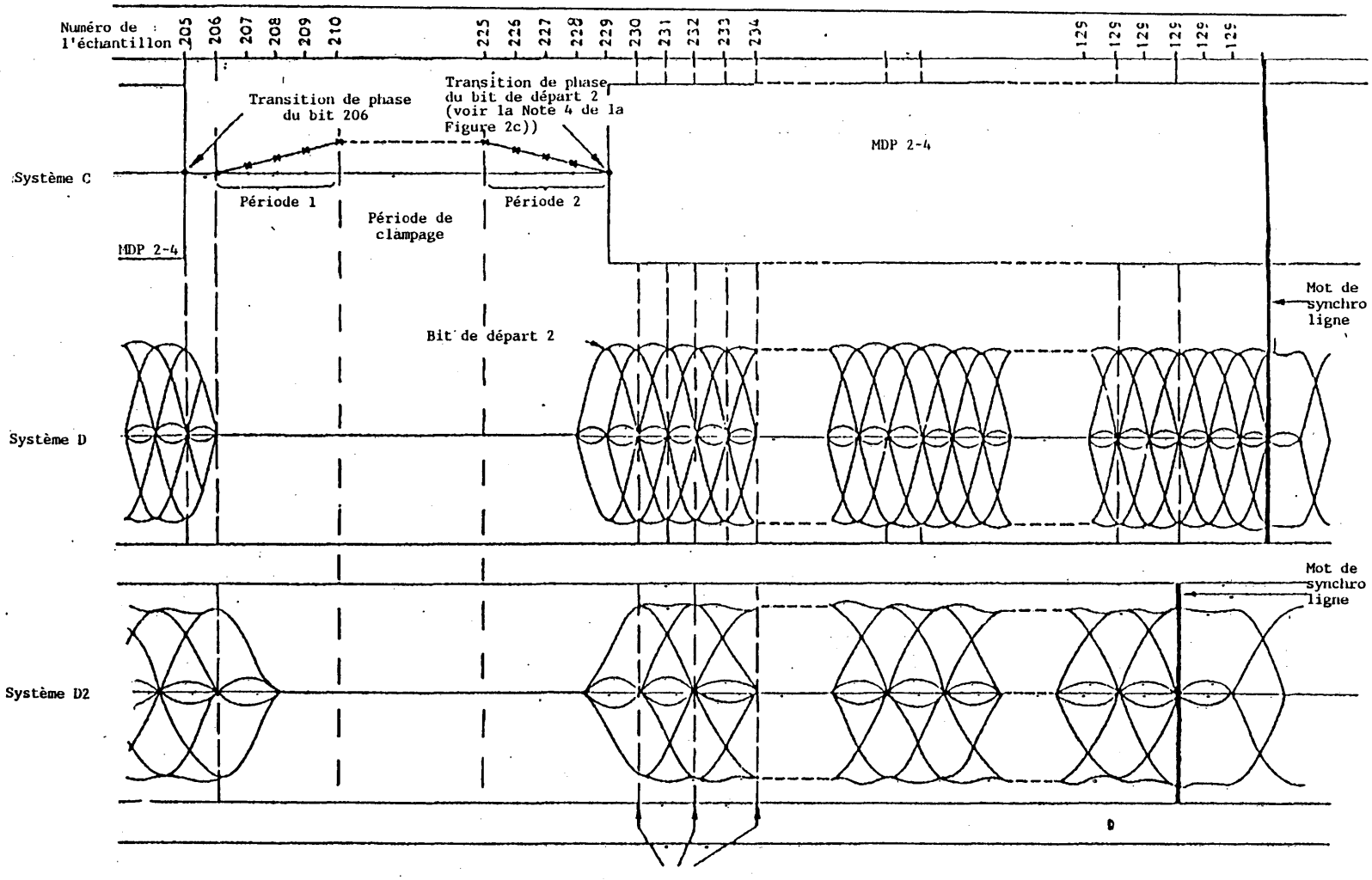
Les Figures 14 et 15 donnent des exemples de sructure du multiplex pour l'exploitation en mode numérique plein canal des systèmes C/D et D2-MAC/paquets respectivement. La structure de base du multiplex de télévision qui sert aux émissions normales de télévision est conservée pour l'exploitation en mode numérique plein canal, à ceci près que le signal image analogique est remplacé par des signaux numériques. Le train de données du mode numérique plein canal est divisé en composantes du multiplex (TDM). Chaque composante du TDM peut occuper les lignes 1 à 623* incluses de chaque image, ce qui laisse la ligne 624 disponible pour l'insertion d'un repère de clampage et de signaux de référence, et la ligne 625 pour insérer un mot de synchronisation d'image et la salve spéciale de données (comme le spécifie la Publication spéciale).

En principe, les composantes numériques du TDM des systèmes C et D sont divisées en deux sous-trames, l'une d'entre elles étant destinée à être transférée à un système D2. Ces composantes TDM sont identifiées au moyen des codes TDMCID 01 à 0E.

Toutefois, certaines exigences de l'exploitation des systèmes C et D, comme les services de données à grand débit, peuvent nécessiter une structure de multiplex non compatible avec les principes généraux ci-dessus, à savoir que les composantes TDM ne sont pas divisées en deux sous-trames. Dans ce cas, il se peut qu'il n'y ait pas de sous-ensemble pour D2 dans les systèmes C et D. Ces composantes sont identifiées par les codes TDMCID 40 à 4F.

---

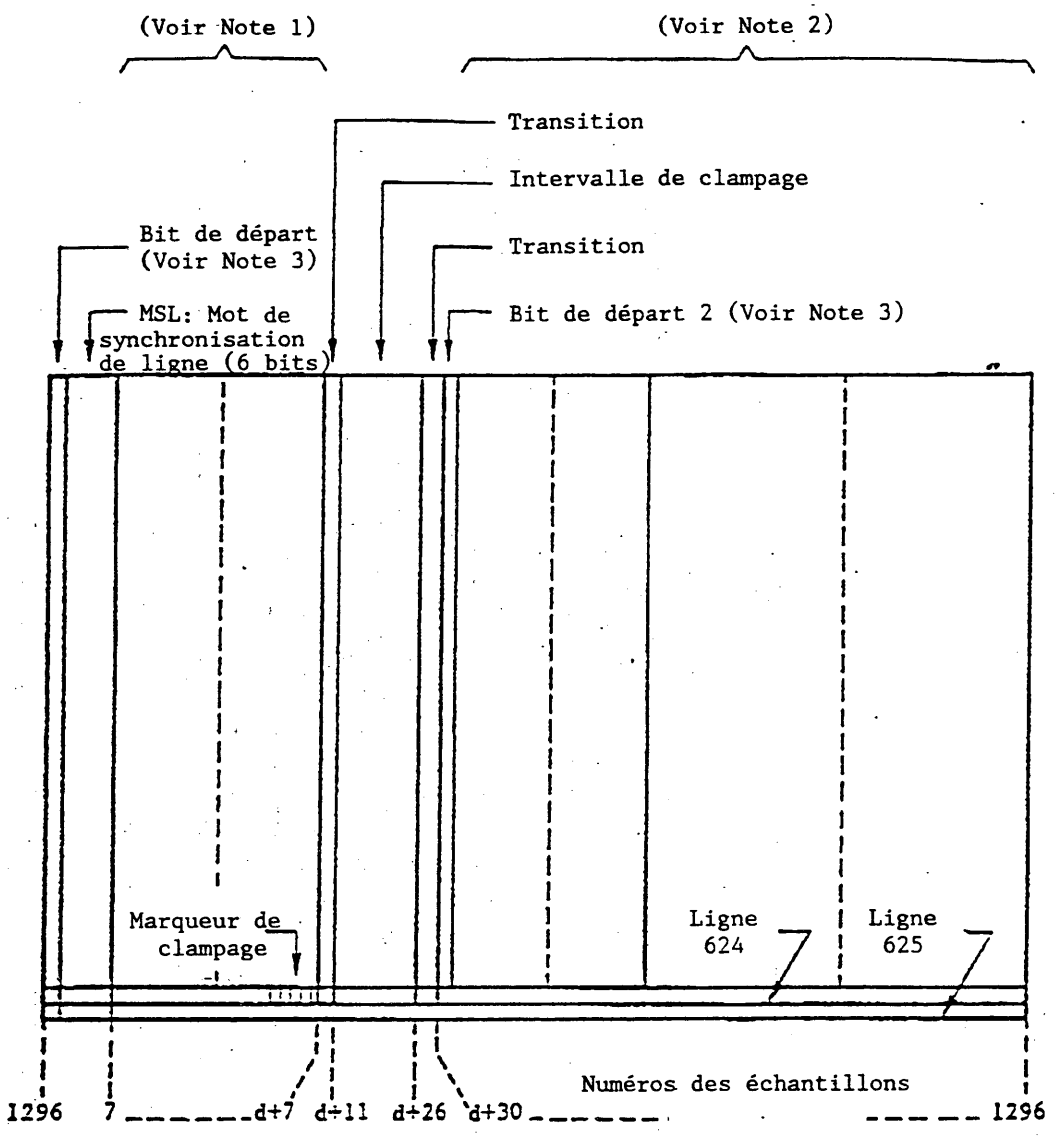
* Dans le cas de l'exploitation en mode numérique plein canal, il faudra omettre les signaux de ligne test pour l'insertion de l'image et les signaux de télétext dans l'intervalle de suppression de trame.



Les instants d'échantillonnage correspondent aux échantillons pairs de l'horloge à 20,25 MHz

FIGURE 13

Relation entre les bits de données et la structure d'échantillonnage dans le cas de l'exploitation en mode numérique plein canal avec les systèmes C, D et D2-MAC paquets



d: Durée en bits de la première salve

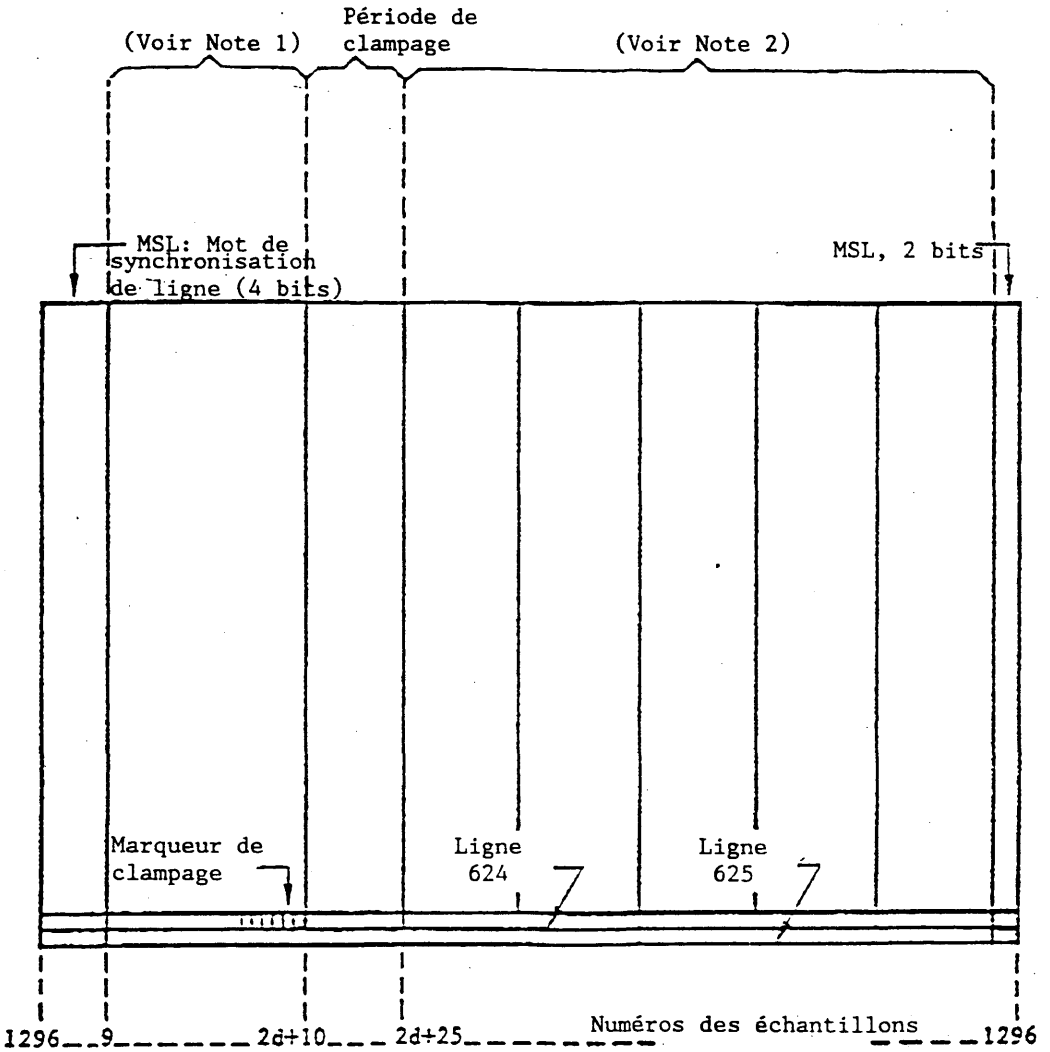
FIGURE 14

Exemple de structure du multiplex pour l'exploitation en mode numérique plein canal C et D (échelle non respectée)

Note 1 - Cette portion de la trame consiste en composantes TDM avec codes TDMCID 01 et 02. Elle dure 198 bits (plus un bit de réserve) ou moins. Elle peut comprendre une composante TDM unique.

Note 2 - Cette portion de la trame consiste en composantes TDM divisées ou non en deux sous-trames. Les codes TDMCID vont de 03 à 0E et de 40 à 4F respectivement. La durée de la composante TDM est indiquée sur la ligne 625.

Note 3 - Dans le cas de l'exploitation en mode numérique plein canal, un démodulateur différentiel du système C devrait utiliser le bit de départ 2. Le bit de départ 1 n'a pas cette fonction et ce peut être le dernier bit utile de la dernière composante numérique TDM, comme indiqué sur la ligne 625.



d: Durée en bits de la première salve de données.

MSL: Mot de synchronisation (6 bits)

FIGURE 15

Exemple de structure du multiplex pour l'exploitation en mode numérique plein canal D2 (échelle non respectée)

Note 1 - Cette portion de la trame consiste en composantes TDM avec codes TDMCID 01 ou 02. Sa durée totale est de 99 bits.

Note 2 - Cette portion de la trame consiste en composantes TDM avec codes TDMCID compris entre 03 et 0E et/ou entre 40 et 4F. La durée de la composante TDM est indiquée sur la ligne 625.

3. Données transmises sur la ligne 625 dans le cas du mode numérique plein canal

La Publication spéciale indique la structure générale des données de la ligne 625. Les informations propres au mode d'exploitation numérique plein canal se trouvent dans la trame de données statique (SDF) et dans la trame de données répétées (RDF), comme expliqué ci-après.

3.1 Trame de données statique (SDF)

Le groupe de commande de l'embrouillage du multiplex et de la vidéo (MVSCG) indique comment se présente le signal dans le canal du satellite. Les bits 1 à 4 constituent le sous-groupe de configuration du multiplex (TDMC) et, en mode numérique plein canal, prennent les valeurs suivantes:

Bit 1: $b_j = 0$

Bit 2: b_m = format du multiplex son/données: si $b_m = 1$, le multiplex son/données est compatible avec les décodeurs conçus pour le multiplex à salves normal défini dans la spécification; si $b_m = 0$, le multiplex son/données n'est pas compatible.

Bit 3: b_T = transcodage recommandé pour le multiplex son/données; si ce bit est égal à 1, la sous-trame caractérisée par TDMCID = 01 est la seule que le radiodiffuseur conseille de transférer du système C ou D-MAC/paquets vers le système D2-MAC/paquets; si ce bit est égal à zéro, l'une des deux sous-trames codées TDMCID 01 et 02 peut être transférée au gré des exploitants du câble. En radiodiffusion par satellite d'un signal D2-MAC/paquets, le bit 3 ne correspond à rien. En exploitation en mode numérique plein canal, ce bit ne concerne que la première salve de données.

Bit 4: $b_A = 0$.

En mode numérique plein canal, les bits 5 à 8 du MVSGC n'agissent pas sur le décodeur de l'usager.

3.2 Trame de données répétée (RDF)

La trame de données répétée transmet l'information de commande du multiplex à répartition dans le temps (TDMCTL) qui décrit les composantes individuelles du multiplex à répartition dans le temps. En particulier, le paramètre TDMCID (identification de la composante TDM) véhicule un code unique pour chaque type de composante TDM, comme indiqué ci-après en (notation hexadécimales):

01 à OE: Pour les systèmes C ou D-MAC/paquets, ces codes sont alloués aux domaines réservés aux salves de données organisés sous forme de deux sous-trames associées; les codes TDMCID impairs se rapportent à la première sous-trame de chaque salve de données, les codes pairs à la seconde sous-trame. Pour un système D2-MAC/paquets, ces codes sont alloués aux domaines réservés aux salves de données.

La salve de données qui se trouve juste après le mot de synchronisation de ligne est toujours identifiée au moyen des codes TDMCID 01 et 02 pour les systèmes C et D-MAC/paquets et par les codes 01 ou 02 pour le système D2-MAC/paquets.

Pour les systèmes C et D-MAC/paquets, les salves de données qui suivent l'intervalle de clampage sont repérées par des couples de codes TDMCID: 03 et 04, ..., OD et OE. Pour le système D2-MAC/paquets, ces salves de données sont repérées par des codes TDMCID 03 ou 04, ..., OD ou OE.

40 à 4F: Alloués aux domaines réservés aux salves de données qui ne sont pas divisées en deux sous-trames associées.

Paramètre TDMS (Structure du multiplex à répartition dans le temps): il définit les limites verticales et horizontales des sous-trames* allouées à une composante TDM et exprimées sous forme de nombre de lignes et de périodes d'horloge, respectivement. Une composante TDM peut comprendre une ou plusieurs sous-trames et chaque champ de la TDMS peut définir deux sous-trames distinctes, si nécessaire. Elles doivent occuper des périodes d'horloge identiques (par exemple dans la définition de la composante de luminance des trames 1 et 2 de l'image de télévision). Le format du champ de la TDMS est le suivant:

(FLN1) 10 bits: numéro de la première ligne de la sous-trame 1 de la composante TDM

(LLN1) 10 bits: numéro de la dernière ligne de la sous-trame 1 de la composante TDM

(FLN2) 10 bits: numéro de la première ligne de la sous-trame 2 de la composante TDM

(LLN2) 10 bits: numéro de la dernière ligne de la sous-trame 2 de la composante TDM

(FCP) 11 bits: première période d'horloge de la ou des sous-trames de la composante TDM

(LCP) 11 bits: dernière période d'horloge de la ou des sous-trames de la composante TDM

La ligne numéro 1 est codée sous forme d'un zéro binaire ainsi que la période d'horloge 1; les nombres plus élevés sont codés de façon analogue. Tous les 1 des FLN1, FLN2, etc., représentent des codes non valables et servent à signaler les sous-trames non définies. Ainsi, un champ de la TDMS qui définit une seule sous-trame n'a que des 1 dans le FLN2 et le LLN2.

Paramètre LINKS (Structure liée): commutation à un bit servant à relier le groupe du ou des champs de la TDMS nécessaire à la définition complète d'une composante TDM. Ce bit change à chaque répétition du ou des champs de la TDMS liés.

---

* Une sous-trame est n'importe quel domaine rectangulaire de l'image de télévision.

Pour les différentes composantes TDM, les données de TDMCTL peuvent être envoyées dans un ordre quelconque dans les images de télévision successives. Les structures liées doivent être décrites dans l'ordre des FLN1 croissants. Les champs de la TDMS ayant la même valeur FLN1 seront transmis dans l'ordre croissant des FCP. Dans un canal de satellite, le nombre de composantes TDM distinctes ne doit jamais dépasser 128*.

Tout changement de la configuration du TDM est synchronisé par le compteur de trame. Une nouvelle donnée de la TDMS, repérée par le bit UDF (fanion de mise à jour), est transmise avant le changement. Les anciennes et nouvelles données de la TDMS peuvent être entrelacées, en ordre quelconque, dans des trames de données successives. La configuration commence vraiment à être modifiée à partir du début de la ligne 1 de la deuxième image, après l'image dans laquelle le code FCNT (compteur d'images) zéro (modulo 128) est envoyé.

Une composante TDM à supprimer est repérée par le bit UDF et la donnée TDM est mise "tout en 1". La composante est supprimée à la suite du changement de configuration suivant, comme décrit ci-dessus. On peut répéter plusieurs fois le processus pour augmenter la probabilité qu'aucun récepteur ne s'aperçoive de la suppression.

Il est recommandé d'émettre une nouvelle donnée TDMCTL peu de temps avant tout changement de configuration, afin de réduire le délai d'acquisition pour les récepteurs qui auraient été mis en marche au cours du processus.

4. Canal d'identification du service (IS) en mode numérique plein canal

La 5ème partie du Chapitre 5 de la Publication spéciale donne la spécification de la radiodiffusion de données dans le canal d'identification du service. Ce canal est constitué de paquets (adresse zéro) dans le multiplex son/données. Pour les émissions normales de télévision, l'information diffusée dans ce canal donne à l'usager accès aux divers services (télévision, son et données) qui peuvent coexister dans un canal véhiculant un signal de la famille MAC/paquets. Dans le cas de l'exploitation en mode numérique plein canal, chaque composante numérique MRT achemine son propre canal IS. Celui-ci fournit l'information dont l'usager a besoin pour avoir accès aux services son et données que comprend cette composante TDM.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR :

[1986-90]: a. GTIM 10-11S/3-51 (UER).

---

* Ce nombre correspond à un temps maximal d'acquisition d'environ 5 secondes pour une composante TDM donnée.

SECTION 10-11C - TECHNOLOGIE

RAPPORT 810-3*

SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE (SONORE ET TÉLÉVISION)

Diagrammes de référence et techniques des antennes d'émission et de réception

(Question 2/10 et 11, Programme d'études 2D/10 et 11)

(1978-1982-1986-1990)

1. Introduction

La CAMR-RS-77 a approuvé des diagrammes de référence pour les antennes d'émission des satellites et les antennes de réception des stations terriennes, pour la planification du service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz dans les Régions 1 et 3. Les diagrammes adoptés figurent dans l'Annexe 8 des Actes finals de la CAMR-RS-77. De même, des diagrammes de référence d'antenne ont été adoptés à la CARR SAT-83 pour la planification du service de radiodiffusion par satellite à 12 GHz dans la Région 2. Ces diagrammes se trouvent dans le § 3 de l'Annexe 5 de la Partie I des Actes finals de la CARR SAT-83. (Voir aussi le § 3 de l'Annexe 5 de l'Appendice 30 (ORB-85) du Règlement des radiocommunications.)

Le présent Rapport a pour objet de proposer de nouveaux diagrammes de référence des antennes utilisées dans l'équipement d'émission des satellites et l'équipement de réception au sol. Ces renseignements peuvent être utilisés pour la planification des systèmes. Les diagrammes de référence se trouvent dans le § 2; l'état actuel de la technique, y compris les données expérimentales sur lesquelles sont fondés les diagrammes de référence, est exposé dans le § 3.

2. Diagrammes de référence

Pour planifier le service de radiodiffusion par satellite, il convient de formuler certaines hypothèses au sujet du gain maximal de l'antenne (à la fois pour l'émission et la réception) et sur la façon dont le gain décroît en fonction de l'angle mesuré à partir de l'axe du faisceau. Ces renseignements sont indispensables pour le calcul du brouillage entre plusieurs émissions destinées à des zones de service différentes.

Dans le présent paragraphe, nous proposons des diagrammes de référence utilisables à cette fin. Ils n'indiquent nullement les spécifications permettant d'obtenir la qualité de fonctionnement optimale, mais proposent des objectifs pratiques raisonnables que l'on pourrait atteindre en utilisant de bonnes techniques de conception des antennes.

Les diagrammes sont présentés en fonction du rapport angulaire φ/φ_0, où φ est l'angle mesuré à partir de l'axe du faisceau et φ_0 est l'ouverture angulaire du faisceau à -3 dB. Les niveaux sont exprimés en dB par rapport au gain maximal (sur l'axe) de l'antenne.

On a établi des diagrammes séparés pour la composante de même polarisation (composante copolaire) et la composante de polarisation orthogonale (composante contrapolaire). Ces diagrammes, qui s'appliquent à la fois à la polarisation rectiligne et à la polarisation circulaire, devraient être applicables à l'ensemble de la bande de radiodiffusion considérée et à tous les azimuts.

2.1 *Antenne d'émission du satellite*

Il est probable que la planification initiale se fondera sur l'hypothèse selon laquelle les faisceaux qui partent du satellite ont des sections transversales elliptiques ou circulaires; les diagrammes de référence décrits dans le présent Rapport sont fondés sur cette hypothèse.

Note. – Néanmoins, les antennes ayant des faisceaux d'une forme spéciale peuvent être très utiles aux satellites de radiodiffusion; elles facilitent en effet la suppression d'un débordement indésirable sur des pays voisins, tout en assurant la couverture efficace de la zone de service prévue. On trouvera dans le § 3 et dans le Rapport 676 des renseignements sur ce type d'antenne.

---

*Ce Rapport doit être porté à l'attention de la CEI.

2.1.1 *Composante copolaire*

Il est commode de considérer que le diagramme de référence se compose de trois sections:

- le lobe principal, correspondant approximativement à $0 < \varphi/\varphi_0 < 1{,}6$;
- les lobes latéraux proches du faisceau principal, correspondant approximativement à $1{,}6 < \varphi/\varphi_0 < 3{,}2$;
- les lobes latéraux éloignés du faisceau principal, correspondant approximativement à $\varphi/\varphi_0 > 3{,}2$.

Comme l'indique le Rapport 558, l'enveloppe du lobe principal peut être calculée de façon satisfaisante au moyen d'une courbe de la forme $-12(\varphi/\varphi_0)^2$ (dB). Cela est confirmé par les mesures effectuées sur un certain nombre d'antennes déjà construites aux Etats-Unis d'Amérique [CCIR, 1974-78a].

Le niveau de rayonnement dans la région des lobes latéraux proches du faisceau principal est particulièrement important pour les satellites de radiodiffusion, puisqu'il aura un effet significatif sur le brouillage entre les différentes zones de service. C'est pourquoi l'emploi d'antennes conçues de manière à réduire le niveau des lobes latéraux proches du faisceau principal est indispensable.

Grâce à une alimentation décalée, certaines configurations telles que le montage Cassegrain, permettent de réduire le niveau des lobes secondaires à moins de -30 dB [Janky et Barewald, 1977].

Pour des lobes latéraux éloignés, les mesures effectuées aux Etats-Unis d'Amérique indiquent qu'avec la technologie actuelle, on peut maintenir le niveau dans une enveloppe définie par la courbe:

$$-[17{,}5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \qquad \text{dB}$$

Les études effectuées par l'Agence spatiale européenne montrent qu'il serait possible, si cela s'avérait nécessaire, de concevoir des antennes dans lesquelles le niveau des lobes latéraux éloignés diminue plus rapidement, en fonction de φ/φ_0, que ne l'indique l'expression ci-dessus.

On admet qu'il doit exister en pratique une limite un peu plus basse à partir de laquelle le niveau suit une courbe asymptote. Pour le diagramme de référence, on considère que cette limite est égale à l'opposé algébrique de la valeur du gain sur l'axe du faisceau principal de l'antenne.

Compte tenu de ce qui précède, le diagramme de référence proposé pour la composante copolaire de l'antenne d'émission du satellite est défini dans la Fig. 1. Dans la pratique, il peut se révéler difficile d'obtenir des valeurs proches de $\varphi/\varphi_0 = 1{,}5$ [CCIR 1978-82a]. Une méthode permettant d'améliorer cette situation consiste à utiliser un réflecteur plus grand avec une illumination dégressive.

2.1.2 *Composante contrapolaire*

Une étude effectuée par l'Union européenne de radiodiffusion [CCIR, 1974-78b] montre que la limite supérieure de la composante contrapolaire peut être exprimée de la manière suivante:

$$-(a + b \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|) \qquad \text{dB} \qquad (1)$$

dans laquelle a et b sont des constantes.

On tient compte de la discontinuité qui se produit pour $\varphi/\varphi_0 = 1$ en appliquant une limitation aux valeurs admises de l'enveloppe.

Théoriquement, on peut arbitrairement maintenir un niveau très faible pour tous les angles, et certaines études ont montré que ce niveau pouvait même s'abaisser à -40 dB [CCIR, 1974-78c]. Toutefois, en attendant d'acquérir une plus grande expérience pratique de la conception et de la construction des antennes à très faible rayonnement contrapolaire, il est prudent d'adopter, pour le diagramme de référence, une spécification sensiblement moins rigoureuse.

Dans la pratique, le niveau de réponse contrapolaire dépend en premier lieu des caractéristiques de la source. Si la source d'alimentation de l'antenne d'émission est utilisée exclusivement pour l'émission et ne fait pas partie d'un ensemble d'alimentation à fonctions multiples, d'excellentes réponses contrapolaires peuvent être obtenues, de l'ordre de -35 à -40 dB au-dessus du faisceau principal [Janky et Barewald, 1977].

Compte tenu de la quantité limitée d'informations dont on dispose sur les résultats de mesure, il est proposé de considérer a et b comme égaux à 40 dans l'expression (1) avec une limite supérieure de -33 à $\varphi/\varphi_0 < 1{,}5$ et une limite égale à l'opposé algébrique de la valeur du gain sur l'axe du faisceau principal pour $\varphi/\varphi_0 > 1{,}5$.

Le diagramme proposé est représenté à la Fig. 1. Dans la pratique, il peut se révéler difficile d'obtenir des valeurs situées au voisinage du dispositif de visée [CCIR, 1978-82a].

Si l'ensemble d'alimentation est utilisé à la fois pour l'émission et la réception, ou si l'on utilise un ensemble à plusieurs sources pour produire un faisceau de forme irrégulière, on risque de ne pouvoir obtenir les caractéristiques contrapolaires de la Fig. 1.

2.2 *Antenne de réception de la station terrienne*

2.2.1 *Composante copolaire*

Puisque les systèmes de radiodiffusion impliquent l'emploi de nombreuses antennes de réception (tant pour la réception individuelle que pour la réception communautaire), les normes de qualité de fonctionnement qu'il est raisonnable d'appliquer en tenant compte des facteurs économiques, tendront à être inférieures à celles des antennes d'émission. De plus, lorsqu'on spécifie le diagramme de référence, il faut tenir compte des erreurs probables de pointage de l'antenne vers le satellite utile.

On propose que, pour tenir compte de l'erreur de pointage, le diagramme de référence corresponde à un gain relatif de 0 dB pour des rapports angulaires allant jusqu'à $\varphi/\varphi_0 = 0{,}25$. Ensuite, on peut s'attendre à ce que la courbe devienne parabolique (c'est-à-dire que le niveau relatif soit égal à $-12\,(\varphi/\varphi_0)^2$ (dB), de la même manière que dans le cas de l'antenne d'émission étudiée au § 2.1 ci-dessus, jusqu'à un niveau de -6 dB.

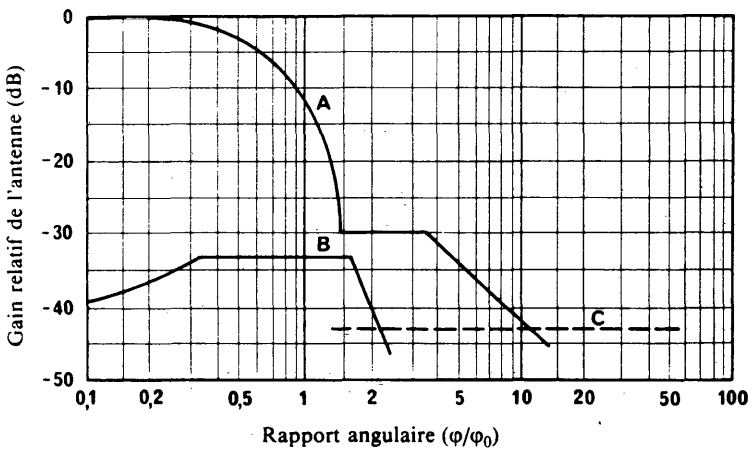


FIGURE 1 – *Diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire d'une antenne d'émission de satellite à une seule source d'alimentation, donnant un faisceau de section circulaire ou elliptique*

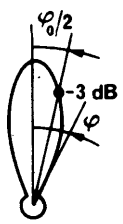
Courbe A: composante copolaire (dB)
- $12\,(\varphi/\varphi_0)^2$ pour $0 \leq \varphi \leq 1{,}58\,\varphi_0$
- 30 pour $1{,}58\,\varphi_0 < \varphi \leq 3{,}16\,\varphi_0$
- $[17{,}5 + 25 \log(\varphi/\varphi_0)]$ pour $3{,}16\,\varphi_0 < \varphi$

après l'intersection avec la courbe C: comme la courbe C

B: composante contrapolaire (dB)
- $(40 + 40 \log|(\varphi/\varphi_0) - 1|)$ pour $0 \leq \varphi \leq 0{,}33\,\varphi_0$
- 33 pour $0{,}33\,\varphi_0 \leq \varphi \leq 1{,}67\,\varphi_0$
- $(40 + 40 \log|(\varphi/\varphi_0) - 1|)$ pour $1{,}67\,\varphi_0 < \varphi$

après l'intersection avec la courbe C: comme la courbe C

C: opposé algébrique du gain sur l'axe du faisceau principal (dB)



Pour de plus grands angles, le niveau relatif dépendra de la mesure dans laquelle on utilise des techniques de réduction des lobes latéraux.

Pour les antennes de réception individuelle, sans de telles techniques, la limite supérieure du niveau relatif diminue à partir du point à -6 dB, d'un facteur donné par l'expression:

$$-[9 + 20 \log(\varphi/\varphi_0)] \quad \text{dB}$$

jusqu'à $\varphi/\varphi_0 = 1{,}26$, puis, de ce point, d'un facteur supérieur donné par l'expression:

$$-[8{,}5 + 25 \log(\varphi/\varphi_0)] \quad \text{dB}$$

jusqu'à $\varphi/\varphi_0 = 9{,}55$. Au-delà de ce point, on prend pour le reste de l'enveloppe un niveau constant de -33 dB.

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

Selon la CAMR-RS-77, la courbe A de la Fig. 2 (réception individuelle dans la Région 2) s'étend jusqu'à une valeur de $\varphi/\varphi_0 = 15{,}14$ et avec une valeur constante de -38 dB au-delà de 15,14 (voir l'Annexe 8 aux Actes finals de la CAMR-RS-77).

Pour la réception communautaire sans recours aux techniques de suppression des lobes latéraux, le niveau relatif est donné par l'expression:

$$-[10{,}5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \quad \text{dB}$$

à partir de $\varphi/\varphi_0 = 0{,}86$ et jusqu'au niveau correspondant à l'opposé algébrique du gain sur l'axe du faisceau principal. Le diagramme correspondant à un récepteur communautaire sans suppression de lobes latéraux est représenté par la courbe A' de la Fig. 2.

Si l'on emploie les techniques de suppression des lobes latéraux, on peut prolonger la courbe $-12\,(\varphi/\varphi_0)^2$ jusqu'à un rapport angulaire de $\varphi/\varphi_0 = 1{,}44$, correspondant à un niveau relatif de -25 dB. On peut maintenir les lobes latéraux à un niveau inférieur à celui-ci pour un rapport angulaire de $\varphi/\varphi_0 = 3{,}8$, ensuite le niveau diminue selon une courbe définie par l'expression:

$$-[10{,}5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)] \quad \text{dB}$$

La courbe A" de la Fig. 2 représente le diagramme correspondant à l'utilisation des techniques de suppression des lobes latéraux. Cette courbe peut être obtenue en réception individuelle et en réception communautaire, si l'on emploie les techniques de suppression des lobes latéraux.

2.2.2 *Composante contrapolaire*

Le niveau de la composante contrapolaire peut être défini de la même manière que dans le cas de l'antenne d'émission, mais il faut s'attendre à obtenir une qualité de fonctionnement moins satisfaisante. De plus, il convient de tenir compte des erreurs probables de pointage de l'antenne. Ainsi, on propose que le niveau soit égal à -25 dB pour un rapport angulaire $\varphi/\varphi_0 = 0{,}25$. Ce niveau augmente ensuite selon la courbe

$$-(30 + 40 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|) \quad \text{dB}$$

jusqu'à un maximum de -20 dB, qui est maintenu jusqu'à un rapport angulaire $\varphi/\varphi_0 = 1{,}4$. Il diminue ensuite selon la courbe

$$-(30 + 25 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|) \quad \text{dB}$$

pour arriver à -30 dB. Il garde le niveau de -30 dB jusqu'à ce qu'il croise la courbe de la composante copolaire, qu'il suit ensuite. Le diagramme ainsi obtenu est représenté par la courbe B de la Fig. 2. On peut considérer qu'il s'applique à la réception individuelle et à la réception communautaire.

2.3 *Valeurs proposées pour* φ_0

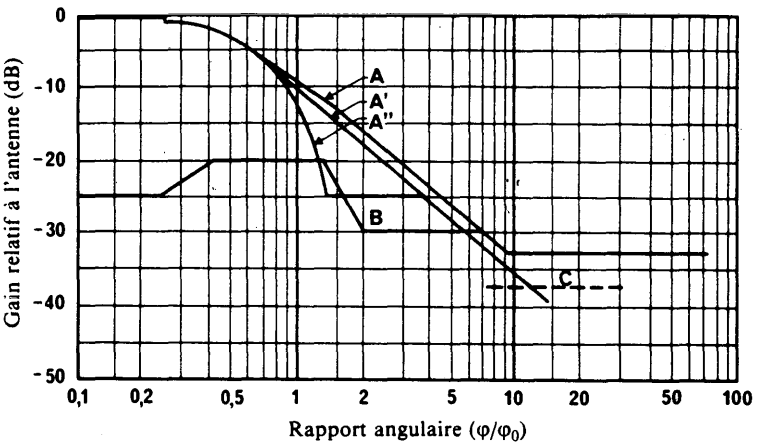
Les valeurs de φ_0 à considérer pour les différents types de réception de radiodiffusion sont indiquées dans le Tableau I.

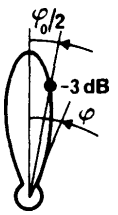
On peut utiliser, dans certaines installations de réception, des antennes à gain plus élevé, par exemple pour obtenir un plus grand rapport signal/bruit, mais le tableau ci-dessous a pour objet d'indiquer les valeurs de φ_0 pour les antennes qui seront vraisemblablement utilisées dans la plupart des installations de réception.

Il y a lieu de signaler que les antennes à petites ouvertures de faisceau exigent un réglage et un montage très précis si l'on veut éviter une dégradation de la réception; il sera peut-être nécessaire également de spécifier le déplacement maximal du satellite pour lequel les exigences sont plus sévères que pour les satellites d'autres services.

3. Technologie des antennes et données expérimentales

Dans la présente section, on trouvera un résumé des documents soumis concernant la technologie des antennes des satellites et des stations terriennes. On a spécifié de nouvelles enveloppes pour les lobes latéraux, présentées dans le § 2, qui contenait également les données expérimentales les plus importantes justifiant l'emploi de ces enveloppes.





Gain relatif de l'antenne (dB):

Composante copolaire

A: réception individuelle sans suppression des lobes latéraux

0 pour $0 \leqslant \varphi \leqslant 0{,}25\ \varphi_0$

- $12\ (\varphi/\varphi_0)^2$ pour $0{,}25\ \varphi_0 < \varphi \leqslant 0{,}707\ \varphi_0$
- $[9{,}0 + 20 \log (\varphi/\varphi_0)]$ pour $0{,}707\ \varphi_0 < \varphi \leqslant 1{,}26\ \varphi_0$
- $[8{,}5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ pour $1{,}26\ \varphi_0 < \varphi \leqslant 9{,}55\ \varphi_0$
- 33 pour $9{,}55\ \varphi_0 < \varphi$

A': réception communautaire sans suppression des lobes latéraux

0 pour $0 \leqslant \varphi \leqslant 0{,}25\ \varphi_0$

- $12\ (\varphi/\varphi_0)^2$ pour $0{,}25\ \varphi_0 < \varphi \leqslant 0{,}86\ \varphi_0$
- $[10{,}5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ pour $0{,}86\ \varphi_0 < \varphi$

jusqu'à l'intersection avec la courbe C (ensuite, prendre la courbe C)

A'': réalisable en réception communautaire et éventuellement en réception individuelle si l'on emploie des techniques de suppression des lobes latéraux

0 pour $0 \leqslant \varphi \leqslant 0{,}25\ \varphi_0$

- $12\ (\varphi/\varphi_0)^2$ pour $0{,}25\ \varphi_0 < \varphi \leqslant 1{,}44\ \varphi_0$
- 25 pour $1{,}44\ \varphi_0 < \varphi \leqslant 3{,}8\ \varphi_0$
- $[10{,}5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)]$ pour $3{,}8\ \varphi_0 < \varphi$

B: *composante contrapolaire (pour les deux types de réception)*

- 25 pour $0 \leqslant \varphi \leqslant 0{,}25\ \varphi_0$
- $[30 + 40 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|]$ pour $0{,}25\ \varphi_0 < \varphi \leqslant 0{,}44\ \varphi_0$
- 20 pour $0{,}44\ \varphi_0 < \varphi \leqslant 1{,}4\ \varphi_0$
- $[30 + 25 \log |(\varphi/\varphi_0) - 1|]$ pour $1{,}4\ \varphi_0 < \varphi \leqslant 2\ \varphi_0$
- 30 jusqu'à l'intersection avec la courbe de la composante copolaire; ensuite, comme pour la composante copolaire

C: *opposé algébrique du gain sur l'axe du faisceau principal*

FIGURE 2 – *Diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire de l'antenne de réception*

Note. – La partie horizontale des courbes jusqu'à $\varphi/\varphi_0 = 0{,}25$ tient compte de l'erreur de pointage de l'antenne.

TABLEAU I – *Ouverture de faisceau à mi-puissance, φ_0 pour antennes de réception au sol*
(Le diamètre correspondant est indiqué entre parenthèses)

Fréquence	Service de radiodiffusion par satellite		Service de radiodiffusion de Terre
	Réception communautaire	Réception individuelle	
12 GHz(1)	1,0° (1,8 m) (Régions 1 et 3)	2,0° (Région 1 et 3) (0,9 m) 1,7° (Région 2) (1 m)	3,0°(2) (0,6 m)
2600 MHz	2,7° (3 m)	8° (1 m)	
700 MHz	9° (3,4 m)	15° (paraboloïde de 2 m) 30° (ant. Yagi)	Voir la Recommandation 419

(1) Valeurs de φ_0 adoptées par la CAMR-RS-77 pour la planification du service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz dans les Régions 1 et 3 et par la CARR SAT-83 pour la planification du service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz dans la Région 2.

(2) Certaines administrations proposent une valeur différente.

3.1 *Antennes d'émission des engins spatiaux*

3.1.1 *Niveaux des lobes latéraux*

L'utilisation efficace du spectre radioélectrique sur l'orbite des satellites géostationnaires, pour les émissions de radiodiffusion par satellite, dépend dans une large mesure de la régulation de la direction du rayonnement de l'antenne. Le moyen le plus efficace pour desservir une zone donnée avec la p.i.r.e. nécessaire, tout en maintenant de faibles niveaux de rayonnement hors de cette zone, consiste en une régulation active ou passive du diagramme de rayonnement de l'antenne du satellite, particulièrement dans les zones des lobes latéraux voisins du faisceau principal. Cela s'applique aux diagrammes copolaires et contrapolaires. (Vu de l'orbite des satellites géostationnaires, le disque de la Terre sous-entend un angle d'environ 17,5 degrés – c'est dans cette région que la réduction de lobes latéraux est le plus avantageuse.) Cet aspect capital de l'utilisation efficace du spectre radioélectrique a fait l'objet de travaux soutenus.

3.1.2 *Réflecteurs et lentilles*

Il est courant de faire varier progressivement l'éclairement des réflecteurs paraboliques de manière à mieux affaiblir les lobes latéraux. Le développement de cette technique, appliquée conjointement avec d'autres, a montré [Thomas et autres, 1970] que, moyennant une conception appropriée, on peut maintenir les niveaux des premiers lobes latéraux à un niveau de -40 dB par rapport au faisceau principal grâce à l'application des techniques de compensation du blocage d'ouverture et de suppression de la zone active.

Il existe également des méthodes passives qui permettent de réduire le niveau dans les lobes latéraux de réflecteurs. Une technique couramment utilisée consiste à prévoir dans le réflecteur une zone présentant de petits décrochements (échelons), située généralement au centre ou près du bord. La hauteur de chaque échelon détermine le déphasage recherché ainsi que la largeur et la position des creux dans le diagramme.

En principe, ces méthodes permettent n'importe quel niveau d'affaiblissement des lobes latéraux. Toutefois, dans la pratique, l'effet combiné des erreurs d'amplitude, de phase et de position est tel que les possibilités de diminution de ce niveau se limitent à -40 dB environ par rapport au niveau maximal du faisceau principal. Toutefois, on n'a pas encore réussi à obtenir ce degré d'affaiblissement en utilisant du matériel spatial homologué. Pour cette raison, on a adopté un niveau plus élevé dans le diagramme de référence.

On a récemment présenté une technique efficace de synthèse, applicable au stade de la conception d'une antenne à réflecteur et cornet dont le faisceau a une section transversale arbitraire [Katagi et Takeichi, 1975]. Cette technique est relativement simple. La forme du front de l'onde à proximité de l'ouverture est d'abord déterminée en fonction de la forme recherchée pour le faisceau, puis la forme du réflecteur est calculée en fonction de considérations liées au trajet optique. De telles antennes peuvent être utiles dans la conception des satellites de radiodiffusion.

3.1.3 *Modelage du faisceau*

On a entrepris plusieurs études concernant la possibilité d'utiliser des panneaux à éléments multiples à bord des satellites pour résoudre le problème de la couverture en radiodiffusion et en télécommunication.

Les panneaux actifs semblent offrir la possibilité de réduire considérablement les effets des brouillages et de faciliter la réutilisation du spectre, ce qui tient à leur souplesse et à leur efficacité de fonctionnement plus grandes.

Les réseaux en phase permettent de commander pratiquement sans restriction l'amplitude et la phase de l'éclairement de l'ouverture; on peut utiliser une seule ouverture pour obtenir un nombre quelconque de faisceaux parallèles (en supposant qu'on établisse pour chaque faisceau une matrice de mise en phase distincte). On peut choisir certaines parties de l'ouverture avec des formes arbitraires, pour obtenir des sections transversales de faisceau elles aussi arbitraires; cela permet de suivre d'assez près une limite géographique donnée. Les panneaux semblent être capables d'affaiblir les premiers lobes latéraux à -40 dB par rapport au faisceau principal [Hult et autres, 1968].

D'autres dispositions d'antenne à faisceau modelé mettent en œuvre des lentilles et des réflecteurs à plusieurs alimentations. Dans ces dispositifs, chaque élément d'alimentation d'une série à éléments multiples illumine séparément le réflecteur ou la lentille pour donner naissance à un faisceau composant dans le champ éloigné. Par un réglage convenable de la répartition de la phase et de l'amplitude de chaque source, et par addition des entrées de source dans des composants hybrides, on peut modeler le diagramme secondaire pour couvrir une zone arbitraire. Quelques maquettes de laboratoire de ces antennes ont été construites et des antennes de satellites déjà sur orbite (Intelsat IV-A) ou projetées (DSCS-III) font appel à ce genre de techniques. Il existe un certain nombre de programmes d'ordinateur très élaborés pour le calcul de la répartition en phase et en amplitude de la batterie d'éléments d'alimentation. Des informations complémentaires sur le développement de ces techniques aux Etats-Unis d'Amérique sont fournies dans le Rapport 676.

Une antenne à faisceau de forme spéciale a été mise au point au Japon pour le satellite de radiodiffusion expérimental (BSE); elle consiste en un réflecteur elliptique et trois cornets d'alimentation primaires permettant une adaptation à la forme de la zone de service qui comprend le territoire principal et les îles éloignées du Japon [CCIR, 1974-78d]. La fréquence utilisée sur trajet descendant est de 12 GHz. Les diagrammes mesurés révèlent une bonne concordance avec les calculs théoriques. Une telle antenne faciliterait la suppression du débordement sur les pays avoisinants, tout en assurant une couverture efficace de la zone voulue.

Une autre méthode a montré que la réduction des lobes latéraux peut être améliorée si l'on utilise, pour ce type d'antenne, des cornets avec alimentation excentrée [CCIR, 1974-78e]. On a également mis au point une antenne à faisceau modelé pour la polarisation circulaire, laquelle est semblable à la configuration décrite ci-dessus. Les résultats de mesure montrent que la discrimination de polarisation pourrait être maintenue dans beaucoup de directions à un niveau supérieur à 33 dB par rapport au gain copolaire dans l'axe principal.

Il semble toutefois qu'une discrimination de 40 dB soit difficile à obtenir autour du dispositif de visée, étant donné l'état actuel de la technologie des satellites de radiodiffusion de moyenne grandeur [CCIR, 1978-82b]. Il est souhaitable de poursuivre l'étude de ce problème.

On peut utiliser des techniques de mise en forme du faisceau avec des antennes multisources pour obtenir un diagramme du lobe principal différent du diagramme gaussien classique. Plus précisément, on peut maintenir un niveau d'amplitude plus uniforme sur toute l'étendue de la zone de service prévue. Cette égalisation du diagramme de rayonnement peut présenter des avantages certains dans certaines circonstances. Le principal de ces avantages est une diminution possible de la puissance primaire de l'engin spatial, pour obtenir la p.i.r.e. minimale nécessaire à la limite de la zone de service. Cela signifie que l'on pourrait utiliser un émetteur moins puissant et des panneaux solaires à plus faibles dimensions. Il en résulterait des économies qui, dans certaines applications, pourraient être importantes.

Un inconvénient de cette technique est que les diagrammes uniformes peuvent dépasser légèrement l'enveloppe gaussienne utilisée actuellement dans la zone de service désirée, sans toutefois dépasser le contour prévu à -3 dB. Dans ce cas, l'administration qui souhaiterait utiliser ces techniques de mise en forme du faisceau devrait effectuer au préalable une coordination avec les administrations des pays voisins. Cette technique devrait faire l'objet d'un complément d'étude.

Les résultats analytiques et les résultats de mesure obtenus à 12 GHz [Chen et Franklin, 1980] concernent la couverture d'un faisceau modelé utilisé dans le fuseau horaire «Eastern Time» (ETZ) des Etats-Unis d'Amérique, avec polarisation rectiligne. L'existence des 25 cornets équivaut à l'emploi de cornets supplémentaires à la périphérie de la zone, pour la suppression des lobes latéraux. Les comparaisons entre les données calculées et les données mesurées pour les fréquences d'émission 11,7 et 11,95 GHz ont très bien concordé.

Les résultats obtenus avec des antennes utilisées dans la bande des 11,7 à 14,5 GHz sont tout à fait uniformes. L'utilisation de la même antenne dans la bande de réception/émission de 12,2/18,1 GHz offre une solution de compromis. Même si on pouvait compenser le réflecteur en faisant en sorte qu'un tiers de la portion extérieure de la bande soit transparente aux fréquences voisines de 18 GHz, la limitation de la largeur de bande imposée aux dispositifs d'alimentation et au polariseur se traduirait par une dégradation des performances.

Dans les systèmes de radiodiffusion, il n'est généralement pas possible de repositionner les satellites sur de nouvelles positions orbitales, car il en résulte une modification des dimensions et de la forme de la zone de couverture. Si le décalage en longitude est faible, par exemple inférieur à 5°, et s'il est spécifié lors de la mise au point de l'antenne, on pourra concevoir une couverture adaptée à un diagramme composite (dont les dimensions sont les plus grandes) avec une faible perte de gain de 0,3 à 0,5 dB. On pourra facilement repointer l'engin spatial dans la direction est-ouest pour assurer une meilleure adaptabilité.

Si le décalage de longitude sur l'orbite est grand, par exemple, si on passe de 100° ouest à 115° ouest, on risque d'avoir des difficultés avec un diagramme de rayonnement composite en raison de la perte de gain. La différence de gain d'une antenne conçue pour la longitude 115°, mais utilisée à 100° pourrait atteindre 3 dB en certains endroits. Cet effet sera généralement moins grave avec une antenne à faisceau modelé dont la couverture est plus large, c'est-à-dire avec un contour à -2 dB au lieu du contour obtenu à -3 à -4 dB, ou avec un faisceau modelé qui suit moins bien le contour de la zone de couverture.

Etant donné deux longitudes discrètes, on pourrait synthétiser un modèle donné à l'aide d'une combinaison de diviseurs de puissance variables ou de cornets commutables, pour modifier la configuration de l'alimentation de l'antenne sur orbite. Cette solution n'est généralement pas souhaitable car elle est très complexe et peu fiable.

3.1.4 *Faisceaux multiples*

Il a été prouvé que l'utilisation de faisceaux multiples en vue d'obtenir des couvertures multiples indépendantes dans une zone de service souhaitée permet d'augmenter les possibilités offertes par le spectre grâce à la réutilisation des fréquences.

On peut obtenir des faisceaux multiples à partir d'une ouverture unique en employant des réflecteurs, des lentilles ou des panneaux.

Des antennes à cornets multiples décalés fonctionnant avec un réflecteur ou une lentille constituent une solution viable qui satisfait aux exigences d'exploitation du service de radiodiffusion par satellite, pour les engins spatiaux comme pour les antennes de station terrienne. Si l'on prévoit un faisceau séparé pour chaque groupe d'utilisateurs, on peut obtenir la réutilisation voulue des bandes de fréquences. Un projet d'antenne hyperfréquences à faisceaux multiples [Ohm, 1974] utilisant un système d'alimentation à cornets multiples décalés et un réflecteur Cassegrain s'est révélé capable d'éliminer le blocage d'ouverture, de réduire les aberrations en coma et d'assurer une bonne protection des faisceaux les uns par rapport aux autres (40 à 45 dB).

De nombreuses études ont été consacrées aux lentilles qui permettent d'obtenir plusieurs faisceaux indépendants. Des travaux analytiques et certains résultats expérimentaux relatifs à une lentille à guide d'ondes [Dion et Ricardi, 1971] ont montré qu'il est possible d'obtenir un diagramme de rayonnement à couverture variable par excitation sélective des alimentations; on obtient ainsi l'éclairement d'ouverture et la répartition de phase voulus.

Les réseaux en phase offrent des possibilités intéressantes pour les futures antennes de satellite dans les gammes de fréquences élevées. On peut obtenir plusieurs faisceaux indépendants par excitation sélective des éléments.

Pour des applications de télémesure et de contre-mesures électroniques, on a mis au point des systèmes d'antennes accordées en phase, de type lenticulaire; on a fait des démonstrations avec des modèles qui produisent une pluralité de faisceaux orientables indépendamment les uns des autres, sur des largeurs de bande de l'octave. Une addition sélective des groupes de faisceaux produit même des faisceaux plus étroits qui sont «orientables» séparément.

3.1.5 *Reconfiguration des antennes de satellites en orbite* [CCIR, 1982-86a]

La plupart des systèmes de communication par satellite actuellement en service utilisent sur les engins spatiaux des antennes fournissant des empreintes qui encadrent la zone de service et la génération de ces empreintes est liée à l'emplacement sur l'orbite. Dans le futur, il sera nécessaire de pouvoir modifier la forme ou les dimensions des empreintes alors que le satellite sera installé en un point déterminé de l'orbite. Mais, une modification plus complexe de l'empreinte deviendrait nécessaire si le satellite devait être déplacé alors qu'il se trouve déjà sur l'orbite ou si l'on ne pouvait connaître l'emplacement auquel un satellite de réserve pourrait être mis en service si ce satellite était appelé à remplacer un satellite appartenant à une série de satellites déjà en place, Dans ces deux cas, il faudrait effectuer une reconfiguration des antennes alors que le satellite serait en orbite afin que l'empreinte corresponde à la zone de service requise.

Dans la discussion qui va suivre, on part de l'hypothèse d'un emploi de faisceaux modelés, l'ouverture de l'antenne étant commandée par un ensemble de cornets d'alimentation.

La première forme d'antenne reconfigurable aurait pour but la desserte de plusieurs zones de service à partir d'une même position orbitale. C'est ainsi que le croquis de la Fig. 3a représente trois zones de service possibles pouvant être desservies à partir d'une seule position orbitale. C'est-à-dire que la puissance émise par l'antenne peut être dirigée sur l'empreinte A, sur l'empreinte B ou sur l'empreinte composite C. Généralement, la répartition de la puissance entre les zones A et B n'est pas égale, la zone la plus grande recevant une plus grande puissance afin d'égaliser la puissance surfacique. Selon un autre scénario, la puissance délivrée sur une zone serait plus forte afin d'alléger les conditions imposées aux stations terriennes de cette zone.

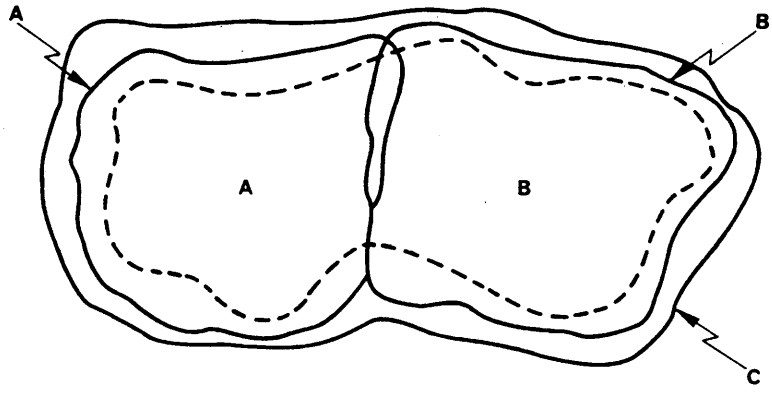
La mise en œuvre de ces schémas d'éclairement peut se faire au moyen de réseaux de modelage du faisceau et d'ensembles de cornets d'alimentation (Fig. 3b). Le diviseur de puissance variable commandé à partir du sol répartit la puissance entre les deux sous-réseaux qui fournissent les empreintes A et B. Une répartition appropriée de la puissance entre les deux sous-réseaux donne l'empreinte globale C. La répartition peut contenir des éléments supplémentaires tels que des systèmes de mise en phase assurant une mise en phase uniforme sur la totalité de l'ouverture. La Fig. 3c représente le schéma de principe d'un diviseur de puissance variable. Les changeurs de phase ont un décalage de phase maximum de $\pi/2$ radians et parviennent à cette valeur avec une résolution de 4 bits. Cela correspond à $\pi/32$ radians. La puissance à chaque borne de sortie est identique lorsque les états de phase sont identiques. La sortie de l'un ou l'autre accès est nulle lorsque la différence de phase est de 90 °. En conséquence, toutes les divisions sont possibles dans le cadre des augmentations graduelles fixées par le nombre des bits.

Une autre forme d'antenne reconfigurable qui correspond à des problèmes plus concrets que la structure présentée ci-dessus est à utiliser quand la reconfiguration est requise lorsqu'un satellite est déplacé en longitude par rapport à la position qu'il occupe ou s'il est nécessaire de disposer d'un satellite de réserve pouvant occuper plusieurs positions orbitales possibles. On ne connait pas *a priori* la position orbitale finale car on ignore quel satellite tombera en panne le premier.

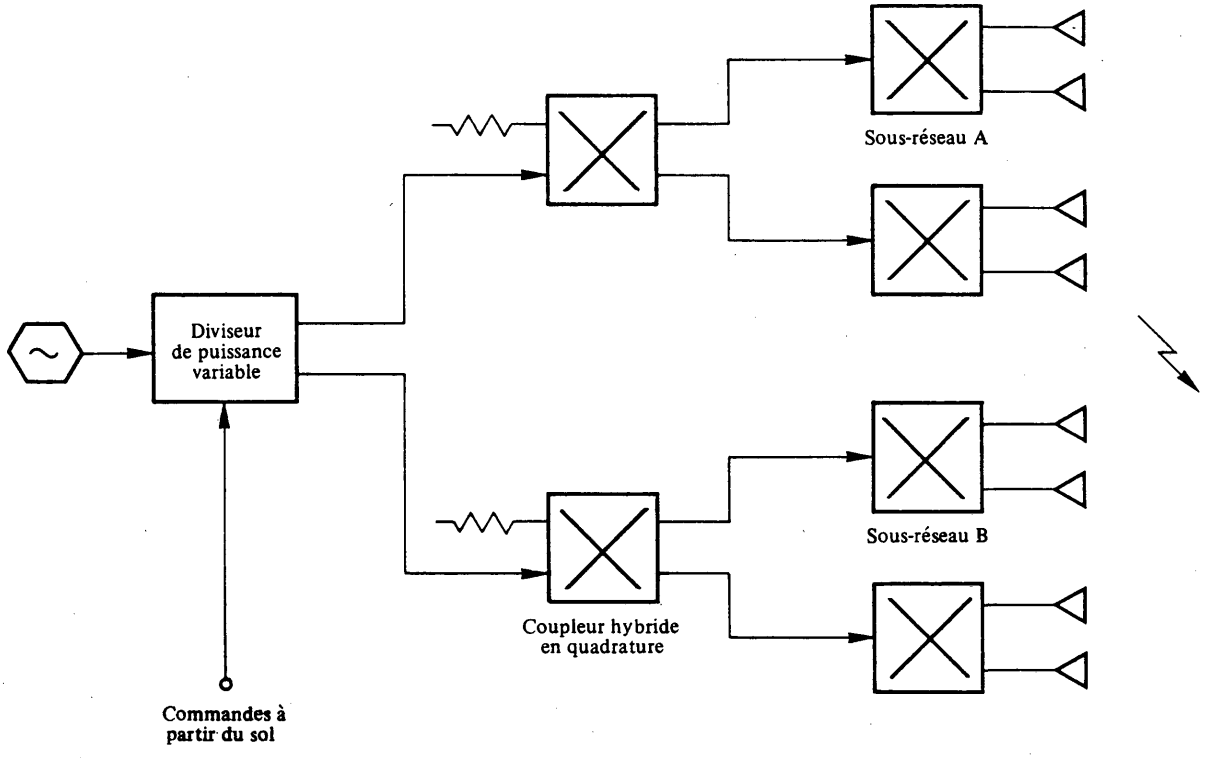
Dans le cas d'antennes conçues pour s'adapter au contour d'une zone de service donnée et pour ne donner lieu qu'à un très faible rayonnement en dehors de cette zone, le déplacement du satellite ne permettra plus d'avoir l'empreinte optimale de cette zone, car le satellite «verra» la zone de service dans une perspective différente. Plus particulièrement dans le cas de faisceaux modelés, la couverture de la zone de service à la périphérie du faisceau est sensible à l'emplacement du satellite. De ce fait, il serait nécessaire de reconfigurer la disposition du système d'alimentation de l'antenne afin de rétablir un éclairement optimal de la zone de service. Il est évident – comme indiqué dans la reconfiguration déjà décrite – qu'une répartition de la puissance entre les cornets d'alimentation n'est pas adéquate puisque l'empreinte originale prévaudrait. Il en résulte qu'il faut disposer d'une multiplicité de cornets d'alimentation pouvant être excités par des valeurs de puissance variables dans l'ensemble d'alimentation. En fonction de l'emplacement du satellite et de la zone à desservir, certains cornets recevront une puissance plus grande, d'autres une puissance plus faible, tandis que d'autres ne seront plus alimentés.

On étudie actuellement aux Etats-Unis d'Amérique un système d'antenne reconfigurable qui peut être programmé pour obtenir des empreintes optimales pour les 50 Etats dans le cas de satellites pouvant être installés entre 66° O et 129° O de longitude. La Fig. 4 représente les empreintes caractéristiques qui peuvent être obtenues à partir de trois emplacements différents.

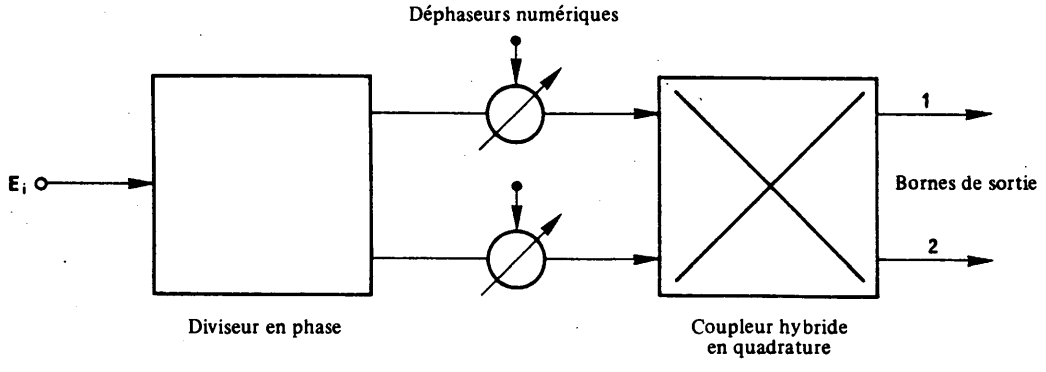
A noter que le réseau d'antenne reconfigurable sera généralement plus complexe qu'un réseau plus simple à modelage du faisceau et que son poids sera plus élévé. Il convient également de prendre un autre élément en considération: les circuits ajoutés augmenteront les affaiblissements dans des parties du répéteur où ces affaiblissements ont un caractère déterminant. De plus, il faut s'attendre à une augmentation du coût de l'engin spatial, mais cela a moins d'importance que le poids et la performance.



a) Zones de service considérées

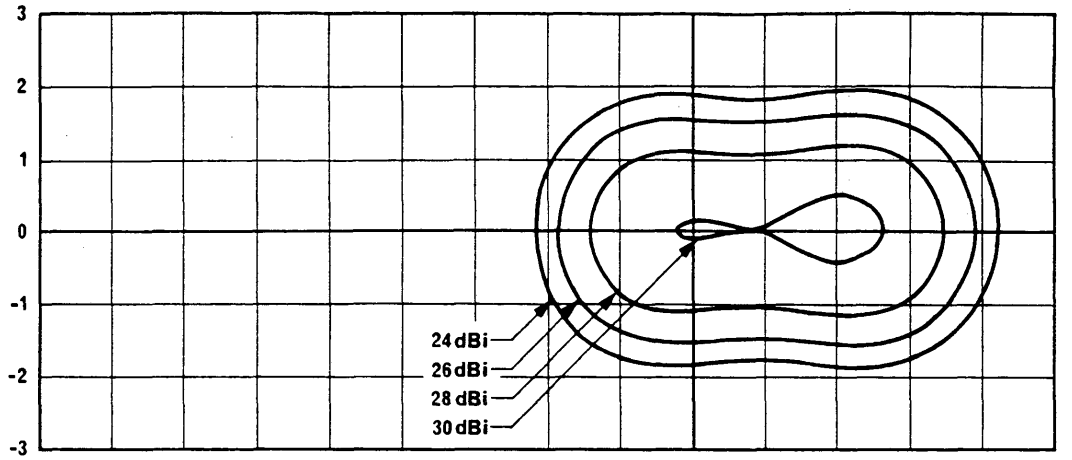


b) Réseau de modelage du faisceau

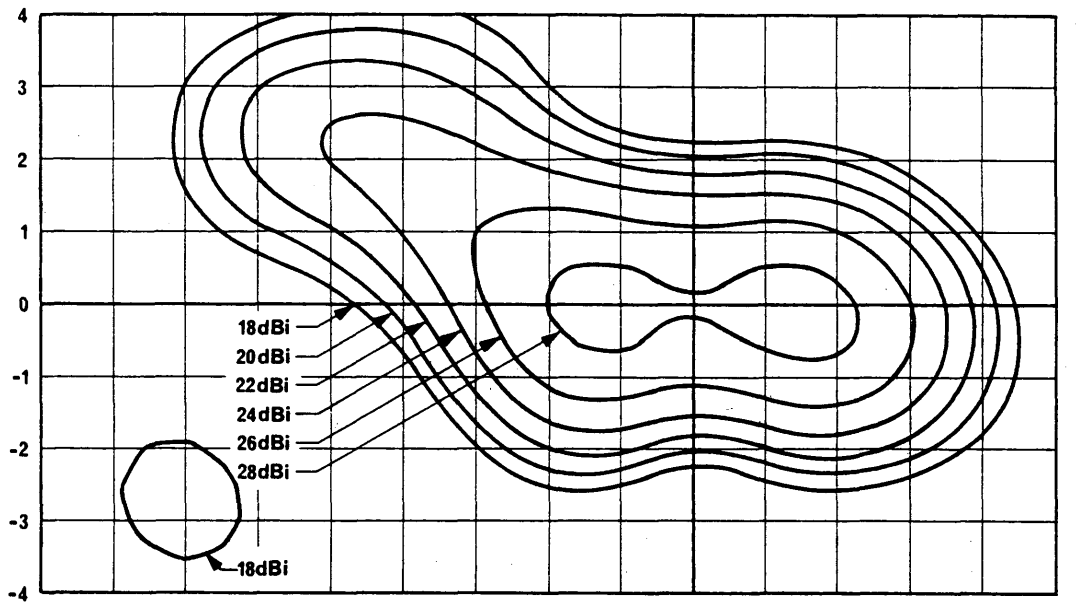


c) Diviseur de puissance variable

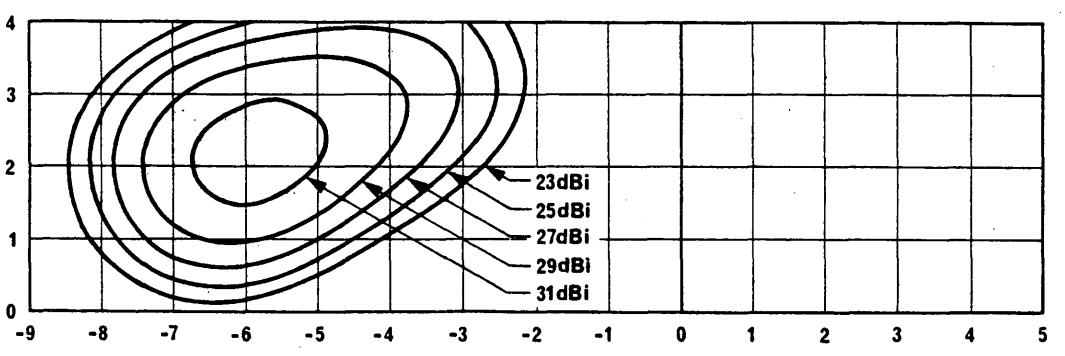
FIGURE 3 – *Antenne reconfigurable pour desservir plusieurs zones de service à partir d'une seule position orbitale*



a) 66° O (CONUS)



b) 119° O (CONUS/Alaska/Hawaï)



c) 139° O (Alaska seulement)

FIGURE 4 – *Empreintes caractéristiques pour différentes positions orbitales*

CONUS: Contiguous United States.

3.2 *Antennes de réception au sol*

La présente section donne les résultats de certaines mesures effectuées sur des antennes dont le modèle convient à la réception individuelle ou communautaire. On y trouvera également les résultats de certaines expériences de suppression des lobes latéraux justifiant le niveau de −25 dB recommandé pour la réception communautaire dans le diagramme de référence.

3.2.1 Diamètres et types d'antenne

Dans la bande des 12 GHz et pour la réception individuelle, un type d'antenne très répandu _____ _____ est une antenne à réflecteur parabolique classique ou avec alimentation décalée, ayant un diamètre compris entre 0,3 et 1 m. Des diamètres plus importants pourront cependant être employés pour la réception communautaire. Deux dispositions sont possibles pour l'alimentation: soit une antenne à éclairement direct, soit un assemblage à double réflecteur. Le choix du diamètre et celui du dispositif d'alimentation pourront dépendre de considérations économiques, compte tenu du fait que, pour un facteur de qualité G/T donné, un gain d'antenne plus petit exige de l'équipement de réception une plus basse température de bruit. L'antenne pourra être réalisée soit en aluminium soit en structure composite moulée, par exemple en matière plastique avec revêtement conducteur ou treillis métallique incorporé. La précision requise de la surface effective est d'environ 1 mm (valeur quadratique moyenne), quelles que soient les conditions météorologiques, en outre la monture doit être suffisamment rigide pour assurer et maintenir un pointage correct, par exemple à mieux que 0,5° ou 0,6°, pour les dimensions d'antenne envisagées (0,3 à 1 m).

Aujourd'hui, les antennes à "plaque plate" présentent aussi de l'intérêt. Elles peuvent avoir des faisceaux transversaux ou orientables. Ces antennes ont l'avantage d'être plus faciles à installer et à maintenir pointées correctement par grands vents et elles risquent moins de subir des diminutions de gain sous l'effet des dépôts de neige sur leur surface. C'est notamment le cas pour une antenne dont on oriente le faisceau pour avoir l'angle de site voulu alors que le plan de l'antenne est vertical. Une antenne à réseau phasé, plus perfectionnée, a un faisceau qu'on peut dévier transversalement, ce qui permet de la plaquer contre un mur ou un toit d'immeuble, là où ce sera le plus commode, quelle qu'en soit l'orientation. Une antenne montée ainsi est moins voyante et plus facile à installer.

A leur stade de développement actuel, les antennes à plaque plate et faisceau transversal peuvent remplacer économiquement les antennes paraboliques et, au moins pour les petits modèles, donnent un rendement comparable à celui d'une parabole de dimension semblable. A l'heure actuelle, le rendement des grands réseaux et des réseaux orientables serait plutôt inférieur à celui des paraboles comparables. A l'avenir, on pourra incorporer à l'antenne l'étage d'entrée à faible bruit et répartir les premiers étages d'amplification le long de la structure d'alimentation afin de réduire les pertes.

L'antenne plate à faisceau transversal peut présenter un gain et une réduction des lobes latéraux équivalents à ceux d'une parabole de dimension semblable. Pour de nombreuses installations individuelles, elle est préférable à l'antenne parabolique en raison de son aspect plus discret, de son moindre poids et de sa facilité d'installation.

De récents travaux entrepris aux Etats-Unis, au Royaume-Uni et au Japon ont abouti à des modèles d'antennes de réception du SRS à réseaux phasés d'éléments plans [Sorbello et autres, 1988; Wells, 1989; Sorbello et Zaghloul, 1989, Griffiths et autres, 1989; Maddock, 1988]. Les caractéristiques de ces "antennes plates", y compris des résultats de mesure de leurs diagrammes copolaire et contrapolaire sont décrites au § 3.2.3.

Outre les différents types d'antennes paraboliques à décalage, des antennes plates ont été mises sur le marché japonais. L'antenne plate est avantageuse par sa forme et sa facilité d'installation sur les murs des maisons, ce qui évite l'accumulation de neige, mais de nombreuses caractéristiques restent à étudier, notamment le rendement.

3.2.2 Données de mesure pour antennes paraboliques

Des données extraites de diagrammes d'antenne mesurés pour la composante copolaire des antennes paraboliques sont représentées dans la Fig. 5a. Toutes les antennes étaient à polarisation rectiligne. La liste des antennes sur lesquelles les mesures ont été effectuées figure dans le Tableau II. Les données sont présentées par groupes. Chaque groupe est représenté par une barre verticale couvrant la gamme de variation du gain, pour l'échantillon de points correspondant aux données de ce groupe. Cette division en groupes a été effectuée avec précaution, de manière que chaque groupe englobe un nombre suffisant de données. Sur chaque barre, le petit cercle noir supérieur marque le point au-dessus duquel se trouvent 20% des données. Le petit cercle noir inférieur est le point à 20% inférieur. La valeur médiane est indiquée par un cercle blanc. En plus des données de mesure, la Fig. 5a contient aussi un diagramme d'antenne de référence figurant dans le § 2.

Dans la Fig. 5b sont présentés des résultats semblables provenant d'un groupe d'antennes de 3,3 m fonctionnant à 12 GHz. Ces antennes étaient à polarisation rectiligne. Les valeurs médianes tombent, pour tous les angles mesurés, bien en dessous de la courbe A de la Fig. 2, et les valeurs de crête en dessous du diagramme de référence, à six ou huit fois l'ouverture du faisceau à mi-puissance. Ces résultats ont été obtenus sans que l'on ait cherché à supprimer les lobes latéraux.

Il est peu probable que l'on obtienne régulièrement des gains inférieurs au gain isotrope dans les lobes latéraux éloignés et dans les lobes arrière, dans le cas des antennes dont les dimensions et le coût conviennent à la radiodiffusion par satellite.

On a effectué au Japon [CCIR, 1974-78f] des mesures de diagrammes de rayonnement d'antennes de réception à polarisation rectiligne dont les diamètres étaient compris entre 40 cm et 1,6 m. La Fig. 6 représente des résultats de mesures pour une antenne parabolique de 60 cm de diamètre.

D'après ces résultats, et les résultats des mesures de diagrammes d'antenne effectuées sur des antennes de 1 m et de 1,6 m (antenne à grand rendement, faible poids et coût modique), on constate que les diagrammes copolaires restent dans les limites du diagramme de référence pour réception individuelle.

Des mesures sur la composante contrapolaire ont été effectuées sur divers types d'antennes paraboliques pour un D/λ compris entre 40 et 100. Les résultats sont représentés à la Fig. 7, où les données sont présentées de la même manière que dans les Fig. 5a et 5b.

Des mesures ont été effectuées au Canada sur une antenne parabolique à source primaire . L'antenne avait une diamètre de 1,2 m et était à polarisation rectiligne. Les diagrammes des lobes latéraux ont été mesurés en 1982 pour la bande de fréquences 11,7-12,2 GHz. On a constaté que le rendement au milieu de la bande était de 72% et une courbe de dispersion des crêtes dans les lobes latéraux est présentée sur la Fig. 8. Les diagrammes des lobes latéraux de l'antenne ont été tracés à trois fréquences (limites et centre de la bande de fréquences) et pour deux coupes azimutales (plan E et plan H). Le diagramme de référence adopté pour la Région 2 à la CARR SAT-83 est également présenté à titre de comparaison [CCIR, 1982-86b].

L'analyse d'un petit nombre de données sur le diagramme contrapolaire d'antennes à faible ouverture – si l'on ne prête pas une attention particulière au niveau des lobes latéraux – montre que l'on peut obtenir un niveau minimal de discrimination de 20 dB et un niveau maximal de 32 dB à la fois dans l'axe et hors de l'axe. Si l'on applique des techniques de suppression du lobe latéral, le niveau minimal de discrimination peut être ramené à 25 dB.

3.2.3 Caractéristiques et données mesurées au sujet des antennes à plaque plate

L'antenne plate type à polarisation unique est constituée de trois couches comme le montre le schéma de la Figure 9. Il y a deux couches imprimées, l'une comprenant les éléments de réception et l'autre le diviseur de puissance ou réseau de combinaison. Ces couches sont séparées par des isolants en mousse plastique, à quoi s'ajoute un autre isolant qui sépare la couche du réseau diviseur de puissance du plan de masse.

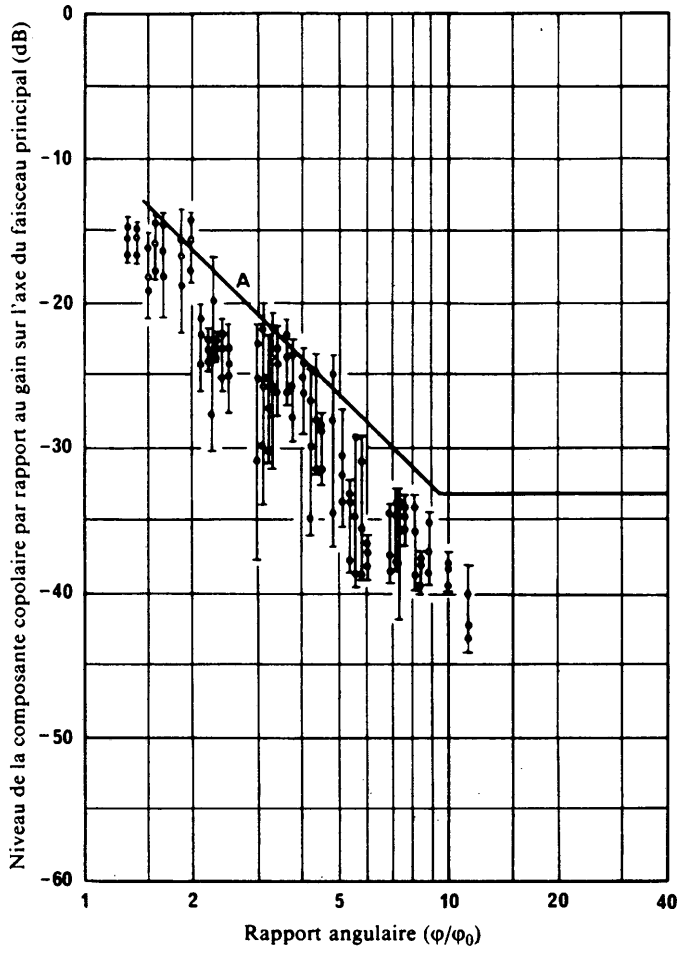


FIGURE 5a – *Valeurs mesurées des niveaux de crête des lobes latéraux de la composante copolaire et diagramme d'antenne de référence*

limite supérieure
point à 20%, supérieur
valeur médiane
point à 20%, inférieur
limite inférieure

Courbe A: diagramme de référence pour réception individuelle

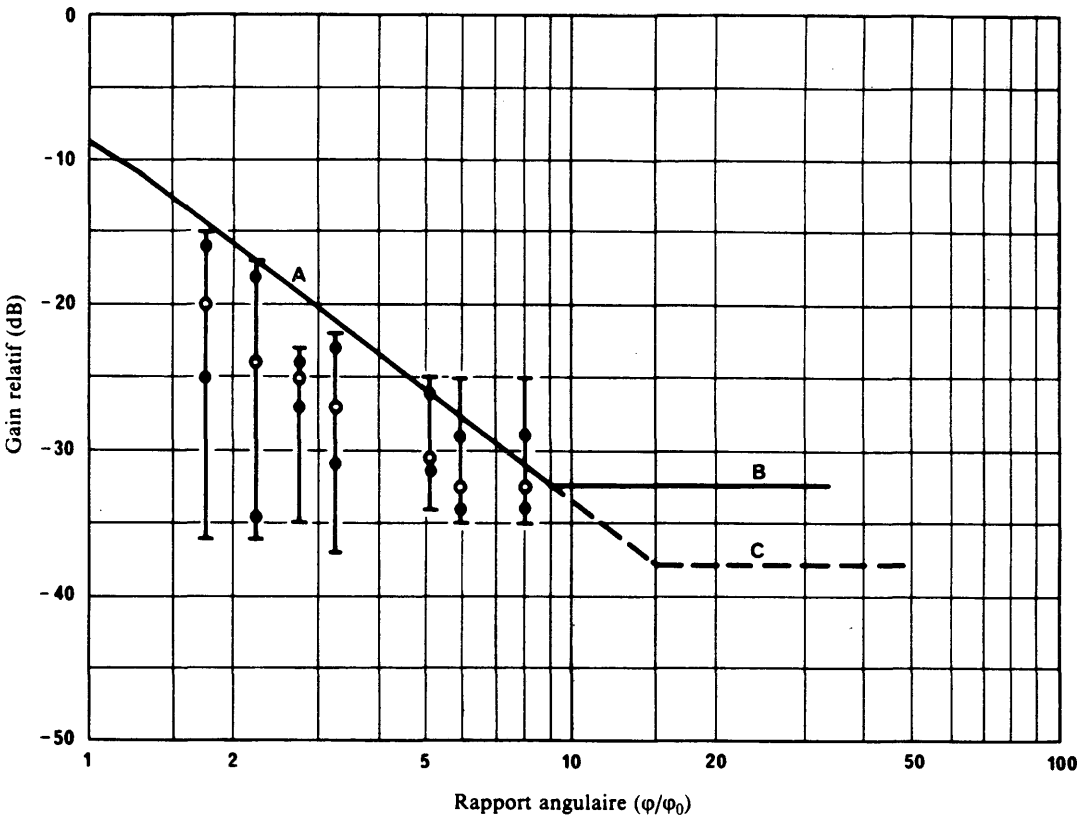


FIGURE 5b – *Valeurs mesurées, à 12 GHz, des niveaux de crête des lobes latéraux de la composante copolaire et diagramme d'antenne de référence de la station terrienne*

Courbes A: diagramme de référence pour réception individuelle
B: Régions 1 et 3
C: Région 2

limite supérieure
point à 20%, supérieur
valeur médiane
point à 20%, inférieur
limite inférieure

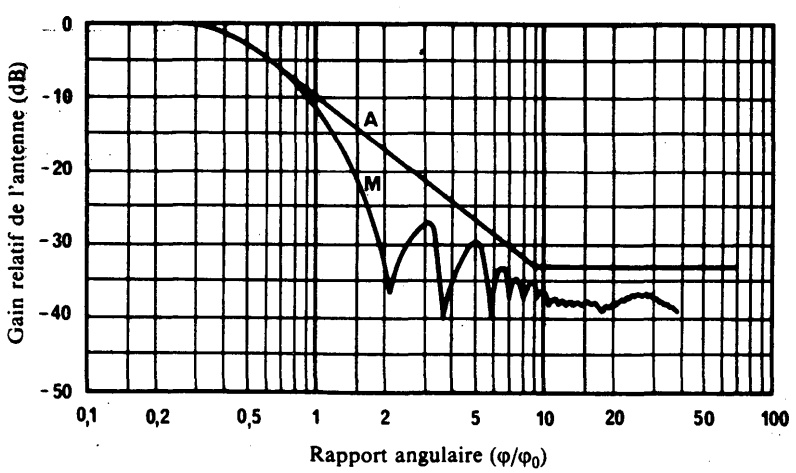


FIGURE 6 – *Exemple d'un diagramme copolaire pour une antenne parabolique de Terre (12 GHz)*

Courbe A: diagramme de référence pour réception individuelle
Courbe M: résultat des mesures pour une antenne parabolique de 60 cm

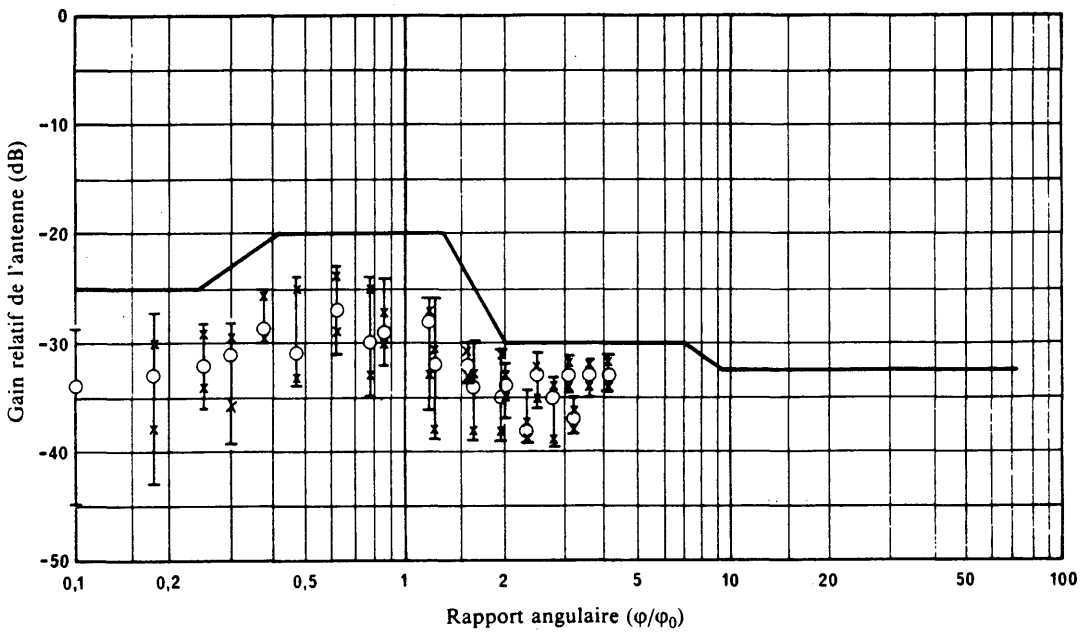


FIGURE 7 – *Diagramme contrapolaire mesuré*

diagramme de référence
limite supérieure
point à 20%, supérieur
valeur médiane
point à 20%, inférieur
limite inférieure

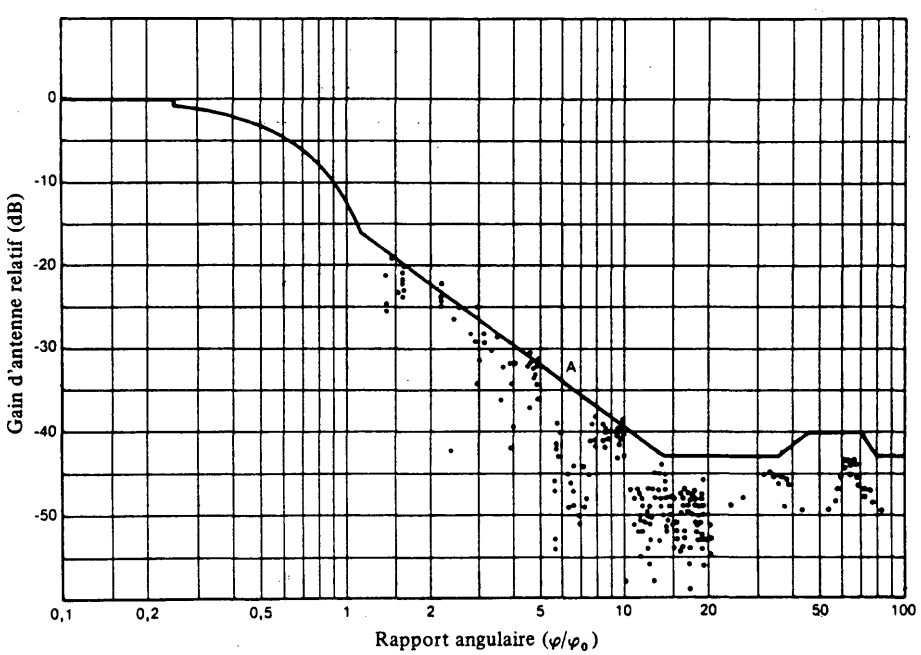


FIGURE 8 – *Niveaux de crête des lobes latéraux de la composante copolaire mesurés sur une antenne de 1,2 m à alimentation focale à 12 GHz ($\varphi_0 = 1{,}46°$)*

Courbe A : composante copolaire du diagramme de référence d'antenne adopté à la CARR SAT-83 pour la Région 2

Cette configuration présente deux aspects qui favorisent des coûts de production réduits, ce qui est essentiel pour des composants électroniques grand public: les couches imprimées sont faciles à produire en grande série et le couplage se fait par capacité entre les organes de réception et le diviseur de puissance, ce qui évite d'établir des connexions matérielles.

Le Tableau II donne les caractéristiques électriques essentielles et les caractéristiques mécaniques d'une gamme de modèles d'antennes plates disponibles sur le marché. On notera que le gain et le rendement de ces antennes plates sont comparables à ceux des antennes paraboliques de même section transversale. En ce qui concerne les lobes latéraux, elles sont aussi comparables aux antennes paraboliques, comme on le verra ci-dessous.

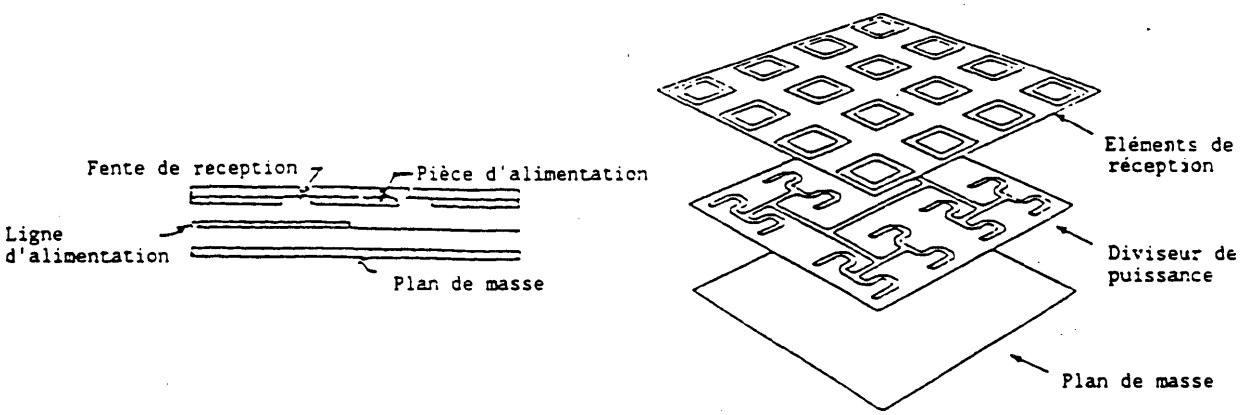


FIGURE 9

Schéma de la structure d'un réseau d'antennes plates pour réception de la radiodiffusion par satellite

La Figure 10 présente les diagrammes copolaire et contrapolaire mesurés sur des modèles de production d'un réseau carré de 41 cm de côté à 256 éléments et les compare aux diagrammes de référence de la Recommandation 652. On a choisi l'exemple de l'antenne à 256 éléments car c'est le plus petit modèle de réseau plat et le plus sensible au brouillage dus aux satellites adjacents.

Les diagrammes de la Figure 10 sont mesurés dans un plan qui contient l'axe du faisceau et est incliné à 45° sur les plans principaux du réseau. Ils sont représentatifs des diagrammes mesurés dans tous les plans qui contiennent l'axe du faisceau et sont inclinés à plus de 15° des plans principaux. Du point de vue des brouillages, ce sont les diagrammes les plus intéressants car, avec la polarisation circulaire prescrite par les Plans du SRS à 12 GHz, on peut toujours monter l'antenne de telle sorte que toutes les sources significatives de brouillage du satellite se trouvent à au moins 15° des plans principaux. Ce sera en fait généralement le cas si les bords de l'antenne installée sont horizontaux et verticaux; en effet, les Plans du SRS assignent à chaque pays une position orbitale qui se trouve de 15 à 40° à l'ouest de la longitude de la zone de service du pays.

TABLEAU II

Caractéristiques de différents modèles d'antennes plates

Caractéristique	Nombre d'éléments rayonnants			
	256	384	256	1 024
Gamme de fréquences (GHz)	11,7-12,2	11,7-12,0	11,7-12,5	11,2-11,45
Dimensions du panneau (cm)	41 x 41	42 x 60	41 x 41	78 x 78
Epaisseur (cm)	2	2,5	2	2,5
Poids (kg)	2,3	5	2,3	9
Gain (dBi)	32,5	34,5	31	37
Rendement (%)	> 65	> 60	> 55	> 50
Polarisation*	D ou G	D ou G	D ou G	V & H
Découplage de polarisation croisée sur l'axe (dB)	-20	-20	-25	-25
Angle de déviation du faisceau (°)	0	0 ou 12	0	0
Ouvertures de faisceau à mi-puissance (°)	4 x 4	4 x 2,7	4 x 4	2 x 2
Facteur de bruit du LNB (dB)	1,6	1,6	1,6	1,6
G/T de l'antenne (dB/K)	9,8	11,4	8,5	13,2

* D = circulaire droite; G = circulaire gauche; V = verticale; H = horizontale rectiligne.

** Il s'agit des dimensions hors-tout du panneau, y compris le cadre; les dimensions de la surface active du réseau sont inférieures d'environ 4 cm.

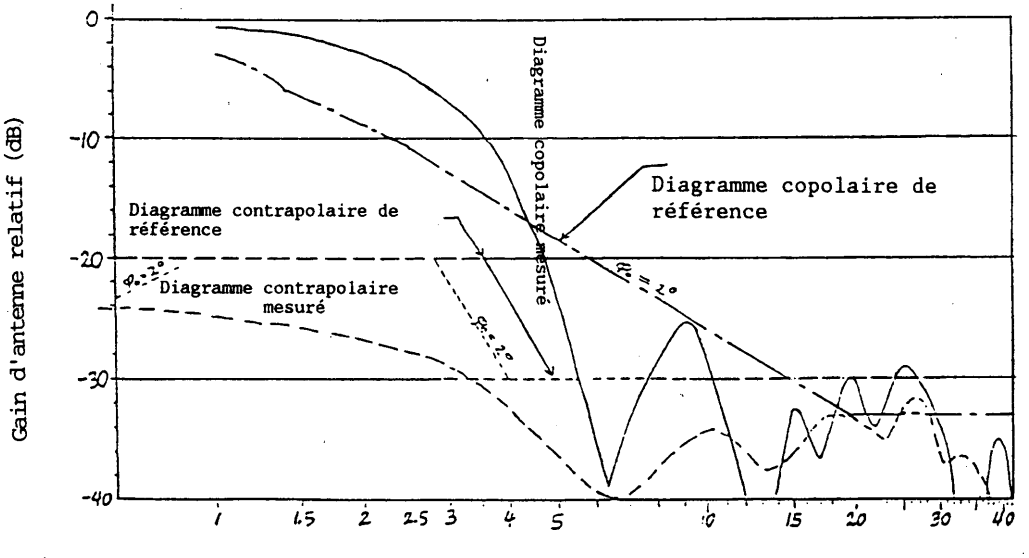


FIGURE 10

Diagrammes mesurés des lobes latéraux d'une antenne plate à 256 éléments dans un plan qui contient l'axe du faisceau mais se trouve à 45° des plans principaux du réseau

La Figure 10 montre aussi les diagrammes de référence copolaire et contrapolaire pour les antennes de certaines stations terriennes de réception des Régions 1 et 3 (voir la Recommandation 652 du CCIR et le § 3.7.2 de l'Appendice 30 (ORB-85) du Règlement des radiocommunications).

Ces diagrammes de référence supposent une ouverture de faisceau à mi-puissance $\varphi_0 = 2°$, soit l'ouverture de faisceau à mi-puissance prise pour base des calculs de brouillage lors de l'établissement du plan de la CAMR-77 pour les Régions 1 et 3.

On voit que même si l'antenne plate à 256 éléments a une ouverture de faisceau à mi-puissance de 4°, son diagramme contrapolaire des lobes latéraux est conforme à la référence $\varphi_0 = 2°$ pour tous les angles de plus de 0,5° par rapport à l'axe (sauf à 27° où il dépasse la référence de 1,6 dB), et il en est de même pour le diagramme copolaire jusqu'à un angle de 18°. Même au-delà de cet angle, là où on peut s'attendre à une faible puissance surfacique des satellites adjacents, l'antenne plate ne dépasse la référence que d'environ 3 dB.

3.2.4 *Réduction des lobes latéraux* pour des antennes paraboliques

Les moyens de réduction des lobes latéraux sont nombreux et leur gamme s'étend du plus simple à l'extrêmement compliqué [Han, 1972].

On peut réduire les lobes latéraux en réduisant l'ouverture du diagramme d'alimentation de la source primaire [Han, 1972; Silver, 1949]. Cette réduction s'obtient aux dépens du gain dans la direction de l'axe du faisceau principal, mais un rendement global de 50% peut être encore obtenu. Avec une simple diminution de l'illumination, le niveau des lobes latéraux est réduit dans tous les plans de rotation autour de l'axe de visée.

De récents travaux en Italie ont montré l'effet de l'utilisation de "surfaces ondulées" sur la qualité de fonctionnement des antennes paraboliques. Avec ces surfaces, il est en effet possible d'obtenir des diagrammes de rayonnement égaux dans les deux plans principaux, un bon découplage de polarisation, une réduction des lobes latéraux, un faible débordement et par conséquent, un abaissement de la température de bruit d'antenne et un meilleur rendement d'antenne (parfois supérieur à 70%).

Le diagramme de rayonnement calculé pour une antenne parabolique de 60 cm avec un plan ondulé est indiqué sur la Figure 11. Ce diagramme se trouve à 3,5 dB au moins en-dessous de la référence correspondante de la CAMR 77 pour tous les angles φ/φ_0 supérieurs à 1." [Pacini, 1985]..

Théoriquement, une ouverture circulaire à illumination uniforme produit des lobes secondaires inférieurs de quelque 15 dB à la valeur de crête du diagramme secondaire. Avec une répartition d'ouverture proportionnelle à $(1 - \gamma/2)$, où γ est la fonction radiale normalisée par rapport au rayon d'ouverture, les lobes secondaires tombent à 24,5 dB en dessous de la valeur maximale du diagramme. Des diagrammes à 6 GHz, avec un paraboloïde de 1,22 m et une illumination en bord d'ouverture de -12 dB, présentent les premiers lobes latéraux secondaires à 26 dB en dessous de la valeur maximale du lobe principal [Silver, 1949]. Si la source reste au foyer du réflecteur et que l'on retire une partie du réflecteur, créant ainsi un réflecteur à source décalée, on peut abaisser de quelques dB supplémentaires les lobes secondaires, car le blocage de l'ouverture se trouve réduit. Toutefois, l'ouverture est elle-même réduite et il se produit un élargissement du faisceau principal et une réduction de gain. On peut y remédier en augmentant les dimensions du réflecteur. Les données concernant les lobes latéraux mesurées sur plusieurs réflecteurs à alimentation décalée sont présentées sur la Fig. 12. Les courbes représentent l'enveloppe de crête des lobes latéraux pour chaque antenne. Toutes les données se situent nettement au-dessous de la courbe A′ de la Fig. 2. Les antennes avaient des rendements de 63 à 70% [CCIR, 1982-86c].

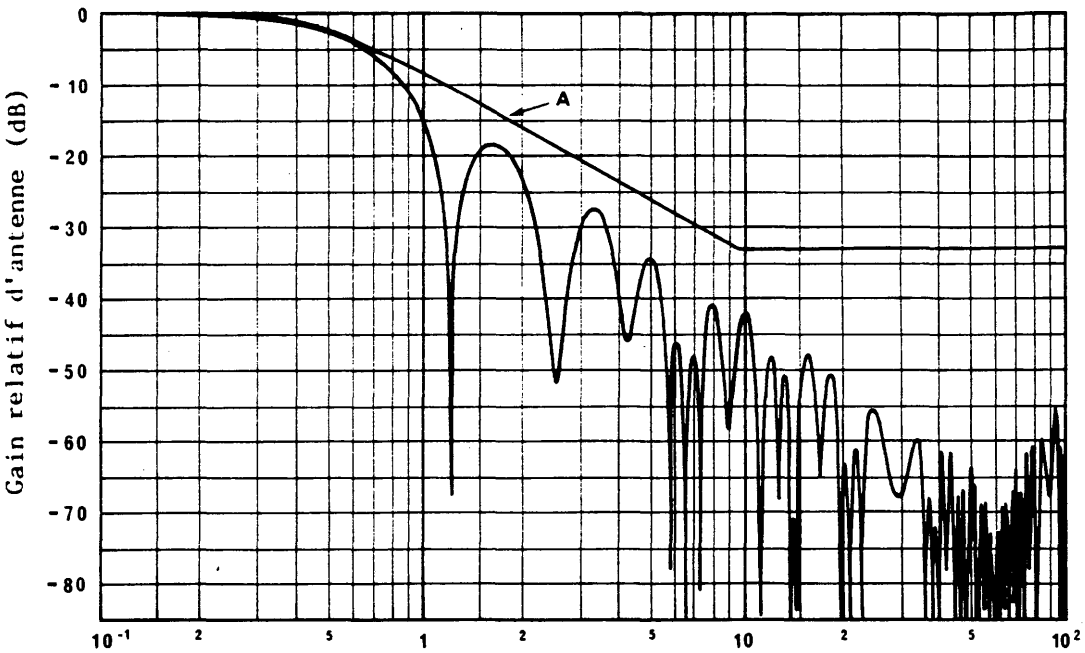


FIGURE 11

Diagramme de rayonnement calculé pour un réflecteur parabolique de 60 cm à cornet ondulé

Note: La courbe A est le diagramme de référence copolaire de la CAMR 77 pour une réception individuelle.

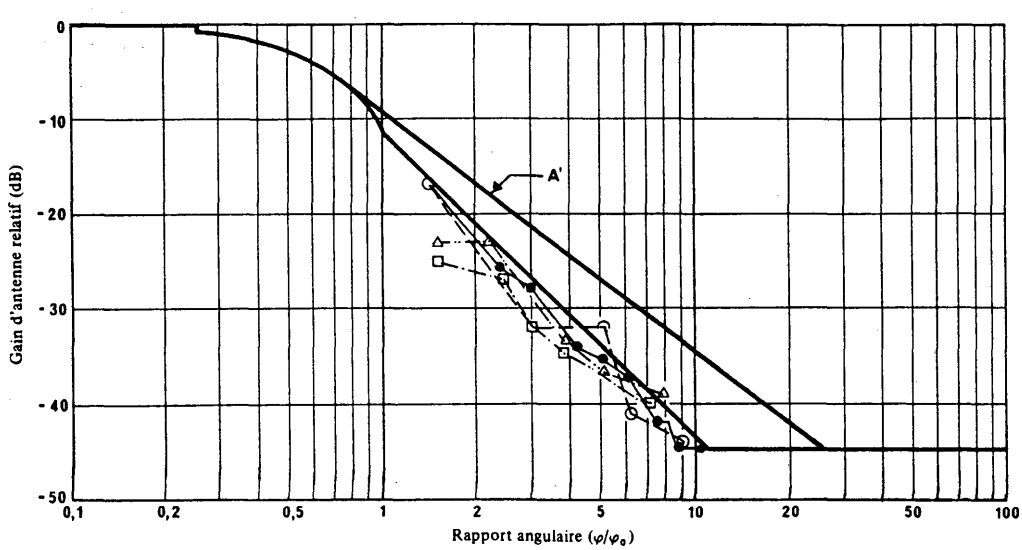


FIGURE 12- *Enveloppes composites de lobes latéraux pour des réflecteurs avec alimentation décalée*

Antenne de 1,22 m à alimentation décalée et à polarisation rectiligne
Antenne de 1 m à alimentation décalée et à polarisation rectiligne
Antenne de 0,75 m à alimentation décalée et à polarisation rectiligne
Antenne de 0,75 m à alimentation décalée et à polarisation circulaire

Une autre méthode de réduction des lobes latéraux dans un seul plan consiste à utiliser un dispositif de source à «dipode». Le «dipode» est un support rigide de source d'alimentation à deux bras, orienté dans un seul plan avec, dans le plan orthogonal, un support haubané. En fonctionnement, le plan des lobes latéraux inférieurs est aligné sur le plan équatorial, abaissant ainsi des niveaux de lobes latéraux en direction des satellites voisins. Cette construction en «dipode» fournit des lobes secondaires faibles dans le plan des supports, car c'est dans ce plan que la discontinuité de blocage du plan d'ouverture est la plus faible [EDUTEL, 1977]. L'enveloppe A″ de la Fig. 2 peut être facilement obtenue dans le plan équatorial avec une antenne à source «dipode».

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CHEN, C. C. et FRANKLIN, C. F. [décembre 1980] Ku-band multiple beam antenna. NASA Contract Report 154364.

DION, A. R. et RICARDI, L. J. [février 1971] A variable coverage satellite antenna system. *Proc. IEEE*, Vol. 59, **2**, 252-262.

EDUTEL Communications et Development, Inc. [janvier 1977] Comparative study of sidelobe suppression techniques for small aperture earth terminals. Report prepared for COMSAT General Corporation. Palo Alto, Ca., Etats-Unis d'Amérique.

GRIFFITHS, H.D., VERNON, A.M. et MILNE, K., [avril 1989] - "Planar phase-shifting, structures for steerable DBS TV antennas"; IEE ICAP, Warwick, Royaume-Uni.

HAN, C. C. [juin 1972] Optimized earth terminal antenna systems for broadcast satellites. Ph.D. dissertation, Stanford University.

HULT, J. L. et autres [1968] Technology potentials for satellite spacing and frequency sharing. Rand Corporation RM-5785-NASA.

JANKY, J. M. et BAREWALD, J. [septembre 1977] Interference control in broadcast satellite applications: Antenna sidelobe patterns and transponder transfer gain. Conf. Proc., IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention (EASCON '77).

KATAGI, T. et TAKEICHI, Y. [novembre 1975] Shaped-beam horn-reflector antennas. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-23, **6**, 763.

MADDOCKS, M.C.D, [1988] - A flate-plate antenna for DBS reception. BBC Research Department Report N° BBC RD 1988/6.

OHM, E. A. [octobre 1974] A proposed multiple beam microwave antenna for earth stations and satellites. *BSTJ*, Vol. 53, **8**, 1657-1665.

PACINI, G.P. [1985] "DBS receiver-outdoor unit" Elettronica e Telecomunicazioni, 1.

SILVER, S. [1949] Microwave antenna theory and design. MIT Radiation Laboratory Series, Vol. 12, McGraw-Hill, New York, NY, Etats-Unis d'Amérique, 195.

SORBELLO, R.M.; ZAGHLOUL A.I., EFFLAND J.E., DIFONZO D.F. [1988] - A high-efficiency, flat-plate array for direct broadcast satellite applications. Record of the 18th European Microwave Conference, Stockholm, Suède, septembre 1988, pages 295-299.

SORBELLO R.M.; ZAGHLOUL A.I. [juin 1989] - Wideband, high-efficiency, circularly polarized slot elements. Record of the IEEE Antennas and Propagation Society Symposium; San José, CA; pages 1 473-1 476.

THOMAS, R. K., MEIER, R. et GOEBELS, F. J. [avril 1970] Side-lobe suppression techniques for reflector antennae on satellites. *Progress in Astronautics and Aeronautics*, Vol. 24, 299.

WELLS, Daniel R. [juin 1989] - The flat antenna--now a reality. The Journal of Space Communications, Vol. 6, N° 5.

Documents du CCIR

[1974-78]: **a.** 11/134 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 11/157 (UER); **c.** 11/135 (Etats-Unis d'Amérique); **d.** 11/39 (Japon); **e.** 11/315 (Japon); **f.** 11/40 (Japon).

[1978-82]: **a.** 10-11S/142 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 10-11S/116 (Japon).

[1982-86]: **a.** 10-11S/177 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 10-11S/57 (Canada); **c.** 10-11S/28 (Etats-Unis d'Amérique).

BIBLIOGRAPHIE

ATIA, A. E. et DiFONZO, D. F. [décembre 1975] Side-lobe reduction techniques. IEEE National Telecommunications Conference (NTC '75), 1-3 décembre, Nouvelle-Orléans, La, Etats-Unis d'Amérique, 43, 26-29.

BALCEWICZ, J. F. [mars/avril 1983] In-orbit reconfigurable communication satellite antennas. *RCA Eng.*

DIJK, J. et autres [juin 1973] The polarization losses of offset antennae. Eindhoven University of Technology, Pays-Bas.

FCC Filing [décembre 1980] Application of satellite-to-home subscription television service. Vol. 3.

HULT, J. L. [20 juin 1972] Shape coverage patterns with satellite array antennas. IEEE International Conference on Communications (ICC '72), 19-21 juin, Philadelphia, Pa., Etats-Unis d'Amérique, Conf. Record, Session 26: Aerospace and electronic systems. Technology for future satellite systems, 26-15 – 26-25.

IEE [1968] Institution of Electrical Engineers. Colloquium on direct broadcasting from satellites. Colloquium Digest N° 1968/24.

JANKY, J. M., LUSIGNAN, B. B., LEE, L. S., HA, E. C. et REINHART, E. E. [juin 1976] New Side-lobe envelopes for small aperture earth stations. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-22, **2**, 39-44.

KREUTEL, R. W. et ENGLISH, W. J. [octobre 1974] Design and measurements of satellite antenna systems for frequency re-use. (EASCON '74). IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique, 513.

MITTRA, R. et autres [1986] Satellite communication antenna technology. *Elsevier Science Publishing Co.*, Inc., New York, NY 10163, Etats-Unis d'Amérique.

PRINS, D. W. et KREJCI, D. W. [novembre/décembre 1975] Multibeam antennae. *Signal*, 7.

RUBIN, P. A., JANKY, J. M. et RUSSELL, S. P. [mars 1977] Side-lobe levels attainable in small-aperture antennas. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-23, **1**, 1-5.

SCHROEDER, K. G. [octobre 1970] Technology trends in spacecraft phased arrays. IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention (EASCON '70), 113.

SCHROEDER, K. G. [septembre 1971] International Symposium on Antennae and Propagation. Paper II-C1, Sendai, Japon.

SCHROEDER, K. G. [février 1972] Beam shaping potential of high-gain antennae for geostationary spacecraft with high interference rejection. Aerospace Corporation.

SIELMAN, P. F., SCHWARTZ, L. et NOJI, T. T. [avril 1972] Multiple beam communicating satellites with remote beam steering and beam shaping. *Progress in Astronautics and Aeronautics*, Vol. 32, 265.

SOULE, H. et autres [mars 1984] Shaped beam antennas for direct broadcast satellites. Proc. AIAA 10th Communication Satellite System Conference.

Documents du CCIR

[1974-78]: 11/393 (Etats-Unis d'Amérique); 11/412 (France).

[1982-86]: 10-11S/60 (Canada); 10-11S/68 (Président du GTM, 10-11S).

RAPPORT 473-5*

CARACTÉRISTIQUES DES ÉQUIPEMENTS DE RÉCEPTION POUR LE SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE**

(Question 2/10 et 11 et Programme d'études 2H/10 et 11)

(1970-1974-1978-1982-1986-1990)

1. Introduction

Les caractéristiques des équipements de réception de radiodiffusion par satellite peuvent être choisies dans une large gamme. Ces caractéristiques influent sur la taille, la masse et la complexité du satellite nécessaires pour assurer un service de qualité donnée, en raison du compromis à réaliser entre la sensibilité du récepteur et la puissance à rayonner par le satellite. Elles sont elles-mêmes influencées par les normes d'émission. Les caractéristiques des équipements de réception dépendront en particulier du fait que la réception portera uniquement sur les signaux image (avec un seul ou plusieurs signaux son associés) ou uniquement sur les signaux son ou à la fois sur les signaux image et les signaux son. Le présent Rapport donne des indications sur les principales d'entre elles, sur la base des résultats présentés dans les documents cités dans les références bibliographiques ci-jointes. Une grande partie des contributions reçues était relative aux installations fonctionnant dans la bande de fréquences des 12 GHz.

Il est apparu que la réception des signaux de radiodiffusion à partir de satellites pouvait être assurée, non seulement par des équipements de conception nouvelle, mais, dans certains cas, par des dispositifs d'adaptation permettant d'utiliser les récepteurs existants.

Dans la mesure où la radiodiffusion par satellite est à même de fournir au grand public un signal télévisuel de haute qualité, comparable à celui que l'on obtient en studio, il semble utile de fixer un objectif de qualité plus élevé pour les récepteurs.

Il convient également de distinguer entre les installations destinées à la réception communautaire et celles pour la réception individuelle.

2. Caractéristiques globales des installations de réception [CCIR, 1974-78a; b et c]

Une installation de réception type pour la réception individuelle comprend une antenne, un étage d'entrée à faible bruit, un équipement intérieur comportant des étages à fréquence intermédiaire, un sélecteur de programmes, des étages de démodulation ou d'adaptation et un écran de contrôle ou un récepteur de télévision.

A titre d'exemple, on trouvera au Tableau IV du Rapport 215 les principaux objectifs de qualité des systèmes vidéo composites destinés à une chaîne de radiodiffusion par satellite et à un équipement de réception.

Il apparaît souhaitable de spécifier les caractéristiques globales des installations de réception au moyen de leur facteur de qualité G/T qui est le rapport exprimé en $dB(K^{-1})$ entre le gain de l'antenne de réception (y compris les pertes) et la température totale de bruit de l'installation de réception exprimée en kelvins, ramenée au point où est mesuré le gain de l'antenne. L'avantage de l'introduction de ce facteur résulte du fait qu'il n'est, dans ces conditions, plus nécessaire de spécifier les caractéristiques individuelles des diverses parties de l'installation telles que le facteur de bruit, la perte de couplage, le gain de l'antenne, etc. Ces caractéristiques peuvent alors être choisies par les constructeurs de récepteurs pour obtenir la caractéristique globale demandée de la manière qui leur paraît la plus économique.

Deux types de facteurs de qualité (G/T) sont examinés:

- le «G/T nominal», considéré comme un paramètre caractérisant la qualité intrinsèque de l'équipement. Il peut être obtenu directement en mesurant le gain dans l'axe de l'antenne, la température totale de bruit par «atmosphère claire» à un angle de site donné, la température totale du récepteur, ainsi que la perte de couplage. Cette mesure ne comprend aucune marge d'exploitation. Ce facteur de qualité, couramment utilisé dans les stations terriennes du service fixe par satellite, est défini dans le Rapport 390. Il correspond à la plus haute valeur du rapport G/T et permet une comparaison qualitative des différents récepteurs;

---

* Le § 11 du présent Rapport (*Sensibilité à certains types de brouillages*) doit être porté à l'attention de la Commission d'études 8.

** Il est noté que les travaux du CT 12 de la CEI, en particulier des CE 12A, D et G, concernent les caractéristiques des récepteurs de radiodiffusion par satellite.

– le «G/T utilisable», considéré comme le paramètre caractérisant directement la qualité du système de réception en fonctionnement. Il prend donc compte des facteurs subjectifs tels que les effets des erreurs de pointage, le vieillissement des équipements et l'augmentation de la température de bruit du ciel pour un pourcentage de temps donné. Ce facteur peut donc être utilisé directement dans un bilan de liaison. Il convient de bien préciser les hypothèses retenues pour son évaluation.

On trouvera en Annexe I au présent Rapport une définition détaillée du facteur de qualité G/T ainsi qu'un exemple de la méthode à utiliser pour le calculer.

De nombreux constructeurs ont commercialisé des récepteurs adaptés à la radiodiffusion par satellite au Japon. La structure des récepteurs est, pour la plupart d'entre eux, celle qui a été décrite plus haut. Les antennes utilisées, de diamètres inférieurs à 1 mètre, sont du type à alimentation décalée et les organes extérieurs sont, dans tous les cas, reliés directement à la source primaire. Les équipements intérieurs sont, pour la plupart, dans un boîtier d'adaptation; quelques-uns sont incorporés dans le récepteur principal de télévision.

L'Annexe II présente les caractéristiques recommandées pour les récepteurs de radiodiffusion par satellite, fabriqués actuellement au Japon et leurs performances moyennes actuelles.

L'Annexe III donne des exemples de caractéristiques concernant les installations de réception en Italie; elle indique également la qualité obtenue pour le signal en provenance du satellite dans une largeur de bande de 27 MHz.

A la suite du lancement de TDF1 en France, une gamme d'équipements a été mise sur le marché. Les antennes sont, soit de type parabolique avec des diamètres variant de 30 à 55 cm, soit de type plat avec des dimensions légèrement supérieures. L'équipement intérieur assurant le décodage D2 MAC/Paquet est, soit placé dans un boîtier séparé du récepteur de télévision, soit intégré à celui-ci.

L'Annexe IV donne des exemples de caractéristiques des systèmes de réception utilisés pour la réception de TDF1."

3. **Antennes** [CCIR, 1982-86a]

Dans la bande des 12 GHz et pour la réception individuelle, les antennes sont généralement du type à réflecteur parabolique classique ou avec alimentation décalée, ayant un diamètre compris entre 0,3 et 1 m. Des diamètres plus importants pourront cependant être employés pour la réception communautaire. Actuellement, de petites antennes à réflecteur plat sont intéressantes également et commencent à être disponibles pour la réception directe. Les techniques utilisées par ces antennes sont traitées dans le Rapport 810.

Le pointage de toute antenne risque d'être incorrect, aussi bien en raison du vieillissement, de la pression du vent ou des inévitables erreurs de pointage. On a étudié la relation entre le diamètre de l'antenne et le facteur de qualité «utilisable» en tenant compte de la perte de gain due à l'erreur de pointage. De la Fig. 1, déduite de cette étude, il résulte qu'il peut y avoir des inconvénients majeurs à prendre des antennes ayant plus d'un mètre de diamètre si l'erreur de pointage totale, due au vieillissement, à la pression du vent, etc. dépasse environ ± 1°. Plus le diamètre de l'antenne est grand, plus son pointage est modifié par l'action du vent. Il convient d'ajouter à cela qu'une antenne plus grande occupe plus de place.

On notera que l'on sait aujourd'hui réaliser des systèmes de réception utilisant des antennes de diamètre relativement petit qui satisfont au facteur de qualité et à la directivité exigés dans les Plans à 12 GHz, et cela pour trois raisons:

– le facteur de bruit des étages d'entrée peut être rendu bien inférieur (une valeur type pouvant être obtenue actuellement étant par exemple de 1,8 dB) à celui supposé lors de la CAMR-RS-77;

– les rendements des antennes sont passés de 55 à 70%;

– le recours à l'alimentation décalée a permis de réduire de façon spectaculaire le niveau des lobes latéraux.

Par exemple, dans le cas du Satellite BS-2 japonais qui délivre une p.i.r.e. maximale de 58 dBW environ, on utilise des antennes de réception grand public dont le diamètre est compris entre 45 et 60 cm.

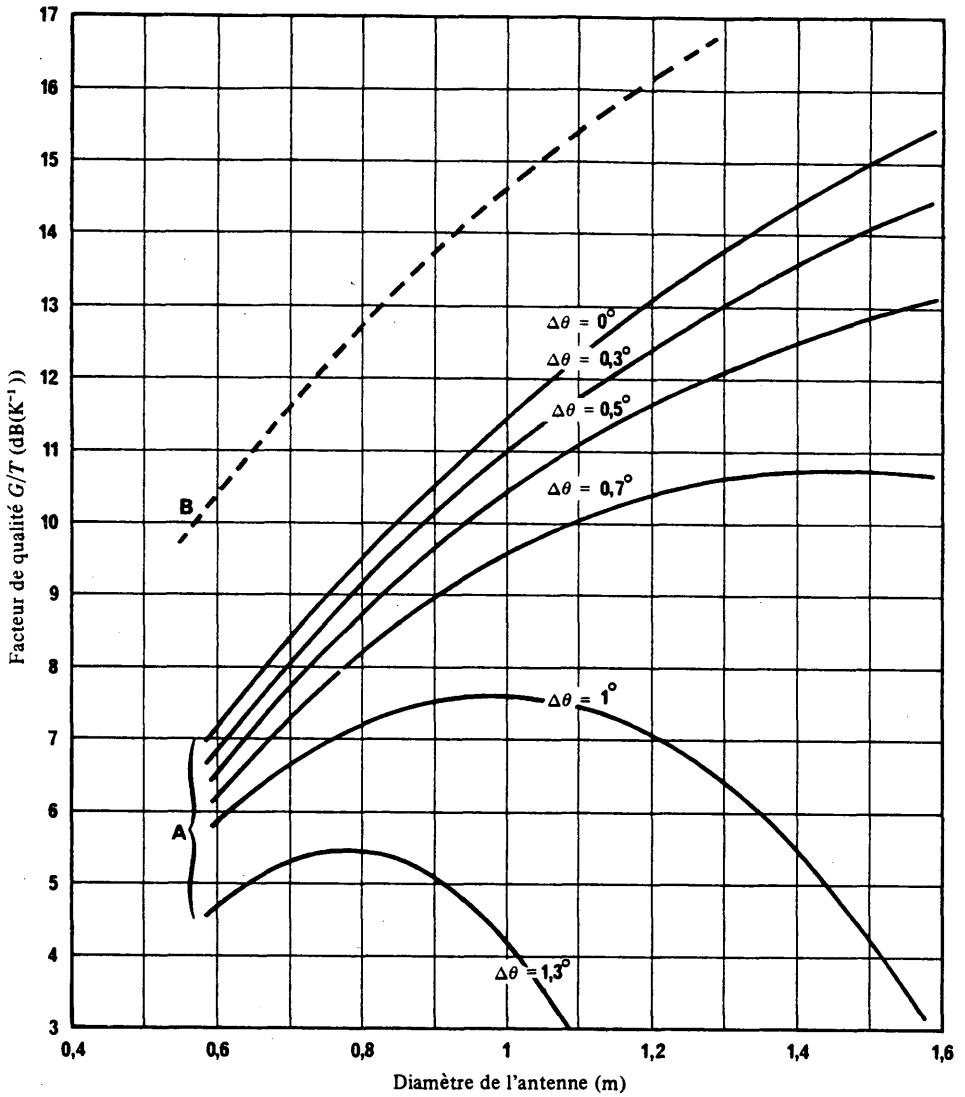


FIGURE 1 – *Valeur du facteur de qualité G/T «utilisable» compte tenu des diverses causes de l'erreur de pointage*

$$G/T = \frac{a\beta G_r}{aT_a + (1-a)\,T_0 + (n-1)\,T_0}$$ (Ces paramètres sont définis en Annexe I)

Dans cette formule:

Courbes A: a = 0,9
β : pertes dues à l'erreur de pointage totale $\Delta\theta$ (voir la Note 1)
T_a = 150 K
T_0 = 290 K
n = 2,51 (Facteur de bruit = 4 dB)
f = 12 GHz
η = 0,6 (voir la Note 2)

B: a = 1
β = 1 ($\Delta\theta$ = 0)
n = 1,78 (Facteur de bruit = 2,5 dB)
η = 0,7

Note 1. – L'erreur de pointage totale comprend l'erreur de positionnement du satellite (± 0,16°), l'erreur de réglage de l'orientation de l'antenne (environ 10 à 20% de l'ouverture à demi-puissance de l'antenne) ainsi qu'une erreur supplémentaire due à la pression du vent, au vieillissement, etc.

Note 2. – L'effet du rendement de l'antenne sur le rapport G/T, est donné par l'expression 10 log (η/0,55) (dB), par exemple lorsque le rendement de l'antenne passe de 0,55 à 0,70 (voir le Tableau II de l'Annexe I), le rapport G/T augmente de 0,4 dB.

Dans le cas d'une transmission d'utilisation de polarisation rectiligne, il convient aussi d'assurer par rotation une orientation correcte, par exemple à mieux que 2°, afin d'obtenir une protection suffisante contre les signaux à polarisation orthogonale. Du point de vue de l'alignement de l'antenne, il sera avantageux d'utiliser la polarisation circulaire. Dans ce cas, la fabrication du dispositif d'alimentation peut se révéler légèrement plus complexe que si l'on utilisait la polarisation rectiligne.

Les diagrammes des antennes de réception sont donnés pour diverses gammes de fréquences dans le Rapport 810 et indiquent la limite supérieure du gain relatif en fonction de l'angle à prendre en considération pour les besoins de la planification.

Le choix du dispositif d'alimentation peut aussi dépendre des pertes dans les lignes d'alimentation. Dans la bande des 12 GHz, pour réduire au minimum ces pertes, on pourra situer les étages d'entrée au foyer ou au voisinage du foyer de l'antenne. Dans ces conditions, on pourra donner la préférence à un double réflecteur ou à une antenne à alimentation décalée en raison du grand rendement d'ouverture (65 à 70%) et des pertes réduites dans les lignes d'alimentation. Cependant, avec les progrès de l'électronique aux hyperfréquences, on peut maintenant obtenir une efficacité du même ordre avec une alimentation focale normale. Les configurations efficaces dans le domaine du coût et de la fiabilité ont été utilisées dans des expériences faites au Canada à 12 GHz avec une polarisation rectiligne (voir les expériences Hermès et Anik-B décrites dans le Rapport 215; un amplificateur à transistor à effet de champ et un changeur de fréquence sont montés au foyer, avec une alimentation de grande efficacité. Des éléments avec réflecteurs de 1,2 m et 1,8 m de diamètre donnent, pour le cas le plus défavorable, des valeurs de G/T de 11 dB(K^{-1}) et 15 dB(K^{-1}) respectivement, y compris les affaiblissements et une marge pour vieillissement de 1 dB [CCIR, 1978-82a]. Avec la même technique, le G/T correspondant pour un réflecteur de 0,9 m serait de 9 dB(K^{-1}). Ces valeurs sont nettement plus élevées que celle de 6 dB(K^{-1}) utilisée pour la planification lors de la CAMR-RS-77. Cette Conférence avait adopté la polarisation circulaire pour les satellites de radiodiffusion à 12 GHz. Il pourrait être souhaitable d'utiliser une ligne d'alimentation à hyperfréquence courte pour établir la polarisation ou donner un affaiblissement utile de l'image du premier convertisseur, même au prix d'un léger supplément de pertes par couplage.

4. Etages d'entrée

Ces étages sont une partie importante du récepteur. Ils seront constitués par un convertisseur-abaisseur de fréquence qui pourra ou non être précédé par des étages d'amplification à radiofréquences à faible bruit et un oscillateur local.

Pour les amplificateurs à faible bruit on utilise couramment aujourd'hui des transistors à effet de champ. Pour les bandes de fréquences élevées (23 GHz par exemple) on utilisera des transistors à grande mobilité électronique (HEMT) et à faible bruit car leur prix a fortement diminué.

Les amplificateurs MIC hybrides (circuits intégrés à hyperfréquences) sont également utilisés dans les amplificateurs à faible bruit pour obtenir des valeurs de bruit faibles et des performances stables. En plus de cette technique, on a développé des amplificateurs FET-GaAS monolithiques qui abaisseront le coût en cas de production en série.

De nombreuses données ont été communiquées à ce jour au sujet des caractéristiques de bruit, des composants à faible bruit, des amplificateurs et des récepteurs pour la radiodiffusion par satellite (voir l'annexe VI). Un résumé est donné dans le Tableau I qui indique les facteurs de bruit des récepteurs destinés aux bandes de fréquences attribuées au SRS.

TABLEAU I

Résumé des facteurs de bruit typiques indiqués pour les récepteurs actuels

Bande de fréquences (GHz)	0,7	2,6	12	23
Facteurs de bruit typique (dB)	1,5	1,5	1,8	5,0

Il est à noter que la configuration utilisée pour obtenir la valeur du facteur de bruit doit être clairement identifiée étant donné que celui-ci peut être exprimé pour diverses configurations, par exemple : élément simple, amplificateur ou récepteur. Il faut en outre noter que pour les vieux équipements grand public, les caractéristiques telles que le facteur de bruit, peuvent être différentes de celles constatées en laboratoire.

Une mesure de la dispersion des caratéristiques des récepteurs 12 GHz à convertisseur direct, sélectionnés parmi 100 récepteurs développés pour l'expérience BSE, a été faite au Japon en 1980. En ce qui concerne la dispersion des facteurs de bruit, les résultats montrent que la valeur initiale était de 4,1 dB en moyenne, avec un écart type de 0,25 dB. La dégradation après deux ans était de 0,15 dB [CCIR, 1978-82b].

Pour le premier oscillateur local, on peut utiliser une source d'oscillation locale directe à semi-conducteurs, tel qu'un dispositif Gunn ou un transistor à effet de champ (FET). Pour stabiliser la fréquence de l'oscillateur, on utilise généralement un oscillateur à verrouillage de phase (PLO) piloté par un oscillateur à quartz ou un oscillateur à résonateur diélectrique (DRO) à facteur Q élevé. Toutefois, même dans l'hypothèse d'une forme quelconque de pilotage de fréquence automatique de cet oscillateur ou de tout autre oscillateur local ultérieur, il faut toujours prendre garde de réduire au minimum la dérive de fréquence résultant de la température. La conception de la boucle de contrôle automatique de fréquence dépendra de l'emploi d'un couplage à courant continu ou à courant alternatif dans le modulateur de l'émetteur à modulation de fréquence.

Il y a tout lieu de croire que l'on pourra diminuer le nombre de composants des unités extérieures, et donc le prix du récepteur, en utilisant des mélangeurs actifs ou des mélangeurs auto-oscillateurs qui ne nécessitent plus d'oscillateur distinct. L'utilisation de géométries planes dans les antennes intégrées et d'étages d'entrée à faible bruit et à lignes microbandes avec des structures coplanaires et à fentes facilitera le processus de fabrication [CCIR, 1986-90a].

5. Fréquence intermédiaire [CCIR, 1974-78b, d, f et g].

Pour la réception à 12 GHz, le schéma comportera probablement deux changements de fréquence pour faciliter la solution des problèmes de sélectivité, d'affaiblissement de fréquence conjuguée et de rayonnement de l'oscillateur local; les installations à un seul changement de fréquence ne peuvent cependant être éliminées. Pour les bandes des 700 MHz et des 2600 MHz, les deux schémas peuvent être intéressants. Dans le cas où il y a plus d'un changement de fréquence, le premier convertisseur-abaisseur, équipé d'un oscillateur à fréquence fixe, sera placé près de l'antenne ou sur celle-ci. Pour la réception à 12 GHz, le choix de la valeur de la première fréquence intermédiaire présente quelques difficultés car ces fréquences doivent être choisies de façon à éviter des brouillages par des émetteurs de radiodiffusion de Terre ou par d'autres services utilisant des émissions radioélectriques d'une certaine puissance.

Exception faite de cette contrainte, la fréquence intermédiaire ne devrait pas être excessivement élevée car on doit conserver une valeur de bruit suffisamment basse dans l'amplificateur FI; en effet, le coût de celui-ci augmente sensiblement avec la fréquence; de même, le prix du câble coaxial de descente tend à augmenter avec la fréquence.

D'autre part, si la fréquence intermédiaire est trop basse, il sera difficile d'éliminer la fréquence conjuguée. Comme, dans le Plan de radiodiffusion par satellite pour les Régions 1 et 3, les quatre ou cinq canaux d'une même zone de service sont contenus dans une bande de 400 MHz, la gamme d'accord du récepteur et donc la gamme de la première fréquence intermédiaire doivent couvrir au moins 400 MHz et dans certains cas 800 MHz. Dans ces conditions, la première fréquence intermédiaire peut être choisie dans la bande de 900 à 1700 MHz. Néanmoins, d'après les informations récapitulées au § 11.3, il pourrait être utile, dans certains pays, d'utiliser une fréquence intermédiaire plus élevée (par exemple, 1500-2300 MHz), ceci afin d'éviter les brouillages causés par les radars de radionavigation.

Avec une fréquence d'oscillateur local inférieure à celle du signal, la première fréquence conjuguée pourrait se situer, en Région 1, dans la bande de 9,1 à 10,3 GHz; un filtre à diaphragmes incorporé dans le guide d'onde de couplage à l'antenne permet d'atteindre un affaiblissement de 80 dB à cette fréquence conjuguée, ce qui peut être nécessaire dans certains secteurs pour assurer une protection contre les radars maritimes et autres systèmes de radionavigation de grande puissance (voir le § 11.2).

Un autre facteur à prendre en considération pour déterminer la première fréquence intermédiaire est le choix de la fréquence du premier oscillateur local. Au Japon, la fréquence 10,678 GHz a été jugée appropriée pour le premier oscillateur local, cela pour les raisons indiquées ci-après:

- en règle générale, l'émission d'ondes radioélectriques dans la bande 10,68-10,7 GHz est interdite (Article 8, numéros 833 et 834 du Règlement des radiocommunications, 1982);
- on admet que la puissance de rayonnement maximale du premier oscillateur local est de -40 dBW dans le cas le plus défavorable, avec changement de fréquence direct de type classique;
- au Japon, les faisceaux hertziens fonctionnant au-dessus de 10,7 GHz et les liaisons pour reportages télévisés assurées dans la bande 10,5-10,675 GHz doivent être protégés contre le brouillage pouvant être causé par le rayonnement du premier oscillateur local.

En France on utilise normalement la fréquence 10,750 GHz comme premier oscillateur local, ce qui correspond à une première FI comprise entre 950 et 1 750 MHz.

Au cas où un radar de radionavigation brouillerait la réception d'un canal satellite, on envisage de décaler la fréquence du premier oscillateur local d'un multiple de 19,18 MHz.

Une étude complémentaire du rayonnement indésirable provenant d'équipements de réception au sol est donnée au § 12.

Un autre point à considérer est le choix de la deuxième fréquence intermédiaire. En effet, il faut éviter le brouillage par des émetteurs de radiodiffusion et d'autres émetteurs de Terre. A cet égard, on envisage d'utiliser des fréquences voisines de 130 MHz, 400 MHz, et d'autres possibilités sont à l'étude. Le récepteur domestique conçu essentiellement pour la réception individuelle peut éventuellement être utilisé pour la réception collective; dans ce cas, un étage d'entrée commun est relié à plusieurs récepteurs domestiques. Lorsque la valeur choisie pour la deuxième fréquence intermédiaire est inférieure à la valeur de la largeur de bande totale à 12 GHz attribuée à la radiodiffusion par satellite dans une zone de service, les fréquences des oscillateurs locaux tombent dans la bande de la première fréquence intermédiaire. Il faut veiller à éviter le brouillage mutuel entre récepteurs domestiques, dû au rayonnement de l'oscillateur local, et cela dépend du niveau du signal reçu et de la puissance de ce rayonnement. Si l'on veut maintenir ce brouillage à un niveau aussi bas que possible, en plaçant les fréquences des deuxièmes oscillateurs locaux entre deux canaux adjacents quelconques attribués à la zone considérée, la deuxième fréquence intermédiaire doit être de la forme:

$f = 38{,}36\ (n + \frac{1}{2})$ MHz, dans les Régions 1 et 3

$f = 29{,}16\ (n + \frac{1}{2})$ MHz, dans la Région 2

où n est un nombre entier.

Cette relation est valable lorsque la fréquence choisie, f, est inférieure numériquement à la largeur de bande totale attribuée à la zone considérée. Cependant, si $2f$ est inférieur numériquement à la largeur de bande totale, il y a une possibilité de brouillage par la fréquence conjuguée, et il peut être avantageux d'ajuster légèrement la valeur de f.

La seconde fréquence intermédiaire, d'une largeur de bande de 27 MHz, pourrait être choisie au voisinage de 70 à 400 MHz, ce qui permet à nouveau d'éviter les bandes de radiodiffusion. Pour les récepteurs utilisés dans les Régions 1 et 3, ce résultat pourrait être obtenu par l'emploi d'un filtre de 27 MHz à quatre pôles. L'affaiblissement de la seconde fréquence conjuguée devrait être au moins de 30 dB [CCIR, 1978-82f].

De récents modèles de récepteur domestique ont montré qu'il peut être intéressant d'utiliser des filtres à ondes acoustiques de surface (SAW) pour la deuxième fréquence intermédiaire. Ces filtres sont bien adaptés à la gamme 35-600 MHz et ont des propriétés très intéressantes de phase linéaire et de coupure brusque. Des exemples de la réponse amplitude/fréquence de filtres SAW sont présentés aux Fig. 2a, b et c.

Par ailleurs, aux Etats-Unis d'Amérique, la plupart des récepteurs de télévision par satellite dans le service fixe par satellite fonctionnant à 4 GHz utilisent une seconde fréquence intermédiaire de 70 MHz. L'expérience acquise en exploitation est considérable; plusieurs modèles de circuits différents ont été élaborés et ont fait l'objet d'essais en vraie grandeur. Cette technique devrait pouvoir s'appliquer directement aux récepteurs à 12 GHz et aux récepteurs fonctionnant dans d'autres bandes [CCIR, 1978-82d].

Une autre méthode consiste à utiliser une boucle à verrouillage de phase pour obtenir le signal vidéo. Si cette boucle peut fonctionner directement à la première fréquence intermédiaire, on évite une seconde fréquence intermédiaire [CCIR, 1978-82f]. A noter, toutefois, que la largeur de bande de certains modèles de boucles à verrouillage de phase est relativement grande et qu'il peut en résulter une démodulation dans les canaux adjacents. Par conséquent, l'utilisation de certains modèles de boucles à verrouillage de phase sera peut-être réservée aux zones dans lesquelles les canaux servant à la réception des signaux du service de radiodiffusion par satellite ont un espacement suffisant et dans lesquelles les signaux provenant des émetteurs d'autres services, le service fixe par exemple, ne sont pas trop rapprochés des canaux utiles du service de radiodiffusion par satellite. Aux Etats-Unis d'Amérique, un important pourcentage des récepteurs de télévision par satellite à 4 GHz utilisent une boucle à verrouillage de phase pour démoduler la porteuse de télévision au niveau de la seconde fréquence intermédiaire [CCIR, 1978-82d].

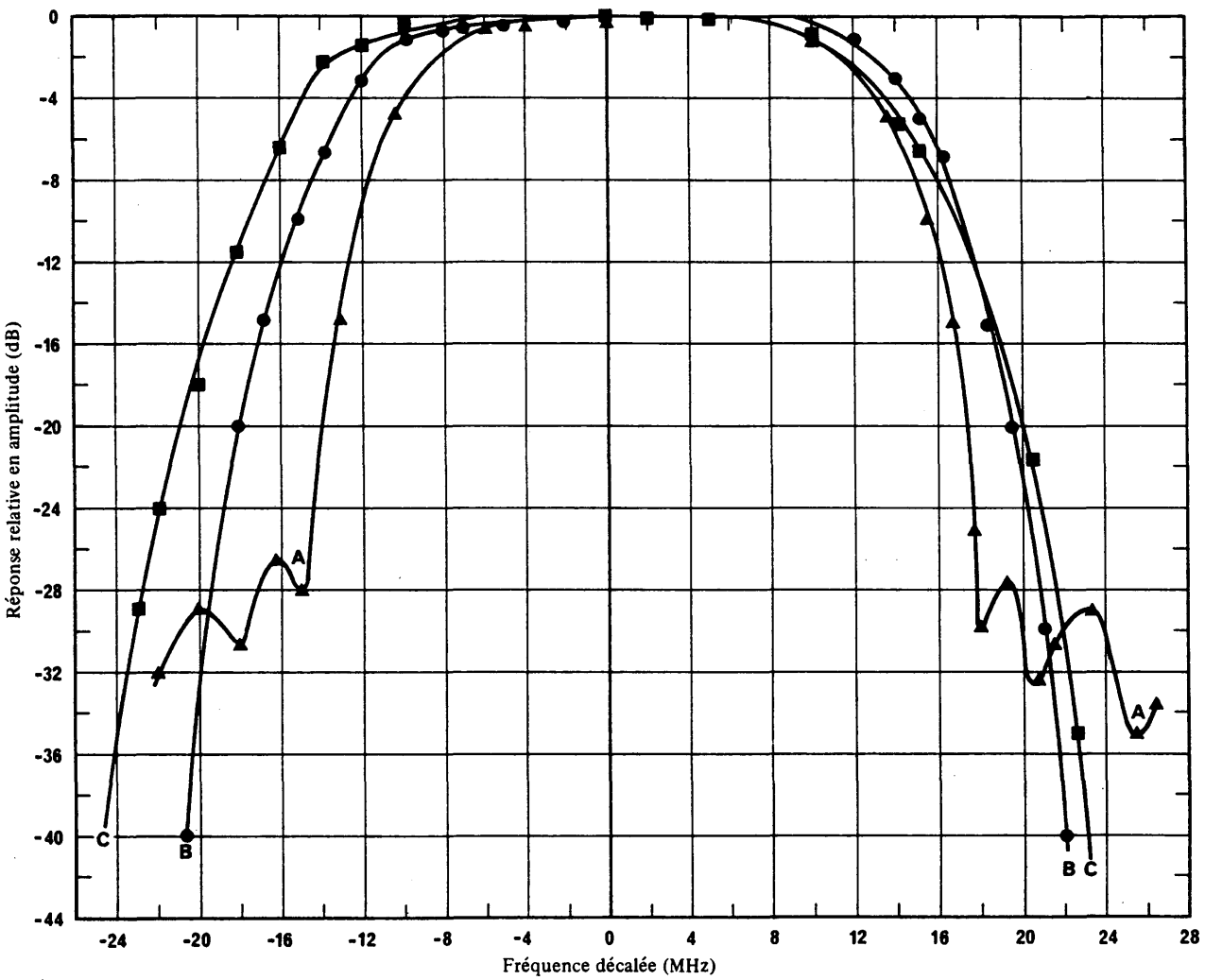


FIGURE 2a – *Réponse amplitude/fréquence de filtres à onde acoustique de surface (seconde fréquence intermédiaire)*

Courbes	Fréquence centrale (MHz)	Pente équivalente
A	260	Tchebytchev à 6 pôles
B	130	Tchebytchev à 6 pôles
C	130	Tchebytchev à 5 pôles

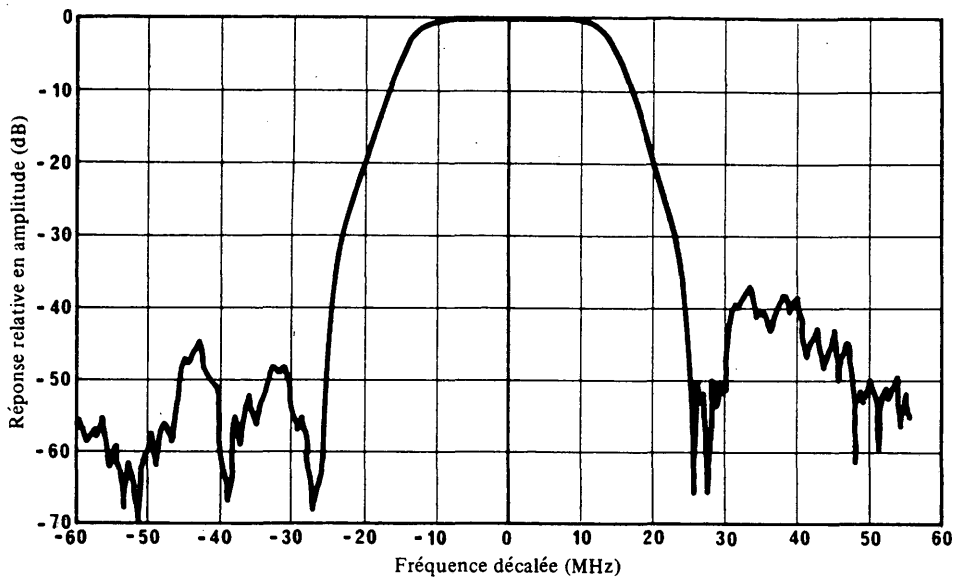


FIGURE 2b – *Réponse amplitude/fréquence de filtres à onde acoustique de surface*

Fréquence centrale = 134,3 MHz
Largeur de bande = 27 MHz

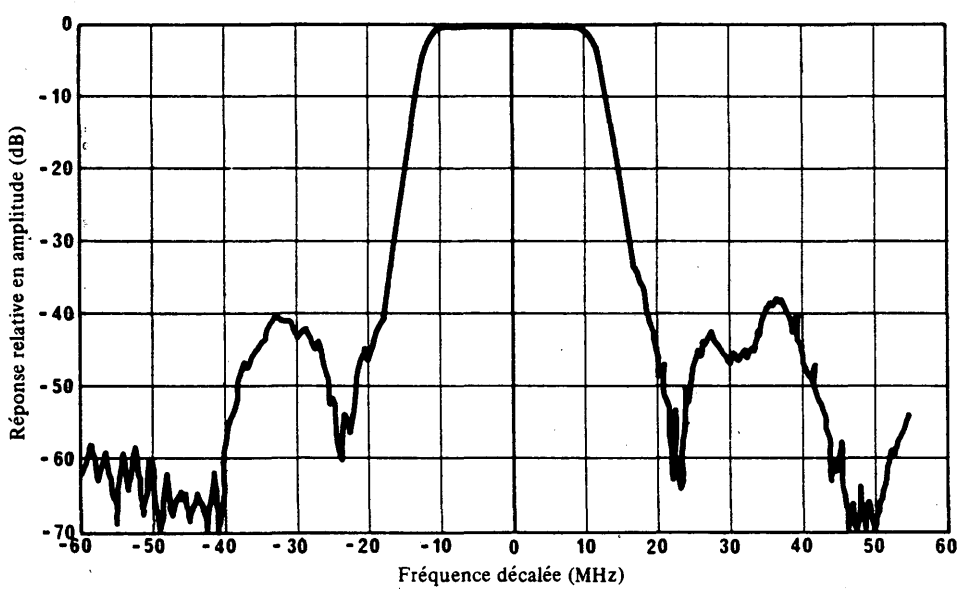


FIGURE 2c – *Réponse amplitude/fréquence de filtres à onde acoustique de surface*

Fréquence centrale = 140 MHz
Largeur de bande = 23 MHz

6. Etages de démodulation ou d'adaptation

Pour la télévision, on pourra utiliser un démodulateur de fréquence qui délivrera le signal vidéo (et éventuellement des signaux son modulant en fréquence ou numériquement sur des sous-porteuses dans le cas de l'utilisation de sous-porteuses pour la transmission de la composante son). A long terme, il est prévu que ces étages, ainsi que les étages de sélection de programme mentionnés au § 5, seront incorporés dans des récepteurs de télévision conçus pour recevoir à la fois des émissions à modulation de fréquence des satellites et des émissions à modulation d'amplitude des stations de Terre. Pendant la période intermédiaire, le signal vidéo pourra alimenter directement la prise vidéo d'un récepteur, ou moduler une porteuse en amplitude pour donner un signal de type habituel qui alimentera un récepteur domestique classique. Dans ce dernier cas, l'émission d'un signal à bande latérale résiduelle normalisé est théoriquement souhaitable, mais n'est pas indispensable en pratique. Des dispositifs assurant directement la conversion de la modulation de fréquence en modulation d'amplitude sans démodulation intermédiaire sont à l'étude, mais l'emploi éventuel de la préaccentuation et/ou de la dispersion d'énergie pourrait compliquer leur construction.

Les démodulateurs à abaissement de seuil à circuit intégré et ceux à composants discrets, comparables en complexité avec les démodulateurs MF classiques, mais utilisant des boucles à verrouillage de phase, une modulation de fréquence asservie, ou des filtres de poursuite peuvent être intéressants pour certaines applications du SRS. Des seuils dynamiques se produisant à des rapports porteuse/bruit d'environ 8 dB sont actuellement réalisables avec des signaux couleur à un niveau de modulation intermédiaire.

Afin de réduire le risque de brouillage pour d'autres services, il est souvent nécessaire de prévoir une certaine dispersion de l'énergie des signaux de radiodiffusion provenant du satellite. En ce qui concerne la réception individuelle dans la bande des 12 GHz, la Conférence administrative mondiale des radiocommunications pour la radiodiffusion par satellite (Genève, 1977) a décidé l'utilisation de la dispersion d'énergie de telle sorte que l'énergie contenue dans toute bande large de 4 kHz soit inférieure d'au moins 22 dB à la puissance totale assignée. Pour les signaux de télévision, une telle dispersion peut être réalisée par l'adjonction au signal vidéo, avant la liaison de connexion, d'un signal périodique en dents de scie ou d'un signal triangulaire symétrique, avec une fréquence de répétition égale à la moitié ou au quart de la fréquence de trame. Une excursion crête-à-crête de la porteuse de 600 kHz, produite par le signal de dispersion, est suffisante pour satisfaire à cette condition. Le signal de dispersion doit être éliminé du signal vidéo fourni par le démodulateur, afin qu'il ne produise pas d'effet visible sur l'image. L'expérience montre qu'un simple circuit de rétablissement de la composante continue, de prix modique, est parfaitement approprié à cet usage lorsqu'on utilise un signal de dispersion ayant la valeur indiquée.

Une technique de dispersion d'énergie _____ est également possible dans la Région 2. Elle semble se prêter particulièrement aux récepteurs de réception communautaire dans la bande des 12 GHz. Toutefois, il faudra poursuivre les études pour déterminer les conséquences de son utilisation du point de vue de la complexité de la réalisation et des coûts des étages de démodulation ou d'adaptation.

En ce qui concerne la distribution des défauts du signal image, les mesures effectuées sur les récepteurs utilisés pour les essais avec le BSE ont montré que le gain différentiel et la phase différentielle étaient en moyenne respectivement de 2,1% et de 1,8°, avec un écart type de 0,9% et 0,8°. Ces résultats de mesure ont indiqué également que la dégradation du gain différentiel et de la phase différentielle était, respectivement, de 1% et 0,5° en deux ans [CCIR, 1978-82b].

Les étages de démodulation des récepteurs domestiques conçus pour la réception d'un système utilisant une sous-porteuse à modulation numérique peuvent se composer d'un démodulateur MF, d'un démodulateur MDP-4 et d'un circuit de traitement de signaux MIC.

Les sous-porteuses son sont appliquées au démodulateur MDP par l'intermédiaire du filtre passe-bande. Le démodulateur MDP effectue la démodulation par asservissement d'un oscillateur sur la phase du signal MDP-4, reconstitue les signaux MIC et la fréquence de rythme synchronisée à ces signaux. Le circuit de traitement des signaux MIC effectue le désentrelacement des bits et la correction des erreurs; il assure, si besoin est, d'autres fonctions, puis convertit le signal numérique en un signal analogique par l'intermédiaire d'un convertisseur N/A. En outre, il est possible de fournir tous les signaux du train de bits MIC, avec correction d'erreur, pour une utilisation indépendante de la diffusion de données et de la diffusion sonore afin de satisfaire les besoins des différents services de la radiodiffusion par satellite.

Le nombre de téléviseurs équipés d'interfaces RVB tend à augmenter. Il existe maintenant des démodulateurs et des décodeurs délivrant des signaux RVB, ce qui permet d'obtenir une qualité d'image élevée.

7. Techniques de réception et de distribution communautaires

La radiodiffusion par satellite utilise la notion de réception des signaux non seulement pour la réception individuelle mais aussi pour les installations de réception communautaire. Il est nécessaire d'utiliser des techniques de réception et de distribution appropriées en satisfaisant au mieux à la nécessité d'un maximum d'éléments communs entre récepteurs individuels et communautaires.

Au Japon par exemple, au milieu de 1989, près de la moitié des 1,7 million de foyers recevaient les programmes de radiodiffusion par satellite au moyen de réseaux cablés utilisant des techniques de distribution en MA ou en MF. En outre, le nombre de petites installations de réception communautaires à distribution MF augmente.

7.1 Techniques de distribution

D'après des études effectuées en Italie et au Japon, on peut envisager deux techniques de distribution MF pour la réception communautaire [Mussino, 1984; REEA, 1987; CCIR, 1982-86c]:

a) Distribution, dans la bande de la première FI (0,95-1,75 GHz par ex:), d'un maximum de 20 canaux MF espacés de 38,36 MHz (ou plus), sans modification des paramètres de modulation RF des signaux du service de radiodiffusion par satellite.

Cette technique s'applique dans les cas où il n'y a pas de contraintes liées à l'occupation du spectre ou à l'utilisation des fréquences élevées.

b) Distribution, dans la bande de radiodiffusion en ondes métriques ou décimétriques, y compris la "bande UHF étendue" (230-470 MHz par exemple) de quelques canaux MF sélectionnés, espacés de 38,36 MHz (ou plus), sans modification des paramètres de modulation RF des signaux du service de radiodiffusion par satellite.

Cette technique est utilisable quand les usagers peuvent accepter la disponibilité d'un nombre limité de canaux.

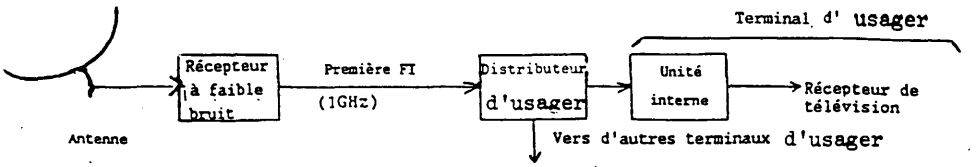
Des protections efficaces contre les rayonnements non désirés peuvent s'avérer nécessaires afin d'éviter de brouiller d'autres services, notamment en ce qui concerne les attributions pour les radiobalises de localisation des sinistres aux fréquences de 243 MHz et de 406-406,1 MHz.

Les Fig. 3 a), b) et 4 a), b) donnent respectivement des exemples d'application des techniques de distribution a) et b).

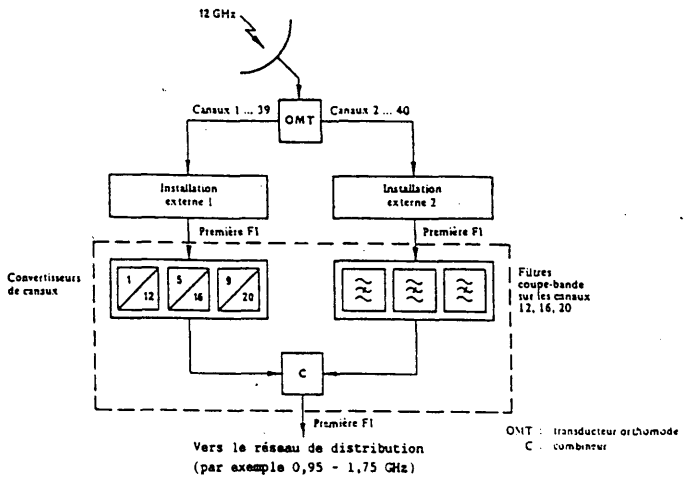
Concernant les techniques illustrées par la Fig.3b),les convertisseurs de canaux et les filtres coupe-bande sont utilisés pour sélectionner et combiner les 20 canaux utiles parmi les canaux (40 au maximun) reçus depuis chaque position orbitale de satellite. Dans cet exemple, les canaux 1, 5 et 9 sont convertis et distribués à la place des canaux 12, 16 et 20 qui sont éliminés par les filtres coupe-bande. Concernant les techniques illustrées par la Fig.4b),les canaux 1, 5 et 9 et les canaux 24, 28 et 32 sont transposés dans la bande 230-470 MHz. L'équipement intérieur sélectionne et transpose la bande 230-470 MHz dans la partie appropriée de la bande de la première FI.

Dans le cas des installations de réception communautaire qui ne peuvent utiliser les techniques de distribution a) et b) décrites plus haut, il peut être nécessaire de recourir à la remodulation MA/BLR afin de réduire au minimum la largeur de bande des canaux.

On se reportera au Rapport 482 et aux textes pertinents du Volume XI-1.



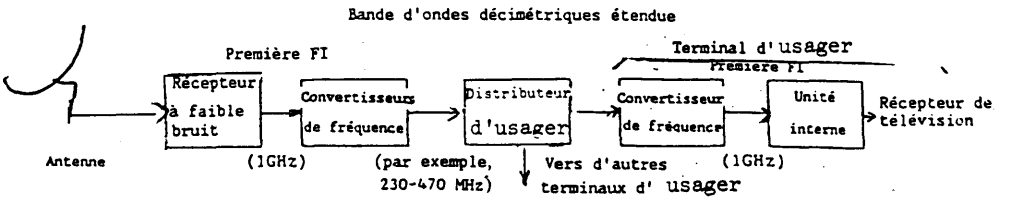
a) Méthode pour distribuer tous les canaux transmis sur la même polarisation



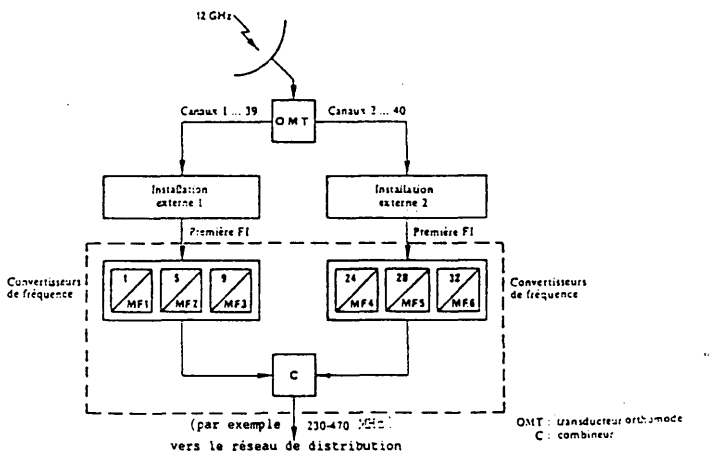
b) Méthode pour distribuer des canaux sélectionnés à partir des deux polarisations

FIGURE 3

Exemples de la technique de distribution dans la première bande FI



a) Méthode pour distribuer des canaux sélectionnés transmis sur la même polarisation



b) Méthode pour distribuer des canaux sélectionnés à partir des deux polarisations

FIGURE 4

Exemples de la technique de distribution dans la bande d'ondes décimétriques étendue

7.2 Dégradations affectant les signaux distribués

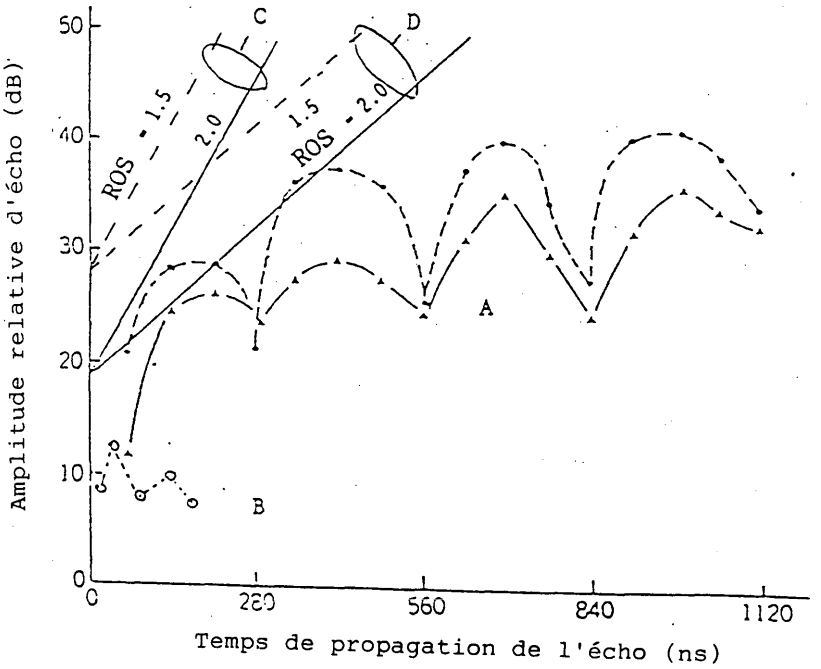
Dans des systèmes utilisant de petites antennes collectives, les signaux du SRS, distribués conformément aux techniques MF (a) et (b), peuvent être dégradés comparativement à la réception directe, en raison de l'adaptation imparfaite entre les différentes parties de l'installation, en particulier le réseau de distribution. Il peut y avoir d'autres dégradations dues à l'alignement imparfait des équipements de tête (par exemple convertisseurs de canaux et de fréquences, filtres coupe-band, amplificateurs, etc.).

Les altérations correspondantes de la réponse en fréquence (amplitude et temps de propagation de groupe) aux prises d'usager affectent la distribution spectrale du signal et du bruit. Le rapport C/N, à la sortie du filtre de réception, est donc modifié comparativement à la réception directe, la modification dépend de la fréquence porteuse des signaux SRS distribués dans le réseau. En conséquence, le signal démodulé est affecté par les distorsions de forme d'onde, par les dégradations du rapport S/N et par l'augmentation du bruit impulsif aux faibles rapports C/N.

Au Japon [CCIR, 1986-90b] les systèmes de distribution par câble ont fait l'objet d'études théoriques et d'essais sur le terrain, d'où il ressort que les techniques de distribution en MA et en MF sont toutes deux valables. En MF, on estime qu'il faut prêter attention aux désadaptations d'impédance des composants qui provoquent des échos. La Figure 5 présente un exemple de relation entre l'amplitude et le temps de propagation de l'écho dans un système de distribution par câble, lorsque le papillotement est juste perceptible. On voit aussi que pour un tel système des désadaptations qui donnent un ROS de 1,5 sont tolérables.

Les résultats des essais sur le terrain ont aussi confirmé que l'introduction de la distribution MF sur les systèmes de distribution par câble ne pose pas de problèmes majeurs, pourvu qu'on ait des équipements de distribution sélectionnés aux caractéristiques appropriées.

Voir l'Annexe VI pour de plus amples renseignements.



Courbes A - Papillotement juste perceptible
pour le signal mire de barres de couleur
pour l'image test "cuisine"
Courbe B - TEB mesuré pour 10^{-8}
Ligne C - Perte dans le câble: 0,4 dB/m
Ligne D - Perte dans le câble: 0,2 dB/m

FIGURE 5

Amplitude relative d'écho en fonction du temps de propagation de l'écho qui donne un papillotement juste perceptible

Des essais ont été effectués en laboratoire, en France [CCIR, 1986-90c], sur les signaux D2, D, C-MAC/paquet, afin d'évaluer les dégradations apportées aux composantes son/données et image, par un écho simple ajouté au signal direct à la deuxième FI de 230 MHz.

En ce qui concerne la composante son/données, le Tableau II indique les valeurs du rapport C/N mesuré pour un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3}.

Les dégradations de C/N par rapport à la réception directe, mesurées pour un niveau d'écho de -15 dB étaient de 1 dB pour les signaux D2, de 1,5 dB et 1,7 dB pour les signaux C (respectivement avec un démodulateur MF et avec un démodulateur MDP 2-4) et de 2 dB pour les signaux D. Les signaux D se sont avérés plus sensibles au décalage de fréquence que les signaux D2 et C.

En ce qui concerne la composante image MAC, le principal effet d'un écho court, plus court que 100 nsec, a été la dégradation du rapport S/N du signal démodulé.

Pour un rapport C/N de 16 dB dans 27 MHz, on a observé des dégradations du rapport S/N de luminance (pondéré) de 1 dB et de 2 dB, pour des niveaux d'écho respectivement de -20 dB et -15 dB. Pour un rapport C/N de 12 dB, un niveau d'écho de -15 dB correspondait au seuil de visibilité du bruit impulsif. On trouvera des détails sur ces essais de laboratoire dans l'Annexe VII.

Des recherches expérimentales ont été effectuées en Italie [Cominetti et Stroppiana, 1986; CCIR, 1986-90d] pour évaluer les dégradations apportées aux signaux C-MAC/paquet par le réseau de distribution des antennes collectives utilisant la technique (b) décrite à la section 7.1, dans la bande UHF étendue (230-470 MHz); on suppose des caractéristiques idéales pour les équipements de tête.

En ce qui concerne la composante son/données, le Tableau III donne le rapport C/N mesuré dans 27 MHz correspondant à un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3} dans les récepteurs où l'on a observé la qualité de réception la plus défavorable; les résultats sont donnés pour la démodulation différentielle et pour la démodulation de fréquence classique du signal de type C MDP 2-4. Des dégradations maximales du rapport C/N respectivement de 1,8 dB et de 2,3 dB ont été observées pour les deux types de démodulation.

TABLEAU II

Rapport C/N (dB) mesuré dans 27 MHz correspondant à un taux d'erreur binaire de 10×10^{-3}

Type de modulation	Type de démodulation	Largeur de bande du filtre réception	Décalage en fréquence dans le filtre réception	C/N (dB) - selon le niveau d'écho		
				sans	- 20 dB	- 15 dB
D2	limiteur-discriminateur	27 MHz	$\Delta f = 0$	8	8	9
	limiteur-discriminateur	27 MHz	$\Delta f = 2,5$ MHz	8,4	9,0	9,5
C	limiteur-discriminateur	27 MHz	$\Delta f = 0$	9,5	10,3	11
	limiteur-discriminateur	27 MHz	$\Delta f = 2,5$ MHz	10,3	11,5	11,8
	différentielle	21 MHz	$\Delta f = 0$	7,3	8,5	9,0
D	limiteur-discriminateur	27 MHz	$\Delta f = 0$	10,5	11,2	12,5
	limiteur-discriminateur	27 MHz	$\Delta f = 2,5$ MHz	10,9	12,2	14,2

TABLEAU III - Rapport C/N (dB) mesuré dans 27 MHz correspondant à un taux d'erreur binaire de 1 x 10^{-3} pour des signaux C-MAC/paquet (son/données modulées en MDP 2-4) avec démodulation différentielle et démodulation de fréquence

Condition		C/N (dB) selon le type de démodulation	
		différentielle	limiteur/discriminateur
Modulateur-démodulateur, connexion directe		7,6	10,1
Réseau de distribution	Condition la plus favorable	7,6	9,3
	Condition la plus défavorable	9,4	12,4

En ce qui concerne la composante image MAC, aucune distorsion importante de la forme d'onde n'a été constatée. La principale dégradation était due à la réduction du rapport C/N, atteignant au maximum 2 dB.

On trouvera de plus amples détails sur l'installation mise en oeuvre en laboratoire, dans l'Annexe VII.

D'après les résultats obtenus en France et en Italie, au sujet de la distribution MF des signaux de la famille MAC/paquet du SRS, un rapport C/N supérieur d'environ 2 dB à celui qui est nécessaire pour un système de réception idéal devrait être nécessaire pour pallier aux dégradations dues au réseau de distribution.

Il est nécessaire d'entreprendre d'autres études pour évaluer les dégradations supplémentaires causées par les autres composantes des installations de réception.

8. Réception de programmes sonores

Pour la réception individuelle à 12 GHz de programmes ne comportant que le signal son ou de voies son supplémentaires associées à des programmes de télévision, il semble souhaitable de pouvoir au moins utiliser les mêmes étages d'entrée que dans le cas de la réception de signaux de télévision. Pour éviter d'équiper les étages d'entrée d'un oscillateur local de grande stabilité et pour simplifier les étages de démodulation, on peut prévoir le multiplexage d'un certain nombre de programmes sonores dans les limites de la largeur de bande d'un signal vidéo et leur utilisation pour moduler en fréquence une émission à 12 GHz dont la puissance et la largeur de bande soient comparables à la puissance et la largeur de bande des émissions de télévision par satellite. Ce multiplexage peut être soit le multiplexage par répartition de fréquence, avec modulation analogique de fréquence, soit le multiplexage par répartition dans le temps ou par répartition de fréquence avec modulation numérique des signaux (pour des exemples, voir le Rapport 215). Quoique moins efficaces, du point de vue de l'utilisation de la bande et de la puissance, que les porteuses séparées modulées en fréquence, ces deux types de multiplexage ont de sensibles avantages en ce qui concerne le réglage. L'étude de leurs possibilités est en cours.

9. Effet du groupement des canaux

L'interdépendance entre les caractéristiques du récepteur, le groupement des canaux et des critères de partage peuvent avoir une influence considérable sur le développement et la mise en œuvre d'un plan pour le service de radiodiffusion par satellite (Recommandation N° 712 de la Conférence administrative mondiale des radiocommunications (Genève, 1979)).

Des mesures ont été effectuées au Japon [CCIR, 1974-78i] à l'aide de récepteurs du type abaisseur de fréquence (double changement de fréquence), compatibles avec les caractéristiques techniques et le plan adoptés par la CAMR-RS-77. Les résultats indiquent que le groupement des canaux décrit dans le plan pour le service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz ne causera vraisemblablement pas de dégradation dans la réception de la télévision; les niveaux d'intermodulation mesurés étaient assez bas et les caractéristiques d'affaiblissement des canaux adjacents étaient satisfaisantes.

Cette question demande un complément d'étude.

10. Considérations relatives au coût

La relation entre le prix de revient et les caractéristiques globales des installations de réception, mesurées par le facteur de qualité G/T, fait intervenir d'autres facteurs tels que la qualité de la réalisation, l'étendue des essais effectués en fin de fabrication, la fiabilité recherchée, le coût d'installation, etc. Des études sur les prix de revient, aussi bien pour les éléments d'équipement que pour les installations complètes [Knouse et autres, 1973] ont fait apparaître des différences importantes entre les estimations émanant de diverses sources, même après que ces estimations eurent été uniformisées sur une même base et pour les mêmes facteurs de performances.

Les essais d'installation effectués en Suède [CCIR, 1978-82e] indiquent que le coût d'installation des stations terminales terriennes individuelles TVRO dans la bande des 12 GHz, par des monteurs professionnels, représente entre 1 et 1,5 fois environ le coût de fabrication évalué pour des terminaux de 12 GHz construits en séries de 10^5 unités, _____. Bien que ces estimations soient surtout valables pour la Suède, elles montrent que le coût d'installation doit être pris en considération lors de la détermination du coût total du système de radiodiffusion par satellite [CCIR, 1978-82e]

11. Sensibilité à certains types de brouillages

Sur la base de considérations théoriques, un récepteur ayant les caractéristiques suggérées au § 5 serait vraisemblablement encore sensible aux formes suivantes de brouillages. Il faut une expérience et des mesures de situations pratiques pour évaluer l'étendue réelle de tout problème de brouillage.

11.1 *Harmoniques de certaines émissions tombant dans la bande de radiodiffusion par satellite*

Le risque provient des harmoniques rayonnés par les appareils ISM et en particulier les fours domestiques à micro-ondes. Une étude [CCIR, 1978-82c] montre que le risque reste limité si les appareils ISM satisfont à la limite de rayonnement parasite recommandée par le CISPR, à savoir 57 dB(pW). Cette limite devrait s'entendre comme s'appliquant à la puissance totale dans une largeur de bande de 27 MHz. Le nombre de fours domestiques à micro-ondes est maintenant suffisant en nombre de localités pour permettre d'effectuer des mesures réalistes en service. Toutefois, dans nombre de zones urbaines, un four à micro-ondes peut être situé à proximité d'une antenne de réception de radiodiffusion par satellite. Les limites à respecter pour les emplacements des fours dans le but de prévenir les brouillages que ces derniers pourraient causer aux récepteurs sont données dans l'Annexe VIII. Les distances calculées sont fondées, entre autres choses, sur une valeur admise de la puissance apparente rayonnée (p.a.r.) au niveau du 5e harmonique égal à 57 dB(pW), et ces distances peuvent ne pas correspondre au cas le plus défavorable [CCIR, 1978-82b].

11.2 *Emissions dans la bande de la première fréquence conjuguée (9,1 à 10,3 GHz en Région 1)*

Le risque qui se présente si la fréquence du premier oscillateur local est inférieure à la fréquence du signal, provient de certaines stations de radiolocalisation à forte puissance de crête. Une étude [CCIR, 1978-82c] a montré que la portée du brouillage peut atteindre 27 km. Le problème est donc grave et pourrait être résolu au niveau du récepteur par le choix d'une fréquence du premier oscillateur local supérieure à celle du signal, pour éviter les inconvénients mentionnés au § 5, à savoir d'exiger dans certaines zones un affaiblissement de 80 dB à la fréquence conjuguée [CCIR, 1978-82f].

11.3 *Emissions dans la bande de la première fréquence intermédiaire*

Si la bande des fréquences intermédiaires se situe dans la gamme 900 à 1700 MHz, il existe un risque sérieux de brouillage provenant de l'extérieur et notamment d'émetteurs de radionavigation, qui peuvent avoir une p.i.r.e. de plusieurs kW.

Des mesures ont été faites en France qui ont confirmé l'existence d'un champ de l'ordre de 10 V/m à une hauteur de quelques mètres au-dessus du sol jusqu'à 10 km au moins. La valeur du champ dépend par contre de l'altitude du point de mesure. Sachant qu'un certain nombre d'usagers des services de radiodiffusion par satellite seront reliés par câble à des réseaux de distribution, cheminant à l'intérieur d'immeubles ou de grandes tours, la zone susceptible d'être brouillée sera considérablement augmentée et pourra atteindre une vingtaine de kilomètres [CCIR, 1982-82g]. Une autre étude [CCIR, 1978-82c] a démontré qu'une séparation de 11 km peut être nécessaire, en supposant que le blindage de l'interconnexion et des circuits FI soit conforme à la pratique actuelle en ce qui concerne les récepteurs de radiodiffusion à ondes décimétriques.

Des mesures faites en Australie [CCIR, 1982-86e] ont démontré l'existence, dans certains récepteurs, de brouillages avec un champ radar de 0,35 V/m. Les brouillages disparaissaient lorsque le niveau du signal utile était augmenté de 6 dB au-dessus du seuil de la démodulation de fréquence. Au cours du même essai, on a constaté, dans un autre récepteur, des brouillages pour un champ supérieur à 1,6 V/m. Un récepteur, ayant été réglé de façon à obtenir un espacement de 10 MHz entre la fréquence radar et le signal FI utile a pu fonctionner avec des champs brouilleurs atteignant 39 V/m [DOC, 1985].

Pour éviter des dégradations de l'image dues à ces problèmes de brouillage, il existe au moins deux solutions:

- utilisation d'un équipement de réception avec protection contre ce risque, c'est-à-dire doté d'un blindage convenable ainsi que de composants de conception appropriée, notamment le convertisseur à ondes centimétriques (qui devrait avoir un gain élevé mais de faibles niveaux d'intermodulation) et le dispositif de descente acheminant les signaux à la fréquence intermédiaire. Cela peut nécessiter le développement d'éléments particuliers et l'élaboration par la CEI de méthodes appropriées de mesure de l'immunité au brouillage [CCIR, 1978-82h]. Toutefois, pour le marché grand public, il peut s'avérer trop onéreux de doter toutes les stations de réception d'un sélecteur/démodulateur découplé et parfaitement blindé; d'autre part, la fabrication d'appareils spécialement blindés n'est peut-être pas nécessairement compatible avec le marché grand public;
- choix de la bande 1500-2300 MHz comme fréquence intermédiaire. Cela pose des problèmes techniques qui pourront être résolus à l'avenir, compte tenu des améliorations prévisibles qui seront apportées aux composants électroniques.

11.4 *Intermodulation*

On a signalé un problème qui pourrait se poser du fait de la présence d'un grand nombre de produits d'intermodulation du troisième ordre dans le canal du signal utile, lorsque l'on utilise un premier convertisseur à large bande (par exemple plus d'une centaine pour un cas où 20 signaux également espacés pourraient exister dans une bande de 800 MHz) [CCIR, 1978-82i].

En conséquence, pour la mesure de la linéarité dans le convertisseur et dans les amplificateurs aux fréquences intermédiaires, il faut tenir compte du nombre de signaux de télévision d'amplitudes importantes qui peuvent se trouver dans la première bande FI.

12. Rayonnement indésirable provenant d'équipements de réception au sol [CCIR, 1982-86f]

Une source possible de rayonnements indésirables provenant de récepteurs du SRS est le premier oscillateur local. Des récepteurs frontaux avec mélange direct pourraient présenter des niveaux d'oscillateur local atteignant −50 dBW à l'entrée de l'antenne. Des récepteurs avec préamplificateurs comme premier étage auront typiquement des niveaux de −65 à −70 dBW. Une réduction supplémentaire de ces niveaux serait nécessaire pour éviter d'éventuels brouillages entre les bandes SF et les bandes SFS, si la fréquence choisie pour le premier oscillateur local tombait dans ces bandes. Deux méthodes possibles de réduction des rayonnements de l'oscillateur local sont:

- Sélectionner une fréquence pour l'oscillateur local pour tous les terminaux domestiques du SRS qui ne causera pas de brouillage inacceptable à d'autres services. Un exemple de cette fréquence serait 11,2 GHz, c'est-à-dire le centre de la bande de garde entre la partie inférieure et la partie supérieure de la bande 10,7-11,7 GHz attribuée au SF.
- Utiliser un seul récepteur de conversion pour les terminaux domestiques du SRS, ce qui permettrait de maintenir la fréquence de l'oscillateur local dans la bande SRS.

Bien que la seconde méthode soit couramment utilisée dans le SFS à 4 GHz, elle ne convient pas vraiment au SRS étant donné qu'il faudrait alors un oscillateur local réglable dans la partie extérieure au récepteur. Il faudrait aussi une répartition soigneuse des fréquences des satellites pour s'assurer que la fréquence conjuguée, dans la bande, tombe sur des canaux à polarisation croisée.

Un choix judicieux de la fréquence de l'oscillateur local à un certain point au-dessus ou au-dessous de la bande de réception permettrait de minimiser les exigences de rejet de la fréquence conjuguée suivant les signaux qui tombent dans la bande conjuguée. D'autres facteurs techniques doivent être pris en considération lors du choix de la meilleure méthode de réduction des rayonnements non désirés, par exemple:

- les autres réponses parasites créées dans le récepteur lors de la sélection de la fréquence de l'oscillateur local, de même que
- l'avantage apporté par la fréquence de coupure des guides d'onde.

Les oscillateurs de fréquence d'horloge situés dans les décodeurs utilisés dans l'équipement de réception constituent une autre source possible de rayonnements non désirés. La fréquence d'horloge maximale dans les décodeurs MAC/paquets utilisée dans les équipements de télévision nationaux à 625 lignes/50 Hz est 3/2 fois celle de la norme de codage de télévision numérique, c'est-à-dire 20,25 MHz. Certaines harmoniques de cette fréquence d'horloge coïncident avec les centres de canaux de fréquence d'urgence à 121,5 MHz et à 243 MHz dans les bandes de fréquences du service mobile aéronautique et du service mobile par satellite.

Les limites en matière de rayonnement électromagnétique pour les équipements produits en série sont soumis à des normes existantes à savoir la Recommandation 13-1975 du CISPR (applicable aux récepteurs de radiodiffusion). et la Recommandation 22-1985 du CISPR [CISPR, 1985] (applicable aux systèmes de données). Ces Recommandations visent à assurer la compatibilité électromagnétique entre ces équipements et les services de radiocommunication.

La Recommandation 13-2-1989 du CISPR [CISPR, 1989] est une nouvelle version de la Recommandation 13 et est applicable aux récepteurs de radiodiffusion et aux équipements numériques associés, et spécifie les limites de rayonnement sur les fréquences de détresse du service aéronautique (121,5 et 243 MHz) identique à la Recommandation 22 du CISPR.

Ceci est confirmé par une étude de l'UER [CCIR, 1986-90e] sur le brouillage éventuel causé par les équipements MAC/paquets entre autres au système SARSAT, pour les fréquences de détresse aéronautique (121,5 et 243 MHz); cette étude a été transmise à la Commission d'études 8 pour être insérée dans le Rapport [AE/1]. Cependant, une étude faite aux Etats-Unis d'Amérique portant sur le brouillage causé aux services assurés par SARSAT à ces fréquences a montré qu'il pouvait être nécessaire d'abaisser encore les limites spécifiées par la CISPR pour protéger le système SARSAT [CCIR, 1986-90f].

Ce point devrait faire l'objet d'une étude approfondie de la part des Commissions d'études 1 et 8.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CISPR Publication N° 13 (1975) Limites et procédés de mesure des caractéristiques des perturbations radioélectriques des récepteurs de son et des récepteurs de télévision.

CISPR Publication N° 22 (1985) Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des perturbations radioélectriques des équipements pour les techniques de l'information.

COMINETTI, M., STROPPIANA, M. [novembre 1986]: Distribution de signaux RDS de la famille MAC dans les systèmes d'antennes collectives, Troisième Conférence internationale sur les nouveaux systèmes et services de télécommunications, Liège.

DOC [juin 1985] Airport radar interference to satellite earth station receivers. Lab. Rep. N° 103. Dept. of Communications (DOC), Belconnen ACT 2616, Australie.

MUSSINO, F. [1984] Ricezione televisiva diretta da satellite nella banda dei 12 GHz con il sistema C-MAC a pachetti (Réception de télévision directe par satellite dans la bande des 12 GHz avec le système C-MAC à paquets). *Elettronica e Telecommunicazioni*, 3, 117-130.

REEA [1987] Développement du système de retransmission pour la radiodiffusion par satellite, rapport d'étude, Radio Engineering and Electronics Association, mars 1986 (en japonais)

Documents du CCIR

[1978-82]: a. 10-11S/59 (Canada); b. 10-11S/113 (Japon); c. 10-11S/8 (UER); d. 10-11S/141 (Etats-Unis d'Amérique); e. 10-11S/125 (Suéde); f. 10-11S/45 (France), g. 10-11S/62 (Japon); h. 10-11S/47 (France); i. 10-11S/46 (France).

[1982-86]: a. 10-11S/137 (Japon); b. 10-11S/171 (France); c. 10-11S/175 (Italie); d. 10-11S/13 (France); e. 10-11S/192 (Australie); f. 10-11S/17 (Etats-Unis d'Amérique).

[1986-90]: a. 10-11S/145 (Italie); b. 10-11S/104 (Japon); c. 10-11S/56 (France); d. 10-11S/25 (Japon); e. 10-11S/4 (UER); f. 10-11S/167 (Etats-Unis d'Amérique)

ANNEXE I

EXEMPLE DE CALCUL DU FACTEUR DE QUALITÉ D'UNE INSTALLATION DE RÉCEPTION INDIVIDUELLE A LA FRÉQUENCE DE 12 GHz

Pour le présent exemple, le facteur de qualité G/T est défini par la formule suivante qui inclut les erreurs de pointage, les effets de polarisation et le vieillissement des équipements:

$$G/T = \frac{\alpha\beta G_r}{\alpha T_a + (1 - \alpha) T_0 + (n - 1) T_0}$$

dans laquelle on a défini:

α : total des pertes de couplage, exprimé en rapport de puissance;

β : total des pertes dues à l'erreur de pointage, aux effets de polarisation et au vieillissement, exprimé en rapport de puissance;

G_r : gain réel de l'antenne de réception, exprimé en rapport de puissance et tenant compte du type d'illumination et du rendement;

T_a : température de bruit de l'antenne (soit par atmosphère claire, soit pour un pourcentage de temps donné);

T_0 : température de référence = 290 K;

n : facteur de bruit global du récepteur, exprimé en rapport de puissance.

On peut produire des récepteurs relativement peu coûteux avec un facteur de bruit maximal de 4 dB (438 K). On trouvera au Tableau II [CCIR, 1982-86a] un exemple de calcul du rapport G/T «utilisable» et «nominal» effectué sur la base de cette valeur de 4 dB et en supposant par ailleurs que le diamètre de l'antenne est égal à 90 cm et que le rendement est de 55%. Pour calculer la perte de pointage, P en dB, on peut utiliser l'expression suivante:

$$P = -12 \left[(\theta_1^2 + \theta_2^2 + \theta_3^2)/\theta_0^2\right]$$

dans laquelle on a défini:

θ_1 : précision de pointage initial de l'équipement de réception à monture fixe en direction du satellite (degrés);

θ_2 : stabilité de pointage de l'équipement de réception sous l'influence de l'environnement climatique (degrés);

θ_3 : mouvement orbital du satellite (degrés);

θ_0 : ouverture à mi-puissance du faisceau de l'antenne de réception (degrés).

On peut également obtenir le même résultat avec d'autres combinaisons de paramètres. La Fig. 5 montre, par exemple, comment le gain et le diamètre de l'antenne, ainsi que le facteur de bruit peuvent être pris parmi un ensemble de valeurs. Il est intéressant de noter qu'en diminuant la valeur du facteur de bruit, on augmente l'influence de l'accroissement de la température de bruit de l'antenne sur le gain et le diamètre d'antenne nécessaires pour obtenir une valeur donnée du rapport G/T «nominal» et «utilisable».

La température de bruit équivalente de l'antenne est déterminée par sa taille et son angle de site, par les sources de bruit extérieur et par les effets de propagation atmosphérique. Plus l'antenne est petite, plus le gain relatif du diagramme de rayonnement dirigé vers la Terre est grand (les lobes latéraux touchent la surface du sol à un angle de site plus grand pour l'antenne). En conséquence, plus l'antenne est petite, plus l'angle de site auquel sa température de bruit a approché de 290 K est grand.

L'affaiblissement du signal dans l'atmosphère a aussi pour effet d'élever la température de bruit T_a équivalente de l'antenne selon la relation:

$T_a = T_m (1 - 1/L)$ (T_a est la température de bruit équivalente de l'antenne)

où:

T_m = 280 K, et

$L = 10^{0.1A}$ (A est l'affaiblissement atmosphérique en dB).

Ainsi, pour un grand affaiblissement atmosphérique, T_a tend vers 280 K, même pour des angles de site élevés.

TABLEAU IV – *Exemple de calcul du facteur G/T (à 11,7 GHz)**

		« G/T nominal»		« G/T utilisable»	
Gain de l'antenne de réception G_r (90 cm de diamètre; rendement: 55%)	(dB)		38,2		38,2
Pertes de couplage α	(dB)		−0,5		−0,5
Gain résultant αG_r	(dB)		37,7		37,7
Température d'antenne T_a (atmosphère claire)	(K)	80		80	
Température rapportée à l'entrée αT_a	(K)	71		71	
Bruit de couplage $(\alpha - 1) T_0$	(K)	35		35	
Augmentation de la température d'antenne pendant 99% du mois le plus défavorable	(K)	–		70	
Température de bruit du récepteur	(K)	438		438	
Température de bruit totale	(K)	544		614	
soit	(dBK)	→	27,4	→	27,9
Précision de pointage initial de l'antenne θ_1	(degrés)	–		0,4	
Stabilité de pointage de l'antenne θ_2	(degrés)	–		0,4	
Dérive orbitale du satellite θ_3	(degrés)	–		0,1	
Ouverture à mi-puissance de l'antenne θ_0	(degrés)	–		1,8	
Perte de pointage $P = -12 \left[(\theta_1^2 + \theta_2^2 + \theta_3^2)/\theta_0^2\right]$	β (dB)		–	→	−1,0
Vieillissement et pertes de polarisation	β (dB)		–		−1,0
G/T	(dB(K^{-1}))		10,3		7,8

* Calculé à 11,7 GHz.

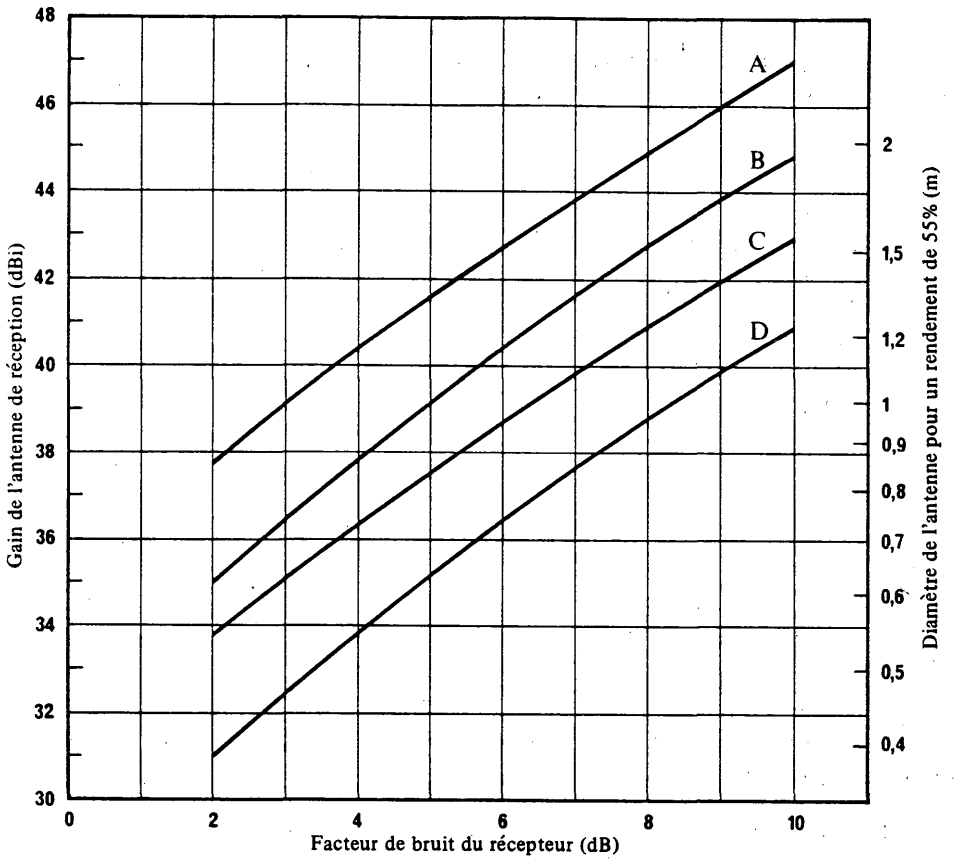


FIGURE 6 – *Relation entre le facteur de bruit, le diamètre et le gain de l'antenne pour des valeurs «nominales» et «utilisables» du rapport G/T égales à 6 dB(K^{-1}) ou à 10 dB(K^{-1}), sur la base des valeurs d'affaiblissement et de température d'antenne données en exemple au Tableau II*

A : G/T utilisable = 10 dB
B : G/T nominal = 10 dB
C : G/T utilisable = 6 dB
D : G/T nominal = 6 dB

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1982-86]: a. 10-11S/171 (France).

BIBLIOGRAPHIE

Documents du CCIR

[1978-82]: 10-11S/141 (Etats-Unis d'Amérique).

ANNEXE II

CARACTÉRISTIQUES DES INSTALLATIONS DE RÉCEPTION DOMESTIQUES POUR LA RADIODIFFUSION PAR SATELLITE DANS LA BANDE DES 12 GHz AU JAPON

La radiodiffusion (télévision) par satellite dans la bande des 12 GHz est utilisée au Japon, et l'on y trouve déjà en service des installations de réception domestiques de faible encombrement et de haute qualité, constituées d'une antenne et d'un récepteur [CCIR, 1982-86a].

Le Tableau IV donne les caractéristiques qui ont été prises comme base pour la conception et pour la production en série. Pour les établir, on s'est basé sur les conditions suivantes:

- rendre minimaux les brouillages avec les autres services, ainsi que les brouillages mutuels entre équipements intérieurs,
- normaliser les paramètres des interfaces électriques et mécaniques pour assurer l'interchangeabilité des divers sous-ensembles,
- garantir une haute qualité de réception et assurer la souplesse en vue du développement ultérieur des services de radiodiffusion.

Pour ce qui est des équipements extérieurs et des équipements intérieurs, plusieurs techniques ont été utilisées en vue de leur fabrication en série. En revanche, les antennes de petite taille sont dans tous les cas du type à alimentation décalée.

En août 1989, il y avait plus de 1,7 million de foyers qui recevaient les programmes du satellite BS-2 par réception directe ou communautaire et leur nombre augmente rapidement.

Le Tableau V donne aussi les performances moyennes des récepteurs produits en série par neuf constructeurs japonais et disponibles sur le marché.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR
[1982-86]: a. 10-11S/137 (Japon).

TABLEAU V – *Caractéristiques fondamentales des installations de réception domestiques au Japon*

Caractéristiques mesurées	Caractéristiques préférées (1)		Résultats des mesures (2)
1. *Caractéristiques générales:*			
– Fréquence de réception (GHz)	11,7-12,1		–
– Facteur de qualité (dB(K^{-1}))	6 (3)		14,5 pour une antenne de 75 cm
2. *Antenne:*	Diamètre réel (cm)	Gain (dB)	
– Diamètre et gain effectifs	45	32,0	–
	75	36,5	37,7 Rendement = 68% (4)
	90	38,0	–
	100	39,0	–
	120	40,0	41,2 (Rendement = 65%)
– *Directivité:*	Fig. 2, Rapport 810		
– ouverture à mi-puissance du faisceau			Pour une antenne de 75 cm: 2°20'
– gain relatif dans les lobes latéraux			Pour une antenne de 75 cm: 6°: –31 dB 12°: –40 dB 18°: –45 dB
– polarisation	Polarisation circulaire (polarisation circulaire dextrogyre)		–
3. *Equipements extérieurs:*			
– Facteur de bruit (dB)	< 4		1,8
– Suppression de la fréquence image (équipements extérieurs) (dB)	> 31		40
– Gain total (dB)	48 ± 4		48 ± 2
– Premier oscillateur local:			
– fréquence (GHz)	10,678		–
– stabilité (MHz)	± 1,5 (4)		± 1,0
– rayonnement (dBm)	< –30 (5)		< –45
– première fréquence intermédiaire (GHz)	1,036-1,332		–
4. *Equipements intérieurs:*			
– Rayonnement du second oscillateur local (dBm)	< –55		<–60
– Largeur de bande de la FI (MHz)	27		–
5. *Qualité:*			
– Rapport signal/bruit du signal vidéo (dB)	> 37 crête-à-crête/valeur efficace (pondérée)		38 crête-à-crête/valeur efficace (C/N = 14 dB)
– Taux d'erreur binaire du signal MIC	$< 3 \times 10^{-4}$ (avant correction des erreurs, C/N = 9 dB)		$1,5 \times 10^{-4}$

(1) On considère que toutes ces caractéristiques doivent être satisfaites dans les conditions d'environnement normales spécifiées à part pour chaque élément.

(2) Les valeurs indiquées sont les valeurs moyennes mesurées à 11,85 GHz sur des échantillons.

(3) D'autres valeurs peuvent être choisies compte tenu des particularités du système (p.i.r.e. du satellite, qualité de réception, etc.).

(4) Avec commande automatique de fréquence (CAF).

(5) Cette valeur est applicable dans le cas où le brouillage préjudiciable aux autres services dû au rayonnement de l'oscillateur local peut être éliminé grâce à une disposition appropriée des fréquences.

ANNEXE III

EXEMPLES DE CARACTÉRISTIQUES DES ÉQUIPEMENTS DE RÉCEPTION EN ITALIE [CCIR, 1982-86a]

TABLEAU VI

Caractéristiques mesurées	Caractéristiques
1. Gamme des fréquences de réception (GHz)	11,7-12,5
2. Diamètre de l'antenne (cm)	60-90
3. Affaiblissement sur la fréquence conjuguée (dB)	> 90
4. Stabilité de fréquence de l'oscillateur local (MHz)	± 1,6 pour une fréquence de l'oscillateur local de 10,750 GHz
5. Puissance maximale rayonnée sur la fréquence de l'oscillateur local (dBm)	−42
6. Gamme des fréquences de sortie (GHz)	0,95-1,75
7. Facteur de bruit des équipements extérieurs (dB)	⩽ 2,0
8. Seuil de démodulation des équipements intérieurs (dB)	⩽ 10
9. C/N reçu par ciel clair en provenance d'Olympus (dB)	18,5-22

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1986-90]: a. 10-11S/145 (Italie)

ANNEXE IV

Exemple de caractéristiques d'équipement de réception pour TDF-1 (France)

TABLEAU VII

Type d'antenne	C/N mesuré par ciel clair (dB)	G/T calculé par ciel clair ($dB(K^{-1})$)	Facteur de bruit annoncé (dB)
Parabole Ø 30 cm alimentation focale sur l'axe de révolution	18	6,8	1,3
Parabole Ø 33 cm alimentation arrière source hélicoïdale	18,2	7	1,8
Antenne plate 72 cm x 72 cm	20,5	9,3	2,3
Parabole Ø 49 cm alimentation décalée	21	9,7	1,8
Parabole Ø 55 cm alimentation décalée	21,7	10,4	2,9

Note - La fréquence nominale du premier oscillateur local est de 10,750 GHz et la première fréquence intermédiaire est comprise entre 950 et 1 750 MHz.

ANNEXE V

Facteurs de bruit

Divers renseignements ont été communiqués au sujet de l'étage d'entrée des récepteurs de radiodiffusion par satellite. Ils sont résumés dans le Tableau VIII

TABLEAU VIII

Caractéristiques de bruit des récepteurs de radiodiffusion par satellite

N°	Référence	Fréq.	Elément à faible bruit	Facteur de bruit	Remarques
1	CCIR, 1978-82a(USA)	700 MHz		1,5 dB	
2	CCIR, 1978-82a(USA)	2,5 GHz		1,5 dB	
3	CCIR, 1978-82b(F)	12 GHz	FET	3,6 dB	LB = 400 MHz
4	CCIR, 1978-82c(J)	-	Conv. direct	4,1±0,25 dB	Dégradation après 2 ans: 0,15 dB
5		-	FET, NF = 1,8 dB	2,5 dB	Ajusté avec soin
6		-		3,5 dB	Valeur prévue
7	Konishi, 1979, 80	-	Conv. dir./FET	4 dB	LB = 800 MHz
8	-	-		3,4-3,6 dB	LB = 300-500 MHz
9	CCIR,1978-82d(USA)	-		4 dB	Livrable prochainement
10	-	-		4,5 dB	Abaissement du coût
11	Hirata, 1983	-	MIC monolithique	4 dB	
12	CCIR, 1982-86a(J)	-	MIC FET GaAs	2,5-3,0 dB	LB = 300 MHz
13	CCIR, 1986-90b(j)	12 GHz	HEMT	1,8 en moyenne	LB = 300 MHz
14	CCIR, 1986-90a(J)	23 GHz	HEMT	5 dB	

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

HIRATA, S. et autres [avril 1983] Récepteur à ondes centimétriques pour la radiodiffusion par satellite. Proc. National Convention of IECE Japon, S7-14, (en japonais).

KONISHI, Y. [juin 1979] Home receiver for broadcasting-satellite service. 11th International Television Symposium, Montreux, Suisse.

KONISHI, Y. [mai 1980] Satellite broadcasting receiver – present and future, IEEE MTT-S. International Microwave Symposium, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique.

Documents du CCIR

[1978-82]: a. 10-11S/141 (Etats-Unis d'Amérique); b. 10-11S/16 (France); c. 10-11S/62 (France).

[1982-86]: a.10-11S/137 (Japon)

[1986-90]: a. 10-11S/104 (Japon); b. 10-11S/25 (Japon).

ANNEXE VI

Résultats des expériences effectuées en vraie grandeur au Japon sur le système de distribution par câble de la radiodiffusion par satellite

L'exploitation de la radiodiffusion par satellite a commencé au Japon en 1984, au moyen du satellite BS-2. A la fin du mois d'août 1989, il y avait environ 800 000 foyers qui recevaient ces programmes, par distribution par câble en MA ou en MF. L'avantage de la distribution en MF est une meilleure qualité de transmission pour l'image, le son numérique et les données. Il y avait alors environ 8 000 installations en MF et leur nombre continue d'augmenter.

A plusieurs reprises, on a étudié au Japon les différentes phases de la distribution par câble du signal de radiodiffusion par satellite. On a noté qu'un des défauts importants du système de distribution par câble était un papillotement gênant causé par le signal de dispersion d'énergie à 15 Hz en présence d'écho dû à des désadaptations dans la liaison par câble. Des études théoriques ainsi que des essais en laboratoire et sur le terrain ont permis de prévoir ce phénomène et de déterminer les limites en matière d'amplitude de l'écho dû à la désadaptation du câble.

La Figure 5 illustre, pour un système de distribution en MF, la relation entre le rapport d'amplitude et le temps de propagation d'un écho lorsque le papillotement est juste perceptible, pour différents types d'images-tests (courbes A), ainsi que le taux d'erreur binaire pour un signal numérique son et données (courbe B). Les lignes C et D donnent les valeurs calculées du retard et de l'amplitude de l'écho dans la liaison par câble en présence de l'affaiblissement et du ROS indiqués. On en déduit que, pour la liaison par câble, un ROS compris entre 1,5 et 2 est acceptable, alors qu'on tolère 2,5 pour la réception individuelle.

Dans le cas le plus défavorable, ces échos peuvent provenir de terminaux de branchement en court-circuit ou en circuit ouvert. Pour réduire au minimum les réflexions au point de branchement, il faut convenir d'un isolement minimal au terminal de branchement. On conviendra par exemple, pour ce terminal, que la ligne d'alimentation générale a un ROS inférieur à 1,2 et que son isolement par rapport au terminal est d'au moins 14 dB.

Par rapport aux exigences d'un système de distribution en MA pour les systèmes de télévision classiques, les tolérances de la distribution en MF sont en général moins serrées sauf en ce qui concerne l'écho. Les systèmes de distributions MF peuvent offrir des performances acceptables, pourvu que la largeur de bande soit suffisante et qu'on dispose de composants comme les amplificateurs de puissance, les combineurs et les diviseurs ayant des caractéristiques appropriées.

Selon les expériences ci-dessus effectuées sur le terrain, il se confirme qu'il n'y a aucune objection à mettre en oeuvre les techniques de distribution en MF pour les systèmes de distribution par câble.

ANNEXE VII

Résultats des mesures des signaux SRS distribués dans des installations de réception communautaires

1. Essais en laboratoire effectués en France

Des essais en laboratoire ont été effectués en France [CCIR, 1986-90a] sur des signaux D2, D, C-MAC/paquet, avec les paramètres de modulation spécifiés dans le Rapport 1073 du CCIR, à l'aide d'un simulateur de satellite ayant des caractéristiques très proches de TDF-1, afin d'évaluer les dégradations sur les composantes son/données et image causées par un écho simple, de différents niveaux, ajouté au signal direct à la deuxième FI de 230 MHz. Pour chacun des systèmes le retard de l'écho était égal à la durée d'un élement binaire c'est-à-dire à 100 ns pour le D2 et 50 ns pour le C et le D. La différence de phase entre les signaux directs et retardés a été ajustée pour causer une dégradation maximale.

Pour les essais on a utilisé un décalage de 2,5 MHz de la fréquence porteuse par rapport au filtre de réception, ce qui correspond à l'exploitation d'un circuit CAF fondé sur le contenu d'image moyen. Pour les signaux de type C, la démodulation de fréquence par limiteur/discriminateur et la démodulation différentielle MDP 2-4 ont été adoptées.

Les dégradations de la composante son/données ont été mesurées en termes de rapport C/N, dans 27 MHz, correspondant à un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3}. Pour la composante image MAC, la dégradation a été exprimée par le rapport S/N pour le signal de luminance décompressé, en utilisant le réseau de pondération spécifié à la Recommandation 567-2 (1982).

2. Essais en laboratoire effectués en Italie

Dans les études expérimentales effectuées en Italie [Cominetti et Stroppiana, 1986; [CCIR, 1986-90b] les signaux C-MAC/paquet ont été injectés dans le réseau de distribution présenté à la Figure 7 qui a été installé en laboratoire. Ce type de structure de réseau, que l'on rencontre fréquemment dans les installations existantes, utilise des distributeurs résistifs qui ne sont pas parfaitement adaptés à la ligne principale, et qui sont la cause de réflexions multiples vers l'équipement de tête. Les dégradations maximales, dues aux modifications des réponses amplitude/fréquence et temps de propagation de groupe/fréquence, ont donc été mesurées aux prises installées au cinquième étage.

On peut obtenir une meilleure adaptation en adoptant des coupleurs directifs généralement utilisés seulement dans les installations récentes. Afin d'évaluer les dégradations maximales prévues par rapport à des conditions d'adaptation idéales, évaluation faite en termes de rapport C/N, dans 27 MHz et pour un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3}, pour la composante son/données et en termes de variations du rapport C/N pour la composante image, la fréquence porteuse a été réglée initialement sur fo = 387 MHz, dans le cas où des irrégularités importantes affectaient la réponse en fréquence, puis décalée pas à pas dans une gamme de +/-10 MHz.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

COMINETTI, M., STROPPIANA, M. [novembre 1986]: Distribution de signaux RDS de la famille MAC dans les systèmes d'antennes collectives, Troisième Conférence internationale sur les nouveaux systèmes et services de télécommunications, Liège.

Documents du CCIR

[1986-90]: a. 10-11S/56 (France); b. 10-11S/34 (Italie).

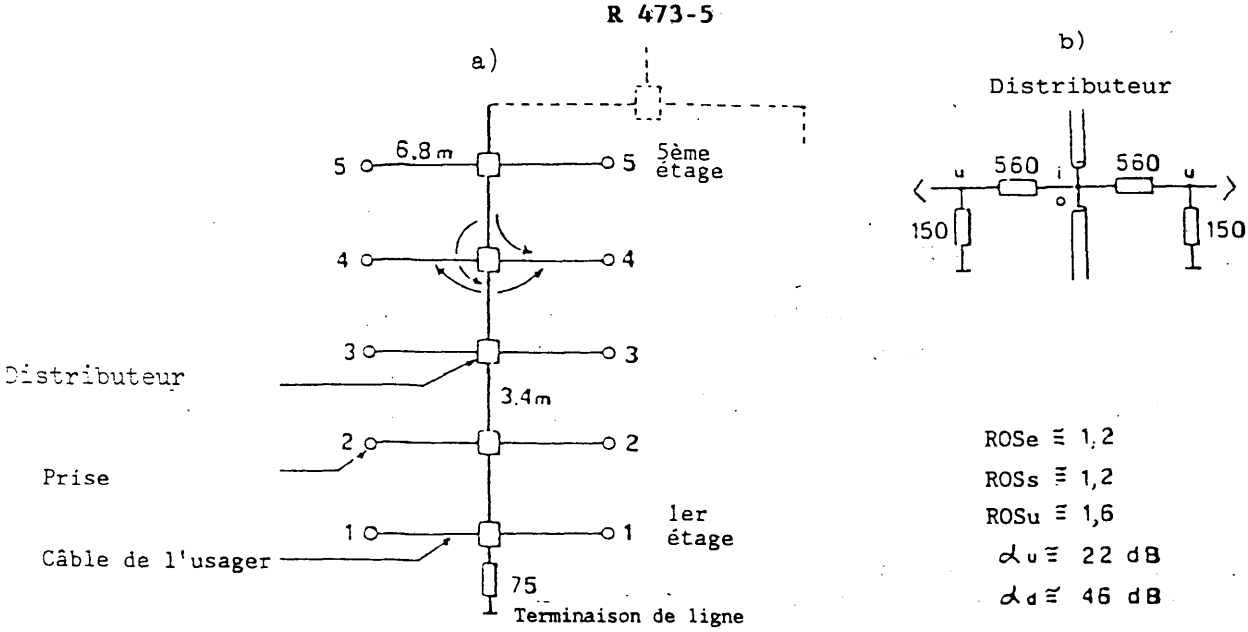


FIGURE 7

a) Réseau de distribution type utilisé dans des systèmes fonctionnant avec de petites antennes collectives et adopté pour les essais en laboratoire.

b) Structure et caractéristiques du distributeur de l'utilisateur

ANNEXE VIII

[CCIR, 1978-82a]

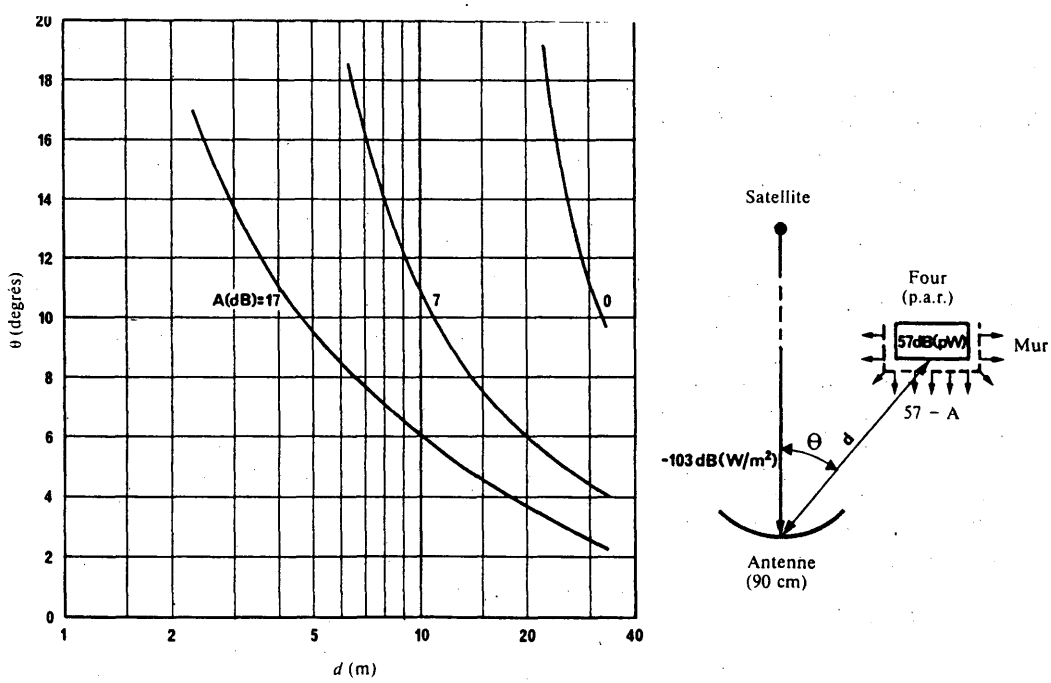


FIGURE 8 – *Limite de l'emplacement d'un récepteur en fonction du rayonnement du 5e harmonique d'un four à micro-ondes compte tenu de l'affaiblissement dû à l'effet d'écran (A) de la paroi (C/I = 30 dB)*

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1978-82]: a. 10-11S/113 (Japon).

RAPPORT 808-3*

SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE

Techniques relatives au secteur spatial

(Question 2/10 et 11, Programme d'études 2K/10 et 11)

(1978-1982-1986-1990)

1. Introduction

1.1 *Considérations générales*

La très vaste couverture de la surface terrestre que peut assurer un émetteur installé à bord d'un satellite, en particulier d'un satellite géostationnaire, et la technologie dont on dispose actuellement permettent d'envisager l'établissement d'un service de radiodiffusion à l'intention du public en général. A cet effet, un émetteur de station terrienne émet un programme en direction du satellite, lequel le diffuse à son tour à destination des récepteurs installés chez les usagers ou des récepteurs communautaires dans une vaste région du globe.

Les techniques applicables au secteur spatial du service de radiodiffusion par satellite sont comparables à de nombreux égards aux techniques applicables aux autres services de radiocommunications spatiales. Dans quelques domaines, cependant, les techniques nécessaires pour le service de radiodiffusion par satellite présentent certaines différences et nécessiteront des travaux de recherche et de mise au point particuliers. Parmi ces questions, il convient de mentionner la production de quantités exceptionnellement grandes d'énergie primaire, l'obtention d'une grande puissance radioélectrique, des générateurs de fréquences radioélectriques à grand rendement, des méthodes efficaces de conduction et de dissipation de la chaleur produite par ces sources de grande énergie radioélectrique, enfin la conception et la mise au point d'antennes de satellite ayant de faibles niveaux de lobes latéraux et des faisceaux de forme asymétrique.

Les paragraphes suivants du présent Rapport se limitent à l'examen de ces aspects de la technique de conception des satellites, à l'exception des trois derniers mentionnés ci-dessus.

2. Energie primaire (voir aussi le Rapport 673)

2.1 *Panneaux solaires*

Avec l'augmentation des besoins en énergie, on s'est intéressé aux panneaux solaires légers. La solution la plus efficace consiste à monter des piles photovoltaïques sur un support souple qui est soit plié, soit enroulé autour d'un tambour pendant le lancement et la révolution sur l'orbite de transfert [Ray et Winicor, 1966]. Les méthodes de déploiement peuvent prendre plusieurs formes qui sont exposées à l'Annexe I.

Un panneau solaire déroulable de 1,5 kW a été essayé en vol avec succès. D'après les estimations actuelles, la réalisation d'un panneau solaire déroulable de 12 kW (10 kW au bout de cinq ans) serait possible. Les caractéristiques de fonctionnement qu'on peut attendre des nouveaux progrès de la technique des panneaux solaires légers et déployables sont récapitulées dans l'Annexe I.

Le rapport entre l'énergie primaire pouvant être fournie et la masse des satellites de radiodiffusion géostationnaires dépend dans une certaine mesure de la méthode de stabilisation d'orientation utilisée (stabilisation gyroscopique ou stabilisation triaxiale). En général, un engin spatial à stabilisation gyroscopique doit avoir une masse plus grande qu'un engin spatial à stabilisation triaxiale pour fournir la même quantité d'énergie primaire. La Fig. 1 indique, au commencement de la durée de vie du satellite, l'énergie primaire et la masse en orbite pour plusieurs engins spatiaux représentatifs. Le rapport de la puissance en début de vie à la puissance en fin de vie, pour une durée de vie de 7 ans, est de l'ordre de 1,3 à 1. La figure indique également les dates approximatives auxquelles les caractéristiques ont été définitivement fixées. Le rapport de la capacité en énergie primaire à la masse est plus élevé pour les engins spatiaux CTS et BSE que pour les autres satellites, parce que ces engins ne comportent pas plusieurs répéteurs avec les filtres associés.

L'alimentation en énergie par des panneaux solaires est interrompue durant le passage du satellite dans l'ombre de la Terre ou de la Lune. Avec un satellite géostationnaire, cette éclipse par la Terre se produit une fois par jour mais seulement durant des périodes allant approximativement du 27 février au 12 avril et du 1er septembre au 15 octobre. Vers le milieu de ces périodes, l'éclipse dure environ soixante-dix minutes aux environs de minuit (heure locale à la longitude du satellite); la durée de l'éclipse est moindre vers le début et vers la fin de ces périodes (voir la Fig. 2). Dans le cas des éclipses plus longues, il faut prévoir, après la fin de l'éclipse, une durée de mise en température suffisante. Jusqu'ici, il a fallu disposer à cet effet d'environ une demi-heure.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 4.

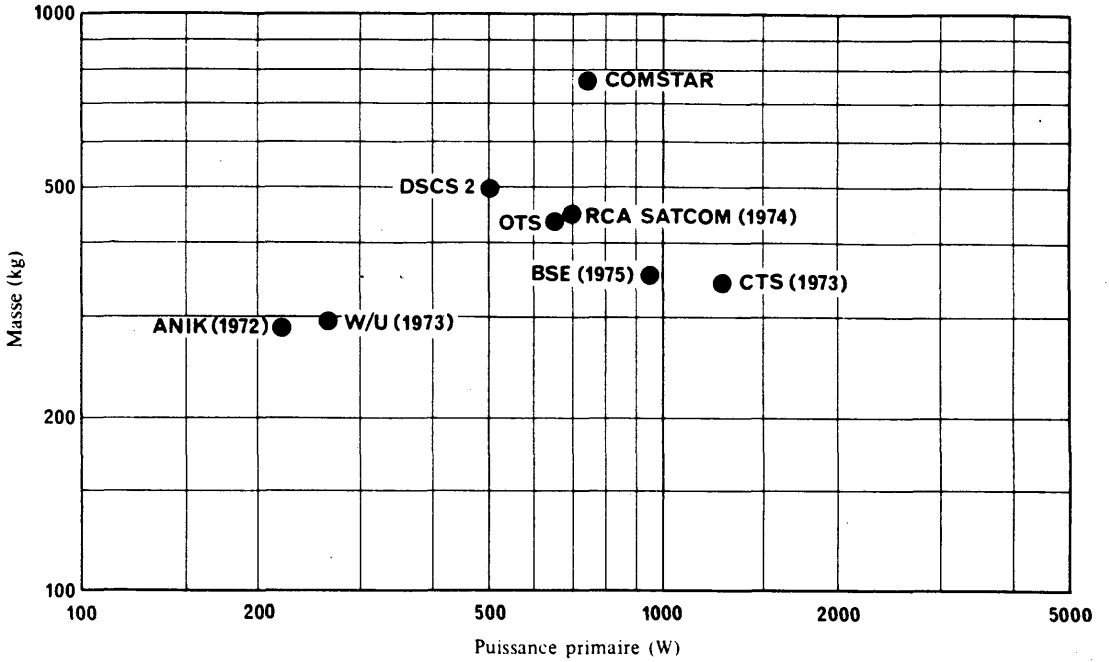


FIGURE 1 – *Relation entre la masse en orbite et la puissance primaire au début de la durée de vie du satellite*

COMSTAR (Satellite COMSAT General et AT&T)
CTS (Satellite technologique de télécommunication des Etats-Unis d'Amérique et du Canada)
BSE (Satellite expérimental de radiodiffusion du Japon)
W/U (Satellite WESTAR de la Western Union)
ANIK (Satellite canadien de télécommunication)
DSCS (Satellite du système de télécommunication de défense des Etats-Unis d'Amérique)
OTS (Satellite d'essai en orbite de l'Agence spatiale européenne)
RCA SATCOM (Satellite RCA Americom)

Note. — Les dates entre parenthèses sont les dates approximatives auxquelles les caractéristiques ont été définitivement approuvées.

Les heures d'occurrence, la durée et la profondeur des éclipses produites par la Lune ne sont pas aussi régulières que celles des éclipses du Soleil par la Terre. Le nombre annuel d'éclipses par la Lune, pour chaque position orbitale, varie entre zéro et quatre, avec une moyenne de deux éclipses par an; les éclipses peuvent se produire deux fois en vingt-quatre heures. La durée des éclipses peut varier de quelques minutes à plus de deux heures; leur durée moyenne est d'environ quarante minutes. Des problèmes spéciaux concernant la recharge des batteries et la stabilité thermique de l'engin spatial peuvent se poser lorsque des éclipses par la Lune, de longue durée et de profondeur importante, se produisent pendant la même période que des éclipses du Soleil par la Terre. Il est possible de prévoir de façon suffisamment précise les caractéristiques des événements d'occultation par la Lune. Le Tableau I donne une prévision des éclipses pour la période 1981-1990, pour une position orbitale de 110° de longitude Est. En raison des irrégularités des orbites de la Terre et de la Lune, la réapparition des mêmes éclipses se produit à intervalles minimum d'un Saros (environ 18 ans) pouvant atteindre trois Saros [Ehara, 1979; CCIR, 1978-82a; Siocos, 1981]. Le Tableau II donne le calendrier des éclipses du Soleil par la Lune à 19° de longitude Ouest pour la période de 18 années, 1983-2000; la Fig. 3 renseigne sur la distribution de ces éclipses (heure de la journée et durée) [CCIR, 1982-86a].

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

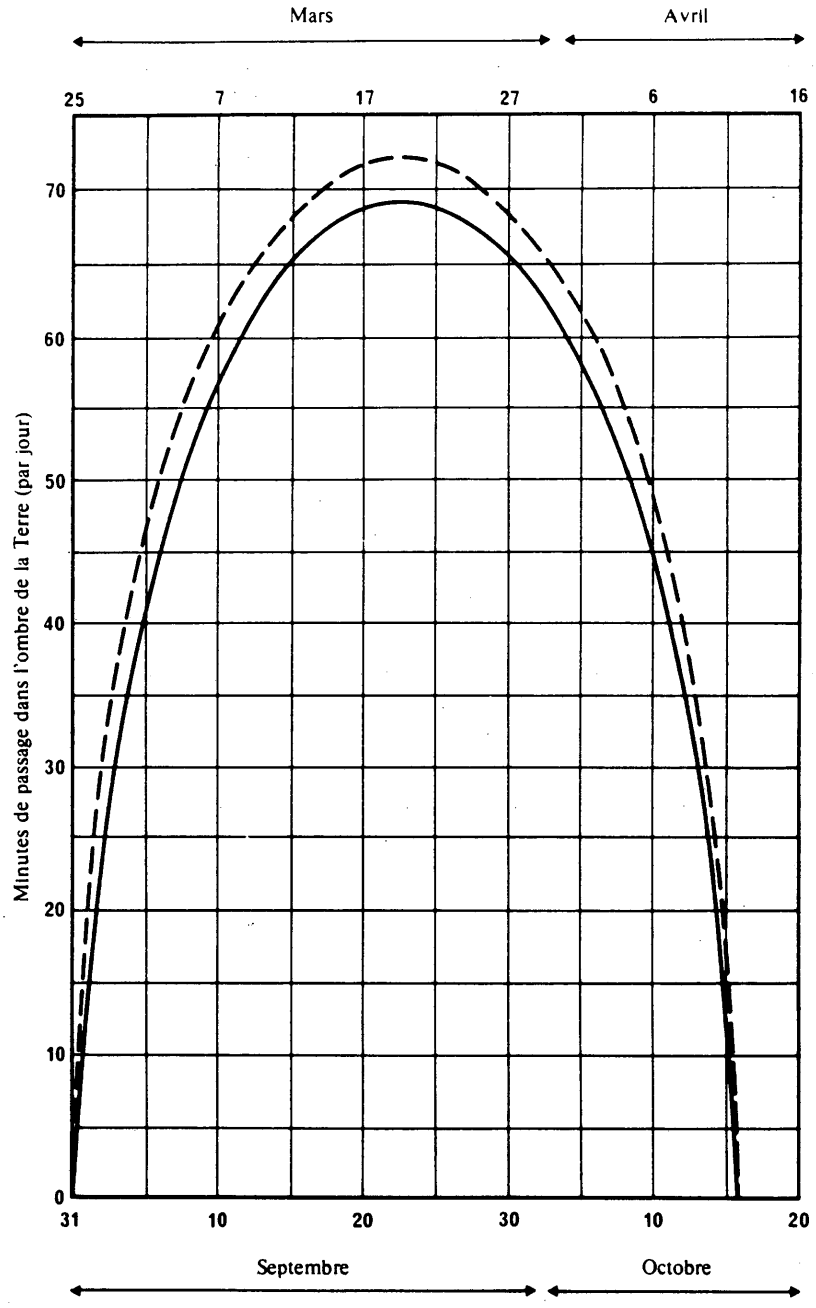


FIGURE 2 — *Durée de l'ombre pendant les périodes d'équinoxe pour un satellite sur orbite synchrone*

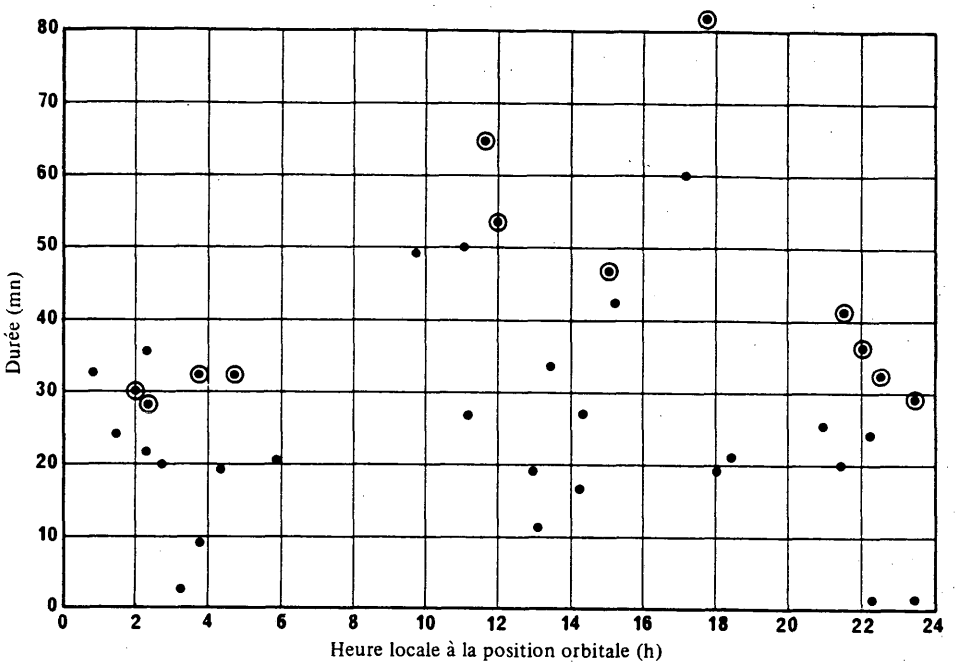


FIGURE 3 – *Répartition des éclipses du Soleil par la Lune (19° de longitude Ouest)*

• occultation entre 0 et 50%

◉ occultation entre 50 et 100%

TABLEAU I – *Prévision des éclipses solaires produites par la Lune sur l'orbite des satellites géostationnaires. Position: 110° de longitude Est*

Date			Heure d'entrée (UT)	Durée (min)	Occultation (%)
1981	Janvier	6	0252	56	85
	Février	5	0832	102	86
	Juillet	30	1924	30	39
	Décembre	26	0134	66	96
1982	Janvier	24	1926	32	35
1983	Janvier	13	1926	22	11
	Janvier	14	1330	38	61
	Juillet	10	1524	14	9
	Novembre	5	0802	140	62
1984	Mai	1	0516	44	40
1985	Avril	20	0450	20	4
	Octobre	14	1250	38	69
1986	Avril	9	1354	34	43
1987	Février	28	1054	66	44
	Mars	29	1538	28	59
	Avril	27	1856	26	19
	Septembre	23	0448	42	47
1988	Août	12	1516	32	69
	Septembre	11	0404	44	56
1989	Août	1	1622	10	3
	Août	31	0340	38	30
1990	Juillet	21	1902	28	48

TABLEAU II – *Prévision des éclipses solaires produites par la Lune sur l'orbite des satellites géostationnaires*

Position: 19° de longitude Ouest

Date	Heure d'entrée (UT)	Durée (min)	Occultation (%)
1983 Janvier 14	0208	22,5	26
Juillet 10	0410	18,2	19
Juillet 10	2138	19	17
1984 Janvier 3	0210	28,2	68
Juin 29	0146	23,5	45
Octobre 24	1410	26,4	20
1985 Mai 19	0845	19,2	8
1986 Mai 9	0049	32,6	32
Octobre 3	2330	28,1	65
1987 Mars 29	1337	31,9	32
Août 24	2129	41,1	72
Octobre 22	0632	17,7	7
1988 Avril 16	0429	32,4	68
Septembre 11	0202	35,7	36
1989 Février 6	1744	83,2	88
1990 Juin 22	2339	1	1
Août 20	1257	11,5	8
1991 Février 14	0626	14	7
Février 14	1050	64,6	70
Décembre 6	0154	27,2	66
1992 Février 3	1006	47,5	18
Novembre 24	0313	1	6
1993 Mai 21	2234	31,2	70
Décembre 13	1516	21,8	10
1994 Juin 9	1525	42,7	36
Novembre 3	2202	35,3	63
1995 Avril 29	1119	25,4	13
Septembre 24	0606	21	23
1996 Mars 19	0358	8,6	8
Octobre 12	1254	18,1	11
Octobre 12	2215	1	2
1997 Avril 7	1456	44,2	50
Avril 7	2057	26,3	35
1999 Janvier 17	1203	51,4	100
Février 16	0239	19,2	24
Février 16	1716	60,1	37
Août 11	0344	31,4	84
2000 Janvier 6	1055	50,4	27

Des panneaux de piles solaires au silicium ont été utilisés de manière extrêmement satisfaisante comme source d'énergie primaire à bord des satellites et continueront vraisemblablement à être employés pendant de nombreuses années. La limite théorique (environ 25%) du rendement des piles solaires au silicium est beaucoup plus élevée que les rendements obtenus actuellement. C'est pourquoi des efforts sont actuellement entrepris en vue d'améliorer leur rendement [Lindmayer et Allison, 1973; Revesz, 1973; Arndt, 1974; Statler et Treble, 1974; Haynos et autres, 1974].

2.2 *Batteries*

Pour fournir une capacité d'exploitation limitée pendant les éclipses, on peut utiliser des batteries, mais si l'on voulait rétablir la capacité totale du satellite, la grande puissance requise obligerait à en augmenter considérablement le poids. Les conséquences pratiques des interruptions dues aux éclipses du Soleil par la Terre peuvent être réduites au minimum si l'on s'arrange pour que l'interruption de service se produise après la période principale de visibilité (généralement après minuit), ce qui peut être fait en plaçant le satellite à l'ouest de sa zone de service. Toutefois, il ne sera pas possible de surmonter à l'aide de ces techniques les effets dus aux éclipses solaires produites par la Lune étant donné que les heures d'occurrence, la durée et la profondeur de ces éclipses ne sont pas aussi régulières que celles des éclipses du Soleil par la Terre (voir le § 2.1).

L'élimination des contraintes liées à la protection contre les éclipses peut accroître sensiblement la souplesse de planification et la ressource orbite-spectre disponible pour la planification.

Les progrès réalisés en matière de batteries permettent d'assurer le service pendant les éclipses sur un nombre important de canaux destinés à de petites zones de service, au moyen des satellites de plus faible capacité et de prix modique envisagés pour le service de radiodiffusion par satellite. Par exemple, une étude a montré qu'un satellite STS/PAM de catégorie D* peut supporter une capacité de communication d'une puissance radioélectrique de 350 W à la sortie de l'amplificateur de puissance grâce à une batterie fonctionnant pendant toute la période de l'éclipse du Soleil par la Terre.

Le Tableau III indique le nombre de canaux utilisés pendant les éclipses pour deux niveaux types de p.i.r.e. maximale pendant une durée de service de 7 à 10 ans. Un rendement de TOP (tube à ondes progressives) de 45% a été admis dans les études [CCIR, 1982-86b].

TABLEAU III – *Capacité de fonctionnement pendant les éclipses pour une durée de service de 7 à 10 ans avec le satellite STS/PAM de classe D*

Ouverture du faisceau (degrés)	P.i.r.e. maximale (1) 58 dBW		P.i.r.e. maximale (1) 62 dBW	
	Puissance de sortie de l'amplificateur de puissance, par canal (W)	Nombre maximal de canaux	Puissance de sortie de l'amplificateur de puissance, par canal (W)	Nombre maximal de canaux
0,8	19	18	48	7
1,2	43	8	108	3
1,6	76	4	191	2
2,0	119	2	300	1
2,2	138	2	350	1

(1) En supposant un affaiblissement du circuit de sortie TOP de 1,5 dB.

2.3 *Autres sources d'énergie*

Les réacteurs nucléaires et les piles à combustible constituent des sources possibles d'énergie primaire, mais doivent faire l'objet d'améliorations pour devenir compétitifs avec les panneaux solaires du point de vue du coût, de la masse et de la fiabilité.

L'emploi de thermoéléments et de cellules thermo-ioniques peut également être envisagé pour convertir en énergie électrique l'énergie thermique fournie par le Soleil ou par une source à isotopes; ces moyens permettent de réduire la masse totale de la source d'énergie pour une puissance électrique donnée. Des recherches sont en cours sur la mise au point de ces systèmes et leur application aux engins spatiaux [IEE, 1968].

3. Puissance radioélectrique

3.1 *Vue d'ensemble des limites imposées à la puissance radioélectrique*

L'étage final de l'émetteur de radiodiffusion constitue le principal consommateur d'énergie du satellite. Des éléments à semi-conducteurs fonctionnant aux environs de 860 MHz et produisant une puissance d'environ 100 W ont été essayés par les Etats-Unis à bord du satellite d'applications technologiques ATS-6. Des émetteurs à semi-conducteurs fournissant une puissance de 20 W à 2,6 GHz ont également été essayés à bord d'ATS-6. Des puissances notablement plus élevées, surtout à des fréquences supérieures, nécessiteront l'emploi de tubes à vide. On peut, à l'aide de klystrons ou de tubes à ondes progressives, espérer obtenir des puissances maximales allant de 1 à 7,5 kW, pour toute fréquence comprise dans la gamme de 2 à 20 GHz. On peut attendre de ces divers systèmes des rendements (compte tenu des pertes dues aux éléments de conversion d'énergie) allant de 35 à 65%. Un tube à ondes progressives de 200 W, ayant un rendement d'environ 50% à 12 GHz a été utilisé dans le programme de satellite technologique pour les télécommunications des Etats-Unis et du Canada. Pour la bande des 12 GHz, le Tableau IV donne les paramètres pertinents pour les tubes à ondes progressives actuellement utilisables par les satellites de radiodiffusion.

* Satellite STS/PAM de catégorie D: satellite ayant en général une masse de 1250 kg sur l'orbite de transfert.

La puissance radioélectrique totale est limitée par la puissance des panneaux solaires, par les pertes dues aux éléments de conversion de l'énergie et par le rendement de l'émetteur. La puissance de sortie d'un tube donné est limitée par la densité du courant qui peut traverser la cathode et par la densité admissible pour le faisceau électronique. La puissance qu'on peut faire passer dans un composant à guide d'ondes est limitée par la tension de claquage et par l'échauffement. D'autres facteurs qui imposent des limites d'ordre pratique en matière de puissance de l'émetteur de l'engin spatial sont les suivants: masse du satellite, limites de puissance surfacique applicables dans certaines gammes de fréquences et influence des brouillages sur l'utilisation efficace de l'arc de l'orbite des satellites géostationnaires.

TABLEAU IV – *Tubes à ondes progressives pour les satellites de radiodiffusion*

	20-30 W	100-110 W	120-140 W	230 W	235 W	230-260 W	100 W	200 W	450 W
Circuit RF	Hélice	Hélice	Hélice	Hélice	Hélice	Hélice	Cavités couplées	Cavités couplées	Cavités couplées
Nombre de collecteurs	1-3	4	4	4	5	5	3	10	5
Rendement nominal (%)	35-40	50	50	52	50	49	50	48	50
Largeur de bande instantanée (MHz)	200	200	300	105-200	400	105-200	180	85	100-200
Durée de vie prévue (années)	7-10	7-10	7-10	7-10	10	7-10	3	3	7-10
Refroidissement des collecteurs	Conduction	Rayonnement	Rayonnement	Rayonnement	Rayonnement	Rayonnement	Rayonnement	Rayonnement	Rayonnement
Dissipation collecteur/support (%)	–	70/30	70/30	70/30	70/30	70/30	40/60	40/60	70/30
Masse (kg)	1,0	3,0	3,2	2,5	4,5	3,5	6,8	11,9	6,8
Programme	OTS, ECS, TDRSS et autres	BS-2	BS-3	TDF-1 & TDF-2	OLYMPUS	TV SAT TDF-1 TDF-2 Téle-X	BSE	CTS/HERMES	–
Etat (1989)	Utilisé en vol et homologué	Utilisé en vol	Utilisation en vol prévue pour 1990	Utilisé en vol	Utilisé en vol	Utilisé en vol	Utilisé en vol	Utilisé en vol	Prototype

3.2 *Puissance isotrope rayonnée équivalente et sa stabilité*

Pour une zone de couverture donnée, par exemple celle correspondant à 2° d'ouverture, on peut prévoir une p.i.r.e. maximale de 75 dBW à 700 MHz et peut être 70 dBW à 12 GHz, des puissances plus fortes étant techniquement réalisables ultérieurement.

Des mesures effectuées dans le cadre du programme BSE durant une période de deux ans ont permis de déterminer que l'écart type de la variation de la puissance d'émission était inférieur à 0,2 dB [CCIR, 1978-82b].

3.3 *Régulation thermique*

A cet égard, la principale difficulté est d'évacuer la chaleur des composants de conversion de l'énergie et des étages de grande puissance de l'émetteur. Les composants du type état solide se prêtent à des méthodes d'évacuation simples, de caractère passif. Toutefois, aux basses températures (350 K à 390 K) auxquelles fonctionne le système, les surfaces de rayonnement doivent être d'assez grande étendue. D'autres composants, par exemple les tubes à grille et les tubes hyperfréquences, fonctionnent à température élevée et ont une forte densité d'évacuation de la chaleur. En effet, à ces températures (470 K à 500 K), la surface de rayonnement peut être beaucoup plus petite.

Les conduits caloriques qu'on a pu réaliser constituent un moyen prometteur pour le transfert de la chaleur, de la source de celle-ci vers la surface rayonnante. Des conduits caloriques ont été utilisés pour la régulation thermique d'engins spatiaux [Anand, 1968] et pour l'évacuation de la chaleur de tubes à grande puissance équipant des stations terriennes.

4. Maintien en position et commande d'orientation

La présente section étudie les spécifications opérationnelles et l'état de la technique en ce qui concerne le maintien en position et la commande d'orientation des satellites géostationnaires.

La possibilité d'interférence physique entre engins sur l'orbite géostationnaire, le blocage des émissions d'un satellite par un autre, et les méthodes qui pourraient être utilisées pour pallier ces risques, de même que l'évaluation de l'augmentation de la masse de carburant éventuellement nécessaire, sont étudiés dans le Rapport 1004.

4.1 *Maintien en position*

Les légères inégalités du champ de gravitation de la Terre ainsi que les forces de gravitation dues au Soleil et à la Lune ont des effets perturbateurs sur des satellites qui, sans cela, resteraient stationnaires; ces influences peuvent être compensées par des méthodes de correction de l'orbite ou de «maintien en position».

Un satellite géostationnaire est soumis à des forces extrêmement faibles dirigées vers l'est ou vers l'ouest, qui modifient sa dérive longitudinale.

D'autres forces perturbatrices tendent à modifier l'inclinaison du plan de l'orbite d'environ 0,8° par an, ce qui provoque des variations quotidiennes correspondantes de la latitude du satellite.

Les techniques actuelles de maintien en position mettent en jeu une poussée corrective chargée de compenser les forces de gravitation; cette poussée est obtenue par de petites fusées de propulsion montées sur le satellite et alimentées par un carburant stocké à bord. L'ampleur de la correction souhaitée dépend du déplacement admissible pour le satellite.

En général, le maintien en position longitudinale, c'est-à-dire dans le sens est-ouest, est essentiel, car l'absence de correction peut donner lieu à une dérive importante et rapide; la consommation de carburant nécessaire à cet effet est heureusement très faible. Quant au maintien en position transversale, c'est-à-dire dans le sens nord-sud, grâce auquel le plan de l'orbite restera voisin de celui de l'équateur, ce problème devient d'autant plus important que la durée de vie des satellites augmente. Le maintien en position transversale consomme environ dix fois plus de carburant que le maintien en position longitudinale.

Aux fréquences inférieures à 1 GHz, pour lesquelles on ne doit pas, en règle générale, exiger que l'ouverture du faisceau de l'antenne de réception soit inférieure à 5°, une précision de 1° pour le maintien en position suffit à assurer que le satellite reste dans le faisceau de l'antenne de réception. Au-dessus de 1 GHz, on peut avoir besoin de précisions de l'ordre de 0,25°. La dérive longitudinale des satellites actuellement sur orbite géostationnaire peut être maintenue égale à 0,1° pendant une durée de vie du satellite de cinq ans au moins. Pour les satellites en construction, on parviendra à maintenir la dérive quotidienne de latitude dans les mêmes limites. Cela signifie qu'il est techniquement possible de mettre en œuvre des méthodes de maintien en position assurant la précision d'orbite nécessaire pour un satellite géostationnaire de radiodiffusion.

Il est souhaitable de parvenir à une précision de maintien en position de l'ordre de 0,1° pour obtenir le rendement d'utilisation maximal du spectre et de l'orbite des satellites géostationnaires. En règle générale, la dérive du satellite devrait être limitée à 5% au plus de l'espacement entre satellites voisins.

4.2 *Commande d'orientation*

La précision de pointage des antennes des satellites est très importante en radiodiffusion par satellite pour obtenir la meilleure utilisation de leur directivité. D'autre part, la pression de radiation et le gradient thermique causent des dépointages des antennes des satellites. Pour garder le pointage il faut par conséquent stabiliser l'orientation du satellite avec une précision aussi élevée que possible. Cette précision dépend surtout du type des capteurs et du système choisis pour la commande d'orientation.

Il faut en général assurer la commande d'orientation autour des trois axes d'un satellite géostationnaire, cela afin de maintenir la couverture de la zone à desservir et de réduire le débordement au minimum. Dans quelques rares applications, on peut se contenter d'assurer la commande d'orientation autour de l'axe de tangage et de l'axe de roulis [CCIR, 1978-82c]. Cependant, cela suppose un faisceau d'antenne à symétrie axiale (c'est-à-dire circulaire), à polarisation circulaire, et pointé vers la projection du satellite sur la Terre (cas peu vraisemblable et dont il ne sera pas question dans ce qui suit, car on place généralement le satellite à l'ouest de la zone de service afin de retarder le début de l'éclipse solaire) ou bien pointé à l'aide de capteurs à fréquence radioélectrique vers un radiophare situé au centre de la zone de service. En général, et même dans ce dernier cas, on a intérêt à contrôler les trois axes du satellite si l'on tient compte d'une part d'un mauvais pointage des panneaux solaires, d'autre part de la consommation de propergol.

La précision de pointage que l'on peut obtenir dépend des caractéristiques et de la qualité des capteurs d'orientation employés pour chaque axe.

Compte tenu des erreurs sur les angles d'assiette d'un satellite, le cercle de l'erreur de visée de l'antenne d'émission devrait pouvoir être maintenu à moins de 0,1° radialement près. L'introduction de systèmes améliorés (comme la détection par fréquence radioélectrique: voir le Rapport 546) permettrait de réduire cette erreur considérablement. Les mesures faites sur le satellite TDF-1 ont montré qu'il est possible d'obtenir un cercle d'erreur de visée d'un rayon de 0,01°.

Les systèmes de commande d'orientation actuellement utilisés sur la plupart des satellites géostationnaires de télécommunication peuvent commander le lacet de telle manière que l'erreur soit de l'ordre de ± 0,3° à ± 0,8°, selon tel ou tel facteur. On peut atteindre les valeurs les plus strictes (± 0,3°) en faisant appel à deux références d'orientation différentes suffisamment éloignées l'une de l'autre: par exemple un capteur à fréquences radioélectriques et un capteur à infrarouge (cela quand la zone de couverture est suffisamment éloignée de la projection du satellite sur la terre) ou encore deux capteurs à fréquences radioélectriques (cela quand la zone de couverture est assez vaste). Il a déjà été prouvé, au moyen du satellite ATS-6 sur orbite, que l'on peut stabiliser le lacet à moins de ± 0,1° en utilisant des détecteurs d'étoile [Redisch, 1975], mais de tels appareils contribuent sensiblement à augmenter la masse et la complexité du satellite.

Le satellite expérimental BSE du Japon utilise la méthode de stabilisation triaxiale sans moment pour la commande d'orientation. Ce système permet de limiter les erreurs dynamiques de la commande d'orientation à ± 0,03° pour le tangage et le roulis, au moyen du capteur dirigé vers la Terre, et à ± 0,3° pour le lacet, au moyen d'une combinaison du capteur à impulsion unique à fréquence radioélectrique et du capteur dirigé vers la Terre, durant presque toute la journée [Shimizu et autres, 1980]. (Un angle d'environ 7° est sous-tendu entre l'émetteur de radiophare de la station terrienne et la projection du satellite sur la surface de la Terre, tel que considéré du satellite.)

Les relations entre les erreurs d'orientation et le mouvement de l'empreinte de l'antenne sur la surface de la Terre sont décrites dans le Rapport 546, lequel indique une gamme de valeurs, reflétant les progrès attendus compte tenu de l'effet critique de l'erreur de pointage sur la planification.

5. Antennes d'émission

Le gain maximal des antennes et la décroissance du gain en fonction de l'angle sont des facteurs importants pour les calculs de brouillage. Il convient donc d'indiquer les caractéristiques probables des antennes d'émission de radiodiffusion par satellite et des antennes de réception au sol. Le Rapport 810 étudie en détail les diagrammes d'antenne et la technique des antennes.

6. Couverture

La zone terrestre couverte par un faisceau d'antenne de satellite, et la forme de cette zone, dépendent non seulement du diagramme de rayonnement de l'antenne du satellite, mais encore du décalage de pointage du faisceau par rapport au nadir du satellite (point de projection du satellite). Puisque le satellite ne se trouve pas à l'origine du système de coordonnées de la Terre, les coordonnées du diagramme d'antenne ne sont pas en relation linéaire avec les coordonnées terrestres. On trouve dans la littérature l'exposé de méthodes de calcul des «empreintes» des antennes de satellite sur la Terre, par exemple [Jacobs et Stacey, 1971; Adamy, 1974].

7. Durée de vie

Dans les travaux de planification actuels sur les systèmes, on admet que la durée de vie moyenne d'un satellite est de l'ordre de 7 ans. Les études déjà effectuées et les performances des systèmes à satellite en service permettent de tabler sur une espérance de vie allant jusqu'à 10 ans, moyennant une réalisation soignée et que certains équipements de réserve soient prévus. En particulier, les panneaux de cellules solaires doivent être d'assez grandes dimensions pour tenir compte de la détérioration progressive qui se produit dans l'espace. Il se pourrait que l'on ait besoin de grandes quantités de carburant pour le maintien en position et la stabilisation en orientation; cette quantité pourrait aller de 20 à 25% de la masse du satellite en utilisant des techniques actuelles. Avec l'arrivée des propulseurs ioniques, on aura besoin de moins de combustible pour commander les mêmes fonctions de manœuvre. Il se peut que ces propulseurs remplacent un jour les systèmes traditionnels à propulsion par gaz. Cependant, ces nouveaux propulseurs n'en sont encore qu'au stade de développement et l'on n'a pas encore procédé à une évaluation complète de leurs possibilités (voir le Rapport 843).

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ADAMY, D. L. [décembre 1974] ESV (Earth Satellite Vehicle) antenna footprints. *Microwave J.*, Vol. 17, **12**, 57-60.

ANAND, D. K. [juin 1968] Heat pipe application to a gravity-gradient satellite (EXPLORER XXXVI). Proc. AMSE Aviation and Space Conference, Los Angeles, Ca., Etats-Unis d'Amérique.

ARNDT, R. A. [1974] Effects of radiation on the violet solar cell. *COMSAT Tech. Rev.*, **4**, 41-52.

EHARA, T. [juin 1979] Prediction of solar eclipses by the Moon (Moon solar eclipses) occurring at the geostationary satellite orbit, NHK Lab. Note, 237.

HAYNOS, J., ALLISON, J., ARNDT, R. et MEULENBERG, A. [septembre 1974] The COMSAT non-reflective silicon solar cell: a second generation improved cell. International Conference on Photovoltaic Power Generation, Hambourg, Allemagne (République fédérale d'), 487-500.

IEE [1968] Institution of Electrical Engineers. Colloquium on direct broadcasting from satellites. Colloquium Digest N° 1968/24.

JACOBS, E. et STACEY, J. M. [mars 1971] Earth footprints of satellite antennae. *IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems*, Vol. AES-7, **2**.

LINDMAYER, J. et ALLISON, J. F. [1973] The violet cell: an improved silicon solar cell. *COMSAT Tech. Rev.*, **3**, 1-21.

RAY, K. E. et WINICOR, D. H. [1966] Large area solar cell array, space power systems engineering. *Progress in Astronautics and Aeronautics*, Vol. 16 Academic Press, 979-1003.

REDISCH, W. N. [1975] ATS-6 description and performance. *IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems*, Vol. AES-11, 994-1003.

REVESZ, A. G. [1973] Vitreous oxide anti-reflection films in high-efficiency solar cells. *COMSAT Tech. Rev.*, 3, 449-452.

SHIMIZU, S. et autres [1980] BSE on orbit performance. XXXI[e] Congrès de la FIA, 80-D-198, Tokyo, Japon.

SIOCOS, C. A. [juin 1981] Broadcasting satellites power blackouts from solar eclipse due to the Moon. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-27, **2**.

STATLER, R. L. et TREBLE, F. C. [1974] Solar cell experiments on the TIMATION III satellite. International Conference on Photovoltaic Power Generation, Hambourg, Allemagne (République fédérale d'), 369-377.

Documents du CCIR

[1978-82]: **a.** 10-11S/60 (Canada); **b.** 10-11S/114 (Japon); **c.** 10-11S/144 (Etats-Unis d'Amérique).

[1982-86]: **a.** 10-11S/14 (France); **b.** 10-11S/59 (Canada).

ANNEXE I

MISE AU POINT DE PANNEAUX SOLAIRES LÉGERS

La présente annexe a pour but de récapituler les caractéristiques de fonctionnement qu'on peut attendre des panneaux solaires légers déployables, en raison des nouveaux progrès de cette technique. Elle résume les travaux de mise au point de ces panneaux et elle peut constituer la base des travaux de recherche appliquée qui seront entrepris à l'avenir dans ce domaine.

Au cours des dernières années, un certain nombre d'organisations ont fait des efforts considérables pour mettre au point des panneaux solaires légers déployables. Deux types de panneaux solaires déployables ont été étudiés: les panneaux rigides et les panneaux souples.

Les panneaux rigides sont tous du type pliable; ils sont soit pliés autour du satellite, soit logés dans un coffret extra-plat et pliés en accordéon pendant que le satellite se trouve sur orbite de transfert. Le déploiement, qui se déroule en plusieurs phases, commence en général par la libération pyrotechnique des fixations ou le sectionnement des câbles. Selon le type de panneau, on a ensuite le dépliement des panneaux solaires, suivi du déclenchement d'un dispositif d'accouplement qui éloigne le panneau de l'engin spatial. Le panneau déployé est normalement fixé par des charnières. Dans le cas d'un panneau rigide, la puissance nécessaire pendant que le satellite est sur l'orbite de transfert s'obtient facilement par exposition de la face extérieure des panneaux repliés.

Il existe deux types principaux de panneaux déployables souples montés sur support, les panneaux dépliables et les panneaux déroulables. Dans les panneaux dépliables, la couverture des piles solaires est logée dans un coffret extra-plat pendant le lancement. Le processus de déploiement commence avec l'ouverture pyrotechnique du coffret ou la libération des fixations ou des câbles qui maintiennent le panneau contre l'engin spatial. La couverture pliée se déploie grâce à l'extension d'un pantographe, d'un bras ou d'un système de mât télescopique fixé à la couverture. Lorsque le satellite est sur l'orbite de transfert, le panneau déroulable est enroulé autour d'un tambour fixé à l'engin spatial. Pendant la phase de déploiement, la couverture des piles solaires se déroule par extension d'un bras attaché à la couverture. Pour les deux types de panneaux, dépliables et déroulables, on utilise un dispositif d'accouplement pour séparer le panneau de l'engin spatial.

Le grand avantage des panneaux souples dépliables par rapport aux panneaux souples déroulables tient au fait qu'ils sont moins encombrants étant donné qu'ils ne nécessitent pas de tambour. Cela permet d'intégrer plus facilement le système dépliable au satellite pour le lancement. En général, quel que soit le type de panneau souple utilisé, il faut un panneau supplémentaire pour fournir la puissance nécessaire au maintien sur l'orbite de transfert, lorsqu'on lance un engin vers l'orbite des satellites géostationnaires. Dans certains systèmes perfectionnés de panneaux dépliables, on obtient cette puissance en incorporant au système de panneaux souples les panneaux utilisés pendant le déplacement sur l'orbite de transfert.

Le Tableau V indique les rapports masse/puissance et puissance/masse pour plusieurs types de panneaux déployables rigides. Ce tableau est fondé sur les données relatives à un panneau fournissant un kilowatt, faisant partie d'un système de panneaux solaires à deux kilowatts. On indique d'abord le rapport masse/puissance au début de la durée de vie du satellite, dans des conditions d'équinoxe. Ce rapport tient compte du panneau avec sa couverture, du déploiement, du dispositif d'accouplement et des systèmes servant à l'escamotage. Le rapport masse/puissance du mécanisme d'orientation est indiqué séparément, ainsi qu'un élément «divers» qui fait l'objet d'une estimation et qui englobe les dispositifs dédoublés: bobinages et/ou électronique du moteur du mécanisme d'orientation, dispositifs de verrouillage, isolations, etc. On indique également le rapport puissance/masse à la fin de la durée de vie (5 ans) du satellite dans les conditions du solstice d'été. Enfin, le tableau montre les conséquences de l'utilisation de piles modernes sur le rapport puissance/masse. On admet que l'utilisation de piles modernes se traduit globalement, pour l'ensemble du panneau, par une amélioration de 15%. Il convient de noter que dans le Tableau V et dans le Tableau VI, lorsqu'on passe des panneaux solaires qui en sont au stade de projet ou des essais aux panneaux homologués pour le vol, la masse est plus grande pour tenir compte des équipements dédoublés, du dispositif de régulation thermique, etc. Cela apparaît très nettement lorsqu'on compare les données relatives au Fleetsatcom ou au CTS et au FRUSA, aux données types qu'on obtenait pour les premiers modèles de panneau. Plusieurs exemples de panneaux solaires rigides sont mentionnés. Le premier, qui est en cours de mise au point pour équiper un engin spatial opérationnel, est celui de Fleetsatcom. Il s'agit d'un panneau déployable rigide, replié, au départ, autour de l'engin spatial. Il comporte des supports classiques en aluminium alvéolé et des piles solaires.

TABLEAU V – *Comparaison des panneaux solaires dépliables rigides*

Type de panneau	FLEETSATCOM TRW - Panneaux classiques dépliables rigides	MBB-ICS Panneaux dépliables (fibre de carbone)		MBB-ULP (matériaux très légers)		Panneaux dépliables Matra (technique de la fibre de verre)		Panneaux utilisés en vol après 1980 (estimation)
		A	B(1)	A	B(1)	A	B(1)	
Panneaux, y compris le déploiement et le rangement au commencement de la durée de vie, équinoxe (kg/kW)	54,0	31,0	31,0	18	18	28,6	28,6	–
Mécanisme d'orientation (kg/kW)	7,7	(4,3)	(3,4)	(4,3)	(3,4)	(4,3)	(3,4)	–
Divers(2) (kg/kW)	compris dans la valeur ci-dessus	(1,5)		(1,5)		(1,5)		–
Total au commencement de la durée de vie, équinoxe (kg/kW)	61,7	36,8	34,4	23,8	21,4	34,4	32,0	25
Total au commencement de la durée de vie, équinoxe (W/kg)	16,2	27,2	29,1	42,0	46,7	29,1	31,3	40
Total à la fin de la durée de vie, 5 ans, solstice d'été (W/kg)	11,4	20,9	22,4	27,7	30,8	20,4	21,9	26
Total à la fin de la durée de vie (5 ans), solstice d'été si des piles perfectionnées sont utilisées (W/kg)	13,1	24,1	25,8	31,9	35,4	23,5	25,2	compris dans la valeur ci-dessus
Références	[1]	[2]		[3]		[4]		

( ) Valeur hypothétique étant donné que la valeur réelle n'est pas connue.

(1) Dans la colonne B, les panneaux sont plus légers, suivant la suggestion du Royal Aircraft Establishment (RAE) pour le mécanisme d'orientation: ils ne comportent aucun équipement supplémentaire.

(2) Comprend tout équipement dédoublé requis dans le mécanisme d'orientation, par exemple: bobinages ou électronique du moteur, isolations, dispositifs de verrouillage, etc.

Le panneau à structure composite améliorée (ICS) de Messerschmitt-Bölkow-Blohm GmbH (MBB) comprend des supports en aluminium alvéolé et des revêtements en résine époxyde (CRFP) renforcée de fibres de carbone. L'ensemble est replié en accordéon et l'énergie nécessaire au déploiement est fournie par des ressorts spiraux se trouvant aux charnières du panneau. Cette technique sera appliquée sur les satellites OTS et Marots de l'ASE. Le panneau ultra-léger (ULP) constitue un progrès par rapport au système ICS. La méthode de déploiement est la même, mais le système comporte un cadre en fibres de carbone et les panneaux solaires sont très légers. Dans le système Matra, les panneaux sont pliés en accordéon, les supports sont en aluminium alvéolé et les plaques de revêtement sont en fibre de verre. Le déploiement se fait au moyen de ressorts et de charnières et d'un système de câbles et de poulies.

Le système MBB-ICS indiqué est fondé sur l'utilisation de piles solaires de 125 microns, tandis que dans le système Matra on emploie des piles solaires de 200 microns. En conséquence, le système MBB-ICS est plus léger et il se dégrade moins que le système Matra au bout de cinq ans. Toutefois, on peut se demander si l'on disposera de piles de 125 microns en quantité suffisante pour équiper les engins spatiaux. Il se peut qu'une pile plus lourde doive être utilisée dans ces systèmes.

Dans la dernière colonne, on a indiqué une estimation du rapport masse/puissance pour les systèmes plus perfectionnés qui seront employés après 1980.

TABLEAU VI – *Comparaison des panneaux solaires dépliables souples*

Type de panneau	Panneaux dépliables souples SNIAS	Panneaux dépliables souples RAE	Panneaux dépliables souples CTS	Panneaux déroulables souples Hughes FRUSA	Panneaux utilisés en vol après 1980 (estimation)
Panneaux, y compris le déploiement et le rangement au commencement de la durée de vie, équinoxe (kg/kW)	23,0	16,6	37,7	35,8	–
Mécanisme d'orientation (kg/kW)	4,3	3,4	compris dans la valeur ci-dessus	compris dans la valeur ci-dessus	–
Divers(1) (kg/kW)	1,5	–	compris dans la valeur ci-dessus	compris dans la valeur ci-dessus	–
Total au commencement de la durée de vie, équinoxe (kg/kW)	28,8	20,0	37,7	35,8	18
Total au commencement de la durée de vie, équinoxe (W/kg)	34,7	50,0	26,5	27,9	56
Total à la fin de la durée de vie (5 ans), solstice d'été (W/kg)	22,9	36,2	17,5	18,4	37
Total à la fin de la durée de vie (5 ans), solstice d'été si des piles perfectionnées sont utilisées (W/kg)	26,3	41,6	20,1	21,2	compris dans la valeur ci-dessus
Références	[5]	[6]	[7]	[1]	

(1) Comprend tout équipement dédoublé requis dans le mécanisme d'orientation, par exemple, bobinages ou électronique du moteur, isolations, dispositifs de verrouillage, etc.

Les données indiquées dans les Tableaux V et VI sont tirées des sources suivantes:

[1] BILLERBECK, W. J. et CURTIN, D. J. [1974] Flexible solar array applications in communications satellites. Proc. Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, San Francisco, Californie, Etats-Unis d'Amérique.

[2] CRABB, R. L. et SCHNIEDER, K. [1973] Development of an advanced lightweight rigid solar array. Conference Record of the Tenth IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 306-316.

[3] KOELLE, D. E. [1974] Advanced lightweight rigid solar arrays based on carbon fibre technology. International Astronautical Federation, XXVth Congress, Amsterdam, Pays-Bas.

[4] LARSSON, H. [1973] Problems of development and test of large lightweight solar arrays. Proc. International Congress, «The Sun in the Service of Mankind», Paris, France.

[5] BARKATS, G. [1973] Development of flexible, fold-out solar array. Proc. International Congress, «The Sun in the Service of Mankind», Paris, France.

[6] TREBLE, F. C. [1974] The RAE lightweight solar array. Royal Aircraft Establishment Technical Report 73172. (Les valeurs indiquées dans ce Rapport ont été augmentées pour tenir compte d'un système à 1 kW par F. C. Treble.)

[7] SACHDEV, S. S., QUITTNER, E. et GRAHAM, J. D. [septembre 1974] The Communications Technology Satellite deployable solar array sub-system. International Conference on Photovoltaic Power Generation, Hambourg, Allemagne (République fédérale d').

Le Tableau VI est similaire au Tableau V à ceci près qu'il concerne des panneaux solaires à support flexible. Il présente des données relatives à plusieurs panneaux solaires. Le panneau mis au point par l' AEROSPATIALE ——————— comporte un système de déploiement à pantographe logé dans un coffret dont les parois sont en aluminium alvéolé. Le pantographe est actionné par un ressort et se déploie automatiquement lorsqu'il est libéré. La vitesse de déploiement est commandée par un treuil et un moteur. Les piles solaires sont montées sur un support Kapton conçu sous une forme modulaire pour être utilisable à différents niveaux de puissance.

Le panneau solaire du «Royal Aircraft Establishment» conçu dans le cadre d'un programme de développement de matériel à 280 watts, comportera, selon le projet actuel, un mât télescopique actionné par air comprimé qui permettra de déployer un panneau dépliable souple et léger équipé de piles solaires de 125 microns à contact par enroulement. La conception du mécanisme d'orientation léger repose sur des estimations faites par Hawker-Siddeley Dynamics. Le RAE indique également que la puissance nécessaire lorsque le satellite se trouve sur l'orbite de transfert pourrait être fournie par un panneau rigide léger qui ferait partie du panneau souple. Comme dans le cas du système MBB-ICS, les estimations du RAE sont fondées sur l'utilisation de piles de 125 microns; en conséquence, ce système se dégrade moins rapidement que les autres.

Le panneau du satellite de technologie des télécommunications (CTS) est un panneau souple, dépliable, se déployant à l'aide d'un bras «Bi-Stem». Le lancement a eu lieu en janvier 1976. Les données indiquées correspondent au modèle de panneau de grandeur réelle. Etant donné que le dispositif du CTS se compose de deux panneaux donnant une puissance totale d'environ 1 kilowatt à la fin de la durée de vie du satellite, son fonctionnement n'est pas optimal comme celui d'un système à un kilowatt par panneau. En prenant pour base de calcul un kilowatt par panneau, le système CTS pourrait fournir à la fin de sa durée de vie au moins 20 W/kg.

Le panneau solaire enroulable souple FRUSA se déploie à l'aide d'un bras «Bi-Stem». Il a été construit par la «Hughes Aircraft Company» et lancé en 1971. Il a fonctionné de manière satisfaisante et a fourni pendant plusieurs mois des données utiles.

Dans la dernière colonne du Tableau VI, on trouve des estimations du rapport masse/puissance pour des panneaux solaires souples opérationnels qui seront utilisés pour des systèmes plus perfectionnés qui seront employés après 1980. Il convient de souligner que les estimations figurant dans les Tableaux V et VI sont fondées sur les données actuellement disponibles. Certaines missions, ou la mise au point de nouveaux panneaux de type particulier, pourraient modifier ces estimations.

ANNEXE II

Cette Annexe récapitule les précisions de pointage obtenues en 1976 par les satellites de télécommunication américains.

TABLEAU VII

Paramètre	Erreur (degrés)	
	Nord-Sud	*Est-Ouest*
Variations à long terme:		
– maintien en position	±0,02	±0,01
– détermination de l'orientation	±0,01	±0,01
– distortion thermique de l'antenne	±0,04	±0,04
– dérive d'orientation	±0,1	±0,1
Somme des racines carrées	±0,11	±0,11
Variations à court terme:		
– rotation (tangage)	Non disponible	±0,035
– nutation	±0,04	±0,02
Erreur totale	±0,150	±0,185

SECTION 10/11D: PLANIFICATION

RAPPORT 633-3

PLANIFICATION DE LA RESSOURCE ORBITE-SPECTRE DANS LE SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE

(Question 1/10 et 11, Programme d'études 1A/10 et 11)

(1974-1978-1982-1986)

1. Introduction

La mise en place de services de radiodiffusion par satellite pour les pays d'une région donnée exige, si l'on veut limiter les brouillages à un niveau acceptable, une planification minutieuse pour l'allotissement des fréquences et le choix des emplacements des satellites. Le présent Rapport traite des problèmes de planification, principalement pour la bande des 12 GHz. On y trouvera également l'indication des facteurs qui interviennent dans l'établissement des plans, ainsi que les méthodes permettant d'évaluer la réussite probable et l'efficacité d'un plan.

On mentionnera tout d'abord les caractéristiques de planification suivantes parce qu'elles sont de caractère général et parce qu'elles s'appliquent aux services fonctionnant dans toutes les bandes concernées:

- on admet que tous les services de radiodiffusion par satellite du même type destinés à une même zone de service sont généralement assurés à partir de la même position de l'orbite des satellites géostationnaires pour permettre l'utilisation d'antennes de réception fixes. Il existe certaines exceptions importantes, telles que les services destinés à des auditoires différents (par exemple, les programmes pour réception individuelle et les programmes pour réception communautaire), les besoins de zones de service exceptionnellement importantes qui sont satisfaits en utilisant plus d'un satellite par zone de service et des services fournis à des zones de recouvrement intentionnel entre zones de service à l'intérieur du territoire d'une administration (par exemple, pour permettre au territoire d'être desservi par un plus petit nombre de satellites que le nombre autorisé durant les phases initiales de mise en œuvre du plan);
- pour déterminer le rapport signal utile/signal brouilleur dans le cas de plusieurs signaux brouilleurs, on peut calculer le signal brouilleur total en faisant la somme des puissances des différents signaux brouilleurs reçus par l'antenne;
- chaque fois que possible, les zones de couverture devraient correspondre au minimum nécessaire pour assurer la couverture désirée;
- dans le cas où l'on s'est entendu sur un plan fondé sur certains facteurs techniques (par exemple, la largeur des canaux et l'écartement entre fréquences assignées), une administration peut quand même mettre en œuvre des systèmes dont les facteurs diffèrent de ceux qui ont été adoptés, à la condition que cela n'entraîne pas une augmentation des brouillages ou n'exige pas davantage de protection contre les brouillages que si cette administration s'était conformée aux caractéristiques adoptées;
- si l'on envisage de mettre en place pour commencer un service de radiodiffusion par satellite avec réception communautaire et ultérieurement des services de radiodiffusion par satellite pour réception individuelle dans la même bande de fréquences, il convient que ces deux services utilisent le même système de modulation pour assurer une meilleure compatibilité. Dans ces circonstances, il faudrait aussi envisager des critères de partage tenant compte des caractéristiques des services de radiodiffusion qui seront demandés à un stade ultérieur. Cependant, si un système a été conçu pour fonctionner en permanence en réception communautaire, sans qu'il soit prévu d'utiliser par la suite la même bande de fréquences pour la réception individuelle, il pourrait être superflu d'adopter des critères de partage plus stricts que ceux nécessaires pour le système projeté;
- tous les signaux provenant d'une même position orbitale et destinés au même auditoire devraient, en règle générale, avoir la même polarisation: cependant, lorsque les besoins en matière de service sont exceptionnellement importants, on peut être obligé d'utiliser les deux polarisations (sur des canaux entrelacés comme il est indiqué au § 2.1.2) à partir d'une même position orbitale et à destination du même auditoire.

Les § 2 à 8 traitent de la planification dans la bande des 12 GHz, en termes généraux. Les § 9 et 10 portent respectivement sur les résultats de la planification dans la bande des 12 GHz, dans les Régions 1 et 3 et dans la Région 2. Le § 11 concerne la planification des satellites de radiodiffusion dans d'autres bandes et le § 12 traite des fonctions du service d'exploitation spatiale.

2. Directives en vue d'une planification efficace

2.1 *Principes généraux*

Dans tout travail de planification, on devrait appliquer les principes ci-après dans la mesure du possible et en tenant compte des conditions de service propres à chaque administration, afin d'obtenir une grande efficacité d'utilisation de l'orbite et du spectre.

2.1.1 *Polarisations orthogonales*

La polarisation orthogonale permet de réduire considérablement les brouillages mutuels et, partant, de mieux utiliser le spectre-orbite. Utilisée en même temps que la technique de l'entrelacement des fréquences, la polarisation orthogonale peut assurer une discrimination suffisante pour permettre la réutilisation de la bande de fréquences dans le même système à satellites. Mise en œuvre dans des satellites adjacents, elle apporte une discrimination supplémentaire qui peut, dans bien des cas, permettre de diminuer environ de moitié l'espacement entre ces satellites. Pour certains systèmes, le fait de maintenir l'angle de polarisation correct dans toutes les installations de réception peut donner lieu à des complications non souhaitables et cette question doit être étudiée avant l'application de ce principe. L'emploi de cette technique est également étudié dans les Rapports 555 et 814.

Il convient de remarquer que ce principe n'implique pas que les satellites adjacents doivent nécessairement utiliser des polarisations orthogonales. Ils doivent plutôt utiliser la polarisation de la manière la plus efficace. Par exemple, si les zones de service de deux satellites sont suffisamment éloignées, ceux-ci peuvent occuper des positions très voisines, même avec une polarisation identique. Un troisième satellite, desservant une zone beaucoup plus proche de la zone de service du premier, pourrait alors utiliser la polarisation orthogonale.

2.1.2 *Entrelacement des fréquences*

Pour réduire les brouillages, on a recours à l'entrelacement des fréquences, c'est-à-dire à la technique qui consiste à décaler les fréquences porteuses d'un satellite (ou d'un ensemble de répéteurs d'un satellite) par rapport aux fréquences porteuses d'un autre satellite. Le principe proposé ici consiste à utiliser cette technique chaque fois que les conditions le permettent, d'une manière qui assure l'utilisation la plus efficace du spectre-orbite. D'une manière générale, cela signifie que les fréquences doivent être entrelacées entre des satellites relativement proches les uns des autres, mais ne doivent pas être entrelacées pour des satellites desservant des zones très éloignées. De même, une administration à qui un bloc de fréquences est assigné pour une position orbitale donnée, peut choisir d'utiliser des voies contiguës, non entrelacées.

On peut rencontrer des difficultés dans l'application du principe de l'entrelacement des fréquences lorsque des systèmes différents utilisent des répéteurs de largeurs de bande très différentes émettant sur plusieurs porteuses. Le recours à l'entrelacement des fréquences peut encore comporter certains avantages, mais le principe doit être énoncé d'une manière plus générale pour éviter la coïncidence des fréquences porteuses.

2.1.3 *Géométrie des trajets croisés*

Par géométrie des trajets croisés, on entend le principe selon lequel on peut obtenir des améliorations considérables de l'utilisation du spectre-orbite si des satellites adjacents desservent des zones séparées par au moins une autre zone de service intermédiaire. Si la zone de service intermédiaire est relativement grande, les satellites adjacents peuvent être placés relativement près les uns des autres.

2.1.4 *Groupement*

Les administrations dont les besoins de service dépassent la capacité d'un seul satellite peuvent choisir de placer deux satellites ou plus sur une seule position orbitale nominale. Ce groupement de satellites peut permettre à la totalité de la bande disponible d'être utilisée pour une zone de service déterminée et ce, à partir d'une seule position orbitale. Il faudra peut-être séparer légèrement les satellites ayant la même position orbitale nominale afin d'éviter les collisions, des brouillages excessifs sur les liaisons de connexion, etc.

2.1.5 *Homogénéité des systèmes*

L'utilisation de l'orbite aurait une efficacité maximale si tous les satellites situés sur une même partie de l'orbite émettaient la même p.i.r.e. par signal de télévision. Toutefois, un certain manque d'homogénéité entre les divers systèmes peut s'expliquer du fait que des marges de propagation différentes sont nécessaires d'une zone de service à une autre, en raison de la diversité des valeurs du rapport G/T des stations de réception des différents systèmes, etc. L'effet de cette absence d'homogénéité sur l'efficacité d'utilisation de l'orbite doit faire l'objet d'un complément d'étude. On trouvera des renseignements à ce sujet dans le Rapport 453.

2.1.6 *Considérations relatives aux liaisons de connexion*

Le Rapport 952 a trait à la planification des liaisons de connexion. Lorsque des liaisons de connexion et des liaisons descendantes sont planifiées en même temps, on peut tirer parti des compromis possibles en étudiant simultanément la qualité globale de fonctionnement des liaisons de connexion et des liaisons descendantes. Cela vaut notamment pour les conditions applicables au rapport de protection et à la dispersion de l'énergie (voir le Rapport 215).

Il peut y avoir des cas où les zones de service de la liaison de connexion et de la liaison descendante ne coïncident pas. Par exemple, une administration dont le territoire s'étend sur plusieurs fuseaux horaires peut souhaiter desservir chacun d'eux à partir d'une position orbitale différente, cela afin d'obtenir une meilleure protection contre les éclipses, tout en conservant la possibilité d'accéder à chaque satellite de tout point de son territoire où l'angle de site est adéquat. Ces questions ont été étudiées attentivement par la CARR SAT-83, qui a mis en relief les avantages découlant d'une planification simultanée des liaisons de connexion et des liaisons descendantes.

2.1.7 *Rapport de protection*

Pour une seule source de brouillage, le rapport de protection adopté pour le plan de la CAMR-RS-77 dans les Régions 1 et 3 est de 35 dB. D'après le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission du satellite donné à l'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications, on obtient une discrimination de 35 dB pour une séparation entre zones de service de 5,2 fois la largeur de faisceau et une discrimination de 30 dB pour une séparation de 1,58 fois la largeur de faisceau. Pour cette dernière valeur de la séparation, la condition pour que la protection soit égale à 35 dB n'est donc pas satisfaite. Cependant, l'influence sur la capacité de l'orbite-spectre serait importante, si on pouvait accepter une valeur de 30 dB pour une contribution unique de brouillage en tant que compromis afin d'accroître la capacité de l'orbite-spectre ou d'améliorer la souplesse dans le choix des emplacements des satellites de radiodiffusion.

La CARR SAT-83 a adopté un rapport de protection dans le même canal global de 28 dB pour la Région 2, ce qui correspond à un rapport de protection d'environ 32 dB pour un brouilleur unique. C'est l'une des raisons pour lesquelles le Plan pour la Région 2 a permis d'utiliser, dans certains cas, un espacement entre satellites plus petit que dans le Plan pour les Régions 1 et 3.

2.2 *Considérations d'ordre géographique*

Les caractéristiques géographiques ont une influence sur l'utilisation de l'orbite des satellites géostationnaires, et ce, de deux manières: elles déterminent les arcs de service utilisables pour les zones de service données et elles ont des interactions plus ou moins grandes avec les trois techniques appliquées pour la réutilisation des mêmes fréquences.

2.2.1 *Arcs de service*

L'arc de service d'une zone de service donnée dépend directement des caractéristiques géographiques (latitude, superficie et forme). Des restrictions supplémentaires peuvent être imposées par des exigences spéciales concernant l'angle de site minimum et la protection en cas d'éclipse:

A titre d'exemple, des études portant sur 12 zones de service de taille moyenne ont montré que l'arc disponible moyen (sujet aux contraintes d'angle de site spécifiées dans l'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications et à la protection contre les éclipses jusqu'à minuit (heure locale)) est de 23° alors que, dans toute la zone, l'arc disponible moyen, pour un angle de site de 20° et des batteries fournissant toute l'énergie nécessaire, est de 112°, soit une augmentation presque quintuple de la ressource.

- *Latitude:* Pour un seul récepteur et pour un angle de site minimal admis par hypothèse, la longueur de l'arc de service est uniquement fonction de la latitude. La Fig. 1 donne la longueur de l'arc de service pour un tel point, en fonction de la latitude et pour des angles de site de 0° à 40°. Pour une région étroite en latitude, c'est-à-dire une région dont tous les points sont approximativement à la même latitude, cette longueur est diminuée de la distance (mesurée en degrés de longitude) qui sépare les points le plus à l'est et le plus à l'ouest de la région.
- *Forme et superficie:* L'arc de service d'une zone étendue, de forme irrégulière, est déterminé par la latitude et la longitude de deux points de la zone où l'angle de site passe pour la première fois en dessous de la valeur donnée, lorsque le satellite se déplace vers l'est ou l'ouest respectivement. Il est souvent difficile de déterminer ces points par l'inspection; il faut les déterminer empiriquement ou graphiquement. En général, l'arc de service est d'autant plus petit que la zone de service est plus étendue et la latitude plus élevée. En ce qui concerne la forme, une zone de service étroite et allongée a un arc de service plus petit qu'une zone de service à peu près circulaire de même étendue. Pour une zone de service proche de l'équateur, la dimension est-ouest tend à être la dimension déterminante; pour une zone de service plus proche de l'un des pôles, la dimension déterminante est la dimension est-ouest à la latitude la plus élevée.

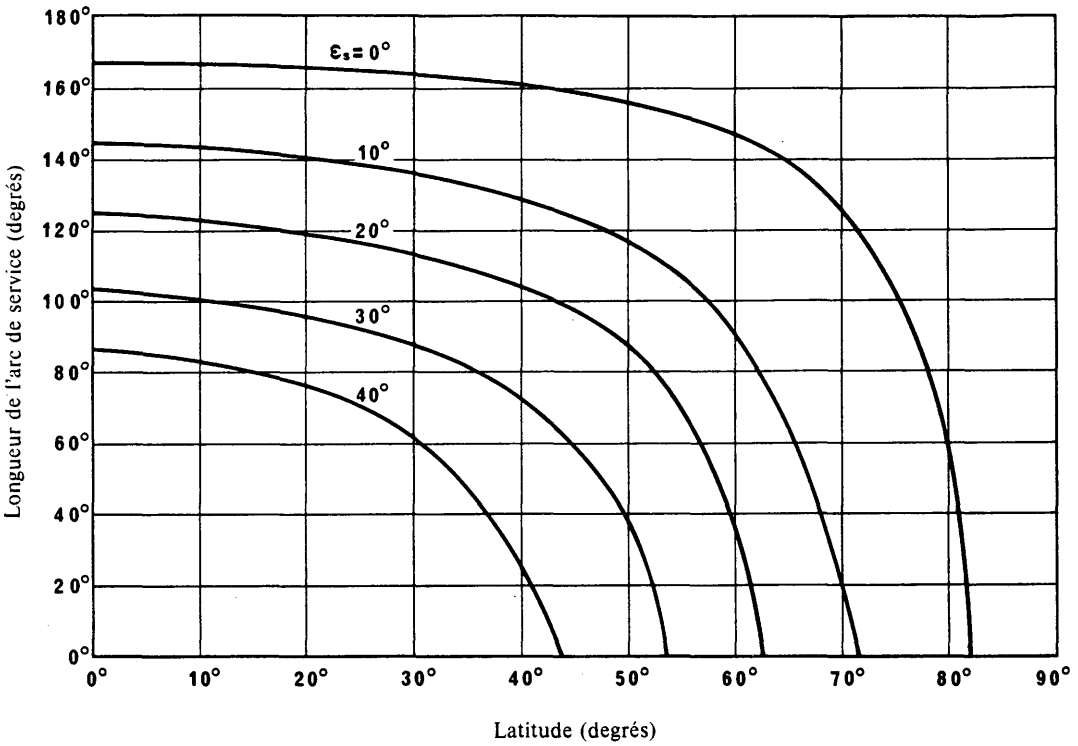


FIGURE 1 – *Arc de service d'un récepteur unique*

(ε_s: Angle de site)

2.2.2 *Réutilisation des fréquences*

Il existe essentiellement trois techniques qui permettent la réutilisation des fréquences: polarisation orthogonale, discrimination de l'antenne de la station terrienne et discrimination de l'antenne du satellite. Les caractéristiques géographiques ont une certaine influence sur ces trois techniques.

– *Polarisation orthogonale:* La discrimination que l'on peut obtenir entre deux faisceaux à polarisations orthogonales dépend de deux caractéristiques géographiques: le climat (qui détermine les statistiques pluviométriques) et l'emplacement, c'est-à-dire la latitude et la longitude, de la station terrienne de réception. La dépolarisation due à la pluie est un phénomène important pour les polarisations rectiligne et circulaire. La variation de l'angle de polarisation à la réception, en fonction de la latitude et de la longitude, peut avoir une importance plus ou moins grande selon les effets produits par plusieurs facteurs; cette variation existe seulement en polarisation rectiligne. Ces deux effets sont étudiés en détail dans le Rapport 814.

– *Discrimination de l'antenne de la station terrienne:* Les caractéristiques géographiques ont peu d'effet sur la discrimination de l'antenne de la station terrienne. Pour une antenne de station terrienne ayant des caractéristiques données, l'espacement des satellites doit être plus grand lorsque la zone de service est voisine du limbe de la Terre (vu du satellite) que si la zone de service se trouve au point de projection du satellite sur la surface terrestre. Etant donné que le rapport angle géocentrique/angle topocentrique entre deux satellites varie entre 1,18 et 0,99 au-dessus de la surface terrestre, le rapport entre les espacements des satellites dans ces cas extrêmes est de 1,19 à 1.

– *Discrimination de l'antenne du satellite:* La discrimination que l'on peut obtenir avec l'antenne du satellite, compte tenu des diagrammes adoptés par la CAMR-RS-77, est au plus égale au gain de l'antenne sur l'axe; pour le plus petit faisceau considéré par cette Conférence (0,6°), ce gain est de 48,9 dB. On obtient cette valeur lorsque le récepteur est séparé de l'axe du faisceau par une distance correspondant à environ 18 ouvertures de faisceau. Toutefois, on obtient des valeurs importantes de discrimination en des points beaucoup plus rapprochés. Le diagramme adopté présente une partie plate qui donne une discrimination de 30 dB en des points séparés de l'axe du faisceau par des distances comprises entre 1,6 et 3,2 ouvertures de faisceau. D'une manière analogue, la CARR SAT-83 a adopté une dimension de faisceau minimum de 0,8°, ce qui correspond à une discrimination maximale de 46,4 dB, ce qui arrive à 16,5 ouvertures de faisceau ou 13,2° en dehors de l'axe. Des valeurs encore plus grandes de discrimination pourraient être réalisées si on utilisait des faisceaux modelés. Le Rapport 810 donne des exemples de la qualité de fonctionnement que l'on peut obtenir avec les techniques de mise en forme des faisceaux. L'emplacement relatif des différentes zones de service, qui détermine leur séparation et, par conséquent, le niveau de discrimination réalisable avec une antenne de satellite, est le facteur géographique le plus important qui influe sur l'utilisation de la ressource spectre/orbite.

Une zone de service peut être couverte de trois façons générales:

– par un faisceau elliptique ou circulaire unique,
– par plusieurs faisceaux elliptiques ou circulaires,
– par un faisceau modelé,

(voir les Fig. 2, 3 et 4). Des méthodes d'adaptation de la surface minimale d'ellipse aux zones de service figurent dans le Rapport 812. Le cas de plusieurs faisceaux elliptiques ou circulaires sur le même canal et avec la même polarisation procure une sérieuse amélioration dans les possibilités de réutilisation des fréquences, car la séparation nécessaire entre zones de service dans lesquelles on désire réutiliser une fréquence avec la même polarisation est beaucoup plus faible lorsque les faisceaux sont plus petits. Naturellement, les séparations nécessaires pour une réutilisation des fréquences adjacentes seront elles aussi réduites.

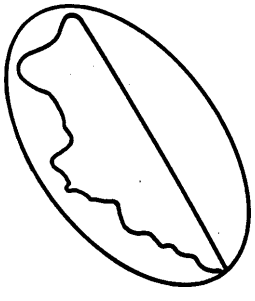


FIGURE 2 – *Faisceau elliptique unique*

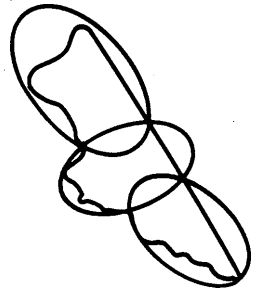


FIGURE 3 – *Plusieurs faisceaux elliptiques*

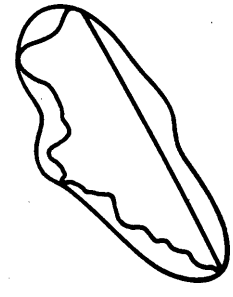


FIGURE 4 – *Faisceau modelé*

Dans le deuxième cas (plusieurs faisceaux elliptiques), les émissions à destination des diverses parties de la zone de service peuvent être identiques sur les mêmes fréquences, ou peuvent être sur différentes fréquences ou polarisations, ce qui ajoute encore un degré de souplesse aux services possibles. Si des fréquences différentes (ou des polarisations différentes) sont utilisées, on augmente de façon correspondante le nombre total des canaux utilisés. La capacité globale de la ressource orbite/spectre peut être accrue ou diminuée selon les dimensions des faisceaux et la séparation des zones de service auxquelles sont assignés ou attribués les mêmes canaux ou des canaux adjacents. Si les émissions sont identiques, ce cas devient équivalent à celui du faisceau modelé. En fait, on forme souvent des faisceaux modelés en combinant plusieurs faisceaux elliptiques d'amplitudes et de phases appropriées.

Il faut toutefois noter que la dimension des ellipses dans le cas de plusieurs faisceaux elliptiques, ou celle des éléments de faisceau dans le cas du faisceau modelé peuvent être limitées par des considérations analogues à celles qui ont conduit la CAMR-RS-77 à adopter une dimension d'ellipse minimale, par exemple, par les dimensions des antennes des engins spatiaux.

2.3 *Radiodiffusion par satellite pour réception communautaire*

Un des principes de planification adoptés par la CAMR-RS-77 et par la CAMR-79 (Résolution N° 701) est que toute planification soit faite en vue de la réception individuelle. Ce principe pourrait conduire à une utilisation inefficace du spectre-orbite dans la Région 2, dans les cas où l'on a besoin en permanence d'un service de radiodiffusion par satellite avec réception communautaire, c'est-à-dire dans les cas où il n'est pas question de passer ultérieurement à la réception individuelle. Dans certains cas, il sera peut-être possible de mettre en œuvre, sur un arc d'orbite donné, un plus grand nombre de satellites pour la réception communautaire que pour la réception individuelle, étant donné que les antennes de réception d'un système «communautaire» ont une descrimination plus élevée. Toutefois, cet avantage risque d'être limité en raison des différences entre les p.i.r.e. des différents systèmes (voir le § 2.1.5). La mesure dans laquelle cette mise en œuvre est possible dépend des caractéristiques techniques des systèmes en cause et de la séparation géographique des diverses zones de service à considérer. On pourrait avoir une meilleure efficacité d'utilisation du spectre-orbite si l'on prenait en considération cette possibilité dès le stade de la planification. Il faudra étudier plus avant ce mode d'utilisation de la bande des 12 GHz en Région 2.

2.4 *Répercussion sur la planification des satellites multiservices (hybrides) et des satellites à faisceaux multiples*

Dans certains cas, une administration peut réaliser d'importantes économies de coût en partageant un satellite unique (hybride) entre deux services ou plus tels que SRS, SFS et SMS. De même, deux administrations ou plus peuvent réaliser des économies en utilisant en partage un satellite unique ayant des faisceaux multiples fixes (voir le Rapport 810) ou des faisceaux orientables avec partage dans le temps; dans ces cas, le satellite utilisé en partage peut également assurer deux services ou plus, si besoin est. Ces économies seront probablement les plus importantes lorsque les besoins des administrations pour certains services ne se sont pas encore développés au point de nécessiter l'exploitation d'un satellite spécialisé.

Les satellites à services multiples pourraient utiliser des répéteurs spécialisés de deux types ou plus, chaque type étant conçu pour un service distinct, ou pourraient aussi utiliser des répéteurs capables d'assurer chacun plusieurs services.

Certaines études [Edelson et Morgan, 1977; Fordyce et Stamminger, 1979] ont indiqué que ces systèmes à services ou à faisceaux multiples peuvent présenter un intérêt économique notable, compte tenu des possibilités croissantes de lancement de grandes plates-formes spatiales; à signaler cependant qu'il est possible d'utiliser d'une manière efficace des stations spatiales plus classiques pour assurer ces services, lorsque la puissance totale nécessaire est modeste.

La puissance totale nécessaire n'est pas la même selon que les administrations concernées désirent mettre en œuvre, à tel ou tel moment, la totalité des canaux disponibles et/ou la puissance totale des répéteurs autorisés par un plan ou par un autre règlement limitatif. On peut concevoir par exemple un plan de service intérimaire dans lequel moins de la capacité et/ou de la puissance totale serait utilisée au libre choix des administrations concernées, pendant une certaine période (par exemple la durée de vie du satellite), jusqu'à ce que le service soit mis en œuvre dans tous ces aspects à une date ultérieure. Plusieurs administrations, auxquelles sont alloties des positions orbitales différentes en fonction de leurs besoins à long terme, pourraient souhaiter mettre en place un service intérimaire ou expérimental en partageant la même station spatiale et en utilisant un ou plusieurs canaux allotis à chaque administration.

Le Rapport 665 indique que l'on peut orienter les faisceaux d'antenne des stations spatiales ou les diriger en utilisant des réseaux. Les antennes orientées mécaniquement et desservant de vastes zones ont fait l'objet d'essais sur les satellites ATS-6 et CTS. Ainsi, il est possible de *partager dans le temps* une capacité donnée de satellite, y compris les répéteurs individuels, entre deux ou trois administrations.

Lorsque deux ou plusieurs administrations partagent le même canal dans le temps, elles seront amenées à utiliser les mêmes fréquences, qui peuvent être différentes des fréquences allouées à chacune d'entre elles dans un plan. Pour une station spatiale unique, des bandes ou des portions de bandes de fréquences séparées seraient nécessaires pour la liaison de connexion correspondant à chaque service assuré par une liaison descendante. Lorsque plusieurs administrations sont desservies, des fréquences spécifiques différentes peuvent être nécessaires pour chaque administration ou chaque zone de service. Cela dépend de facteurs tels que la discrimination d'antenne, l'ouverture du faisceau, l'espacement entre les zones de service, les brouillages, etc. Ainsi, les considérations relatives aux liaisons de connexion, pour un satellite à faisceaux multiples ou à services multiples, mettent en évidence d'importantes limitations.

D'une manière générale, les plans qui attribuent des positions orbitales et des fréquences spécifiques à un seul service seront incompatibles avec des plans similaires pour un autre service. Compte tenu de la disparité des besoins et des caractéristiques techniques dans les différents services, les attributions de positions orbitales ne seront généralement pas les mêmes pour les différents services dans la même administration ou dans la même zone de service. Ainsi, à moins d'établir ces plans avec une grande souplesse ou de les coordonner soigneusement les uns avec les autres, il ne sera pas possible de mettre en œuvre des satellites à services multiples et d'exploiter les avantages économiques qu'ils offrent [CCIR, 1978-82a].

Les difficultés que présentent des plans spécifiques en ce qui concerne l'utilisation en partage des stations spatiales par des services différents ou des administrations différentes, avec l'intérêt potentiel, technique et économique que présente cette utilisation, devraient être prises en considération lors de la planification du SRS dans la Région 2. Une certaine souplesse dans la mise en œuvre du plan ou dans la mise en service des systèmes influencés par le plan (selon un des principes définis pour la planification dans la Région 2 par l'Annexe 6 aux Actes finals de la CAMR-RS-77) permettrait de surmonter certaines de ces difficultés.

Des méthodes précises permettant, lors de la planification, de prendre en compte des stations spatiales à services ou à faisceaux multiples doivent encore être élaborées et étudiées.

Une étude sur les satellites à services multiples (hybrides) se trouve également dans le Rapport 453, § 7.3.

3. Eléments clés

Les éléments clés de la planification du service de radiodiffusion par satellite sont les descriptions ou les spécifications:

- des besoins du service de radiodiffusion par satellite à satisfaire,
- de la gamme des caractéristiques techniques et des critères de brouillage,
- de l'agencement du plan et des allotissements qui en résultent,
- enfin des méthodes selon lesquelles il conviendra de modifier le plan pour l'adapter aux changements des besoins et de la technologie.

Chacun de ces éléments clés sera examiné tour à tour.

3.1 *Besoins du service*

Ces besoins sont déterminés et/ou coordonnés par des administrations individuelles ou par des groupes d'administrations, de manière à refléter les besoins nationaux ou régionaux en matière de satellites de radiodiffusion. Leur spécification peut aller d'un énoncé de la largeur de bande totale, de l'emplacement préféré sur l'orbite et de la zone de service associée, jusqu'à la description complète des types et du nombre des canaux de radiodiffusion avec leur zone de service.

Les besoins du service sont étroitement associés à l'élément «temps» imposé par la démarche propre à la planification. Il convient de relever que les prévisions les plus hypothétiques sont celles faites à la plus longue échéance, alors que les plus précises sont celles relatives au court terme.

3.1.1 *Exemples de facteurs se rapportant au service nécessaire*

- nombre de canaux de télévision nécessaire pour chaque zone de service;
- nombre de zones de service dans chaque pays;
- forme, dimensions et emplacement de chaque zone de service, exprimés par les coordonnées géographiques des sommets d'un polygone qui schématise assez fidèlement la zone considérée ou éventuellement les caractéristiques détaillées du faisceau d'antenne prévu si on les connaît; coordonnées géographiques de plusieurs points situés dans chaque zone de service, constituant un échantillonnage suffisamment représentatif pour permettre le calcul des marges de protection;
- qualité de service, y compris la valeur nécessaire du rapport porteuse/bruit et du rapport signal/bruit, pour des pourcentages donnés de temps;
- emplacement désiré du satellite sur l'orbite géostationnaire avec, le cas échéant, l'indication d'une préférence pour partager ou non une même position orbitale pour couvrir plusieurs zones de service;
- le type de service demandé dans chaque zone de service, par exemple en réception individuelle ou en réception communautaire, et éventuellement dans ce dernier cas le nombre d'installations de réception;
- éventuellement, les emplacements, la dimension des antennes et la p.i.r.e. de toutes les stations d'émission des liaisons de connexion dans chaque zone de service;
- éventuellement, les fréquences des liaisons de connexion;
- le principe des satellites en réserve;
- la croissance et l'évolution prévues du service.

3.2 *Caractéristiques techniques et critères de brouillage*

Selon le type d'application et le stade de développement atteint, les caractéristiques techniques et les critères de brouillage entre systèmes peuvent varier d'un système à l'autre et sont susceptibles d'évoluer dans le temps. Par exemple, en utilisant une méthode de planification, chaque administration pourrait construire et développer son système de radiodiffusion par satellite en fonction de ses besoins croissants et selon ses propres critères, par exemple le moindre prix. Avec cette méthode de planification, les caractéristiques techniques et les critères de brouillage entre systèmes varieraient dans le temps en fonction de l'évolution des besoins du service, de la technologie et des coûts.

Dans une autre manière d'aborder la planification, on spécifierait entièrement les caractéristiques et les critères pour tous les systèmes, avec peut-être des procédures de modification appropriées.

3.2.1 *Exemples de facteurs se rapportant principalement aux normes techniques*

- espacement des fréquences porteuses des canaux adjacents;
- espacement préféré des fréquences porteuses des canaux attribués à la même zone de service;
- rapports de protection globaux pour tous les systèmes de radiodiffusion compris dans le plan (même canal et canal adjacent), comprenant la liaison de connexion et la liaison descendante;
- caractéristiques des récepteurs, y compris le facteur de qualité (G/T);
- diagrammes de rayonnement (copolaires et contrapolaires) de l'antenne d'émission du satellite et des antennes de réception au sol;
- marge de tolérance pour le pointage des antennes d'émission et de réception;
- précision du maintien en position;
- données relatives à la propagation, y compris les marges à prévoir pour l'affaiblissement par la pluie, l'affaiblissement par atmosphère claire et la dépolarisation provoquée par la pluie;
- limites de l'arc d'orbite utile pour chaque zone, déterminées en fonction de la durée de l'éclipse du satellite et de l'angle de site minimal;
- puissance surfacique minimale requise à l'intérieur de la zone de service pour le type de service souhaité, par exemple en réception individuelle ou en réception communautaire.

3.3 *Structures et allotissements*

Les allotissements pourraient se faire sous diverses formes et pour des durées diverses, quelle que soit la période correspondant aux besoins du service.

Selon une méthode particulière de planification, les assignations sont inscrites dans le fichier de référence à l'issue d'une coordination menée à bonne fin avec d'autres systèmes. Les assignations de fréquence et d'emplacement sur l'orbite ainsi inscrites dans le fichier constituent la base possible d'un plan.

Une autre façon d'agir consisterait à allotir à chaque administration ou groupe d'administrations des segments de bande et des positions sur l'orbite pour une durée déterminée.

3.3.1 *Exemples de caractéristiques à fixer par un plan*

L'objet d'un plan pour le service de radiodiffusion par satellite est de spécifier, pour chacune des émissions, les caractéristiques suivantes:

- la forme, les dimensions et l'orientation dans l'espace du faisceau d'antenne pour couvrir la zone de service;
- la puissance d'émission (ou la p.i.r.e.);
- la fréquence (ou le canal);
- la position du satellite sur l'orbite géostationnaire;
- la polarisation.

Pour représenter dans un plan les assignations de canaux, de positions sur l'orbite et de polarisations, il est commode d'utiliser un tableau à double entrée où chaque ligne correspond à un canal et chaque colonne à une position; les noms des diverses zones de service sont alors reportés dans les cases appropriées de même qu'un indice qui repère la polarisation. Le Tableau I illustre la méthode de présentation d'un plan.

TABLEAU I – *Exemple de représentation des assignations dans un plan avec C canaux (1, . . . C), S positions d'orbite (aux longitudes $\lambda_1, \ldots \lambda_S$) et deux polarisations (1, 2). Les zones de service sont désignées par A, B, C, . . . N*

Canal \ Longitude	λ_1	λ_2	. . .	λ_S
1	A(1)	B(2)	. . .	G(2)
2	D(2)	E(1)	. . .	H(1)
. . .	. . .	. . .	. . .	. . .
C	K(1)	L(2)	. . .	N(2)

3.4 *Modifications*

L'élément final le plus important des diverses méthodes de planification est la possibilité pour ces méthodes de se prêter aux modifications des besoins du service, des caractéristiques techniques, des critères, de la technologie et éventuellement aux variations qui en résultent pour les allotissements. L'aisance et la mesure avec lesquelles on peut aménager des besoins changeants de planification au sein d'un plan dépendent de la méthode adoptée, ainsi que de la portion de la capacité totale de la ressource orbite/spectre non encore allotie dans le plan. La capacité est fonction des caractéristiques techniques des systèmes prévus dans le plan et des positions des satellites sur l'orbite géostationnaire.

4. Méthodes de planification

On trouvera ci-après la description de quelques méthodes possibles de planification. Toutes ces méthodes ne s'appliquent pas forcément à toutes les bandes de fréquences attribuées à la radiodiffusion par satellite.

4.1 *Plan d'allotissements détaillé des positions orbitales et des canaux*

Dans un tel plan, on fixe des valeurs spécifiques pour les emplacements sur orbite des satellites, les fréquences et les zones de service de chaque administration, de même qu'une p.i.r.e. et un sens de polarisation spécifiques pour les satellites. L'espacement orbital et les séparations des zones de service pour un fonctionnement dans le même canal et dans le canal adjacent sont fondés dans le plan, sur des valeurs spécifiques admises pour un certain nombre de caractéristiques de système supplémentaires, notamment les suivantes:

- objectifs relatifs au bruit et à la puissance surfacique,
- facteur de qualité des récepteurs,
- tolérances de maintien en position,
- objectifs relatifs au brouillage,
- caractéristiques des antennes,
- méthode de modulation et largeur de bande nécessaire,
- protection au moment des éclipses et spécifications minimales des angles de site.

Il est commode de faire une distinction entre trois types de plans d'allotissements détaillés:

Type 1: *Plan à long terme (15-20 ans)*

Il s'agit d'un plan détaillé, établi à long terme, portant sur les fréquences et les positions orbitales, dont les critères techniques, les fréquences et les positions orbitales sont fixes, les modifications n'intervenant qu'exceptionnellement dans la mesure où elles n'impliquent ni brouillage, ni protection supplémentaires. Au bout du délai spécifié, le plan serait passé en revue lors d'une conférence administrative des radiocommunications compétente.

Type 2: *Plan à moyen terme (7-15 ans)*

Il s'agit d'un plan détaillé portant sur les fréquences et les positions orbitales, dont les attributions de positions orbitales et de canaux à chaque administration vont de pair avec une procédure de modification permettant une souplesse aussi grande que possible qui ne porte pas atteinte à l'intégrité du plan. Au cours de la mise en œuvre du plan, un accord peut intervenir entre les administrations concernées pour modifier les conditions et les critères d'application. Une conférence administrative mondiale ou régionale des radiocommunications serait tenue à la fin de la période couverte par le plan en vue d'une modernisation qui tiendrait compte de l'évolution de la technique et des besoins.

Type 3: *Plan à court terme (3-6 ans)*

Il s'agit d'un plan dont les positions orbitales et les canaux sont attribués à chaque pays pour une période allant de trois à six ans. Des conférences seraient tenues avant l'échéance du plan (par exemple tous les cinq ans) pour tenir compte de nouveaux besoins et pour modifier le plan en fonction de l'évolution de la technique. Il va de soi que l'intégrité de tous les systèmes notifiés ou exploités conformément au plan en vigueur serait respectée.

Tous les plans doivent normalement inclure des positions orbitales et un nombre minimal de canaux pour toutes les administrations concernées par le plan de telle sorte que chacune d'elles puisse, dans un cadre défini, élaborer son système ou ses principes propres.

4.2 *Plan d'allotissements détaillé de positions orbitales et de blocs de fréquences*

Dans cette méthode de planification, on assigne aux administrations des parties du spectre à certaines positions orbitales. Ces parties du spectre seraient associées à certaines zones de service, mais il ne serait pas alloué de fréquences ni de polarisations spécifiques. La largeur de bande des canaux serait déterminée par la ou les administrations intéressées. En effet, ce schéma laisse aux administrations intéressées la possibilité de choisir avec souplesse les types de planification microscopiques les mieux adaptés à leurs exigences et à leurs besoins. Les administrations seraient libres de modifier leurs plans de fréquences, leurs polarisations et leurs largeurs de bande pour tenir compte de l'évolution de leurs besoins ou d'accroître la capacité des blocs de fréquences qui leur sont alloués, dans la mesure où les progrès de la technologie le permettent. En choisissant avec soin leurs zones de service et leurs positions orbitales, les administrations seraient en mesure d'utiliser en partage un satellite avec

d'autres administrations durant la phase initiale de développement de leurs besoins, tout en conservant la possibilité de modifier avec souplesse leur utilisation du bloc de fréquences lorsque leurs besoins augmentent. Les attributions spécifiques de canaux et de polarisations seraient effectuées au moment où une administration serait prête à mettre en œuvre un système pour une zone de service déterminée. Le meilleur moyen de mettre en application un tel système est de fixer les emplacements sur orbite de manière à obtenir l'isolement nécessaire entre les zones de service intéressées.

4.3 *Plan détaillé d'assignations de fréquences et d'allotissements d'arcs orbitaux*

Dans cette méthode, diverses administrations se verraient attribuer un certain nombre de canaux spécifiques par zone de service, mais il n'y aurait pas d'emplacements spécifiques sur orbite associés à ces canaux. Cependant, les administrations se verraient aussi attribuer certains arcs de l'orbite géostationnaire spécifiés qui pourraient être utilisés pour desservir les zones de service intéressées. Des attributions spécifiques de positions orbitales à une zone de service seraient faites au moment où l'administration serait prête à mettre en œuvre un système pour cette zone de service.

Cette approche de la planification pourrait autoriser une souplesse dans certains aspects de la conception des systèmes. Cependant, pour accorder un certain nombre de canaux par zone de service, quelques contraintes techniques de planification doivent être admises, y compris la largeur de bande des canaux.

4.4 *Accès garanti par coordination multilatérale*

On n'établirait pas ici un plan formel, mais des procédures garantissant l'«accès» au spectre-orbite au fur et à mesure de l'apparition des besoins. Normalement, cet accès serait coordonné par application des procédures prévues dans la méthode décrite au § 4.5. Au cas où ces procédures ne permettraient pas de satisfaire un besoin nouveau, on convoquerait une réunion spéciale des administrations dont les services pourraient être influencés, et on rechercherait le moyen de satisfaire le besoin nouveau; cette recherche porterait également sur les ajustements à apporter aux systèmes existants pour permettre l'introduction de nouveaux systèmes.

4.5 *Procédures de coordination et facteurs techniques révisables périodiquement*

Cette méthode de planification consiste à réviser périodiquement les procédures réglementaires, les règlements et les Recommandations en vigueur du CCIR, et à élaborer des procédures nouvelles, de nouveaux règlements et de nouvelles Recommandations (les plus simples possible), pour une utilisation plus efficace de la ressource orbite-spectre.

5. Procédures pour la planification a priori détaillée

La planification du service de radiodiffusion par satellite dépend de deux facteurs techniques principaux: le bruit et le brouillage. Etant donné que, dans la plupart des cas, ces deux facteurs ont un effet sur différents éléments du système, ils peuvent être pris en considération séparément pour l'élaboration de la procédure de planification. Cela permet de diviser le problème de synthèse en deux phases.

La première phase consiste en l'optimisation des caractéristiques du système technique de base pour satisfaire aux critères de qualité pour le bruit thermique. Elle permet de minimiser la puissance d'émission du satellite, pour un facteur de qualité donné des stations terminales de réception et des critères de qualité précis de protection contre le bruit thermique, c'est-à-dire un rapport C/N minimal à satisfaire en tout point d'une zone de service donnée pendant un pourcentage du temps donné. Les caractéristiques du faisceau décrites au § 7.1 peuvent être optimalisées en fonction de ces contraintes. Pour ce faire, les limites de la zone de service sont approchées manuellement par un polygone défini par les coordonnées de ses sommets.

Il est nécessaire, dans le processus de planification, d'optimiser un faisceau pour chacune des assignations possibles d'emplacements orbitaux pour le satellite desservant chacune des zones de service de manière que, pendant la phase d'assignation, les caractéristiques du faisceau soient disponibles à partir de la liste et que l'on puisse calculer les brouillages entre les différents systèmes en cause. Si la deuxième fonction du processus consiste à choisir des faisceaux dans cette liste en fonction de l'assignation des positions orbitales de chaque satellite, tous les systèmes du plan définitif seront ainsi protégés contre le bruit thermique.

La seconde phase de la synthèse consistera à assigner les positions orbitales, les polarisations et les fréquences des canaux pour satisfaire aux critères de brouillage.

On trouvera dans cette section la description d'une procédure qu'on peut appliquer pour la planification *a priori* détaillée. Cette procédure est applicable dans le cas où les largeurs de canaux sont compatibles d'un système à un autre. Un complément d'étude est nécessaire pour assouplir cette contrainte.

5.1 *Planification avec répartition régulière des canaux*

Lorsqu'on envisage de construire d'emblée un plan complet, il peut être utile de scinder le problème en deux étapes. Dans un premier temps, on construit un plan qui, à l'aide d'un nombre limité C_1 de canaux, permet de diffuser un programme de télévision (ou son équivalent) vers chaque zone de service. Dans un second temps, on transforme ce «plan à un programme par zone de service» en un plan plus général qui assigne le nombre voulu de canaux à chaque zone de service en respectant la condition d'avoir la même position d'orbite et la même polarisation pour tous les canaux d'une même zone. Une étude [CCIR, 1974-78a] décrit une méthode permettant de construire ce plan général, à l'aide de distributions régulières de canaux. Cette méthode est directement utilisable lorsqu'on veut assigner le même nombre total de canaux à chaque zone de service, mais peut aussi être modifiée et adaptée si cela n'est pas le cas (voir le § 5.4).

5.2 *Définition d'une distribution régulière*

Une distribution régulière est caractérisée par:

d : différence entre numéros des canaux consécutifs d'une zone;

t : nombre de canaux assignés à chaque zone (un canal permettant l'émission d'un programme de télévision ou de plusieurs programmes de radiodiffusion sonore);

C_1 : nombre de canaux pour un programme par zone.

Le nombre total de canaux, C, est donné par:

$$C = tC_1 \tag{1}$$

Cette équation montre aussi que C_1 représente le nombre maximal de zones de service pouvant être desservies à partir d'une seule position de satellite, sans qu'il soit nécessaire de recourir à la réutilisation des fréquences.

L'espacement des fréquences porteuses, Δ, est donné par:

$$\Delta = \frac{W - gb - b}{(C - 1)} \tag{2}$$

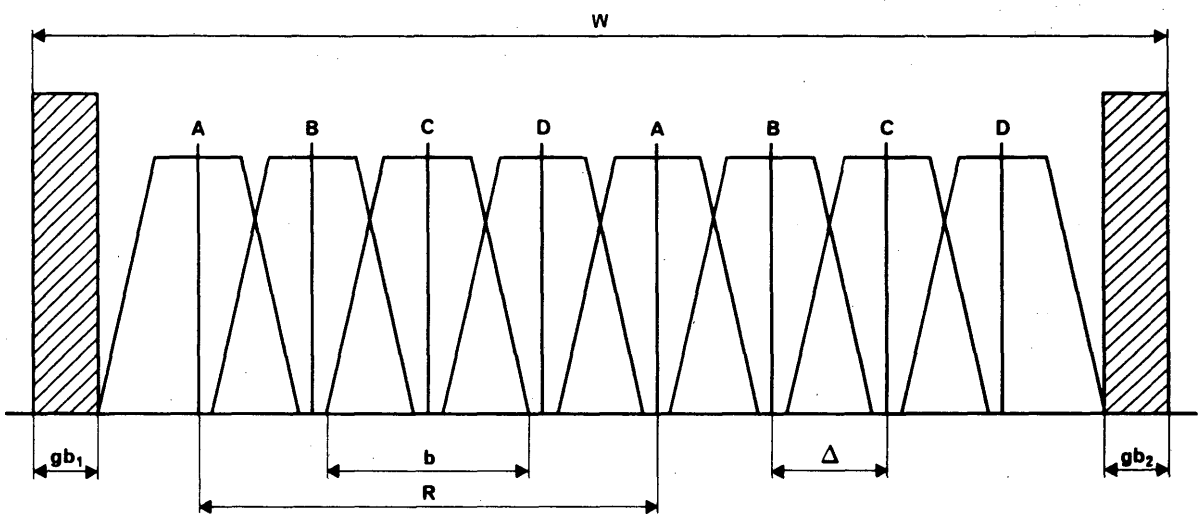
où:

W : largeur de bande totale y compris les deux bandes de garde

gb : largeur de bande totale occupée par les deux bandes de garde aux deux extrémités de la bande de fréquences attribuée

b : largeur nécessaire des canaux.

Ces variables sont représentées par la Fig. 5.



CANAUX		1	2	3	4	5	6	7	8	
ZONES		A	B	C	D	A	B	C	D	

FIGURE 5 – *Exemple d'une distribution régulière des canaux*

$C = 8$
$C_1 = 4$
$t = 2$
$d = 4$
$gb = gb_1 + gb_2$
$W = gb + b + (C - 1)\,\Delta$

5.3 *Contraintes imposées aux distributions*

Les principales contraintes imposées aux distributions régulières sont les suivantes:

- d doit être supérieur à 1, pour éviter d'assigner à une même zone des canaux adjacents qu'il serait difficile de multiplexer sur une même antenne d'émission; d doit également être petit pour ne pas trop augmenter la gamme d'accord des récepteurs qui doivent capter tous les programmes destinés à une zone de service.

Soit R l'intervalle dans lequel on peut régler la fréquence centrale d'accord des récepteurs; la condition suivante devra être satisfaite:

$$d \leqslant \frac{R}{(t-1)\Delta} \tag{3}$$

- En général, on choisit le nombre t de canaux par zone de service aussi élevé que possible, compte tenu du spectre disponible.
- Le nombre C_1 de canaux pour un programme par zone doit être un multiple de d; il est de plus compris entre un minimum (qui correspond au cas où le brouillage entre canaux adjacents est négligeable, ce qui nécessite un grand écartement des canaux) et un maximum qui est fixé à la fois:
  - par la nécessité d'avoir un nombre suffisant de positions d'orbite pour tirer parti de la discrimination apportée par l'antenne de réception vis-à-vis des brouillages;
  - et par la nécessité de ne pas diminuer l'écartement des canaux à un point tel que l'augmentation du rapport de protection dans le canal adjacent rende la planification impossible.

  Pour les valeurs de C_1 comprises entre le minimum et le maximum, l'écartement des canaux est en général inférieur à la largeur de bande des émissions et les assignations doivent donc être faites de manière à protéger à la fois le même canal et les canaux adjacents, dans la mesure indiquée par les rapports de protection correspondants. La valeur optimale de C_1 est obtenue lorsque les brouillages dans le même canal et dans les canaux adjacents sont d'importance à peu près égale. Selon des études préliminaires portant sur une quarantaine de zones de service dans la Zone européenne de radiodiffusion, l'optimum de C_1 serait égal à 8.
- Pour tirer bénéfice de l'emploi de polarisations orthogonales, il est très utile d'alterner les polarisations d'un canal à l'autre pour une même position donnée sur l'orbite, de même que d'une position à la suivante pour un même canal. Cela facilite l'assignation de canaux adjacents à des zones adjacentes, à partir de la même position, ainsi que l'assignation du même canal à des zones géographiquement peu distantes, à partir de positions sur orbite voisines. Mais dans ce cas, pour que tous les canaux d'une même zone aient la même polarisation, l'écart d entre canaux consécutifs d'une zone doit être un nombre pair. Or, comme le nombre C_1 de canaux par programme et par zone est nécessairement multiple de d, il faut que C_1 soit aussi un nombre pair.
- Il pourrait être utile d'introduire des bandes de garde, d'une part, aux extrémités de la bande allouée à la radiodiffusion par satellite (afin de réduire les brouillages dans la bande adjacente) (voir le Rapport 809) et, d'autre part, entre des groupes de canaux à l'intérieur de la bande (afin de diminuer le nombre de cas de brouillages par canal adjacent); ces dernières bandes de garde devraient être éliminées si l'on souhaite normaliser l'écartement des canaux dans plus d'une région.

Les Actes finals de la CAMR-RS-77 (voir le § 3.5.3 de l'Annexe 5 à l'Appendice 30 (ORB-85) au Règlement des radiocommunications) spécifient que l'espacement entre les fréquences assignées de deux canaux utilisés avec la même antenne de satellite doit être supérieur à 40 MHz pour les Régions 1 et 3 (voir aussi le Rapport 811). Cependant, l'espacement entre les fréquences assignées de deux canaux destinés à desservir la même zone de service peut être inférieur à 40 MHz (de sorte que la valeur du produit $d\Delta$ peut être inférieure à 40 MHz) lorsque cette zone est desservie par plusieurs satellites groupés en une même position sur l'orbite ou par un gros satellite doté de plusieurs antennes. Il faudra des études complémentaires pour pouvoir évaluer le compromis entre la complexité et le coût de ces arrangements et les possibilités plus grandes qui résultent du relâchement de la limite de 40 MHz. L'espacement sera alors limité par les caractéristiques du récepteur.

L'ensemble des contraintes précédentes a pour effet de limiter fortement le nombre de distributions régulières de canaux pratiquement intéressantes pour la planification.

La Fig. 6 donne des exemples de l'attribution des canaux à une position donnée sur l'orbite. Dans le premier cas, les valeurs choisies sont $d = 4$, $t = 5$ et $C_1 = 8$ pour une bande totale de 800 MHz. Dans le second cas, ces valeurs sont $d = 6$, $t = 5$ et $C_1 = 6$ pour une bande totale de 500 MHz. Selon l'ordre des canaux, les zones de service se succèdent alors selon la séquence A, B, C, D ou A, B, C, D, E, F.

5.4 *Distributions non régulières*

Lorsqu'il y a lieu d'assigner un nombre de canaux différent suivant les zones, les considérations précédentes sont encore applicables à condition de construire une distribution régulière dans laquelle t est pris égal au plus grand commun diviseur des nombres de canaux des diverses zones; le cas limite est celui où t devient égal à l'unité. Il faut en outre faire intervenir chaque zone autant de fois qu'on lui assigne de tranches de t canaux. Dans certains cas particuliers, une autre méthode consisterait à distribuer une tranche de t canaux entre plusieurs zones de service. L'inconvénient de ces distributions non régulières est d'accroître la difficulté du problème des brouillages dans les canaux adjacents. Toutefois, une telle situation pourrait être inévitable en pratique.

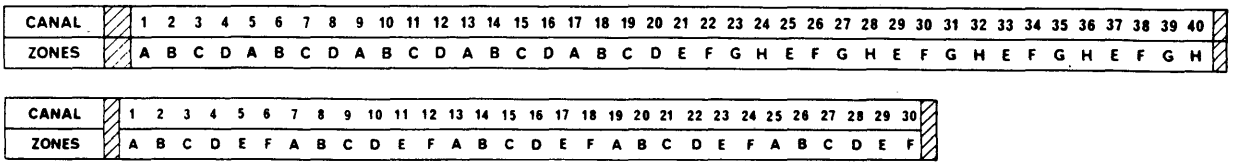


FIGURE 6 – *Exemples de distributions régulières de canaux occupant une bande totale de 800 et 500 MHz. Dans ces deux exemples, le nombre des canaux, t, alloués à chaque zone de service est égal à 5. Dans le premier exemple, C_1, nombre de canaux pour un seul programme par zone de service, est égal à 8 et la différence, d, entre les nombres de canaux alloués à la même zone de service est égale à 4. Les nombres correspondants dans le deuxième exemple sont 6 et 6. La bande de 800 MHz est alors divisée en 40 canaux dont les porteuses ont un écartement de 19,18 MHz, et la bande de 500 MHz est divisée en 30 canaux dont l'écartement nominal est 16,7 MHz. Les assignations des canaux aux zones de service A, B, C, D,... peuvent être répétées (dans d'autres zones de service) pour d'autres positions sur l'orbite*

5.5 *Normalisation de la position et de l'écartement des porteuses*

La normalisation de l'écartement des canaux et de la position de chaque canal dans la bande allouée peut être souhaitable pour utiliser plus efficacement le spectre et l'orbite et simplifier les calculs de brouillages. La valeur exacte de l'écartement des canaux et la position précise de ces canaux pourraient être déterminées en tenant compte des caractéristiques techniques appropriées. Des distributions régulières détaillées de canaux pourraient alors être établies.

6. Calcul du brouillage total

Lorsqu'on évalue la puissance produite en un point donné par un seul satellite (liaison descendante) ou en une position de satellite donnée par un émetteur de station terrienne (liaison de connexion), on peut recourir à la notion de gain équivalent pour chaque liaison partielle.

Dans chaque liaison partielle, il y a deux antennes, qui ont l'une et l'autre des caractéristiques d'émission et de réception copolaires et contrapolaires. En outre, les effets de propagation atmosphérique, représentés principalement par l'affaiblissement copolaire et par la discrimination contrapolaire, influent sur le niveau net du signal.

Le gain équivalent (en tant que rapport de puissance) d'une liaison partielle peut être représenté par l'approximation suivante:

$$G = G_1 \cdot \cos^2 \beta + G_2 \cdot \sin^2 \beta \qquad (4)$$

$$G_1 = G_{tp} \cdot G_{rp} \cdot A + G_{tc} \cdot G_{rc} \cdot A + G_{tp} \cdot G_{rc} \cdot A \cdot X + G_{tc} \cdot G_{rp} \cdot A \cdot X$$

$$G_2 = (\sqrt{G_{tp} \cdot G_{rc} \cdot A} + \sqrt{G_{tc} \cdot G_{rp} \cdot A})^2 + G_{tp} \cdot G_{rp} \cdot A \cdot X + G_{tc} \cdot G_{rc} \cdot A \cdot X$$

où:

β : pour la polarisation linéaire, est l'angle d'alignement relatif entre le plan de polarisation du signal reçu et le plan de polarisation de l'antenne de réception. Pour la polarisation circulaire, on suppose que $\beta = 0°$ correspond à l'émission et à la réception copolaires et $\beta = 90°$, à l'émission et à la réception contrapolaires

G : gain (rapport de puissance > 1)

A : affaiblissement copolaire sur la liaison partielle brouilleuse (en tant que rapport de puissance $\leqslant$ 1)

X : discrimination contrapolaire sur la liaison partielle brouilleuse (en tant que rapport de puissance $\ll$ 1)

$$X = 10^{-0,1[30 \log f - 40 \log(\cos \varepsilon_s) - 20 \log(-10 \log A)]}$$

pour $5° \leqslant \varepsilon_s \leqslant 60°$

où:

f : étant la fréquence en GHz et ε_s l'angle de site du satellite, vu depuis la station terrienne (degrés).

Pour $\varepsilon_s > 60°$, prendre $\varepsilon_s = 60°$ pour calculer la valeur de X.

Si on applique la notion de gain équivalent, la puissance de la porteuse utile (en dBW) ou la puissance brouilleuse d'une seule source de brouillage sur chaque liaison partielle, est donnée simplement par:

$$P_R = P_T - L_{FS} - L_{CA} + 10 \log G \qquad \text{dBW} \tag{5}$$

où:

P_R : puissance reçue (dBW)

P_T : puissance émise par l'antenne d'émission (dBW)

L_{FS} : affaiblissement par étalement «en espace libre» (dB)

L_{CA} : absorption par atmosphère claire (dB).

Dans l'expression de G_1, on part de l'hypothèse de l'addition en puissance des deux termes. A proximité de l'axe principal de l'émission utile, l'addition en tension des deux premiers termes est peut-être plus indiquée en raison de l'alignement de phase, mais hors de cet axe, les effets aléatoires justifient une addition en puissance. Toutefois, puisque le second terme est insignifiant à proximité de cet axe, l'hypothèse de l'addition en puissance ne compromet pas l'approximation. La dépolarisation atmosphérique est un effet aléatoire, ce qui explique que les deux derniers termes sont additionnés en puissance.

Dans l'expression de G_2, on part de l'hypothèse de l'addition en tension des deux premiers termes, puisqu'à proximité de l'axe n'importe quel terme peut être le plus important et l'alignement de phase de ces termes justifierait l'addition en tension. En dehors de cet axe principal, les 3^e et 4^e termes deviennent les plus importants, de sorte que si la somme des puissances des deux premiers termes est justifiée dans cette région, comme c'est le cas pour G_1, la validité du modèle considéré n'est pas exagérément compromise lorsqu'on applique l'addition en tension dans toutes les régions. Etant donné que le passage de l'addition en tension à proximité de l'axe à l'addition en puissance en dehors de l'axe est mal défini, les expressions susmentionnées sembleraient offrir, à la lumière des arguments avancés, un compromis raisonnable entre la précision et la simplicité.

Si le rapport puissance porteuse utile/puissance du signal brouilleur – lorsque les deux puissances sont calculées à l'aide de la formule (5) ci-dessus – doit être évalué pour le cas le plus défavorable, il est nécessaire de tenir compte des paramètres tels que les tolérances sur le maintien en position du satellite, les erreurs de pointage de l'antenne du satellite et les conditions de propagation.

L'expression donnée ci-dessus pour G_2 peut servir à étudier la sensibilité globale de discrimination aux composantes contrapolaires des antennes d'émission et de réception au voisinage de l'axe. Par exemple, si on prend comme référence les diagrammes d'antenne de la CAMR-RS-77 et si on réduit le diagramme contrapolaire du satellite de 7 dB, pour le ramener à -33 dB, on obtient une diminution de 0,5 dB de la discrimination nette; en revanche, si on réduit de 5 dB le diagramme contrapolaire de l'antenne de réception pour le ramener à -20 dB, la diminution de la discrimination effective est de 3 dB.

Les formules (4) et (5) s'appliquent telles quelles à la polarisation circulaire; elles sont également valables en polarisation rectiligne pourvu que la direction de polarisation des émissions utile et brouilleuse soit identique ou orthogonale (si l'angle entre ces deux directions a une autre valeur, des composantes supplémentaires de brouillage apparaissent).

La puissance globale de brouillage est obtenue en ajoutant les puissances ainsi calculées pour toutes les sources de brouillage. Le rapport de la puissance du signal utile/puissance globale de brouillage est le rapport porteuse/brouillage global (C/I) sur la liaison descendante. La puissance globale de brouillage de la liaison de connexion et le rapport C/I s'obtiennent de la même manière et les deux valeurs globales de C/I sont alors combinées pour donner le rapport total de C/I.

Pour l'erreur sur le maintien en position et l'erreur de pointage des antennes d'émission des satellites, il faut prendre en considération les valeurs qui donnent le niveau minimal pour le signal utile reçu et le niveau maximal pour le signal reçu du satellite brouilleur. Lorsque le satellite brouilleur est vu sous un angle de site inférieur à celui du satellite «utile», les conditions de brouillage les plus défavorables se présentent le plus souvent par atmosphère claire. Inversement, si l'angle de site du satellite brouilleur est le plus grand, ces conditions de brouillage se présentent généralement par forte pluie. Si on ne possède pas suffisamment de données pour pouvoir évaluer les évanouissements, on peut appliquer la formule suivante:

$$A = S_a(R, f)\, l(\theta, R) \qquad \text{dB} \tag{6}$$

où:

A : affaiblissement du signal par mauvais temps (dB)

S_a : affaiblissement spécifique (dB/km), qui est une fonction du taux de précipitation, R (mm/h) et de la fréquence porteuse, f. Le Rapport 563 donne des valeurs de R pour diverses zones climatiques et en fonction du pourcentage d'une année moyenne. Les valeurs de S_a peuvent être déterminées d'après le Rapport 721 (Fig. 1 ou Fig. 2), connaissant les valeurs de R et f

l : longueur équivalente du trajet (km) à travers la pluie; cette longueur dépend de l'angle de site, θ et du taux de précipitation, R (voir le Rapport 564).

Les facteurs influençant l'affaiblissement dû aux précipitations sont étudiés en détail dans [CCIR, 1974-78b].

7. Principales étapes de la planification

L'objet de ce paragraphe est de donner quelques indications sur les étapes successives de la planification.

7.1 *Calcul des faisceaux d'antenne et des p.i.r.e.*

Pour la planification, il s'est révélé utile, dans le passé, d'admettre que tous les faisceaux qui couvrent les diverses zones de service ont des sections transversales circulaires ou elliptiques. Il est probable que certains systèmes en exploitation effective fonctionneront avec des faisceaux modelés, pour réaliser la couverture souhaitée; cela étant, une autre solution consiste à postuler l'utilisation de faisceaux modelés pour évaluer la marge de protection. Si on applique cette solution, il pourra être nécessaire de modifier certaines des étapes de planification décrites ci-après. Ce point nécessite un complément d'étude.

Pour des faisceaux circulaires ou elliptiques, les éléments à déterminer sont les suivants:

- les coordonnées du centre de la zone de service défini comme le point où l'axe du faisceau rencontre la surface de la Terre;
- les dimensions du grand axe et du petit axe de la section elliptique du faisceau; ces dimensions sont de préférence à spécifier de telle manière que le contour de la section elliptique corresponde au contour de rayonnement à -3 dB de l'antenne d'émission;
- la réduction ΔG du gain de l'antenne d'émission entre le centre et le contour nominal de la zone de service (voir le Rapport 810);
- l'orientation du grand axe de la section elliptique, de préférence sous la forme de l'azimut de la trace du grand axe sur la surface de la Terre par rapport au méridien passant par le centre de la zone de service;
- l'orientation du grand axe de la section elliptique, déterminée comme suit: dans un plan normal au faisceau, la direction du grand axe de l'ellipse est définie par l'angle, mesuré dans le sens trigonométrique, entre une droite parallèle au plan de l'équateur et le grand axe de l'ellipse.

Pour le calcul, il y a lieu de tenir compte de l'erreur admissible sur le pointage et la rotation de l'antenne d'émission, de sorte que le pays considéré reste couvert dans tous les cas, ainsi que d'une limitation éventuelle des dimensions de l'antenne d'émission qui entraînerait une dimension minimale des faisceaux réalisables.

Ces paramètres peuvent être optimisés sur la base de certains critères spécifiés. Les études de l'UER, décrites dans le Rapport 809, étaient fondées sur les critères suivants:

- les frontières des pays sont représentées, par approximation, par un polygone qui doit être entièrement couvert par le faisceau;
- l'optimalisation est faite de telle sorte que le rapport des surfaces (mesurées dans un plan de projection perpendiculaire à l'axe du faisceau) de la section du faisceau et de la projection du polygone correspondant à un pays soit aussi voisin que possible de l'unité.

Dans des études faites au Canada [CCIR, 1974-78c], on représente les frontières des pays comme ci-dessus, mais l'optimalisation (par réduction au minimum de la section du faisceau) est rendue possible par l'emploi de la projection sur une sphère dont le satellite occupe le centre.

Comme le faisceau optimal pour une zone de service dépend de la position sur l'orbite, il peut être avantageux de faire les calculs une fois pour toutes, pour un grand nombre de positions espacées par exemple de 2,5° en 2,5° à l'intérieur des arcs utilisables. On constitue ainsi un fichier des faisceaux optimaux pour les divers pays.

Une fois les faisceaux définis, les puissances d'émission nécessaires se déterminent par les calculs habituels de bilans de liaisons (voir le Rapport 215). Pratiquement, les valeurs réelles de la puissance peuvent s'écarter des valeurs nominales spécifiées par le plan, d'une quantité appelée marge de puissance en exploitation (voir le Rapport 810).

7.2 *Calcul des matrices copolaire et contrapolaire des discriminations d'émission*

Ces matrices donnent, respectivement pour la composante copolaire et pour la composante contrapolaire, et pour le point le plus défavorisé de chaque pays le rapport:

$$\frac{\text{puissance surfacique copolaire utile}}{\text{puissance surfacique copolaire (ou contrapolaire) de brouillage}}$$

Les termes de ces matrices s'appliquent à tous les couples possibles de pays brouilleur et brouillé; les calculs sont à faire en tenant compte des conditions les plus défavorables pour le pointage des antennes d'émission. Ces matrices sont, en première approximation, invariantes pour tout changement des positions sur l'orbite pourvu qu'à chaque position on utilise toujours le faisceau optimal. On peut donc calculer les matrices avec un choix arbitraire de positions provisoires.

Ces matrices peuvent servir à:

- indiquer, de façon indépendante des positions sur l'orbite et donc de la discrimination de l'antenne de réception, l'intensité relative des brouillages potentiels entre zones de service;
- calculer le niveau réel des brouillages entre deux zones de service lorsque les positions sur l'orbite sont connues; on doit alors ajouter la discrimination de l'antenne de réception à la discrimination de l'antenne d'émission et tenir compte des polarisations relatives.

7.3 *Matrice des brouillages pour la réception*

On peut également calculer, lorsque les positions d'orbite sont provisoirement assignées à l'avance, une matrice des brouillages qui donne pour chaque couple de pays le rapport puissance utile/puissance de brouillage à la sortie de l'antenne de réception.

Le principal intérêt de la matrice des brouillages est de permettre d'identifier, pour chaque zone de service brouillée, l'émission qui donne lieu au brouillage prépondérant. S'il se présente un cas de brouillage critique et que l'on décide de retoucher le plan étudié, la matrice des brouillages fournit un guide en ce qui concerne les assignations qu'il y aurait lieu de modifier pour améliorer le Plan.

En outre, la matrice des brouillages donne une première idée de la répartition réelle des brouillages, car en toute première approximation on peut faire intervenir les brouillages multiples à l'aide d'un facteur de correction, estimé par exemple à 3 dB, que l'on applique, pour un pays brouillé donné, au terme de la matrice correspondant au brouilleur prépondérant.

7.4 *Algorithmes d'assignations de canaux, de positions d'orbite et de polarisations*

Le nombre de plans théoriquement imaginables est si élevé qu'on ne peut espérer les passer tous en revue. Il est donc utile de disposer d'une ou de plusieurs méthodes, qui peuvent prendre la forme d'algorithmes programmés sur ordinateur, et qui permettent d'obtenir rapidement un certain nombre de projets de plans plus ou moins satisfaisants. Ces algorithmes doivent avoir pour objet de proposer des assignations telles que les brouillages soient faibles. D'autres méthodes permettent de préparer manuellement des projets de plan analogues, sans le recours à des ordinateurs.

Plusieurs programmes d'ordinateur ont été établis dans plusieurs pays (voir le Rapport 812). Certains de ces programmes permettent de produire des plans dans lesquels toutes les marges de protection sont positives avec le nombre minimal de canaux, ou dans lesquels les marges de protection les plus petites sont maximalisées pour un nombre donné de canaux. Les plans ainsi obtenus peuvent être modifiés par des méthodes manuelles, dans les cas où les conséquences de ces modifications sont peu importantes: par exemple, orientation des faisceaux, p.i.r.e., etc. Toutefois, certains éléments ne peuvent pas être modifiés sans qu'il en résulte un bouleversement complet du plan optimalisé.

Même si on utilise un ordinateur, certaines des opérations de planification peuvent être effectuées manuellement; en particulier, l'assignation des polarisations peut se faire systématiquement par application de certaines règles simples. Par exemple, conformément aux indications du § 5.3, on peut assigner des polarisations orthogonales à des satellites qui utilisent des canaux adjacents à partir de la même position orbitale, ou qui utilisent le même canal à partir de positions orbitales adjacentes. Il convient de signaler cependant que ces règles manuelles sont d'une utilisation moins souple que les algorithmes de recherche opérationnelle sur ordinateur.

Dans le cas où les liaisons de connexion sont planifiées en même temps que les liaisons descendantes (comme dans le cas de la CARR SAT-83, Région 2), on sait qu'il est très avantageux d'ajuster individuellement les contributions du bruit et du brouillage de la liaison de connexion et de la liaison descendante. Cependant, la complexité du processus de planification en est considérablement accrue et il est encore plus indispensable d'avoir recours à des ordinateurs.

Si l'on admet que la liaison descendante dominera les bilans de bruit et de brouillage, l'approche globale en matière de planification des liaisons de connexion et des liaisons descendantes consistera, dans un premier temps, à attribuer les ressources orbite/spectre à la liaison descendante. Il faut tout d'abord mener de front une synthèse et une analyse dans une boucle d'optimisation. En second lieu, il faut attribuer les possibilités correspondantes du spectre à la liaison de connexion (au stade initial, l'orbite a déjà été assignée ou au moins soumise à des contraintes). Il faut également mener de front une synthèse et une analyse dans une boucle d'optimisation (cependant, cette boucle peut être grandement simplifiée par rapport à celle de la liaison descendante). Ce processus de planification en deux étapes peut être rattaché à une analyse globale et répété jusqu'à ce qu'on obtienne une assignation acceptable. La Fig. 7a décrit la totalité du processus.

Une seconde approche permet de procéder beaucoup plus simplement à l'optimisation simultanée de la liaison de connexion et de la liaison descendante et consiste à mener de front une synthèse et une analyse dans une boucle d'optimisation, comme l'indique la Fig. 7b [CCIR, 1978-82b]. Cependant, cette approche produira les mêmes assignations relatives pour la liaison de connexion et pour la liaison descendante. Par suite, on obtiendra une fréquence de transposition commune à tous les systèmes considérés. Cette approche suppose l'utilisation d'un répéteur complètement transparent, c'est-à-dire sans filtrage supplémentaire des canaux adjacents, sans suppression ou renforcement des signaux peu importants (en raison du fonctionnement à saturation ou presque du tube à ondes progressives non linéaire). Lorsque cette transposition commune impose des contraintes trop élevées, le plan pourrait être revu de manière à s'inspirer de la première approche décrite ci-dessus, en vue de satisfaire à des besoins particuliers qui sont incompatibles avec la transposition de fréquences exacte du plan de la liaison descendante, ce qui permettrait de mieux optimiser le Plan.

Cette seconde approche n'apporte qu'une des simplifications possibles au problème de la planification de la liaison de connexion et des liaisons de radiodiffusion. Un complément d'étude est nécessaire pour identifier d'autres méthodes.

8. Critères pour le choix de la méthode de planification et l'évaluation du Plan

8.1 *Critères généraux pour le choix d'une méthode de planification*

On pourrait se fonder sur des critères généraux pour choisir, parmi les diverses méthodes possibles pour planifier l'utilisation de l'orbite et du spectre, celle qui conviendra le mieux à tel ou tel ensemble de circonstances. Les critères ci-après sont proposés sur la base des études du GTI 4/1:

Ces onze critères ont été présentés dans un ordre arbitraire, car il est reconnu que l'importance relative de chacun d'eux varie d'une administration à l'autre. Toutefois, ce qu'il y a lieu de faire est de commencer par fixer les objectifs avec leur importance relative, puis d'évaluer la mesure dans laquelle chaque méthode de planification est capable de les atteindre. La durée de validité du Plan a également une influence sur l'évaluation des objectifs.

Ces critères ne s'appliquent pas tous à tous les cas de planification. Leur application dépend de la bande de fréquences considérée.

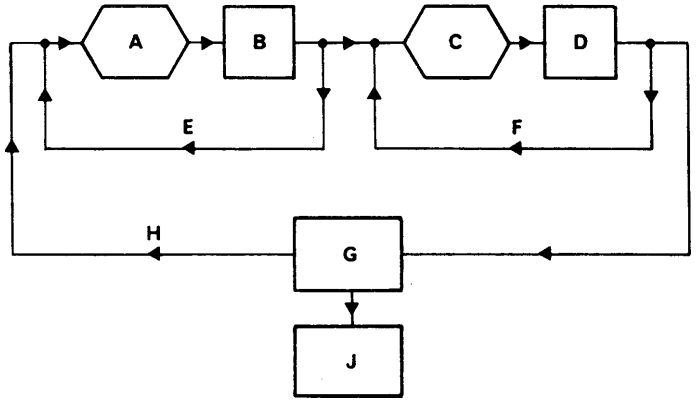


FIGURE 7a – *Processus de planification des liaisons de connexion et des liaisons descendantes du service de radiodiffusion par satellite*

A: *synthèse pour les liaisons descendantes*
Assigner – canaux pour les liaisons descendantes
– polarisation pour les liaisons descendantes
– emplacement orbital
B: *analyse pour les liaisons descendantes*
C: *synthèse pour la liaison de connexion*
Assigner – canaux pour la liaison de connexion
– polarisation pour la liaison de connexion
D: *analyse des liaisons de connexion*
E: itération inacceptable du plan des liaisons descendantes
F: itération inacceptable du plan pour les liaisons de connexion
G: *analyse complète*
H: itération inacceptable de l'ensemble du plan
J: *documentation acceptable de l'ensemble du plan*

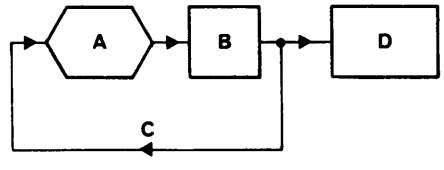


FIGURE 7b – *Processus simplifié de planification simultanée des liaisons de connexion et des liaisons descendantes*

A: *synthèse du plan*
Assigner – des canaux pour les liaisons de connexion et les liaisons descendantes
– position orbitale et polarisation
B: *analyse du plan*
C: itération inacceptable du plan
D: *documentation acceptable du plan*

8.1.1 *Accès équitable*

La méthode garantit-elle en pratique, à tous les pays, l'accès équitable à l'orbite des satellites géostationnaires et aux bandes de fréquences que l'on planifie?

8.1.2 *Besoins de services*

8.1.2.1 Est-il possible de faire des prévisions valables des besoins du service de radiodiffusion par satellite, pouvant servir de base pour les allotissements à inscrire dans le Plan?

8.1.2.2 Est-il possible de définir dans le plan des allotissements qui permettent de satisfaire aux divers besoins probables, y compris pour des systèmes à satellites desservant plusieurs administrations?

8.1.3 *Prise en compte de nouveaux systèmes non prévus ou de variation des besoins*

Existe-t-il une procédure efficace permettant de prendre en compte les nouveaux systèmes non prévus, ou l'augmentation ou la diminution des besoins du service de radiodiffusion par satellite (par exemple, transfert des services sur de nouveaux satellites fonctionnant dans d'autres bandes de fréquence)?

8.1.4 *Prise en compte des systèmes existants*

La méthode de planification assure-t-elle la protection des systèmes déjà en exploitation pendant la mise en œuvre et l'application du Plan?

8.1.5 *Fixation et modification des caractéristiques techniques et des critères de brouillage*

8.1.5.1 Est-il possible de fixer et de maintenir pendant la durée d'application du plan des caractéristiques techniques et des critères de brouillage tenant compte de l'évolution technologique et des exigences des services prévisibles?

8.1.5.2 Est-il prévu de modifier les caractéristiques techniques et les critères de brouillage du Plan, pour tirer parti de réalisations techniques plus efficaces et moins coûteuses?

8.1.6 *Restrictions dues au partage avec d'autres services*

La méthode impose-t-elle des contraintes de partage supplémentaires aux services de Terre ou spatiaux, planifiés ou non planifiés, du fait du partage d'une même attribution de fréquences?

8.1.7 *Utilisation efficace de la ressource orbite-spectre*

8.1.7.1 La méthode de planification permet-elle une utilisation efficace de la ressource orbite-spectre?

8.1.7.2 Incite-t-elle à appliquer des normes techniques optimales?

8.1.8 *Répercussions sur les coûts des systèmes à satellites*

Le Plan comprend-il des dispositions qui, pendant sa durée d'application, risqueraient d'obliger les administrations à utiliser progressivement des systèmes à satellites plus coûteux? Le Plan permet-il aux administrations de tirer parti des économies de coût rendues possibles par les progrès futurs?

8.1.9 *Coûts administratifs*

La mise en œuvre et l'application du Plan, au niveau administratif, imposent-elles un grand volume de travail aux personnels administratifs et techniques, compte tenu de l'importance relative des coûts de système et des coûts administratifs?

8.2 *Evaluation d'un plan*

8.2.1 *Introduction*

Il est souhaitable de disposer de méthodes précises et si possible normalisées pour évaluer les résultats de tel ou tel projet, afin de pouvoir en analyser un certain nombre et choisir celui qui présente le maximum d'avantages. La qualité d'un plan peut être jugée de divers points de vue dont certains ne sont pas nécessairement chiffrables.

8.2.2 *Efficacité d'utilisation de la ressource orbite-spectre*

Un critère fondamental est l'efficacité d'utilisation de la ressource orbite-spectre mise à la disposition des utilisateurs du Plan. Cette efficacité serait mesurée par le nombre maximal de programmes ou de canaux qui seraient transmis par un nombre donné de satellites utilisant un arc d'orbite limité et une largeur de spectre limitée. Ce sujet a été l'objet de plusieurs études [CCIR, 1974-78d].

8.2.3 *Marges de protection*

Un autre facteur à considérer est la marge de protection, telle que décrite ci-dessous.

8.2.3.1 *Marge globale de protection dans le même canal*

La marge globale de protection dans le même canal est définie au § 4.7 de la Recommandation 566. Cette marge caractérise la qualité du plan considéré en ce sens que, si sa valeur n'est nulle part négative, les brouillages dans le même canal sont partout acceptables. Contrairement à la matrice des brouillages, la marge globale de protection fait intervenir les brouillages dus à toutes les émissions utilisant le même canal. Son calcul est à faire pour chacun des points de réception envisagés et, afin de donner une idée de sa répartition statistique à l'intérieur de chaque pays brouillé, on peut retenir les valeurs de la marge globale de protection qui sont dépassées en 100%, 90%, 50% et 0% des emplacements de réception.

8.2.3.2 *Marge globale de protection pour le canal adjacent*

La marge globale de protection pour le canal adjacent et celle qui concerne le deuxième canal adjacent se trouvent respectivement définies aux § 4.8 et 4.9 de la Recommandation 566.

8.2.3.3 *Marge globale de protection équivalente*

Bien qu'il importe, pour les besoins de la planification, de considérer séparément la marge globale de protection pour le même canal et pour les canaux adjacents, lorsqu'on évalue un plan, il est souvent indiqué d'utiliser une marge globale de protection équivalente, comme défini au § 4.10 de la Recommandation 566.

Tous les calculs de marge de protection sont basés sur la somme des puissances des différents brouilleurs. Des mesures effectuées récemment au Canada [CCIR, 1982-86a] et aux Etats-Unis [CCIR, 1982-86b] ont fait apparaître que la somme des puissances est une approximation, qui peut être légèrement pessimiste pour les brouilleurs dans le même canal et optimiste pour les brouilleurs dans les canaux adjacents. Les mesures indiquent que les brouilleurs multiples dans les canaux adjacents se combinent pour produire un effet nuisible qui est de 2 à 6 dB plus fort que la somme des puissances. Dans le cas de la combinaison des brouilleurs dans le même canal et des brouilleurs dans les canaux adjacents, l'effet est la somme des puissances des effets brouilleurs individuels de la gamme des rapports porteuse/brouillage. Pour les valeurs élevées de ce rapport, les effets subjectifs sont dominés par le brouillage dans le même canal, alors que pour les petites valeurs c'est le brouillage dans les canaux adjacents qui est le plus important. Des détails sur les mesures figurent dans le Rapport 634.

Un plan pourrait alors être considéré comme acceptable dans chaque zone de service dès lors que les marges globales équivalentes de protection sont positives ou voisines de zéro.

8.2.4 *Simulation des scénarios les plus pessimistes*

Lorsque l'on simule des scénarios de toute méthode de planification, on a pour habitude de faire les essais pour l'apparition simultanée des cas les plus défavorables des nombreuses variables concernées, par exemple:

- rapport de protection
- caractéristiques de discrimination de l'antenne
- tolérances d'erreur de pointage de l'antenne
- tolérances de maintien en position
- différence entre les affaiblissements par la pluie
- tolérances de puissance d'émission
- tolérances de gain à la réception, etc.

Pour bien faire, il faudrait une méthode statistique pour garantir un rapport de protection adéquat, une certaine valeur du rapport C/I (puissance du signal utile/puissance du signal brouilleur) étant assurée pendant un certain pourcentage du temps, un peu comme pour l'affaiblissement dû aux précipitations et pour la perception subjective de la qualité de l'image (qui constitue, après tout, le critère décisif final).

Il est toutefois pratiquement impossible de déterminer la nature statistique d'un jeu de tolérances interdépendantes puisque, dans certains cas, on ne dispose pas de données statistiques, que dans d'autres cas, ces données statistiques varient avec le temps (par exemple, conditions météorologiques ou vieillissement) et que, dans d'autres cas encore, les données statistiques (par exemple, erreur de maintien en position ou de pointage du faisceau) sont établies par des exploitations différentes qui peuvent adopter des stratégies de rectification différentes. Dans ces circonstances, il faut admettre un plan intégralement appliqué avec une combinaison des cas les plus défavorables pour les paramètres et tolérances ci-dessus.

9. Conséquences du Plan établi pour les Régions 1 et 3 et résultats d'autres travaux

Le Plan adopté par la CAMR-RS-77 pour les Régions 1 et 3 montre que l'on peut obtenir en général cinq programmes par zone de service avec un écartement de 19,18 MHz entre canaux et un espacement nominal de 6° entre satellites. Le Plan prévoit un petit nombre de marges de protection équivalentes négatives (de l'ordre de -1 à -3 dB par rapport au rapport de protection de 31 dB), mais il est généralement considéré comme satisfaisant.

Une étude [CCIR, 1974-78e] fournit des renseignements sur la discrimination nécessaire quand deux satellites de radiodiffusion desservent, sur les mêmes fréquences, des zones qui se chevauchent. La Fig. 8 représente la variation du rapport de protection en fonction de l'angle de discrimination des antennes, pour un partage de fréquences entre des satellites de radiodiffusion. Les travaux entrepris par l'UER sont résumés dans [Mertens et autres, 1976].

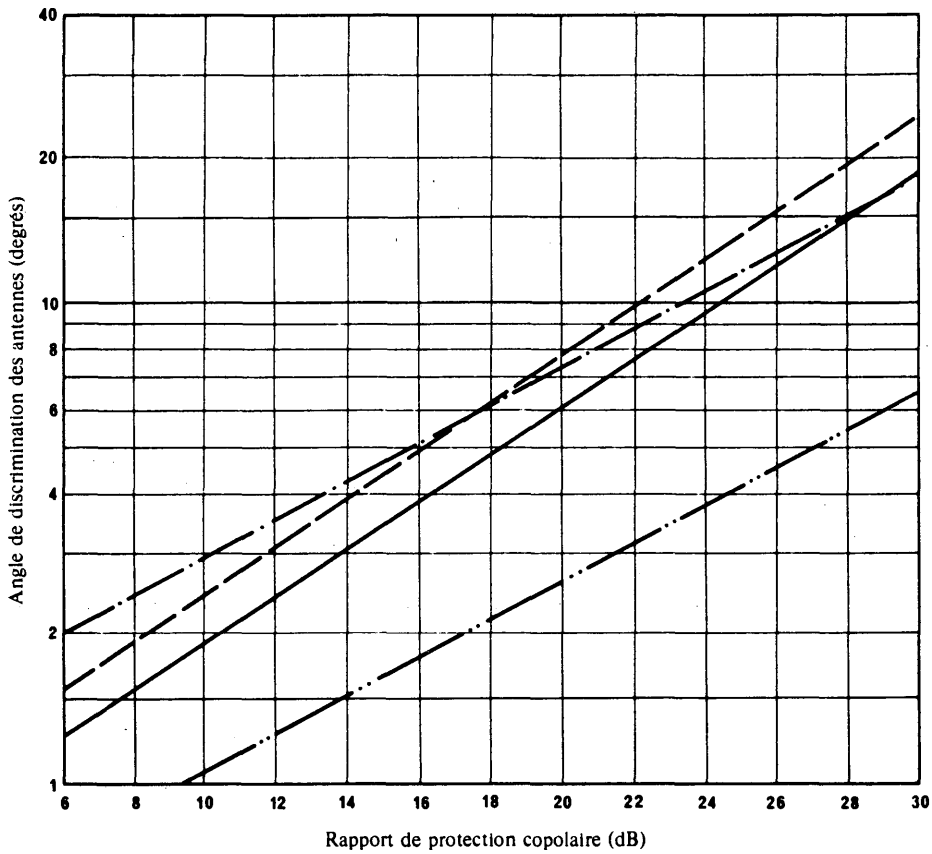


FIGURE 8 – *Variation du rapport de protection en fonction de l'angle de discrimination des antennes pour le partage des fréquences entre satellites de radiodiffusion*

Protection entre satellites de radiodiffusion pour réception individuelle (diamètre d'antenne, 1 m; ouverture de faisceau, 1,7°; gain, 39,2 dB)

Protection entre satellites de radiodiffusion pour réception individuelle (diamètre d'antenne, 0,75 m; ouverture de faisceau, 2,2°; gain, 36,7 dB)

Protection entre satellites de radiodiffusion pour réception communautaire (diamètre d'antenne, 1,5 m; ouverture de faisceau, 1,1°; gain, 42,7 dB)

Protection de satellites de radiodiffusion pour réception communautaire contre des satellites pour réception individuelle

10. Résultats du Plan pour la Région 2

10.1 *Le Plan*

Le Plan adopté par la CARR SAT-83 a permis de faire face à presque tous les besoins en matière de service de radiodiffusion par satellite présentés à cette Conférence. Parmi eux figuraient des positions de satellite multiples, chacune avec la totalité de la bande (12,2-12,7 GHz), pour les pays ayant les besoins les plus importants, pas moins de quatre canaux pour tout pays et plusieurs faisceaux régionaux pour les pays qui les avaient demandés.

Une évaluation du Plan faite à l'ordinateur a mis en évidence plusieurs marges globales équivalentes de protection négatives, mais elles furent en général considérées comme acceptables par toutes les administrations qui participèrent à la Conférence CARR SAT-83.

La capacité moyenne de ce Plan par zone de service est notablement plus grande que celle du Plan pour les Régions 1 et 3. Les principales raisons en sont les suivantes:

- le plus faible rapport de protection adopté (28 dB au lieu de 31),
- l'emploi d'espacements entre satellites non réguliers,
- l'adoption de paramètres techniques reflétant une technologie plus avancée, notamment pour ce qui est des diagrammes d'antennes de référence,
- l'emploi de positions orbitales multiples et des deux sens de polarisation pour une même zone de service,
- l'exploitation systématique des particularités géographiques de la Région 2,
- il y a moins de zones de service par degré de longitude dans la Région 2 que dans les Régions 1 et 3 (voir le § 10.2 ci-dessous).

10.2 *Caractéristiques géographiques particulières de la Région 2*

10.2.1 *Limites*

La Région 2 diffère des deux autres Régions par le fait que ses limites, aussi bien à l'est qu'à l'ouest, sont des limites océaniques sur toute leur longueur. A deux exceptions près – l'Islande et l'est de la Sibérie – il n'existe pas de grandes masses continentales habitées à l'extérieur ni à proximité de ces limites. Par ailleurs, la limite «est» comme la limite «ouest» ont une orientation générale nord-sud. Il en résulte des interactions relativement faibles entre le service de radiodiffusion par satellite en Région 2 et les services exploités dans les mêmes bandes de fréquences en Régions 1 et 3. Ces interactions sont analysées en détail dans le Rapport 809.

10.2.2 *Division en sous-régions*

Pour planifier l'utilisation de l'orbite on peut considérer que la Région 2 se compose de trois sous-régions: l'Amérique du Sud, l'Amérique centrale et l'Amérique du Nord. Le Groenland, qui appartient à la Région 2, ne fait pas partie à proprement parler de l'Amérique du Nord, mais il en est un prolongement géographique.

Une des caractéristiques de cette division est une interaction relativement faible entre les attributions de fréquences et de positions orbitales faites respectivement pour l'Amérique du Nord et pour l'Amérique du Sud. Bien entendu, les séparations exactes, exprimées en ouvertures de faisceau, dépendent de l'étendue des zones de service choisies, surtout dans les pays les plus grands qui seront probablement couverts par plusieurs zones de service. Mais, pour la plupart des choix probables, les seules zones de service de l'Amérique du Nord et de l'Amérique du Sud qui sont séparées les unes des autres par moins de 1,6 ouverture de faisceau sont le Mexique au nord, la Colombie et le Venezuela au sud.

Par contre, il y a de grandes interactions entre l'Amérique centrale (y compris les îles des Caraïbes) et l'Amérique du Nord, et entre l'Amérique centrale et l'Amérique du Sud. Il convient de souligner un fait important: les zones de service en Amérique centrale sont peu étendues, mais leur nombre est relativement grand. Il a fallu tenir compte de ce fait pour la planification.

10.2.3 *Conséquences*

On peut tirer parti des caractéristiques géographiques susmentionnées pour améliorer l'utilisation de l'orbite-spectre dans le Plan de radiodiffusion par satellite à 12 GHz pour la Région 2. On peut en particulier placer deux satellites fonctionnant dans les mêmes canaux et desservant respectivement des zones de l'Amérique du Nord et de l'Amérique du Sud, très près l'un de l'autre sur l'orbite des satellites géostationnaires. A la limite, lorsque les satellites desservent des zones séparées par au moins 5 à 8 ouvertures du faisceau (éventuellement moins si l'on utilise des faisceaux modelés), en prenant comme base la plus grande zone de service, ils peuvent occuper la même position. Si les satellites desservent des zones moins éloignées l'une de l'autre, comme c'est le cas lorsqu'un satellite dessert l'Amérique centrale et qu'un autre dessert l'Amérique du Nord ou l'Amérique du Sud, des séparations plus importantes sont nécessaires mais elles restent tout de même inférieures à celles nécessaires pour une zone de service adjacente.

Une étude des caractéristiques géographiques intéressant la planification se trouve dans le § 10.4 du Rapport 453.

11. Critères de planification pour les autres bandes dans lesquelles des fréquences sont attribuées au service de radiodiffusion par satellite

11.1 *Introduction*

Les autres bandes de fréquences attribuées à la radiodiffusion par satellite sont les suivantes: de 620 à 790 MHz, de 2500 à 2690 MHz, de 22,5 à 23 GHz, de 40,5 à 42,5 GHz et de 84 à 86 GHz. On possède très peu de données sur la planification des bandes des 23, 42 et 85 GHz, si ce n'est que les phénomènes liés à la propagation dans l'atmosphère auront une très grande importance.

11.2 *Systèmes à 2,6 GHz**

Selon les dispositions du Règlement des radiocommunications, l'utilisation de la bande de 2,6 GHz par le service de radiodiffusion par satellite est limitée aux systèmes nationaux et régionaux pour la réception communautaire (voir le numéro 757 du Règlement des radiocommunications).

Dans le présent Rapport, les résultats d'une étude [CCIR, 1970-74a] portant sur la réception communautaire figurent au Tableau II ci-dessous.

TABLEAU II

Système	Fréquence (GHz)	Largeur de bande (MHz)	Rapport de protection (dB)	Espacement des satellites (degrés)	Diagramme de rayonnement
1	2,6	22	30	4	A
2	2,6	22	33	2,8	B

Diagramme A: $\Delta G = 10{,}5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)$ dB

Diagramme B: ΔG = la plus petite des deux valeurs: $10 \log [1+(2\varphi/\varphi_0)^{6N-9}]$ ou

$$3 + 10 \log [80N + (2\varphi/\varphi_0)^{N}] \text{ dB}$$

où: ΔG est égal au gain dans l'axe diminué du gain à l'angle φ.
Pour les deux diagrammes, $\Delta G \leq 40$ dB
et N est le taux exponentiel d'affaiblissement en fonction de l'écart angulaire du lobe latéral, par exemple, pour la réception individuelle, $N = 2$ et pour la réception communautaire, $N = 2{,}5$.

11.3 *Systèmes à 700 MHz**

En ce qui concerne l'efficacité de l'utilisation de l'orbite géostationnaire, des études montrent que, pour le service de radiodiffusion par satellite (télévision) utilisant des fréquences voisines de 700 MHz, il y a lieu d'adopter les critères suivants pour la modulation de fréquence avec excursion crête-à-crête de 8 à 16 MHz:

11.3.1 Pour le partage des fréquences entre des zones qui ne se chevauchent pas et qui sont desservies à partir d'une même position orbitale sur l'orbite géostationnaire, la discrimination totale nécessaire pour obtenir le rapport de protection doit être réalisée par abaissement du rayonnement dans les lobes latéraux des antennes d'émission. En règle générale, ce critère exigerait une séparation minimale des zones de service approximativement égale à la séparation correspondant au premier minimum du diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission. L'emploi de polarisations circulaires orthogonales pourrait se révéler efficace dans le cas de zones de service peu éloignées les unes des autres.

11.3.2 Avec les émetteurs partageant le même canal et placés dans des positions orbitales différentes, un espacement minimal utile pourrait être approximativement celui correspondant à l'angle compris entre l'axe du faisceau principal et le premier minimum du diagramme de rayonnement de l'antenne de réception, en admettant que celui-ci serait le même pour toutes les installations de réception. L'antenne d'émission et l'antenne de réception doivent assurer globalement une discrimination suffisante pour obtenir le rapport de protection.

11.3.3 Si l'on veut que les effets de propagation aient peu d'influence et si l'on veut en même temps réaliser une économie de positions orbitales des satellites géostationnaires, il faut que la longitude d'un satellite de radiodiffusion ne s'écarte pas de plus de 45° environ de la longitude moyenne de la zone de service de ce satellite. Lorsqu'on détermine la position d'un satellite par rapport à cette longitude moyenne, il faut aussi tenir compte des conditions de partage avec les services de télévision de Terre.

On a étudié le nombre des canaux nécessaires pour desservir chaque pays d'un groupe d'environ trente pays. Cette étude [CCIR, 1970-74b] a donné les résultats représentés sur la Fig. 9. On a supposé l'utilisation d'une antenne pour réception communautaire. Ces résultats provisoires proviennent d'un exemple seulement; ils devraient être complétés par d'autres études.

* Cette bande est utilisée en partage avec d'autres services, dont beaucoup fonctionnent déjà dans certains pays. De ce fait, la planification pour cette bande risque de se heurter à de grosses difficultés d'ordre pratique pour le partage, dans le cas des équipements existants qui fonctionnent conformément aux assignations correspondant à ces services.

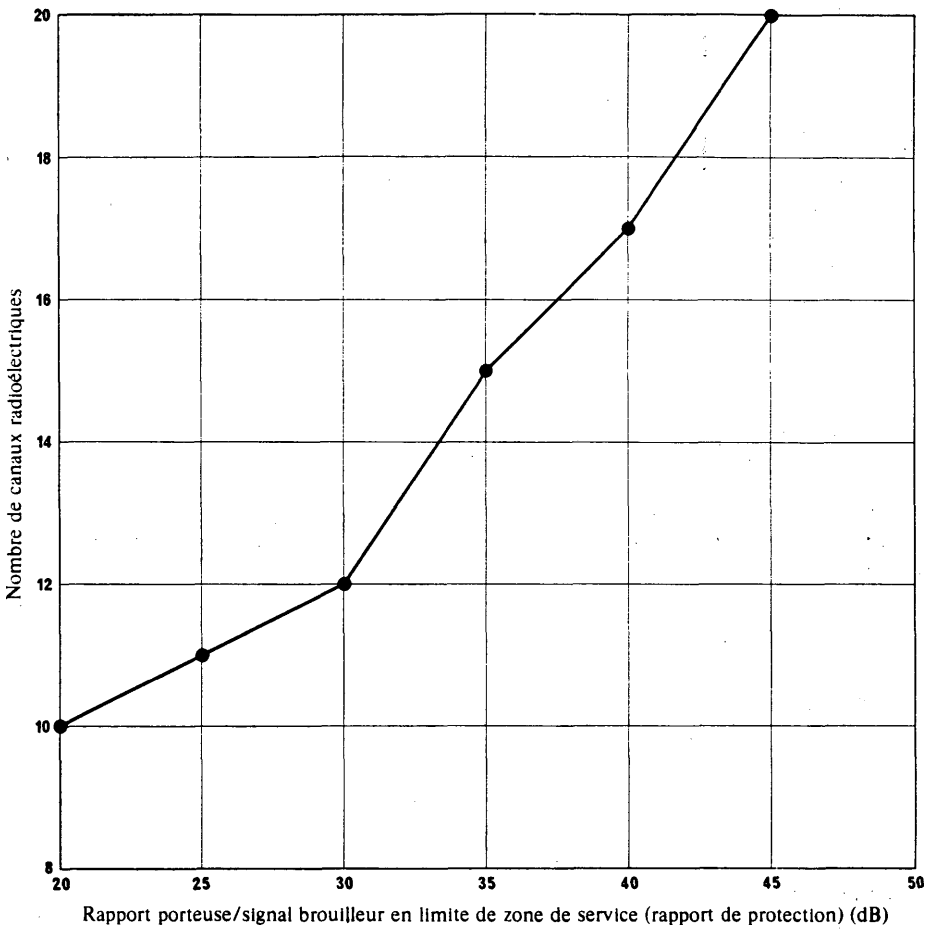


FIGURE 9 – *Nombre de canaux radioélectriques requis pour fournir un programme national à trente pays environ d'un continent, en fonction du rapport porteuse/signal brouilleur*

(Exemple pour une région caractéristique de l'Asie orientale)

Fréquence: 700 MHz, réception communautaire
Diamètre de l'antenne de réception au sol: environ 3,5 m (ouverture, 8°)
Satellite se trouvant à la longitude de la zone de service
Ouverture de l'antenne du satellite φ: $7° > \varphi \geqslant 3°$

12. Fonctions du service d'exploitation spatiale

Selon le Règlement des radiocommunications, les fonctions du service d'exploitation spatiale, telles que poursuite, télémesure et télécommande (TTC) devraient être assurées dans les bandes de fréquences du service fixe par satellite. Pour le sens espace-Terre, ces fonctions peuvent se résumer comme suit:

- télémesure: transmission continue de faible débit binaire,
- mesure de distance: mesure non continue par signaux ou par codes,
- poursuite de l'antenne d'une station terrienne: continue, sur porteuse résiduelle de télémesure ou sur porteuse balayée.

Outre les signaux de fonction du service d'exploitation spatiale de la liaison descendante qui sont résumés plus haut, il faut également assurer les fonctions du service de la liaison montante, à savoir:

- la télécommande,
- la poursuite (mesure de distance),
- l'exécution des commandes (après vérification),
- le concours possible d'une balise au sol pour le pointage des faisceaux.

La télécommande et la mesure de distance sont des besoins évidents. Dans la plupart des systèmes de commande, il faut un processus en deux temps pour l'exécution des commandes: la télécommande est retransmise à l'équipement au sol pour vérification par la voie de télémesure et elle est alors exécutée à l'aide d'une commande séparée à partir du sol. La balise peut être reçue par un détecteur radiofréquence à bord de l'engin spatial et être utilisée pour améliorer la précision de pointage de l'antenne sur la liaison descendante de l'engin spatial.

Lorsque des satellites voisins sont groupés dans un emplacement orbital unique, il est souvent nécessaire qu'ils soient commandés par différents utilisateurs ou par différentes administrations. Dans de tels cas, il peut se produire un brouillage avec des signaux vidéo dû aux signaux de commande multiples qui occupent un canal non linéaire unique de satellite. Une étude [CCIR, 1978-82c] montre que les non-linéarités des canaux, dues essentiellement à des amplificateurs à tubes à ondes progressives, génèrent des produits d'intermodulation à partir des signaux de télécommande multiples qui causent des brouillages dans les canaux adjacents aux bandes de garde. Cette étude est résumée brièvement dans le § 6 de l'Annexe au Rapport 634.

Des indications complémentaires sur les fonctions TTC se trouvent dans le Rapport 1076.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

EDELSON, B. I. et MORGAN, W. L. [septembre 1977] Orbital Antenna Farms, *Astron. Aeronaut.*, Vol. 15, **9**, 20-28.

FORDYCE et STAMMINGER [10-14 juin 1979] The use of geostationary platforms for future US domestic satellites communications. IEEE International Conference on Communications (ICC '79), Boston, Ma., Etats-Unis d'Amérique, Conf. Record, Vol. 3, 49.4/1.5.

MERTENS, H., ARNAUD, J. F., BROWN, A., GALIC, R. et PHILLIPS, G. J. [mars 1976] Radiodiffusion par satellites. Conception et planification des systèmes à 12 GHz. Doc. tech. 3220 de l'UER.

Documents du CCIR

[1970-74]: **a.** 11/69 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 11/30 (Japon).

[1974-78]: **a.** 11/26 (UER); **b.** 11/384 (Canada); **c.** 11/105 (Canada); **d.** 11/155 (Etats-Unis d'Amérique); **e.** 11/107 (Canada).

[1978-82]: **a.** 10-11S/32 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 10-11S/111 (Canada); **c.** 10-11S/153 (France).

[1982-86]: **a.** 10-11S/55 (Canada); **b.** 10-11S/49 (Etats-Unis d'Amérique).

BIBLIOGRAPHIE

IZUMI, T., MATSUSHITA, M., KANEDA, S. et OHMI, K. [décembre 1976] A study for planning broadcasting-satellite service in the 12 GHz band. NHK Lab. Note, N° 205.

REINHART, E. E. [mai 1974] Orbit spectrum sharing between the fixed satellite and broadcasting satellite services with applications to 12 GHz domestic systems. National Aeronautics and Space Administration, R-1463-NASA.

SIOCOS, C. A. [1975] Broadcasting-satellite service: Minimum elliptical beam determination. *JSMPTE*, Vol. 84, 147-150.

Documents du CCIR

[1970-74]: 11/312 (UER).

[1978-82]: 10-11S/31 (Etats-Unis d'Amérique); 10-11S/40 (Canada).

RAPPORT 811-2

SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE

Eléments de planification utilisés pour l'établissement des Plans d'assignations de fréquence et de positions orbitales pour le service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz

(Question 1/10 et 11, Programme d'études 1A/10 et 11)

(1978-1982-1986)

1. Introduction

La première chose à faire pour établir un plan d'assignations de fréquence et de positions orbitales pour le service de radiodiffusion par satellite consiste à choisir les diverses caractéristiques du système en connaissant leurs conséquences sur la planification. Le présent Rapport passe en revue le plus grand nombre possible des caractéristiques qui ont servi de base aux Plans pour la bande 11,7-12,5 GHz dans la Région 1, pour la bande 11,7-12,2 GHz dans la Région 3 et pour la bande 12,2-12,7 GHz dans la Région 2.

2. Eléments de planification

Les éléments de planification utilisés pour l'élaboration de plans dépendent en grande partie des détails que l'on souhaite inclure dans les plans. Toutefois, il ne faut pas oublier que, pour établir un plan viable, il faut le tester par analyse sur ordinateur. Bien que d'autres facteurs aient une influence importante sur la viabilité d'un plan, sa faisabilité technique dépend essentiellement du respect des critères de brouillage admis pour tous les systèmes qui font partie du plan. Les essais doivent donc comporter le calcul des brouillages causés par toutes les sources, ce qui nécessite l'utilisation de valeurs spécifiques pour tous les paramètres se rapportant à ce calcul. Lorsque, pour certains paramètres, le plan prévoit des gammes entières de valeurs, ce sont les valeurs qui entraînent le brouillage le plus important et la plus grande vulnérabilité au brouillage qu'il conviendrait d'utiliser lors des essais. Ces valeurs ne peuvent pas toujours être connues d'avance et doivent être déterminées par les essais eux-mêmes. En raison du très grand nombre de combinaisons de paramètres qui devraient être testées, il est en général impossible dans la pratique de faire des essais exhaustifs. Cela limite le nombre des paramètres pour lesquels des plages de valeurs peuvent être admises. La CARR SAT-83 a reconnu cette difficulté et a explicitement stipulé que des valeurs de paramètre différentes de celles spécifiées peuvent être utilisées sous réserve que les systèmes qui les appliquent ne causent pas davantage de brouillage qu'ils ne le feraient en utilisant les valeurs spécifiées.

Le Tableau I est un résumé des éléments de planification utilisés pour l'établissement des Plans pour le service de radiodiffusion par satellite à la CAMR-RS-77 pour les Régions 1 et 3 et à la CARR SAT-83 pour la Région 2. Les paragraphes qui suivent donnent des détails supplémentaires sur certains des éléments mentionnés dans le Tableau.

3. Caractéristiques des systèmes

3.1 *Polarisation*

La CAMR-RS-77 et la CARR SAT-83 ont adopté la polarisation circulaire pour la planification des liaisons descendantes du service de radiodiffusion par satellite. Le Rapport 814 traite des facteurs techniques qui ont une influence sur le choix de la polarisation, et les Rapports 809 et 631 de ses effets sur le partage.

3.2 *Angle de site*

La position du satellite et, par conséquent, l'angle de site du satellite dans la zone de service, devraient être choisis de manière que le poids et le coût du satellite nécessaires pour assurer un niveau acceptable du signal durant des précipitations soient aussi faibles que possible, sous réserve, des contraintes suivantes: l'angle de site doit être assez grand, dans toute la zone de service, pour que l'effet d'ombre dû aux bâtiments, aux arbres et aux accidents du terrain environnant reste peu important, et pour que les évanouissements troposphériques et les effets dus à la propagation par trajets multiples ne deviennent pas des facteurs prédominants.

De plus, la nécessité d'une protection au moment des éclipses a une influence sur le choix de la position du satellite sur l'orbite. En général, les satellites sont situés à l'ouest de leurs zones de service, afin que le début de l'éclipse se produise après minuit (heure locale) dans la zone de service considérée.

Pour desservir une zone de latitude supérieure à 60°, on doit utiliser un angle de site de moins de 20°. Si les conditions du terrain sont favorables, on pourrait avoir un service presque normal pour des angles de site allant jusqu'à 10°, mais il faut recourir à des mesures spéciales si l'on veut que le service soit assuré au-dessous de cette valeur ou s'il s'agit de desservir des zones dans des conditions de terrain moins favorables. Dans les régions montagneuses, même un angle de site de 20° peut être insuffisant; c'est ainsi que, dans les vallées des Alpes, qui sont profondes et peuplées, il peut se faire qu'un angle de site de 30° soit indispensable pour que le service soit de qualité acceptable.

Compte tenu de ces contraintes, le choix de l'angle de site du satellite en vue de réduire au minimum le poids et le coût de la plupart des satellites équivaut à choisir l'angle de site de manière à réduire au minimum la puissance de sortie des émetteurs. Pour ce choix, il faut tenir compte des facteurs ci-après:

- l'affaiblissement par la pluie,
- la variation de gain d'antenne avec l'angle solide sous-tendu au satellite par la zone de couverture spécifiée,
- la variation de la température de bruit globale du système (y compris l'effet de l'évanouissement induit par la pluie),
- la variation de la longueur du trajet de propagation.

Les facteurs mentionnés plus haut, plus le gain de la station de réception, déterminent le rapport porteuse/température de bruit (C/T) que l'on peut obtenir pour une puissance donnée de l'émetteur de satellite. Pour réduire au minimum la puissance de satellite nécessaire pour un facteur de qualité (G/T) du récepteur donné, la position du satellite pourrait être choisie de manière à porter au maximum le rapport C/T.

Le problème de la détermination de l'emplacement longitudinal optimal d'un satellite de télécommunication géostationnaire pour une zone de couverture du faisceau spécifiée est décrit dans la réf. [Sinha, 1982].

TABLEAU I – *Résumé des éléments de planification*

Liaisons descendantes SRS	Régions 1 et 3 (1)	Région 2 (1)
Modèle de propagation	Annexe 5, § 2	Annexe 5, § 2
Modulation	MF ou équivalente	MF ou équivalente
Polarisation	Circulaire	Circulaire
Rapport porteuse/bruit (dB)	14 (dépassé pendant 99% du mois le plus défavorable)	14 (dépassé pendant 99% du mois le plus défavorable)
Rapport de protection (dB)	Dans le même canal: 31 Dans le canal adjacent: 15	Dans le même canal: 28 Dans le canal adjacent: 13,6
Espacement entre les canaux (MHz)	38,36 entre les canaux deuxièmes adjacents	29,16 entre les canaux deuxièmes adjacents (copolarisation)
Valeur minimale du rapport G/T ($dB(K^{-1})$) de l'équipement de réception	Réception individuelle: 6 Réception communautaire: 14	Réception individuelle: 10
Ouverture à mi-puissance du faisceau de l'antenne de réception (degrés)	Réception individuelle: 2,0 Réception communautaire: 1,0	Réception individuelle: 1,7
Diagramme de référence de l'antenne de réception	Annexe 5, § 3.7.2, Fig. 7	Annexe 5, § 3.7.2, Fig. 8
Largeur de bande nécessaire (MHz)	27 (systèmes à 625 lignes) 27 (systèmes à 525 lignes)	24 (pour certaines administrations utilisant des systèmes à 625 lignes: 27)
Bandes de garde	Inférieure: 14 Supérieure: 11	Inférieure: 12 Supérieure: 12
Maintien en position du satellite (degrés)	± 0,1 dans les sens N-S et E-O	± 0,1 dans les sens N-S (2) et E-O
Angle de site minimal (degrés)	20-40; < 20 acceptable pour les zones arides et les hautes latitudes	20-40; < 20 acceptable pour les zones arides et les hautes latitudes
Section transversale du faisceau d'émission du satellite	Elliptique ou circulaire	Elliptique ou circulaire
Diagramme de référence de l'antenne d'émission du satellite	Annexe 5, § 3.13.3, Fig. 9	Annexe 5, § 3.13.3, Fig. 10 et 11
Précision de pointage de l'antenne du satellite (degrés)	0,1 dans l'axe de visée ± 2 de rotation autour de l'axe	0,1 dans l'axe de visée ± 1 de rotation autour de l'axe
Tolérance sur la puissance d'émetteur du satellite (dB)	0,25 au-dessus de la puissance nominale	0,25 au-dessus de la puissance nominale
PFD à la limite de la zone de couverture (dépassée pendant 99% du mois le plus défavorable) ($dB(W/m^2)$)	Réception individuelle: −103 Réception communautaire: −111	Réception individuelle: −107
Rapport entre la p.i.r.e. au centre du faisceau et à la limite de la zone de couverture (dB)	⩽ 3	⩽ 3
Utilisation de la dispersion d'énergie (dB/4 kHz)	22 (3)	22 (3)

(1) Références: Appendice 30 (ORB-85) des Actes finals de la CAMR ORB-85.

(2) Recommandé mais non exigé dans la direction N-S pour la Région 2.

(3) Correspondant à une excursion de fréquence crête-à-crête de 600 kHz.

La conclusion importante que l'on peut tirer de cette analyse est qu'il est possible d'utiliser une large gamme d'angles de site avec seulement une variation mineure du rapport C/T dans *toutes* les conditions climatiques. Même s'il existe un «emplacement de satellite optimal», dépendant des caractéristiques spécifiques du système, ainsi que de la forme de l'orientation de la zone de service, la variation effective du rapport C/T avec l'angle de site est, en général, très faible, c'est-à-dire de l'ordre de quelques dixièmes de dB jusqu'à des angles de site aussi petits que 20°.

3.3 *Objectifs de qualité de service et disponibilité*

On considère que la planification devrait être fondée sur les objectifs suivants quant au rapport porteuse/bruit en limite de la zone de service:

a) 14 dB dépassé pendant 99% du mois le plus défavorable,

b) 10 dB dépassé pendant 99,9% du mois le plus défavorable.

3.4 *Facteur de qualité et type de récepteur*

Le facteur de qualité G/T (avec T en K) à retenir dépend de considérations économiques et techniques. On peut considérer qu'il devrait être compris entre 4 et 12 dB(K^{-1}) pour la réception individuelle, et entre 8 et 24 dB(K^{-1}) (ou plus) pour la réception communautaire, la valeur la plus économique dépendant des dimensions de la zone à desservir et notamment de la densité des récepteurs dans cette zone. Pour les besoins de la planification, la CAMR-RS (Genève, 1977) a adopté les valeurs 6 dB(K^{-1}) pour la réception individuelle et 14 dB(K^{-1}) pour la réception communautaire. La CARR SAT-83 a adopté une valeur de 10 dB(K^{-1}) aux fins de la planification.

Note. – La définition du rapport G/T est celle que l'on trouve dans le Rapport 473 comme étant le rapport «G/T utile».

3.5 *Faisceaux d'antenne d'émission du satellite*

Pour les besoins de la planification, il était commode de ne tenir compte que de faisceaux à section droite elliptique ou circulaire. Toutefois, d'après la référence [CCIR, 1978-82], les plans seraient plus efficaces si des faisceaux modelés pouvaient être incorporés au processus de planification puisque dès la mise en œuvre de systèmes réels, on pourrait peut-être ainsi utiliser des faisceaux formés épousant la forme des zones de service réelles, cette forme pouvant être irrégulière; on obtiendra ainsi de bien meilleurs résultats qu'avec de simples ellipses ou cercles. Il en résulterait une réduction de la puissance nécessaire pour obtenir une puissance surfacique donnée par la zone de service, ainsi qu'une réduction de la puissance surfacique en certains points extérieurs à la zone de service: il y aurait donc une diminution du brouillage en ces points. Des antennes à faisceau modelé ont été utilisées sur Intelsat IV-A, sur le satellite expérimental de télécommunication japonais (CS) et sur le satellite expérimental de radiodiffusion (BSE), et sont en outre prévues sur Intelsat V. Pour déterminer le degré d'affaiblissement que l'on peut obtenir dans les lobes latéraux, un complément d'étude serait nécessaire.

Une autre étape d'optimisation, qu'il peut être utile d'utiliser si besoin est, permet de réduire l'étalement de la puissance surfacique en réduisant le contour de gain constant de manière que la puissance minimale du signal utile soit respectée ou dépassée à chaque sommet du polygone définissant la zone de service utile pour les conditions climatiques ou les angles de site indiqués. En effet, cette étape supplémentaire d'optimisation du faisceau consiste à établir par approximation un contour minimal de puissance surfacique constante pour couvrir la zone de service plutôt qu'un contour de p.i.r.e. constante. Il convient de noter que, d'une manière générale, le contour de puissance surfacique minimale n'est pas une ellipse et qu'il présente des discontinuités lors du passage d'une zone climatique à une autre.

L'enveloppe de la charge utile du lanceur ainsi que d'autres contraintes technologiques imposées à l'antenne se traduisent par une ouverture de faisceau minimale pour les besoins de la planification. Lors de la CAMR-RS-77, la valeur utilisée était de 0,6°. Sur la base d'études plus récentes portant sur les antennes et les lanceurs, on a utilisé une valeur de 0,8° pour la planification lors de la CARR SAT-83.

3.6 *Gain de l'antenne à la limite de la zone de couverture*

Soit ΔG la différence entre le gain de l'antenne du satellite dans la direction du centre de la zone de couverture et ce gain en direction du bord de cette zone. On admet généralement que le gain de l'antenne est inférieur de 3 dB au maximum au bord de la zone de couverture, d'où $\Delta G = 3$ dB.

Pour une zone de couverture donnée, on peut prendre pour ΔG une valeur comprise entre 3 et 6 dB. Le gain maximal de l'antenne est donc modifié, mais la puissance d'émission du satellite reste plus ou moins constante.

La valeur théoriquement optimale de ΔG est ordinairement d'environ 4 dB. Des considérations un peu différentes s'appliquent au cas où la zone à couvrir est de petites dimensions. Dans ce cas, il faut un faisceau d'antenne plus petit que celui qui correspond aux dimensions pratiques maximales de l'antenne d'émission; alors, la valeur optimale de ΔG est inférieure à 4 dB.

3.7 *Espacement minimal des canaux et pertes dans le multiplexeur de sortie du satellite*

Lorsqu'on établit un plan de radiodiffusion par satellite, il convient de déterminer la largeur de bande utilisable requise d'un canal radioélectrique donné. A partir de cette valeur, il faut déterminer l'espacement minimal entre les fréquences centrales des canaux adjacents. Cette valeur dépend surtout de la conception des multiplexeurs et des filtres de l'engin spatial ainsi que des types de filtres et des techniques d'affaiblissement de la fréquence conjuguée dans les stations terriennes.

Certaines études faites avec un espacement orbital de 7,5° à 10° entre satellites favorisaient un espacement de 20 MHz entre canaux de 27 MHz. La valeur optimale peut dépendre de l'espacement orbital choisi entre les satellites. La CAMR-RS-77 a adopté un espacement de 19,18 MHz entre canaux et un espacement de 6° entre satellites dans le Plan établi pour les Régions 1 et 3. Le Rapport 634 donne les valeurs des rapports de protection relatifs aux différents espacements entre les canaux. La CARR SAT-83 n'a pas adopté un schéma d'espacement orbital régulier pour la Région 2.

Lorsque des canaux radioélectriques doivent être multiplexés pour alimenter une antenne de satellite commune, il faut tenir compte des contraintes techniques suivantes:

- un espacement d'au moins 52 MHz entre deux canaux quelconques attribués à un pays ne causera aucun problème technique;
- un espacement d'environ 40 MHz est possible pourvu que les niveaux de puissance ne soient pas excessifs;
- un espacement inférieur à environ 40 MHz serait impossible.

L'espacement entre les fréquences assignées de deux voies transmises à une même zone de service peut être inférieur à 40 MHz lorsque cette zone est desservie par plusieurs satellites (groupés) de même position orbitale ou par un grand satellite à antennes multiples. Cet espacement sera alors limité par les caractéristiques du récepteur.

3.8 *Variations de la puissance de sortie*

Du fait des tolérances sur les puissances de sortie des tubes à ondes progressives des satellites, la valeur nominale de la puissance de sortie peut, au début du service, être supérieure de 0,4 dB à la valeur fixée pour le projet.

On peut, selon l'Agence spatiale européenne, s'attendre à ce que cette puissance de sortie diminue de 0,1 dB par an. Il y aura donc une diminution de 0,6 dB au bout de 6 ans. Compte tenu de cette diminution ainsi que de la tolérance de 0,4 dB citée plus haut, le tube à ondes progressives peut donner, au début du service, une puissance supérieure de 1 dB à ce qui était prévu dans le plan. C'est cette marge de 1 dB que l'on appelle la marge de puissance de fonctionnement.

Aux termes des Actes finals de la CAMR-RS-77 et de la CARR SAT-83, la puissance de sortie de l'émetteur d'une station spatiale du service de radiodiffusion par satellite ne doit pas dépasser sa valeur nominale de plus de 0,25 dB pendant toute la durée d'utilisation du satellite.

3.9 *Précision de pointage du faisceau de l'antenne*

Etant donné les moyens dont dispose la technique actuelle pour corriger l'erreur de tangage et de roulis d'un engin spatial, l'erreur de la ligne de visée de l'antenne devrait pouvoir être maintenue inférieure à 0,2°.

En recourant à des techniques améliorées, comme la détection de l'orientation par radiofréquence (voir le § 4.4 du doc. [CCIR, 1974-78a]), on pourrait réduire cette valeur à 0,1°.

Des études effectuées aux Etats-unis d'Amérique [CCIR, 1974-78b] et en Europe [ESA/SBAG, 1976] laissent à penser que l'on parviendra un jour à une précision de 0,05° pendant un pourcentage non négligeable et connu d'avance de la durée de vie utile du satellite.

Comme l'a montré le satellite CTS, le mouvement autour de l'axe de lacet (droite joignant le satellite au centre de la Terre) peut actuellement être stabilisé à ± 1° près. Une précision encore meilleure est d'ores et déjà techniquement réalisable, mais sous réserve d'une conception plus élaborée [Redisch, 1975].

Il est particulièrement important de prendre dûment en considération la précision du pointage lorsque l'on emploie des faisceaux modelés de forme irrégulière (voir le § 3.5), car une erreur de pointage supérieure à celle que l'on avait envisagée comme possible quand on a fait le projet du satellite risque d'entraîner une brusque chute de la p.i.r.e. pratiquement le long de tous les bords de la zone de service. Cela provient simplement du fait que, par définition, un faisceau modelé suit de très près les bords en question. Au contraire, un faisceau elliptique ne se rapproche généralement des bords de la zone de service qu'en un petit nombre de points, de sorte qu'une erreur de pointage supérieure à la valeur nominale peut n'entraîner une chute brusque de la p.i.r.e. qu'en un petit nombre de points voisins de cette zone.

4. Puissance surfacique nécessaire

La puissance surfacique (*PFD*) nécessaire pour une réception télévisuelle satisfaisante en radiodiffusion par satellite dépend de la valeur désirée du rapport porteuse/bruit, C/N (dB) du trajet descendant, du facteur de qualité du récepteur, G/T (dB(K^{-1})), de la fréquence, f (GHz) et de la largeur de bande du récepteur, B (MHz), selon la formule:

$$PFD = (C/N) - (G/T) + 20 \log f + 10 \log B - 147{,}1$$

où *PFD* est la puissance surfacique en dB(W/m^2). Le Tableau II indique les caractéristiques de plusieurs systèmes de réception types et les valeurs de puissance surfacique résultantes. Il donne en outre les valeurs adoptées par la CAMR-RS-77 et la CARR SAT-83 pour les besoins de la planification.

Le Rapport 473 indique qu'il est possible d'obtenir des facteurs de bruit de 4 à 5 dB pour la réception communautaire et de 6 dB pour la réception individuelle. Les valeurs adoptées par la CAMR-RS-77 pour la puissance surfacique ont généralement été calculées sur la base de récepteurs relativement médiocres, ce qui reflète les préoccupations relatives au coût des récepteurs dans les systèmes nécessitant un grand nombre de récepteurs. Dans de nombreux pays à grande densité de population, cela peut en fait représenter la solution à adopter de préférence, du point de vue du coût total du système, compte tenu du fait que l'emploi d'une puissance surfacique plus élevée réduit le prix du récepteur mais augmente celui du satellite, et inversement. Dans d'autres cas, le système optimal peut exiger l'utilisation d'installations de réception dont les dimensions et les performances se

rapprochent de celles figurant sous la lettre «B» ci-dessus. En outre, les puissances surfaciques élevées, qui exigent des émissions de grande puissance de la station spatiale, entraînent une diminution de la capacité de l'orbite/spectre et une réduction du nombre total de services qui peuvent être assurés dans cette bande de fréquences. La valeur économique de ces services (dont un bon nombre ne sont pas encore bien définis) est difficile à évaluer; des conclusions fondées sur les aspects économiques de tel ou tel système de radiodiffusion par satellite d'application limitée risquent donc de ne pas être valables lorsque l'on considère tout l'éventail des services possibles. Il peut y avoir des avantages, du point de vue technique, à utiliser des puissances surfaciques plus élevées dans les systèmes à modulation numérique. La recherche de la solution de compromis à adopter nécessite des études complémentaires.

Les valeurs du Tableau II sont les valeurs nécessaires du point de vue du service de radiodiffusion par satellite; elles ne tiennent compte d'aucun partage avec d'autres services fonctionnant dans la même bande.

Les conditions correspondant au rapport porteuse/bruit de 14 dB doivent être respectées pendant 99% du mois le plus défavorable en limite de la zone de service. La puissance surfacique par temps clair sera, dans des conditions types, supérieure de 1 à 2 dB en limite de la zone de service (sans affaiblissement par la pluie) et de 4 à 5 dB au centre de cette zone.

TABLEAU II – *Caractéristiques de systèmes de réception types et valeurs de puissance surfacique résultantes*

Type de réception	Individuelle				Communautaire		
	A	B	C	D	A	B	C
Ouverture de l'antenne à mi-puissance (degrés)	2,4	1,5	2,0	1,7	1,0	0,75	1,0
Diamètre de l'antenne (m)	0,75	1,2	(0,9)	(1,0)	1,8	2,4	(1,8)
Facteur de bruit (dB)	6,2	3,7 (1)	(5,9)	3,9	4,2	2,2 (1)	(4,2)
G/T (dB(K^{-1})) (2)	4	12	6	10	14	20	14
C/N global requis (dB)	14	14	14	14	14	14	14
Bande de fréquences (GHz)	12	12	12	12	12	12	12
Largeur de bande (MHz)	18	27	27	24 (3)	18	27	27
Puissance surfacique PFD (dB(W/m^2)) (4)	−103	−109	−103	−107	−112	−117	−111

(1) Dans ces cas, les valeurs d'affaiblissement admises dans l'exemple étudié ont été réduites de 1 dB.

(2) Calculé en admettant les mêmes valeurs d'affaiblissement et les mêmes conditions que dans l'exemple de l'Annexe I du Rapport 473-3 (1982) hormis le fait qu'on s'est fondé sur un rendement d'antenne de 55%.

(3) Pour les administrations qui utilisent les normes 625 lignes avec une largeur de bande vidéo plus grande que pour les normes 525 lignes, la «largeur de bande nécessaire» est 27 MHz, mais la limite de puissance surfacique reste fixée à −107 dB(W/m^2).

(4) Comprend une marge de 0,5 dB pour tenir compte du bruit introduit par le trajet montant.

A: facile à obtenir.
B: réalisable moyennant des frais supplémentaires.
C: adopté par la CAMR-RS-77 pour les Régions 1 et 3.
D: adopté par la CARR SAT-83 pour la Région 2.

Les valeurs inscrites entre parenthèses n'ont pas été explicitement adoptées: elles résultent des autres valeurs adoptées.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Document ESA/SBAG [1976] 3, Annexe 3, Agence spatiale européenne.

REDISCH, W. N. [novembre 1975] ATS-6 description and performance. *IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems*, Vol. AES-11, **6**, 994-1003.

SINHA, A. K. [automne 1982] Optimum Orbital Location of a Communications Satellite. *COMSAT Tech. Rev.*, Vol. 12, **2**, 295-317.

Documents du CCIR

[1974-78]: **a.** 2/94 (projet de révision du Rapport 546); **b.** 11/129 (Etats-Unis d'Amérique).

[1978-82]: 10-11S/33 (Etats-Unis d'Amérique).

BIBLIOGRAPHIE

SIOCOS, C. A. [décembre 1973] Broadcasting-satellite coverage: geometrical considerations. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-19, **4**, 84-87.

SIOCOS, C. A. [mars 1975] Broadcasting-satellite service: minimum elliptical beam determination. *JSMPTE*, Vol. 84, **3**, 147-150.

Documents du CCIR

[1974-78]: 11/415 (France); 11/420 (France).

[1978-82]: 10-11S/44 (Canada).

RAPPORT 814-2

FACTEURS A PRENDRE EN CONSIDÉRATION LORS DU CHOIX DE LA POLARISATION POUR PLANIFIER LE SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE

(Question 1/10 et 11, Programme d'études 1A/10 et 11)

(1978-1982-1986)

1. Introduction

Pour planifier le service de radiodiffusion par satellite dans la bande 11,7-12,5 GHz en Région 1, et dans la bande 11,7-12,2 GHz en Région 3, la polarisation circulaire dextrogyre et lévogyre a été adoptée. De même, dans la Région 2, la polarisation circulaire dextrogyre et lévogyre a été choisie pour le Plan du service de radiodiffusion par satellite dans la bande 12,2-12,7 GHz ainsi que pour le Plan associé des liaisons de connexion dans la bande 17,3-17,8 GHz. De plus, à la Conférence CAMR ORB-85, les bandes de fréquences, 14,5-14,8 GHz (pour les pays situés hors de l'Europe et à Malte) et 17,3-18,1 GHz ont été choisies pour la planification des liaisons de connexion pour le service de radiodiffusion par satellite dans les Régions 1 et 3. On a supposé que la polarisation circulaire serait utilisée pour la planification. Toutefois, la polarisation rectiligne pourrait être utilisée sous réserve de l'accord de toutes les administrations partageant la position orbitale donnée.

Le présent Rapport contient une récapitulation des facteurs qui ont motivé ce choix, d'une part pour faire le point de la question, d'autre part en prévision de la planification des systèmes futurs dans d'autres bandes, qui sont ou pourront être attribuées au service de radiodiffusion par satellite. Il est en outre proposé que les données contenues dans le présent Rapport soient périodiquement mises à jour.

2. Comparaison entre la polarisation rectiligne et la polarisation circulaire

On trouvera, dans le Tableau I, les avantages et inconvénients respectifs de la polarisation rectiligne et de la polarisation circulaire aux fins d'utilisation dans la radiodiffusion par satellite. Les symboles utilisés dans les deux dernières colonnes du tableau indiquent, pour chaque facteur, le type de polarisation, rectiligne (R) ou circulaire (C) jugé le meilleur. En évaluant ces avantages et ces inconvénients relatifs, il faut bien entendu admettre que, dans la pratique, les différents facteurs n'ont pas tous le même poids et que leur importance relative est aussi une question de jugement du point de vue technique.

Pour évaluer l'importance que revêt l'orientation d'une antenne de satellite dans le choix de la polarisation (rubrique 3 du Tableau I), on trouvera, dans l'Annexe I, une brève étude mathématique concernant l'influence de la géométrie des systèmes sur la polarisation rectiligne.

Le choix entre polarisation rectiligne et polarisation circulaire pour la planification du SRS est guidé par deux facteurs principaux:

- l'effet de l'affaiblissement et de la dépolarisation par la pluie sur les rapports C/N et C/I;
- l'effet sur le brouillage du défaut d'alignement entre les vecteurs de polarisation rectiligne de référence et du défaut d'alignement des polariseurs des stations terriennes et des satellites.

La pluie a une influence sur les rapports C/N et C/I des ondes à polarisation rectiligne ou circulaire pendant de faibles pourcentages de temps. Par ailleurs, on peut donner les indications suivantes quant aux défauts d'alignement entre les signaux à polarisation rectiligne des réseaux brouilleurs et entre émetteurs et récepteurs:

- ces défauts n'ont aucun effet sur le rapport C/N des réseaux à polarisation rectiligne ou circulaire,
- ils n'ont aucun effet sur le rapport C/I des réseaux à polarisation circulaire,
- ils ont peu d'effet sur le rapport C/I copolaire des réseaux à polarisation rectiligne, mais
- ils ont un effet important sur le rapport C/I contrapolaire des réseaux à polarisation rectiligne.

Ces considérations sont importantes parce qu'on a ordinairement recours à la polarisation rectiligne pour améliorer le rapport C/I en présence de pluie. Cependant, il peut résulter du défaut d'alignement une diminution du rapport C/I jusqu'à un niveau très inférieur aux possibilités maximales de discrimination des antennes des satellites et des stations terriennes.

On a constaté que, même pour les zones de fortes précipitations, l'effet de la pluie sur les rapports C/I copolaire et contrapolaire est faible pendant tous les pourcentages de temps excepté pendant 1% du mois le plus défavorable. Pour les pourcentages de temps plus petits, l'effet de la pluie devient plus important et son effet sur le rapport C/I contrapolaire dépend du type de polarisation et des vecteurs de référence choisis pour la polarisation rectiligne.

Il existe deux systèmes de référence principaux pouvant servir à définir la polarisation rectiligne:

- *Polarisation rectiligne oblique:* La polarisation *verticale* est définie de la manière suivante: le vecteur polarisation est perpendiculaire à l'axe du faisceau de l'antenne du satellite et il est contenu dans le plan défini par l'axe du faisceau de l'antenne du satellite et la verticale locale. La polarisation *horizontale* est définie de la manière suivante: le vecteur polarisation est perpendiculaire à l'axe du faisceau de l'antenne du satellite et il est contenu dans le plan horizontal local. Ces vecteurs coïncideront avec la direction la plus voisine de l'horizontale locale ou de la verticale locale au point de visée de l'antenne du satellite.
- *Polarisation rectiligne équatoriale:* La polarisation *polaire* est définie de la manière suivante: le vecteur polarisation est perpendiculaire à l'axe du faisceau d'antenne du satellite et il est contenu dans le plan défini par l'axe du faisceau de l'antenne du satellite et une parallèle à l'axe des pôles de la Terre. La polarisation *équatoriale* est définie de la manière suivante: le vecteur polarisation est perpendiculaire à l'axe du faisceau de l'antenne du satellite et parallèle au plan équatorial.

En général, pour obtenir les meilleures performances avec la polarisation rectiligne, deux conditions doivent être remplies qui sont, dans la plupart des cas, incompatibles. D'une part, le signal doit être reçu en polarisation verticale. D'autre part, les signaux brouilleurs à polarisation orthogonale doivent être reçus exactement à 90% par rapport au signal utile. Pour des raisons de géométrie, ces deux conditions ne peuvent être remplies simultanément.

On peut obtenir des performances légèrement supérieures avec la polarisation rectiligne lorsque le vecteur de référence est défini comme étant perpendiculaire au plan équatorial et cela, pour tous les systèmes copolaires si le défaut d'alignement du récepteur ne dépasse pas 3°. Autrement dit, la polarisation n'est pas reçue verticalement et la première condition n'est pas remplie. Etant donné que cette amélioration est considérée comme secondaire, compte tenu des contraintes supplémentaires imposées à l'alignement du polariseur du récepteur, il est donc proposé de recourir à la polarisation circulaire pour la planification du service de radiodiffusion par satellite.

On trouvera des renseignements sur la dépolarisation due à la pluie dans les Rapports 722 et 564.

3. Résultats expérimentaux

Une étude a été faite au Canada sur le choix entre polarisation rectiligne et polarisation circulaire pour les liaisons descendantes du SRS. On admet que le pouvoir de discrimination contrapolaire d'une antenne de station terrienne, XPI_{ES}, est compris entre 20 et 25 dB, et que le XPI_{SAT} d'une antenne de satellite est compris entre 27 et 33 dB, tant en polarisation rectiligne qu'en polarisation circulaire.

On a étudié l'influence de l'affaiblissement et de la dépolarisation par la pluie sur le rapport C/I d'une liaison descendante, pour les zones hydrométéorologiques E, K et N, en appliquant le modèle pluviométrique du Rapport 564. Les résultats ont montré que pendant 99% du mois le plus défavorable, cet affaiblissement et cette dépolarisation ont très peu d'effet sur le rapport C/I copolaire et contrapolaire. Pour des pourcentages de temps plus faibles, l'effet de l'affaiblissement et de la dépolarisation par la pluie sur C/I contrapolaire dépend du type de polarisation et des vecteurs de référence considérés pour la polarisation rectiligne. La Fig. 1 donne les résultats relatifs à la disponibilité de C/I contrapolaire entre des faisceaux de satellite homogènes sur une liaison descendante (largeur du faisceau 2°), lorsqu'on utilise respectivement une polarisation rectiligne oblique, une polarisation rectiligne équatoriale ou une polarisation circulaire.

TABLEAU I — *Comparaison entre la polarisation rectiligne et la polarisation circulaire*

Facteur	Remarques	Avantage (1)
1. Alignement de l'antenne de réception	L'alignement de la direction de polarisation n'est pas nécessaire pour la polarisation circulaire.	C
2. Effet du défaut d'alignement sur la contrapolarisation	Défaut d'alignement de la direction de polarisation des antennes de réception et d'émission nécessaire avec la polarisation rectiligne. Marge de protection contrapolaire supplémentaire de 2 à 4 dB par rapport à la polarisation circulaire.	C
3. Orientation de l'antenne du satellite	Avec la polarisation rectiligne, le plan de polarisation ne correspondra pas, en général, au grand axe et au petit axe d'un faisceau à section elliptique; donc:	C
	a) il peut être difficile d'obtenir une bonne réaction contrapolaire avec la polarisation rectiligne (notamment pour des faisceaux elliptiques);	C
	b) le transfert sur un satellite de réserve ayant une autre position orbitale serait probablement plus difficile avec la polarisation rectiligne, étant donné la nécessité de réaligner le plan de polarisation.	C
4. Partage avec d'autres services	*a)* Si la polarisation circulaire est choisie pour la radiodiffusion par satellite et si les autres services utilisent la polarisation rectiligne, une protection de 3 dB entre ces services et la radiodiffusion par satellite est assurée;	C
	b) si la radiodiffusion par satellite ainsi que les autres services (service fixe par satellite et services de Terre) utilisent la polarisation rectiligne, il peut être possible, dans des cas isolés où le brouillage dominant arrive près du faisceau principal d'une antenne de réception, d'accroître l'isolation en recourant à la polarisation orthogonale.	R
5. Effets de propagation	La polarisation circulaire dépend plus des conditions atmosphériques que la polarisation rectiligne pour des taux de précipitations élevés (plus de 12,5 mm/h) et de petits angles d'arrivée.	R
	Par exemple, selon certaines mesures effectuées en Suisse [CCIR, 1974-78], l'affaiblissement contrapolaire peut être égal à 20 dB pour 1% du temps avec la polarisation circulaire. Cet inconvénient de la polarisation circulaire peut ne pas être important si on le compare à l'émission en polarisation rectiligne sur un plan de 45° ou à proximité [Shkarofski et Moody, 1976].	

(1) C: circulaire R: rectiligne

L'angle de site du satellite est de 25°. On admet que l'antenne de la station terrienne est pointée exactement sur le satellite et alignée sur la polarisation utile. Cependant, le défaut d'alignement de polarisation B_R est de 0,1° pour la polarisation rectiligne équatoriale et de 10,3° pour la polarisation rectiligne oblique. Les angles d'inclinaison correspondants pour le faisceau utile et le faisceau brouilleur sont d'environ 5° et 10° respectivement pour la polarisation oblique et pour la polarisation équatoriale.

La figure montre que, pour un affaiblissement de 1 dB, le rapport C/I contrapolaire est de 19,5 dB en polarisation circulaire et en polarisation rectiligne équatoriale. Toutefois, pour la polarisation rectiligne oblique, le défaut d'alignement, B_R (10,3°), a pour effet de ramener C/I contrapolaire à la valeur 13,5 dB pour un affaiblissement de 1 dB dû à la pluie.

Pour des valeurs plus élevées de cet affaiblissement, la valeur de C/I dépend de l'affaiblissement différentiel entre les polarisations rectiligne, horizontale et verticale, et de la dépolarisation. C'est la polarisation verticale oblique qui est la moins affaiblie; elle donne par conséquent des valeurs plus favorables de C/I que la polarisation horizontale équatoriale, la polarisation circulaire et même la polarisation verticale équatoriale. Toutefois, ces variations du rapport C/I contrapolaire interviennent généralement pendant les très faibles pourcentages de temps où l'affaiblissement du signal est excessif (supérieur à 10 dB).

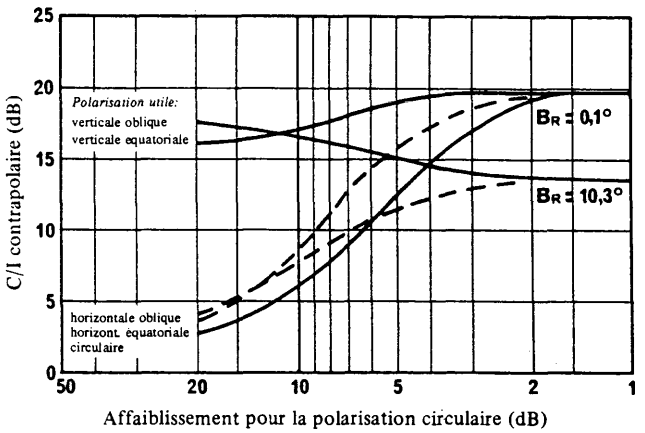


FIGURE 1 – *Disponibilité du rapport C/I contrapolaire à la limite de zone de couverture entre des satellites copositionnés donnant des empreintes de faisceau adjacentes.*
(On admet que l'alignement des antennes est parfait.)

Liaisons descendantes 12 GHz
Satellites copositionnés
Ouverture du faisceau de l'antenne de satellite: 2°
Angle de site: 25°
XPI_{ES} = +20 dB
XPI_{SAT} = +33 dB

Si on néglige l'effet de la pluie sur le rapport C/I à 12 GHz, on obtient la courbe de la Fig. 2 qui donne la variation de C/I par atmosphère claire en fonction du défaut d'alignement total, B_T, entre réseaux à polarisation rectiligne; les valeurs sont comparées à celles qu'on obtient en polarisation circulaire. La figure met en évidence la décroissance rapide de C/I contrapolaire par atmosphère claire en fonction du défaut d'alignement entre les polarisations rectilignes. Pour tout défaut d'alignement supérieur à 5° et à 2°, des antennes de réception à polarisation circulaire, avec XPI = 20 et 25 dB, donnent un C/I contrapolaire plus grand que des antennes à polarisation rectiligne. La figure donne aussi quelques valeurs représentatives du défaut d'alignement total B_T, dans les hypothèses suivantes: erreur de rotation de l'antenne du satellite $B_S = \pm 1°$, et erreur d'alignement de la station terrienne $B_{ES} = \pm 5°$, pour une polarisation rectiligne équatoriale ou oblique. Il semble qu'il soit difficile d'aligner et de maintenir les polariseurs de millions d'antennes de réception de prix modique à moins de 5° de la polarisation utile.

Si le défaut d'alignement total maximal est de 5°, on peut obtenir pour le rapport C/I contrapolaire une valeur plus élevée en polarisation rectiligne qu'en polarisation circulaire, selon le pouvoir de discrimination de l'antenne. Un défaut d'alignement maximal de 5° ne peut être obtenu qu'avec une polarisation rectiligne équatoriale, et sous réserve de pouvoir aligner le polariseur du récepteur à moins de 3° environ de la polarisation utile, et de conserver cet alignement. Dans la majorité des cas, l'utilisation d'une polarisation rectiligne oblique avec une valeur minimale type de 4° pour B_R donnerait des valeurs de C/I moins bonnes que la polarisation circulaire.

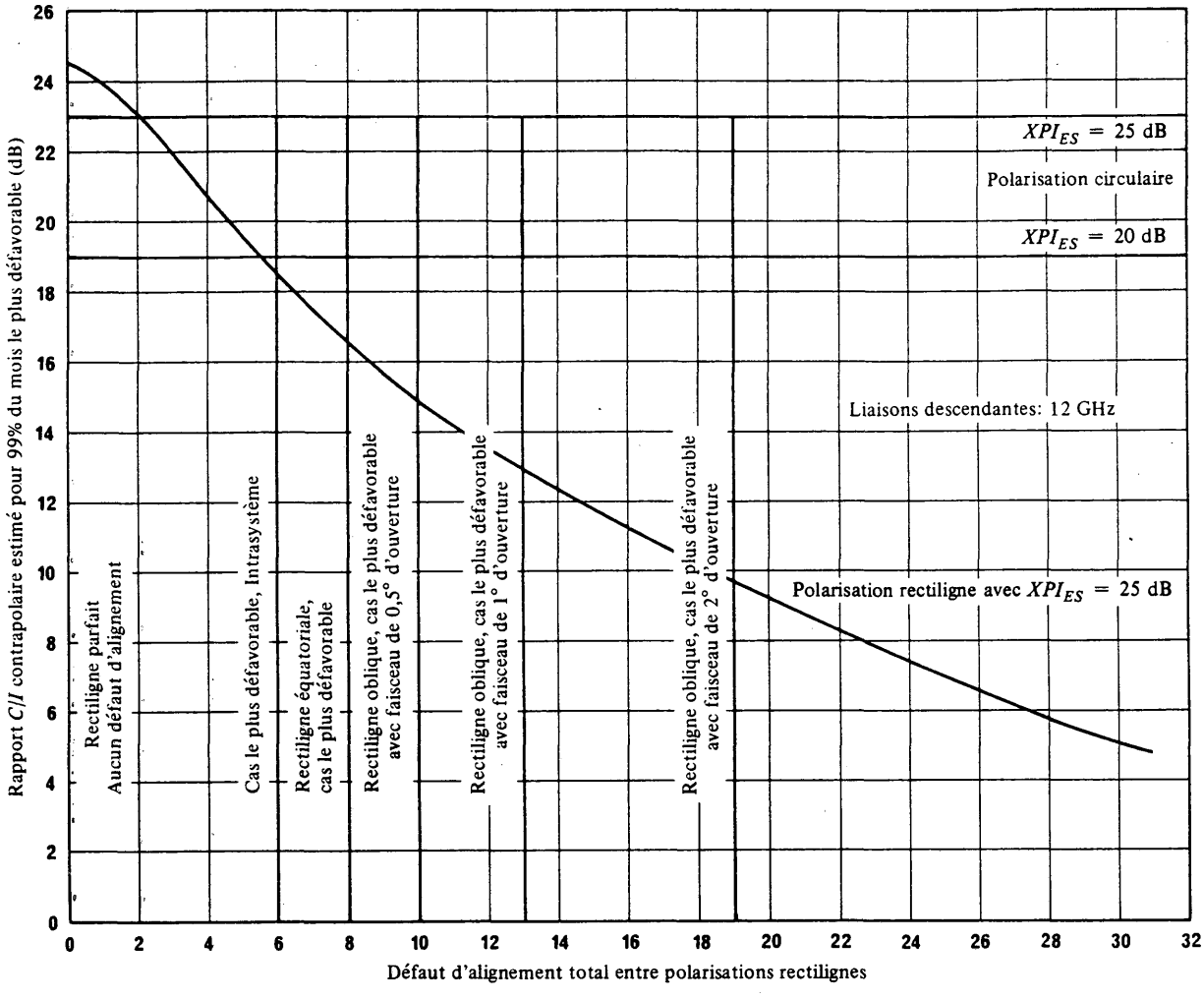


FIGURE 2 – *Rapport C/I contrapolaire par temps clair entre faisceaux de satellites adjacents rayonnés par un satellite à destination d'une station terrienne située au point commun des contours à –3 dB*

(Cas le plus favorable pour une polarisation rectiligne équatoriale et pour une polarisation circulaire, et cas le plus défavorable pour une polarisation rectiligne oblique.)

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

SHKAROFSKI, I. P. et MOODY, H. J. [septembre 1976] Performance characteristics of antennas for direct broadcasting satellite systems including effects of rain depolarization. *RCA Rev.*, Vol. 37, 3, 279-319.

Documents du CCIR

[1974-78]: 9/248 (Suisse).

ANNEXE I

EFFETS DE LA GÉOMÉTRIE DES SYSTÈMES SUR LA POLARISATION RECTILIGNE

Dans le cas de la polarisation rectiligne, l'angle de polarisation à la réception variera en fonction de la latitude et de la longitude de la station de réception au sol par rapport à la longitude du point de projection du satellite. Cela tient à la variation d'orientation du système de référence (l'horizontale et la verticale locales) par rapport à l'emplacement géographique relatif.

L'angle de polarisation de l'onde incidente avec polarisation rectiligne, en supposant que le vecteur polarisation de l'onde émise soit parallèle au plan équatorial, est donné par (sans tenir compte de la rotation de Faraday qui est négligeable à 12 GHz):

$$\theta_p = \text{arc tg} \left\{ (\sin \Delta\lambda / \text{tg}\, \varphi) \sqrt{1 + [\sin \theta / (\beta - \cos \theta)]^2} \right\}$$

où

θ_p : angle de polarisation de l'onde incidente, mesuré à partir de l'intersection du plan horizontal local et du plan perpendiculaire à la direction dans laquelle le satellite est vu du terminal de réception au sol,

$\Delta\lambda$: longitude relative de la station de réception au sol,

θ : angle au centre de la Terre entre le point de projection du satellite et la station de réception au sol (θ = arc cos [cos $\Delta\lambda$ cos φ]), et

β : 6,62 (rayon de l'orbite des satellites géostationnaires divisé par le rayon terrestre).

Cette variation de l'angle de polarisation est illustrée dans la Fig. 3 pour diverses latitudes et longitudes relatives. L'angle θ_p est l'angle formé entre le petit vecteur et l'axe $\Delta\lambda$. Les contours, pour des angles de site de 0 et 20°, sont aussi indiqués.

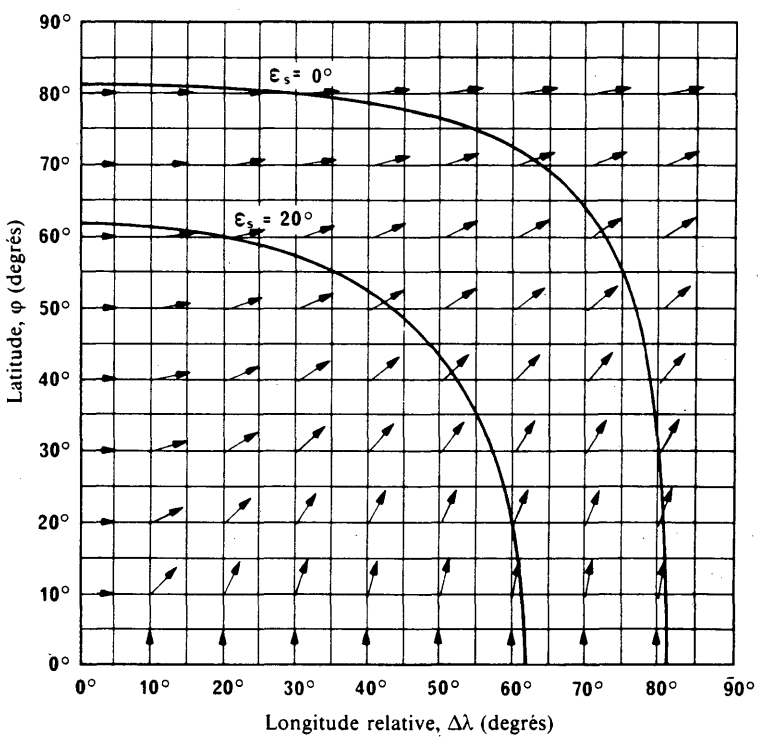


FIGURE 3 – *Variation de l'angle de polarisation reçu sur la Terre*

ε_s: angle de site

L'angle de polarisation varie beaucoup selon l'emplacement géographique. Il semble donc impossible d'aligner la polarisation de l'onde émise pour qu'elle soit reçue verticalement en tous points de la zone de service.

Compte tenu de cette variation de l'angle de polarisation avec la latitude et avec la longitude relative, le simple choix de la polarisation horizontale (le vecteur polarisation étant parallèle au plan équatorial) pour la station spatiale dans le service de radiodiffusion par satellite ne garantira pas qu'elle sera reçue orthogonalement par rapport au vecteur polarisation désiré (en général vertical) dans les systèmes de Terre.

RAPPORT 952-2*

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DES LIAISONS DE CONNEXION AUX SATELLITES DE RADIODIFFUSION

Eléments nécessaires pour l'établissement des plans d'assignation de fréquences et de positions orbitales pour le service de radiodiffusion par satellite et les liaisons de connexion associées. Partage dans les bandes attribuées aux liaisons de connexion

(Question 1/10 et 11; Programmes d'études 1B/10 et 11 et 2J/10 et 11)

(1982-1986-1990)

1. Introduction

Le présent Rapport a pour objet les caractéristiques techniques et les contraintes d'exploitation des liaisons de connexion des satellites de radiodiffusion.

Le présent Rapport porte exclusivement sur les liaisons de connexion aux satellites fonctionnant dans la bande des plans établis pour les liaisons de connexion dans le domaine de la radiodiffusion par satellite à 12 GHz (voir le § 2), et l'on connaît très mal les problèmes liés aux liaisons de connexion des satellites de radiodiffusion fonctionnant à des fréquences autres que 12 GHz.

2. Attributions des bandes de fréquences

La CAMR-79 a examiné le problème des attributions des bandes de fréquences aux liaisons de connexion des satellites de radiodiffusion fonctionnant dans la bande des 12 GHz. Certaines bandes de fréquences ont été attribuées à cet effet au service fixe par satellite (Terre vers espace), mais elles ont été limitées aux liaisons de connexion des satellites de radiodiffusion. Il s'agit des bandes suivantes:

- 10,7 à 11,7 GHz : dans la Région 1 seulement, utilisée en partage avec le service fixe, le service fixe par satellite (espace vers Terre) et le service mobile (sauf aéronautique);
- 14,5 à 14,8 GHz : utilisée en partage avec les services fixe et mobile. Cette utilisation est réservée aux pays extérieurs à l'Europe et à Malte;
- 17,3 à 18,1 GHz : la moitié supérieure de cette bande est utilisée en partage par les services fixe et mobile et par le service fixe par satellite (espace vers Terre).

La CAMR ORB-85 a choisi les bandes de fréquences 17,3-18,1 et 14,5-14,8 GHz (pour les pays extérieurs à l'Europe et pour Malte) pour la planification des assignations aux liaisons de connexion dans les Régions 1 et 3. La Conférence a décidé de ne pas utiliser la bande de fréquences 10,7-11,7 GHz dans le Plan d'assignation aux liaisons de connexion.

Un Plan pour les liaisons de connexion vers les satellites de radiodiffusion de la Région 2 a été établi pour la bande 17,3-17,8 GHz à la CARR SAT-83.

Un plan des liaisons de connexion aux satellites de radiodiffusion des Régions 1 et 3 a été établi à la CAMR ORB(88) dans les bandes 14,5 - 14,8 GHz et 17,3 - 18,1 GHz. La bande 14,5 - 14,8 GHz a été utilisée par certains pays non européens.

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 4 et 9.

3. Conception et caractéristiques techniques du système

3.1 *Généralités*

Une liaison de connexion à des satellites de radiodiffusion comprend les éléments suivants:

- la station terrienne d'émission décrite par les caractéristiques de rayonnement de l'antenne et par la puissance d'émission;
- la liaison entre la station terrienne et le satellite, surtout définie par les conditions de propagation dans l'atmosphère;
- l'antenne de réception du satellite, avec une caractéristique de rayonnement donnée, ainsi que le récepteur du satellite, avec une sensibilité donnée (facteur de bruit).

Les caractéristiques de ces éléments et les contraintes correspondantes sont examinées aux § 5 à 9, les autres considérations générales relatives au système étant récapitulées ci-après.

Dans certains cas, les satellites de radiodiffusion auront une seule station terrienne de liaison de connexion primaire pour chaque groupe de liaisons descendantes dans une même zone de service. Dans d'autres cas, il peut être souhaitable de prévoir l'implantation de stations terriennes de liaison de connexion en un point quelconque d'une zone de service d'une liaison de connexion prédéterminée. Ces liaisons de connexion seront normalement desservies par une station terrienne primaire avec une antenne relativement grande et une puissance d'émission élevée. Cette spécificité quant à la «station terrienne primaire» n'a pas été prise en considération dans la planification des liaisons de connexion dans la Région 2. De petites stations terriennes fixes ou transportables assurant une connexion directe vers un satellite expérimental ont déjà été utilisées [CCIR, 1978-82a] et on peut prévoir que leur nombre augmentera à mesure que se développera la radiodiffusion par satellite.

En admettant que les objectifs de qualité de service de ces petites stations terriennes puissent être moins élevés que ceux des stations primaires, leur utilisation devra être prise en compte le plus largement possible.

Les liaisons de connexion peuvent affecter la planification du service de radiodiffusion par satellite, et cela pour plusieurs raisons:

- le bruit et le brouillage présents sur la liaison de connexion seront retransmis sur la liaison descendante et peuvent constituer une part non négligeable du bruit et du brouillage totaux sur la liaison descendante; dans ce contexte, il peut être souhaitable de planifier les assignations de canaux pour la liaison de connexion et la liaison descendante en même temps, de manière à obtenir les rapports de protection pour une qualité de service désirée. On peut le faire de deux manières en planifiant successivement ou simultanément les liaisons de connexion et les liaisons descendantes (voir le Rapport 633);
- il peut être nécessaire de coordonner la liaison de connexion avec les systèmes à satellites fonctionnant dans la bande de fréquences des liaisons de connexion, d'où peuvent résulter des restrictions supplémentaires quant aux positions orbitales des satellites de radiodiffusion;
- il peut être nécessaire de coordonner les liaisons de connexion avec des systèmes de Terre;
- les zones de service des liaisons de connexion et des liaisons descendantes peuvent ne pas coïncider dans certains cas. Par exemple, une administration dont le territoire s'étend sur plusieurs zones horaires peut juger souhaitable de desservir chaque zone horaire à partir d'un emplacement orbital différent pour obtenir une meilleure protection contre les éclipses et pouvoir en même temps accéder à chaque satellite à partir d'un point quelconque de son territoire sous l'angle de site adéquat.
- il peut être souhaitable que des liaisons de connexion, au départ de petites stations terriennes fixes ou transportables, opèrent en grands nombres à partir d'un point quelconque de la zone de service ou, dans certains cas, même en dehors de la zone de service.

Il y a intérêt à étudier la possibilité de réduire la largeur de bande totale nécessaire pour les liaisons de connexion, en mettant à profit la directivité plus prononcée des antennes d'émission des stations terriennes, en ayant recours à la discrimination de polarisation et en utilisant des méthodes de modulation plus efficaces. Cependant, les petites stations terriennes fixes ou transportables ont une directivité limitée.

Pour obtenir le maximum de souplesse dans le positionnement des satellites de radiodiffusion directe, il pourrait être nécessaire que les liaisons de connexion aient une largeur de bande totale égale ou supérieure à celle des liaisons descendantes. Par conséquent, étant donné que la largeur de bande est limitée, il se peut que la souplesse maximale soit irréalisable.

Au cours de la période pendant laquelle les satellites de radiodiffusion seront introduits, la viabilité du service de radiodiffusion par satellite sera sans doute particulièrement vulnérable aux montants des coûts. Toute méthode visant à comprimer la largeur de bande de la liaison de connexion ou à utiliser économiquement l'orbite ne doit donc pas entraîner de coûts tels que la rentabilité du service de radiodiffusion par satellite ne soit pas assurée. Les coûts doivent être acceptables, ce qui constitue une autre contrainte. Les techniques de réduction de la largeur de bande indiquées dans le Rapport 561 doivent être envisagées sous cet angle.

3.2 *Répartition du bruit entre les liaisons de connexion et les liaisons descendantes*

La CAMR-RS-77, a adopté aux fins de la planification une réduction maximale de 0,5 dB du rapport porteuse à bruit total pour représenter la contribution de la liaison de connexion à ce rapport pendant 99% du mois le plus défavorable. Cela correspond à une différence d'environ 10 dB (voir le Rapport 215) entre les rapports porteuse à bruit des liaisons descendante et de connexion.

Selon une étude de l'UER [CCIR, 1978-82b], la contribution du bruit dû à la liaison de connexion peut être rendue négligeable en adoptant une marge relativement faible sur le rapport porteuse à bruit de la liaison descendante. Cette étude a été faite dans l'hypothèse de l'emploi d'une commande automatique de gain à bord du satellite et a été basée sur une analyse statistique des affaiblissements sur les liaisons de connexion et descendante. La probabilité d'avoir un rapport porteuse à bruit total inférieur à une certaine valeur s'exprime par une formule générale donnée dans le doc. [CCIR, 1978-82b].

Des applications numériques représentatives des mesures faites en Europe ont été effectuées en supposant que les affaiblissements (en dB) suivent une loi log-normale. On constate tout d'abord que les résultats obtenus avec les hypothèses de corrélation totale ou d'indépendance entre les affaiblissements sur les liaisons de connexion et descendante sont à peu près identiques. Par contre, l'influence d'une marge de 0,5 dB sur la liaison descendante est déterminante. L'amélioration due à cette marge est meilleure que celle obtenue en dimensionnant le C/N de la liaison de connexion pendant 99,9% du mois le plus défavorable au lieu de 99%. C'est ainsi que, si l'on se fixe un C/N pour la liaison descendante de 14 dB pendant 99% du mois le plus défavorable, la contribution de bruit de la liaison de connexion a pour effet de faire tomber le C/N de la liaison totale au-dessous de 14 dB dans 50% ou dans 10% de cas de plus (selon que la liaison de connexion est dimensionnée pour obtenir un rapport C/N de 24 dB pendant 99% ou 99,9% du mois le plus défavorable). Si l'on tient compte d'une marge de 0,5 dB sur la liaison descendante, le pourcentage de temps pendant lequel le C/N total tombe en dessous de 14 dB, y compris la contribution de bruit de la liaison de connexion, reste inférieur à la valeur spécifiée de 1% du mois le plus défavorable dans les deux cas.

Ce résultat confirme le bien-fondé du choix de la CAMR-RS-77 de tenir compte de l'effet de la liaison de connexion au moyen d'une telle marge, même à des fréquences de 18 GHz.

Des études semblables ont été faites au Canada sur les effets de l'affaiblissement dû à la pluie et les caractéristiques de répéteurs de satellite du point de vue de la répartition des contributions de bruit sur les liaisons de connexion et descendante de radiodiffusion par satellite [CCIR, 1978-82c].

Quelques résultats sont illustrés à la Fig. 1, pour les mêmes hypothèses que l'étude susmentionnée. Les courbes de la figure donnent la dégradation du C/N de la liaison descendante due au bruit apporté par la liaison de connexion, $(C/N_d - C/N_t)$ en fonction de la différence entre les rapports C/N sur les liaisons de connexion et descendante, $(C/N_u - C/N_d)$. On y illustre les cas de corrélation ou d'indépendance totale entre les affaiblissements sur les deux liaisons. Toutes les valeurs C/N sont relatives à 99% du mois le plus défavorable.

La répartition du bruit n'a pas besoin d'être spécifiée comme élément de planification pour la Région 2, étant donné que la valeur globale du rapport porteuse/bruit est le critère applicable lorsqu'on planifie simultanément des liaisons de connexion et des liaisons descendantes. Cependant, il est nécessaire de faire certaines hypothèses quant à la répartition du bruit pour déterminer les caractéristiques de la liaison de connexion, par exemple la p.i.r.e. nécessaire pour répondre aux spécifications du service de radiodiffusion par satellite.

Pour faciliter l'élaboration du Plan pour la Région 2 et les Régions 1 et 3, il a été admis que la contribution de bruit de la liaison de connexion au bilan de bruit de la liaison totale n'excèderait pas 0,5 dB pendant 99% du mois le plus défavorable.

3.3 *Rapport porteuse/bruit des liaisons de connexion*

En admettant qu'il n'y ait pas de réduction de puissance à la sortie du répéteur, une contribution de bruit de 0,5 dB pour la liaison de connexion à l'ensemble de la liaison exige que:

$$(C/N)_u = (C/N)_d + 10 \qquad \text{dB} \tag{1}$$

soit dépassé pendant 99% du mois le plus défavorable. Par atmosphère claire, on aura alors:

$$(C/N)_u = (C/N)_d + 10 + L_{Au} \qquad \text{dB} \tag{2}$$

où:

$(C/N)_u$: rapport porteuse/bruit de la liaison de connexion

$(C/N)_d$: rapport porteuse/bruit de la liaison descendante

L_{An} : affaiblissement par la pluie sur la liaison de connexion, dépassé pendant 1% du mois le plus défavorable.

Par ailleurs, une marge de 1 dB est nécessaire aux fins de planification pour tenir compte d'éventuelles erreurs de pointage de l'antenne d'émission de la station terrienne.

En outre, l'amplificateur non linéaire de puissance du répéteur introduit, compte tenu de son facteur de conversion MA/MP, une dégradation par le bruit thermique dans le signal démodulé. La dégradation causée par le phénomène MA/MP au signal démodulé en fréquence est donnée par l'expression:

$$D = \frac{\alpha + I}{1 + I} \tag{3}$$

où:

D : diminution du rapport signal/bruit après démodulation dû à l'accroissement du bruit après démodulation en présence de conversion MA/MP (voir la Fig. 2).

$I = (C/N)_u/(C/N)_d$

$\alpha = 1 + \left(\frac{K}{6{,}6}\right)^2$ (pour la modulation de fréquence).

K : est le facteur de conversion MA/MP. K est de l'ordre de 5 à 6 degrés/dB en l'état actuel de la technologie des amplificateurs. Cela donne pour α une valeur de l'ordre de 2,0 à 2,6 dB qui a été démontrée théoriquement et expérimentalement [CCIR, 1982-86a].

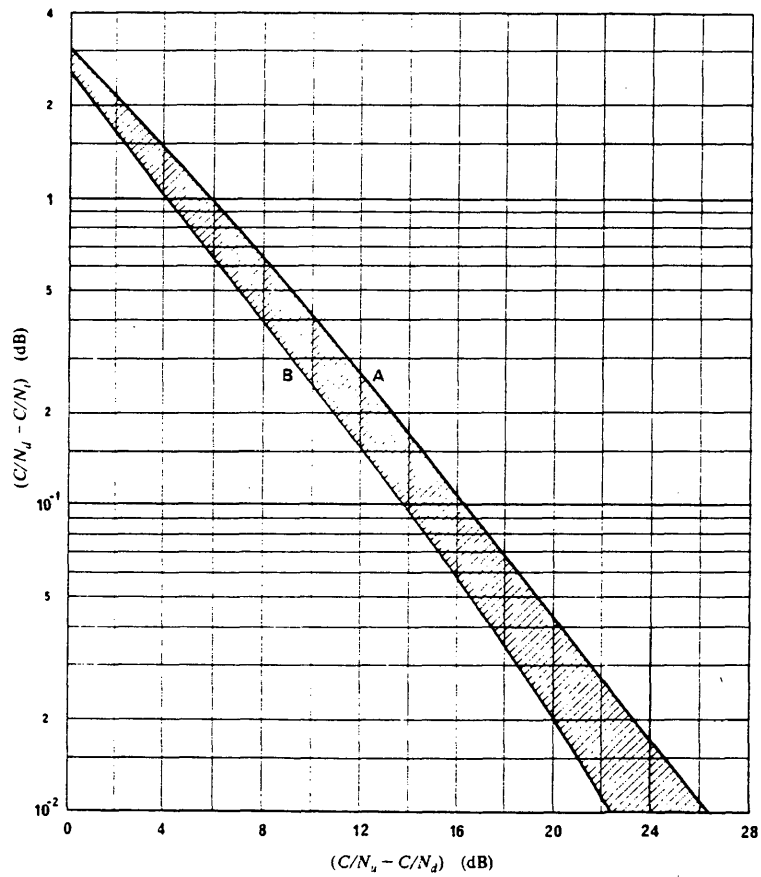


FIGURE 1 – *Contribution de bruit de la liaison de connexion*

A: avec corrélation
B: sans corrélation

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

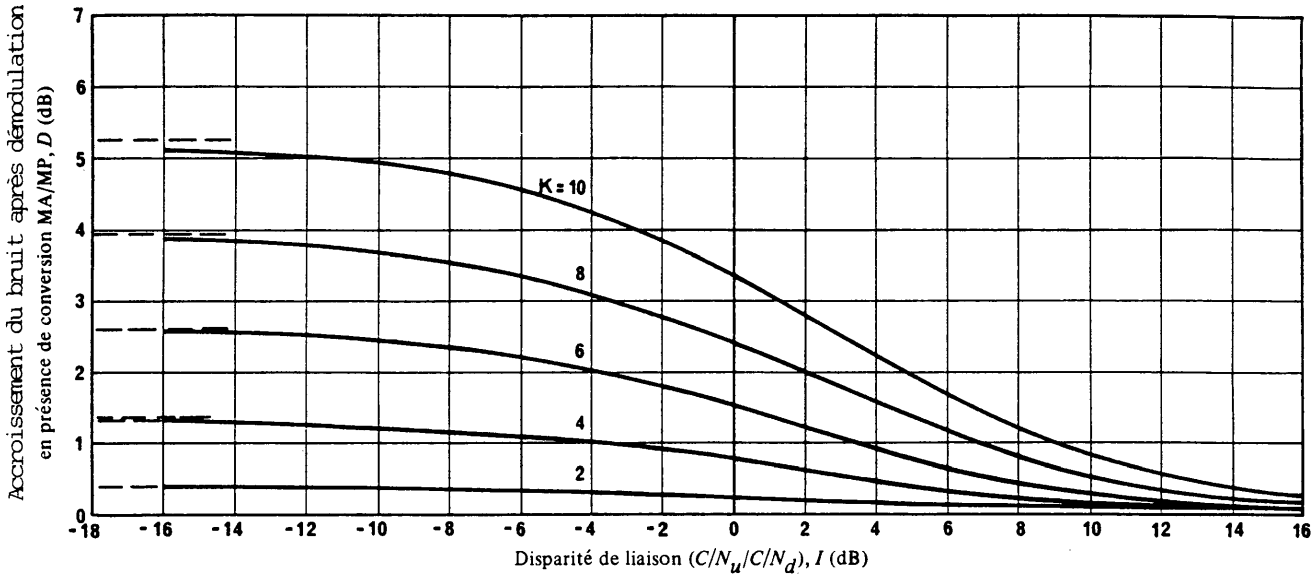


FIGURE 2 – *Dégradation du signal après démodulation causée par la conversion MA/MP*

K: facteur de conversion MA/MP (degrés/dB)

— — —: I → - ∞ dB

La dégradation causée par la conversion MA/MP ne peut pas être observée au moyen de mesures directes du C/N radiofréquence. Toutefois, cette dégradation peut être mesurée par d'autres moyens. Elle doit être prise en compte lors du calcul des bilans des liaisons de connexion et peut être compensée par une augmentation du C/N_u de 10 log α (dB). La conversion MA/MP n'a pas été prise en compte dans l'établissement du Plan de la Région 2.

Dans un plan fondé sur des caractéristiques homogènes de stations de liaisons de connexion qui, par voie de conséquence, donnent des puissances surfaciques nominales (atmosphère claire) homogènes à l'emplacement des satellites, le C/N_u varie en fonction du gain de l'antenne de réception du satellite. Dans la Région 2, les valeurs intéressantes du gain de l'antenne de réception du satellite, à la limite de la zone de couverture à -3 dB, varient d'environ 28 dB pour un faisceau de liaisons de connexion de 3° × 8° couvrant tout un pays à 46 dB pour un petit faisceau étroit de 0,6°. Avec une température de bruit du système ramenée à l'entrée du satellite de 1500 K, qu'il est facile d'obtenir pour des récepteurs de satellite fonctionnant dans la bande des 18 GHz, les valeurs intéressantes du rapport G/T varient de -4 dB(K^{-1}) à 14 dB(K^{-1}) à la limite de la zone de couverture. La puissance de la liaison de connexion dans l'antenne d'émission peut être choisie dans une gamme allant de 500 à 1000 W. Le Plan de liaison de connexion de la Région 2 est basé sur une puissance radiofréquence maximale de 1000 W fournie à l'entrée de l'antenne de la liaison de connexion. Le Tableau I donne une gamme des valeurs du rapport C/N_u à 17,5 GHz, en supposant un rendement d'antenne de 65%, une largeur de bande de filtre de 24 MHz et une perte de gain de 1 dB due à l'erreur de pointage de l'antenne de la station terrienne pour une puissance émise de 500 et 1000 W. Dans la Région 2, le Plan est basé sur un diamètre d'antenne de 5 m, mais des antennes plus grandes et/ou plus petites peuvent être utilisées.

Par exemple, pour un rapport C/N_d de 14,5 dB sur la liaison descendante et une erreur éventuelle de pointage de 1 dB de l'antenne de l'émetteur de la station terrienne, la contribution de bruit de la liaison de connexion au bruit total des canaux de communications serait supérieure à 0,5 dB dans un très petit nombre de cas qui sont en italique dans le Tableau I. Dans les Régions 1 et 3, le Plan est basé sur l'emploi d'antennes ayant respectivement des diamètres de 5 m pour la bande de 17 GHz et de 6 m pour celle de 14 GHz avec dans les deux cas, des émetteurs d'une puissance de 500 W. Ces valeurs correspondent respectivement à des p.i.r.e. de 84 et de 82 dBW, avec comme objectif de dépasser un rapport C/N de 24 dB pendant 99% du mois le plus défavorable.

TABLEAU I – *Valeurs du rapport porteuse/bruit calculées pour une antenne de station terrienne présentant une erreur de pointage de 1 dB et émettant une puissance de 500 ou 1000 W* (Région 2) (1)

Diamètre de l'antenne de la station terrienne (m)	Rapport G/T minimal de l'antenne de réception du satellite (limite de la zone de couverture) (dB(K^{-1}))	Rapport porteuse/bruit, C/N_u (dB)					
		Atmosphère claire		Affaiblissement par la pluie de 5 dB		Affaiblissement par la pluie de 10 dB	
		Puissance émise (W)					
		500	1000	500	1000	500	1000
2,5	– 4	*19,2*	*22,2*	*14,2*	*17,2*	*9,2*	*12,2*
	+ 2	25,2	28,2	*20,2*	*23,2*	*15,2*	*18,2*
	+ 8	31,2	34,2	26,2	29,2	*21,2*	*24,2*
	+14	37,2	40,2	32,2	35,2	27,2	30,2
5	– 4	25,2	28,2	*20,2*	*23,2*	*15,2*	*18,2*
	+ 2	31,2	34,2	26,2	29,2	*21,2*	*24,2*
	+ 8	37,2	40,2	32,2	35,2	27,2	30,2
	+14	43,2	46,2	38,2	41,2	33,2	36,2
8	– 4	29,3	32,3	24,3	27,3	*19,3*	*22,3*
	+ 2	35,3	38,3	30,3	33,3	25,3	28,3
	+ 8	41,3	44,3	36,3	39,3	31,3	34,3
	+14	47,3	50,3	42,3	45,3	37,3	40,3
11	– 4	32,1	35,1	27,1	30,1	*22,1*	25,1
	+ 2	38,1	41,1	33,1	36,1	28,1	31,1
	+ 8	44,1	47,1	39,1	42,1	34,1	37,1
	+14	50,1	53,1	45,1	48,1	40,1	43,1

Note 1 - Dans le cas du plan des liaisons de connexion pour les Régions 1 et 3, les valeurs du Tableau I sont à réduire de 0,5 dB avec une bande passante de référence de 27 MHz.

3.4 *Influence de l'atmosphère*

3.4.1 *Affaiblissement par la pluie*

Le signal de la liaison de connexion subit des atténuations lorsqu'il traverse l'atmosphère. Ces effets sont de nature statistique et ils dépendent fortement de la fréquence utilisée pour la liaison de connexion et de l'emplacement de la station terrienne de cette liaison.

L'affaiblissement par la pluie aura pour résultat des valeurs réduites pour le C/N et le C/I sur les liaisons de connexion. De plus, le C/N sur la liaison descendante diminuera, à moins d'utiliser la commande automatique de gain sur le satellite pour maintenir le répéteur du satellite à saturation ou à peu près.

Le modèle de propagation pour les liaisons de connexion des Régions 1 et 3 utilisant des signaux en polarisation circulaire est basé sur la valeur de l'affaiblissement par la pluie pendant 1 % du mois le plus défavorable.

La CAMR-ORB(88) a adopté la méthode suivante pour calculer l'affaiblissement par la pluie.

L'altitude moyenne h_F de l'isotherme 0° est :

$$h_F = 5.1 - 2.15 \log \left[1 + 10^{\frac{(|\zeta| - 27)}{25}} \right] \quad (km)$$

où ζ est la latitude de la station terrienne (en degrés).

La hauteur de la pluie h_R est donnée par:

$$h_R = C.h_F$$

où $C = 0.6$ pour $0° \leq |\zeta| < 20°$

$C = 0.6 + 0.02\ (|\zeta| - 20)$ pour $20° \leq |\zeta| < 40°$

$C = 1$ pour $|\zeta| \geq 40°$

La longueur du trajet oblique en dessous de la hauteur de la pluie est :

$$L_s = \frac{2(h_R - h_o)}{\left[\sin^2 \theta + 2 \frac{(h_R - h_o)}{R_e} \right]^{1/2} + \sin \theta} \quad (km)$$

où h_o = l'altitude de la station terrienne (km)

θ = l'angle de site (degrés)

R_e = le rayon effectif de la Terre (c'est-à-dire 8.500 km)

La projection horizontale L_G du trajet oblique est donnée par :

$$L_G = L_s \cos \theta \quad (km)$$

Le facteur $r_{0.01}$ de réduction du trajet dans la pluie pendant 0.01 % du temps est :

$$r_{0.01} = \frac{90}{90 + 4 L_G}$$

L'affaiblissement spécifique γ_R est déterminé par la formule suivante :

$$\gamma_R = k\ (R_{0,01})^{\alpha} \quad (dB/km)$$

où $R_{0,01}$ est donné au Tableau II pour chaque zone climatique de pluie. Les coefficients k et α qui dépendent de la fréquence sont donnés au Tableau III. Les zones climatiques de pluie sont données dans le Rapport 563.

Tableau II : Intensité des chutes de pluie $R_{0,01}$ pour les zones climatiques de pluie (valeurs dépassées pendant 0,01% d'une année moyenne)

Zone climatique de pluie	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P
Intensité de chutes de pluie $R_{0,01}$ (mm/h)	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145

Tableau III : Coefficients dépendant de la fréquence

Fréquence* (GHz)	k	α	
14,65	0,0327	1,149	Pour les Régions 1 et 3
17,5	0,0521	1,114	Pour la Région 2
17,7	0,0531	1,110	Pour les Régions 1 et 3

* Fréquences moyennes dans les bandes des liaisons de connexion.

L'affaiblissement par la pluie dépassé pendant 1 % du mois le plus défavorable est donné par :

$$A_{1\ \%} = 0{,}223\ \gamma_R L_s\ r_{0,01} \quad (dB) \text{ pour les Régions 1 et 3}$$

$$A_{1\ \%} = 0{,}21\ \gamma_R L_s\ r_{0,01} \quad (dB) \text{ pour la Région 2.}$$

On utilise dans les calculs de régulation de puissance décrits au paragraphe 5.4.4. l'affaiblissement par la pluie pendant 0,1 % du mois le plus défavorable. Il se calcule comme suit :

$$A_{0,1\ \%} = 3{,}3\ A_{1\ \%}$$

3.4.2 *Dépolarisation*

La pluie et la glace peuvent dépolariser les signaux et réduire par conséquent le C/I, dans des satellites occupant la même position et des satellites adjacents. Lorsque de la glace est présente sur le trajet de transmission, et surtout s'il s'agit de glace fondante, elle a un effet de dépolarisation particulièrement prononcé (phénomène de la «bande brillante»), mais ce phénomène n'est pas accompagné d'un grand affaiblissement.

Selon le modèle du CCIR (Rapport 564), la dépolarisation par la pluie, *XPD* varie avec l'affaiblissement et l'angle de site comme le montre la Fig. 3 dans le cas de la polarisation circulaire. Pour toute valeur donnée, A_p, de l'affaiblissement, la valeur de *XPD* décroît lorsque l'angle de site diminue.

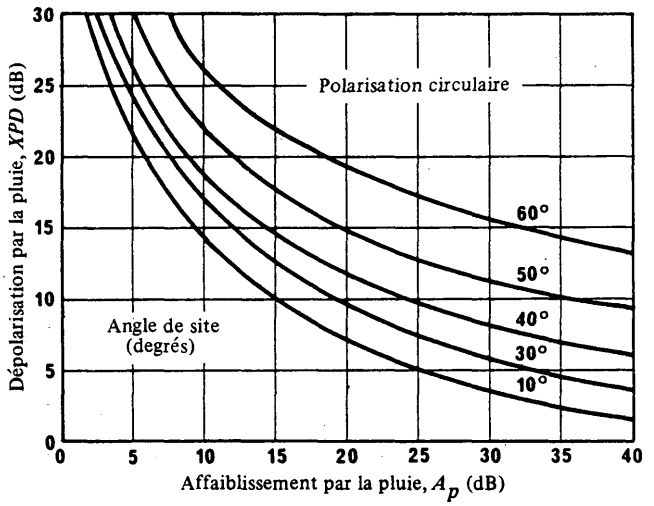


FIGURE 3 – *Dépolarisation due à la pluie et affaiblissement prévu pour des signaux à polarisation circulaire (14 GHz)*

La CAMR-ORB(88) a adopté la méthode suivante pour le calcul de la dépolarisation (XPD) non dépassée pendant 1 % du mois le plus défavorable :

$$XPD = 30 \log f - 40 \log (\cos \theta) - V \log A_p \text{ (dB) pour } 5° \leq \theta \leq 60°$$

où V = 20 entre 14,5 et 14,8 GHz

et V = 23 entre 17,3 et 18,1 GHz

A_p est l'affaiblissement copolaire par la pluie dépassé pendant 1 % du mois le plus défavorable

f est la fréquence (GHz) et

θ l'angle de site (degrés).

Pour les valeurs de θ supérieures à 60°, on prendra θ = 60° dans la relation qui précède.

3.4.3 *Diffusion par la pluie*

Le Doc. [CCIR, 1982-86b] donne une analyse de la diffusion par la pluie, mécanisme de brouillage à court terme qui peut avoir des effets importants à 17 GHz au point de vue partage entre les liaisons de connexion. Cette étude devrait être poursuivie, car on a fait plusieurs hypothèses simplificatrices et on a utilisé un modèle de diffusion par la pluie qui s'applique spécifiquement aux trajets de diffusion de Terre. L'analyse provisoire a conduit aux résultats suivants:

- le brouillage dû à la diffusion par la pluie ne devrait pas constituer un problème à 17 GHz mais, toutefois peut être très supérieur au brouillage qui s'exerce sur le trajet direct allant de la station terrienne (lobe latéral) jusqu'au satellite brouillé;
- le brouillage dû à cette diffusion est maximal, par rapport au brouillage sur le trajet direct allant de la station terrienne (lobe latéral) jusqu'au satellite brouillé, dans le cas de grands espacements angulaires entre le satellite brouillé et les satellites utiles;

- dans certains cas, le brouillage net en présence de pluie peut être supérieur à celui qui existe par atmosphère claire. Cependant, dans tous les cas de ce genre, le niveau de brouillage est négligeable;
- un complément d'étude est nécessaire pour déterminer l'intensité du brouillage dû à la diffusion par les précipitations aux alentours de l'isotherme 0°C, et au-dessus. En règle générale, les réflexions radar des ondes à 10 GHz sur la couche de fusion, à cette altitude, sont nettement plus fortes que les réflexions qui se produisent à des altitudes un peu plus basses.

3.5 *Marge de propagation*

La marge de propagation à 17 GHz, (L_{Att} dans l'équation (2)) dépend surtout de la zone hydrométéorologique et de l'angle de site. Un affaiblissement par la pluie ne dépassant pas 10 dB est prévu pendant 1% du mois le plus défavorable dans de nombreuses zones hydrométéorologiques, moyennant peu ou pas de restrictions pour l'angle de site. Dans les zones hydrométéorologiques M, N et P, il pourrait être souhaitable de placer les satellites de manière à réduire l'angle de site minimal et, par là, réduire au minimum le nombre de cas où l'affaiblissement par la pluie pourrait dépasser 10 dB pendant 1% du mois le plus défavorable. Les angles de site minimaux dans les zones hydrométéorologiques M, N et P sont respectivement de l'ordre de 12°, 35° et 60° pour un affaiblissement par la pluie de 10 dB non dépassé pendant 1% du mois le plus défavorable.

Parmi les techniques possibles pour compenser l'affaiblissement par la pluie figurent la diversité d'emplacement et la régulation de puissance. Ces sujets sont discutés respectivement aux § 5.6 et 5.4.

3.6 Stations terriennes de connexion en service

Il est utile d'obtenir des renseignements sur les caractéristiques techniques et l'exploitation de liaisons de connexion, notamment concernant le traitement du problème de l'affaiblissement par de fortes pluies et l'augmentation de l'efficacité de stations terriennes transportables.

Selon l'expérience acquise avec l'exploitation de liaisons de connexion du satellite de radiodiffusion japonais BS-2, on a pu établir l'Annexe II au présent Rapport qui donne des renseignements sur les aspects suivants de liaisons de connexion existantes [CCIR 1986-90b]:

- exploitation de liaisons de connexion dans des conditions pluvieuses (section 1 de l'Annexe II),
- systèmes de stations terriennes transportables (section 2 de l'Annexe II).

4. Brouillage

Les sources de brouillage sur le trajet satellite-Terre sont nombreuses, puisque ce sont des satellites de radiodiffusion; de plus, ce genre de brouillage est de nature à réduire le nombre des programmes diffusés à l'intention de chaque pays; aussi la CAMR-RS-77 a-t-elle proposé que, aux fins de la planification dans les Régions 1 et 3, le brouillage dû au trajet satellite-Terre soit égal à 90% du brouillage total.

L'approche adoptée par la CAMR-RS-77 requiert que le rapport de protection pour les liaisons de connexion soit supérieur d'environ 10 dB à celui du trajet satellite-Terre. Il ne faut pas, toutefois, oublier que la CAMR-RS-77 a spécifié des conditions plus strictes pour la protection contre le brouillage que pour la protection contre le bruit. On peut s'attendre, par atmosphère claire, à obtenir sur la liaison de connexion un rapport porteuse/bruit de l'ordre de 30 dB. Même dans ces conditions, la puissance de bruit reçue serait encore dix fois supérieure à la puissance de brouillage, en supposant un rapport de protection de 40 dB.

Le rapport C/I de la liaison de connexion n'a pas besoin d'être spécifié comme élément de planification quand les liaisons de connexion et les liaisons descendantes sont planifiées en même temps, car c'est le rapport global porteuse/brouillage qui est le critère applicable.

4.1 *Brouillage copolaire dans le même canal*

Un rapport de protection à une seule source (C/I_u) de 40 dB entre les liaisons de connexion copolaires transmises à partir de zones de service adjacentes est facile à obtenir pendant 99% du mois le plus défavorable. Par atmosphère claire, un C/I_u de 40 dB exige une séparation des satellites d'environ 3° pour des antennes de liaison de connexion de 5 m de diamètre. Quand on considère le cas le plus défavorable d'un brouillage global et d'un évanouissement dû à la pluie de 10 dB à la station terrienne d'émission utile, la séparation orbitale minimale nécessaire entre des satellites desservant des zones de service adjacentes est d'environ 10°. Des séparations orbitales de moins d'une dizaine de degrés nécessiteraient une certaine séparation des zones de service des liaisons de connexion, de même qu'une certaine séparation est nécessaire entre les zones de service des liaisons descendantes quand les séparations orbitales sont inférieures à 15°. La séparation des satellites sera normalement déterminée par des considérations relatives au brouillage des liaisons descendantes. Cependant, le brouillage des liaisons de connexion peut être le facteur déterminant quand la zone de service de la liaison de connexion est plus grande que la zone de service de la liaison descendante, ou en dehors de cette zone. Une valeur de 40 dB pour (C/I_u) semble une indication convenable pour la planification des liaisons de connexion.

Les essais effectués avec le satellite OTS étaient destinés à mesurer le seuil de perceptibilité d'une source de brouillage pour une liaison complète [CCIR, 1978-82d]. Ces essais ont montré que pour un signal de télévision à 625 lignes conforme au Plan de la CAMR-RS-77, la valeur de 30 dB pour le rapport de protection dans le même canal est confirmée.

Des mesures ont été faites au Canada sur l'effet de la non-linéarité de l'amplificateur à TOP du satellite sur le brouillage dans le même canal. Il semblerait que le phénomène couramment appelé «suppression de signal faible» n'ait pas lieu dans ce cas et qu'aucune diminution du niveau de brouillage n'ait été observée à la sortie d'un ATOP saturé. Le satellite devrait donc être considéré comme transparent dans le calcul du rapport global porteuse/brouillage dans le même canal.

On a adopté en établissant le plan pour les Régions 1 et 3 un rapport de protection de 40 dB entre liaisons de connexion dans le même canal.

4.2 *Brouillage par le canal adjacent*

Pour un brouillage autre que copolaire dans le même canal, le C/I nécessaire est très inférieur à 40 dB et les séparations entre satellites et/ou zones de service peuvent être bien inférieures. Pour des zones de service communes ou adjacentes, les satellites peuvent être presque copositionnés, la protection dans les canaux adjacent et deuxième adjacent étant cependant assurée.

Les essais effectués avec le satellite OTS étaient destinés à mesurer le seuil de perceptibilité d'une source de brouillage (dans le même canal ou dans un canal adjacent) pour une liaison complète [CCIR, 1978-82d]. Ces essais ont montré que pour un signal de télévision à 625 lignes conforme au Plan de la CAMR-RS-77, une valeur plus faible (7 dB au lieu de 14 dB) pour le rapport de protection dans le canal adjacent peut être acceptable dans les Régions 1 et 3. Cette réduction qualitative peut s'expliquer par l'amélioration de la sélectivité pour le canal résultant du filtrage à la station d'émission. Cependant une réduction du brouillage par le canal adjacent due au filtrage sur les liaisons de connexion est quelque peu limitée par le besoin d'un filtre à sélectivité plutôt faible afin d'émettre des signaux avec une dégradation minimale. Si, comme il semble, la valeur adoptée par la CAMR-RS-77 pour le canal adjacent dans la liaison descendante est un peu trop élevée, il serait intéressant de poursuivre les essais afin de déterminer s'il serait possible d'adopter, pour la planification de la liaison de connexion, une valeur correspondante plus faible (par exemple, 17 dB) pour le canal adjacent.

Des expériences de laboratoire en France dans lesquelles le brouillage de liaisons de connexion était simulé en utilisant des signaux de télévision à 625 lignes conformes au Plan de la CAMR-RS-77 ont indiqué que, outre la confirmation du rapport de protection de 30 dB pour le brouillage dans le même canal, pour le brouillage par le canal adjacent, le filtrage d'émission à la station de liaison de connexion et le fonctionnement du tube amplificateur du satellite à saturation entraînent une diminution subjectivement apparente de 4 dB du brouillage par le canal adjacent.

En ce qui concerne le système NTSC à 525 lignes on a étudié au Japon le rapport de protection dans le canal adjacent en tenant compte notamment des effets du coefficient de conversion MA/MP des répéteurs de satellite. Les mesures subjectives des signaux ayant traversé un amplificateur à TOP fonctionnant à 12 GHz, et celles obtenues avec simulation par ordinateur de l'amplification saturée, y compris la conversion MA/MP, concordent et indiquent que le rapport de protection nécessaire dans le canal adjacent peut être ramené à 11 dB pour un brouillage tout juste perceptible, après avoir pris en considération le coefficient de conversion MA/MP de 6° par dB (voir le § 3.3 du présent Rapport).

Compte tenu des résultats expérimentaux différents présentés ci-dessus, il apparaît qu'une valeur unifiée de planification de l'ordre de 21 dB pourrait convenir pour le rapport de protection dans le canal adjacent sur la liaison de connexion, quel que soit le système de télévision utilisé.

On a adopté en établissant le plan pour les Régions 1 et 3 un rapport de protection de 21 dB entre liaisons de connexion dans des canaux adjacents.

4.3 *Brouillage par le canal deuxième adjacent*

En raison de la réjection hors bande relativement limitée des filtres de récepteur que l'on envisage d'utiliser dans la pratique, le brouillage par le canal deuxième adjacent peut devenir une contribution non négligeable au niveau de brouillage. On a constaté que le rapport de protection est voisin de −10 dB pour les signaux NTSC modulés en fréquence avec deux sous porteuses son et avec des filtres quadripoles à éléments localisés simples.

Des mesures faites avec des signaux MAC-C ont montré qu'un rapport de protection compris entre 0 et −8 dB est adéquat avec le même type de filtre [Shelswell, 1984].

Les principaux facteurs contribuant à ce brouillage par le canal deuxième adjacent sont les liaisons de connexion. La contribution de la liaison descendante est négligeable, car la p.i.r.e. différentielle vers un point donné de la zone de service due à un chevauchement des faisceaux est limitée à quelques décibels. La contribution des liaisons de connexion se révèle plus importante et le cas le plus défavorable se produit quand les liaisons de connexion pour les deux canaux (canal utile et canal deuxième adjacent brouilleur) proviennent de la même zone de service et se dirigent vers la même position orbitale. Une différence de gain d'antenne vers la station utile et la station brouilleuse, ainsi qu'un évanouissement dû à la pluie au site d'émission utile alors que l'atmosphère est claire au site brouilleur, peuvent produire un différentiel relativement important dans les niveaux reçus au satellite.

Dans le cas de la planification de la Région 2 à la CARR SAT-83, on a constaté que le différentiel de niveau des liaisons de connexion pouvait s'élever à 16 dB, donnant une marge de −6 dB dans le canal deuxième adjacent pour un rapport de protection correspondant de −10 dB, ce différentiel de niveau devenant dans de nombreux cas le mécanisme de brouillage prédominant. Une réduction de 10 dB du brouillage par le canal deuxième adjacent de la liaison de connexion a été admise en raison du filtrage de canal dans le satellite afin d'éviter cette prédominance.

Il peut en résulter d'autres problèmes, à savoir l'émission de signaux intenses dans le canal deuxième adjacent par le répéteur du satellite et une intermodulation avec le signal utile dans l'amplificateur non linéaire du répéteur. La conséquence en est le rayonnement d'autres composantes brouilleuses à l'intérieur et à l'extérieur de la largeur de bande nominale de la liaison descendante. Dans le Plan des liaisons descendantes pour les Régions 1 et 3, pour les zones de couverture limitrophes ou se chevauchant, les canaux sont espacés en fréquence du double de la largeur d'un canal, avec le même sens de polarisation pour la même position orbitale. Il peut donc y avoir création d'un brouillage supplémentaire sur la liaison descendante, dans le canal utile *n*, sous l'effet du mécanisme suivant:

- le signal de la liaison de connexion (canal *n*) traverse des répéteurs copositionnés ayant pour canal $n \pm 2$;
- intermodulation dans les mêmes répéteurs sur les voies $n \pm 2$ due aux signaux dans les canaux $n \pm 4$.

Pour réduire à un minimum les effets de ce mécanisme de brouillage, il faut par conséquent introduire un affaiblissement suffisant des signaux des canaux deuxièmes adjacents, en opérant un filtrage dans le répéteur du satellite.

Une étude effectuée au Royaume-Uni a permis de conclure que, pour la planification des liaisons de connexion dans les Régions 1 et 3, et en supposant que l'on a une transposition directe des fréquences, il ne sera pas indispensable de tenir compte du brouillage par les canaux deuxièmes adjacents, sous réserve de pouvoir affaiblir d'au moins 40 dB le signal de ces canaux dans le répéteur du satellite [Shelswell, 1984]. Une deuxième étude effectuée au Japon a montré que, si l'on admet un évanouissement sévère dû à la pluie (environ 18 dB) dans le canal deuxième adjacent, l'affaiblissement requis du deuxième canal adjacent par le filtre des canaux d'entrée et de sortie est, au total, égal approximativement à 50 dB.

Dans la pratique, l'effet conjugué des filtres d'entrée et de sortie du répéteur permet d'obtenir un affaiblissement de 55 dB pour les signaux dans le canal deuxième adjacent [CCIR, 1986-90]. Par conséquent, il est confirmé qu'il ne sera pas nécessaire de tenir compte du brouillage dans le canal deuxième adjacent lors de l'évaluation du Plan des liaisons de connexion pour les Régions 1 et 3.

Les brouillages causés par le canal deuxième adjacent n'ont pas été pris en compte dans la planification pour les Régions 1 et 3.

4.4 Calcul de la marge de protection équivalente pour les Régions 1 et 3*

La marge de protection équivalente de la liaison de connexion (M_u) est donnée par la formule:

$$M_u = -10 \log \left(10^{-M_1/10} + 10^{-M_2/10} + 10^{-M_3/10} \right) \text{ (dB)}$$

où M_1 est la marge de protection pour le même canal (en dB). On a donc :

$$M_1 = \left[\frac{\text{puissance utile}}{\text{somme des puissances brouilleuses dans le même canal}} \right] \text{ (dB)}$$ - rapport de protection dans le même canal

M_2 and M_3 sont les valeurs (en dB), respectivement pour les canaux adjacents supérieur et inférieur. On a :

$$M_2 = \left[\frac{\text{puissance utile}}{\text{somme des puissances brouilleuses dans le canal adjacent supérieur}} \right] \text{ (dB)}$$ - rapport de protection dans le canal adjacent

$$M_3 = \left[\frac{\text{puissance utile}}{\text{somme des puissances brouilleuses dans le canal adjacent inférieur}} \right] \text{ (dB)}$$ - rapport de protection dans le canal adjacent

Toutes les puissances sont calculées à l'entrée du récepteur.

---

* La définition de la marge de protection équivalente pour les Régions 1 et 3 est incorporée dans le § 4.11 de la Recommandation 566.

4.5 Calcul de la marge de protection équivalente globale* pour les Régions 1 et 3**

La marge de protection équivalente globale M (en dB) est donnée par la relation suivante <Brajan, 1986> :

$$M = -10 \log \left(10^{-(M_u + R_{cu})/10} + 10^{-(M_d + R_{cd})/10} \right) - R_{co}$$

où M_u est la marge de protection équivalente pour la liaison de connexion définie au § 4.4,

M_d est la marge de protection équivalente pour la liaison descendante,

M_{cu} est le rapport de protection même canal pour la liaison de connexion,

R_{cd} est le rapport de protection même canal pour la liaison descendante,

R_{co} est le rapport de protection même canal global.

Les valeurs de rapports de protection employées dans la planification sont les suivantes:

$$R_{cu} = 40 \text{ dB}$$
$$R_{cd} = 31 \text{ dB}$$
$$R_{co} = 30 \text{ dB}.$$

4.6 *Brouillage entre satellites copositionnés*

Les cas les plus critiques de brouillage sur la liaison de connexion se produisent avec des canaux contrapolaires émis vers des satellites copositionnés.

Dans le cas où des satellites copositionnés utilisent en commun un canal contrapolaire, il faut un rapport de protection de 40 dB. Une discrimination supérieure à environ 30 dB fournie par le diagramme de l'antenne de réception du satellite exige une séparation géographique des zones de service des liaisons de connexion. La discrimination est la différence entre le gain copolaire en direction de points situés dans la zone de service désirée et le gain contrapolaire en direction du point le plus rapproché de la zone de service brouilleuse. Les diagrammes d'antenne de satellite sont normalement exprimés en fonction de φ/φ_0, φ étant l'angle exocentrique entre la direction de l'axe et la direction recherchée, et φ_0 l'ouverture à 3 dB de l'antenne du satellite. La discrimination entre le signal utile et le signal brouilleur est alors la différence entre le gain en direction de la station de la liaison de connexion désirée et le gain à l'angle φ. Si l'on admet que la discrimination maximale est égale à l'opposé du gain dans l'axe, il en résulte que, pour obtenir une discrimination de 40 dB en limite de la zone de service, on doit avoir un gain dans l'axe de 43 dB et des valeurs de φ/φ_0 supérieures à 2. Pour bien des pays, des gains d'antenne de satellite de 43 dB et des zones de service de liaisons de connexion s'étendant à tout le territoire sont des conditions incompatibles. D'ailleurs, pour tenir compte des non-homogénéités du signal reçu provenant de l'affaiblissement par la pluie, et de l'irrégularité du niveau de puissance à l'émission, il faudrait que les gains d'antenne soient encore plus élevés. Un gain dans l'axe de 49 dB (ouverture du faisceau de 0,6°) procurerait tout au plus une marge de 6 dB contre l'affaiblissement par la pluie.

---

* L'adjectif "équivalent" signifie que l'on a pris en compte les marges de protection pour toutes les sources de brouillages, aussi bien dans les canaux adjacents que dans le même canal.

** Ces définitions sont incorporées dans la Recommandation 566.

Considérons également le cas où des satellites copositionnés, fonctionnant sur des canaux adjacents contrapolaires, ont des zones de service de liaison de connexion communes. Supposons que les capacités de discrimination soient de 25 dB pour l'antenne de réception des satellites et de 30 dB pour l'antenne d'émission de la station terrienne. Comme les deux composantes du brouillage peuvent être en phase, l'addition des tensions doit être utilisée pour déterminer le niveau de brouillage. Par atmosphère claire, le C/I de la liaison de connexion pour un canal adjacent serait de 21,1 dB. Quand le trajet de liaison de connexion désiré est soumis à un affaiblissement par la pluie de 10 dB, le C/I de la liaison de connexion tombe à 11,1 dB. Le rapport de protection de 24 dB impliqué par la CAMR-RS-77 ne peut être obtenu pour cet exemple, même par atmosphère claire.

Une solution possible au problème du brouillage par le canal adjacent est de ménager une légère séparation entre satellites copositionnés. Une étude effectuée au Canada a montré que l'on peut obtenir une amélioration du découplage dans le cas de deux satellites émettant sur des canaux adjacents contrapolaires, en séparant ces satellites par une fraction de degré de façon qu'ils soient vus comme deux positions orbitales distinctes par les antennes d'émission de la liaison de connexion mais comme une seule et même position par les antennes de réception plus petites. Cela permet de supprimer presque complètement la possibilité, pour le C/I dans le canal adjacent de l'ensemble de la liaison, de subir les évanouissements dus à la pluie sur les liaisons de connexion, au prix d'une petite diminution du gain au terminal de réception.

La Fig. 4 montre les résultats d'une étude paramétrique donnant le C/I global dans le canal adjacent en fonction de la séparation orbitale et pour différentes tailles d'antennes d'émission. Les paramètres techniques adoptés à la CARR SAT-83, y compris les erreurs de pointage des antennes de réception et d'émission, ont été utilisés dans cette analyse. La figure donne aussi la variation du gain de l'antenne de réception en fonction de la séparation orbitale. Il convient de noter que la perte de gain de réception de 1 dB due à l'erreur de pointage est déjà prise en considération dans le calcul du G/T de la station terminale terrienne.

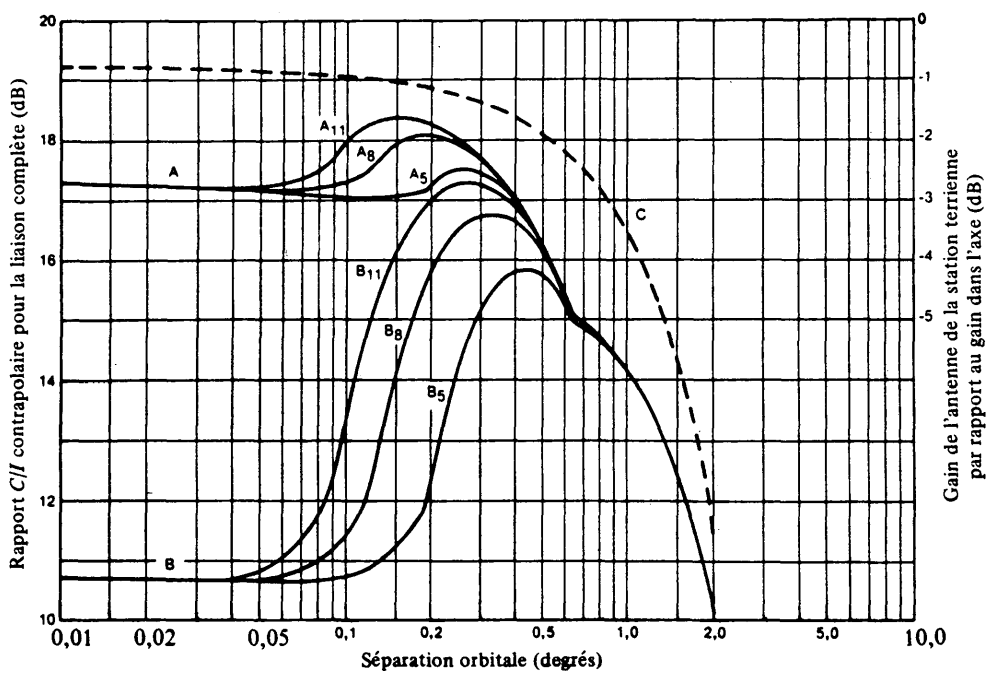


FIGURE 4 – *Amélioration du rapport C/I contrapolaire par séparation orbitale*

Courbes A : atmosphère claire sur les liaisons de connexion et la liaison descendante
B : affaiblissement de 10 dB par la pluie sur la liaison de connexion utile
C : dégradation du gain copolaire de réception de la station terrienne
A_5 : rapport C/I contrapolaire liaison complète pour des antennes de 5 m aux sites de liaison de connexion (par atmosphère claire)
A_8 : rapport C/I contrapolaire liaison complète pour des antennes de 8 m aux sites de liaison de connexion (par atmosphère claire)
A_{11} : rapport C/I contrapolaire liaison complète pour des antennes de 11 m aux sites de liaison de connexion (par atmosphère claire)
B_5 : rapport C/I contrapolaire liaison complète pour des antennes de 5 m aux sites de liaison de connexion (pour un évanouissement de 10 dB)
B_8 : rapport C/I contrapolaire liaison complète pour des antennes de 8 m aux sites de liaison de connexion (pour un évanouissement de 10 dB)
B_{11} : rapport C/I contrapolaire liaison complète pour des antennes de 11 m aux sites de liaison de connexion (pour un évanouissement de 10 dB)

La séparation orbitale optimale est le point de la meilleure discrimination de polarisation dans des conditions d'évanouissement sur la liaison de connexion. Elle représente le meilleur compromis entre la discrimination de polarisation de la liaison de connexion et la perte de gain de la liaison descendante. Cette valeur optimale est de 0,4° pour des antennes d'émission de liaison de connexion de 5 m. Cette séparation a été utilisée pour l'établissement du Plan de la Région 2 à la CARR SAT-83. L'utilisation d'antennes d'émission plus grandes ramènera cette valeur optimale à une séparation orbitale plus petite (par exemple: 0,3° pour des antennes de 8 m et 0,27° pour des antennes de 11 m).

La CAMR ORB(88) a décidé que les administrations pouvaient placer les satellites d'un même "groupe" de satellites (c'est-à-dire partageant la même position nominale dans le plan) à n'importe quelle position écartée, au plus, de 0,2° de la position nominale, à condition d'obtenir l'accord des autres administrations de cette position d'orbite. L'intérêt de cette disposition est de permettre une discrimination supplémentaire entre liaisons de connexion (grandes antennes d'émission) alors qu'à la réception de la liaison descendante (petites antennes) les satellites peuvent toujours être considérés comme étant à la même position.

4.7 *Effet de la conversion MA/MP*

Le § 3.3 ci-dessus traite de la dégradation du rapport C/N effectif des liaisons de connexion, causée par la conversion MA/MP dans le répéteur du satellite. On peut prévoir qu'un effet similaire se produira avec les rapports C/I effectifs des liaisons de connexion, bien qu'il n'existe pas, à l'heure actuelle, de données expérimentales suffisantes pour le confirmer. En effet, les essais réalisés au Royaume-Uni indiquent qu'avec une conversion MA/MP faible (< 2°/dB), l'effet des brouillages mutuels sur la liaison de connexion est très semblable à l'effet produit sur la liaison descendante [Shelswell, 1984]. Il faut poursuivre les études avec les valeurs de conversion MA/MP plus élevées que l'on trouve actuellement dans les amplificateurs de puissance à TOP nécessaires à la radiodiffusion par satellite.

La diminution des rapports globaux C/I de la liaison dépendra des rapports relatifs C/I sur les liaisons de connexion et les liaisons descendantes, de la même façon que le déséquilibre de la liaison affecte le rapport global C/N (voir le § 3.3).

4.8 *Techniques propres à diminuer les brouillages mutuels entre liaisons de connexion*

Pour diminuer les brouillages mutuels entre liaisons de connexion, il est possible d'adopter les méthodes suivantes (voir le Rapport de la CAMR ORB-85):

- Dans la planification, l'emploi d'un ensemble commun de paramètres techniques pour toutes les liaisons de connexion est souhaitable, mais des études préliminaires effectuées par plusieurs administrations ont montré que l'on aura peut-être des difficultés à obtenir les valeurs requises de C/I sur un petit nombre de liaisons de connexion, en particulier lorsque certaines administrations ont des besoins spéciaux qu'il faut satisfaire.

  Afin de surmonter ces difficultés, il est proposé d'avoir une certaine souplesse pour les valeurs des paramètres de planification utilisés. On peut utiliser une ou plusieurs des techniques suivantes, chaque fois que nécessaire en cours de planification, pour atteindre les valeurs fixées en matière de protection contre les brouillages.

- Réglage du niveau maximal de p.i.r.e. des liaisons de connexion brouilleuses potentielles ou des liaisons de connexion sujettes à un brouillage excessif, sous réserve que les valeurs de C/N et de C/I sur les liaisons de connexion ayant fait l'objet du réglage, restent acceptables.

- Lorsque la planification indépendante des positions orbitales est défavorablement influencée, le diagramme de référence hors axe des lobes latéraux copolaires et contrapolaires de l'antenne d'émission de station terrienne peut être limité à $29 - 25 \log \varphi$ (dBi), pour des valeurs de φ (angle hors axe) dans les régions des positions orbitales adjacentes ou deuxièmes adjacentes dans le plan de l'orbite des satellites géostationnaires.

- Lorsque le découplage contrapolaire obtenu est insuffisant, le diagramme de référence hors axe des lobes latéraux contrapolaires de l'antenne d'émission de la station terrienne peut être limité à $24 - 25 \log \varphi$ (dBi) pour $0{,}76° \leqslant \varphi \leqslant 22{,}9°$ et -10 (dBi) pour $\varphi > 22{,}9°$.

- Ajustement des assignations de canaux des liaisons de connexion, en conservant la même fréquence de translation pour toutes les assignations associées à un faisceau de trajet descendant donné.

- Modification du diagramme, de la forme ou de la taille du faisceau de l'antenne de réception du satellite et/ou de la réponse dans les lobes latéraux (par exemple, antenne à faisceaux multiples ou à faisceau modelé).

– Décalage de la direction de pointage du faisceau de l'antenne de réception du satellite, sous réserve que la valeur fixée pour C/N demeure inchangée.

– Amélioration jusqu'à 0,1° de la précision de pointage du faisceau de l'antenne de réception du satellite.

– Fixation d'une limite supérieure à la marge d'affaiblissement par la pluie incluse dans le bilan de puissance des liaisons de connexion.

– Espacement des positions des satellites sur l'orbite de +0,2° par rapport à la position nominale et spécification de la p.i.r.e. hors axe de la station terrienne pertinente dans la gamme de 0° à 1° pour les angles hors axe du faisceau.

En pareils cas, p.i.r.e. (dBW) étant la p.i.r.e. dans l'axe de la station terrienne, la p.i.r.e. hors axe de l'antenne d'émission de la station terrienne pour des angles $0° \leqslant \varphi < 1°$ ne doit pas être supérieure à:

p.i.r.e. (dBW)	pour $0° \leqslant \varphi \leqslant 0{,}1°$
p.i.r.e. $- 21 - 20 \log \varphi$ (dBW)	pour $0{,}1° < \varphi \leqslant 0{,}32°$
p.i.r.e. $- 5{,}7 - 53{,}2\ \varphi^2$ (dBW)	pour $0{,}32° < \varphi \leqslant 0{,}44°$
p.i.r.e. $- 25 - 25 \log \varphi$ (dBW)	pour $0{,}44° < \varphi < 1°$

5. Caractéristiques des stations terriennes pour liaisons de connexion

5.1 *P.i.r.e.*

Une fois qu'on a spécifié la bande de fréquences et le rapport G/T du satellite, la p.i.r.e. que doit avoir la station terrienne pour satisfaire à la condition C/N est déterminée dans une large mesure par les statistiques de l'affaiblissement produit par les précipitations aux emplacements des stations terriennes. Soit L l'affaiblissement net de trajet (dB) qui n'est pas dépassé pendant un certain pourcentage du mois le plus défavorable, par exemple 99%; la valeur nécessaire de la p.i.r.e. de la station terrienne, par canal, est donnée par l'équation:

$$p.i.r.e. = P_E + G_E = C/N + 10 \log (kB) - G/T + L \quad \text{dBW} \qquad (4)$$

où:

P_E: puissance d'émission de la station terrienne, par canal (dBW)

G_E: gain de l'antenne de la station terrienne dans l'axe (dBi)

C/N: rapport porteuse/bruit à l'entrée du récepteur du satellite (dB), dépassé pendant, par exemple, 99% du mois le plus défavorable

k: constante de Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}$ J/K)

B: largeur de bande FI du récepteur du satellite (Hz)

G/T: facteur de qualité du satellite (y compris l'antenne de réception et l'alimentation) (dB(K^{-1}))

Les considérations exposées dans le § 3.3 donnent à penser qu'un C/N de l'ordre de 26 dB à l'entrée du satellite devrait être choisi. A titre d'exemple de l'utilisation de cette équation, on prendra: $C/N = 26$ dB, $B = 27$ MHz (voir le Plan pour les Régions 1 et 3), $G/T = 5$ dB(K^{-1}) correspondant à $T = 2000$ K et $G = 38$ dB à la limite d'un faisceau à 1,5°) et $L = 212$ dB (209 dB d'affaiblissement en espace libre à 18 GHz plus 3 dB d'affaiblissement par la pluie, correspondant à 1% de la moyenne nationale la plus défavorable dans les projections statistiques des valeurs les plus défavorables pour l'Europe (voir le Rapport 565)). Dans ce cas, le résultat du calcul de la p.i.r.e. de la station terrienne est 78,7 dBW. Cette valeur se trouve bien en deçà de la p.i.r.e. possible produite par une station terrienne à 18 GHz ayant une puissance d'émission d'environ 200 W et un diamètre d'antenne d'environ 5 m avec un rendement de 55%.

En pratique, quand on tient compte d'autres considérations que le C/N, les valeurs de p.i.r.e. requises pour les liaisons de connexion se situeront dans la gamme 78-87 dBW suivant les caractéristiques de chaque système. A titre d'exemple, pour la planification de la Région 2, une p.i.r.e. nominale de 87 dBW a été utilisée.

Un autre exemple pratique, basé sur l'utilisation de plusieurs stations terriennes de liaison de connexion avec un satellite ayant une antenne de réception à faisceau étroit pour atténuer les problèmes de brouillage mutuels des liaisons de connexion, requiert une p.i.r.e. de 81,5 dBW. Pour cet exemple, les valeurs de paramètres suivantes ont été choisies: $C/N = 26$ dB, $B = 27$ MHz (voir Plans des Régions 1 et 3), $G/T = 8{,}5$ dB(K^{-1}) (correspondant à $T = 2500$ K, $G = 46{,}5$ dB à la limite d'un faisceau de 0,6°, une marge de 4 dB pour un décalage de pointage de l'antenne de réception, pour tenir compte des liaisons de connexion situées près de la bordure de la zone de couverture), et $L = 218{,}3$ dB (209,3 dB pour l'affaiblissement en espace libre à 18 GHz, plus 9 dB valeur supposée à titre d'exemple pour l'affaiblissement par la pluie). La p.i.r.e. minimale requise est alors de 81,5 dBW. Afin de prendre en compte la marge de la station (poursuite, mesure, etc.), on peut ajouter 3 dB supplémentaires, pour atteindre la p.i.r.e. maximale nécessaire de 84,5 dBW.

On trouve sans difficulté des antennes et des émetteurs capables de répondre au critère de p.i.r.e., compte tenu des affaiblissements du dispositif d'alimentation et du multiplexeur. Des antennes (Cassegrain ou à alimentation centrale) sont disponibles avec des diamètres de 8 m et plus; des tubes d'émission de 18 GHz ayant une puissance de sortie de 1 kW sont en cours de développement.

5.2 *Diagramme de référence de l'antenne d'émission*

La Recommandation 465 propose un diagramme de rayonnement copolaire de référence pour les antennes d'émission des stations terriennes du SFS avec $D/\lambda \geqslant 100$:

$$\begin{aligned} G &= 32 - 25 \log \varphi \quad \text{dBi} \quad 1° < \varphi \leqslant 48° \\ &= -10 \quad \text{dBi} \quad \varphi > 48° \end{aligned} \tag{5}$$

Le Rapport 391 étudie ce diagramme de rayonnement et fournit des données à l'appui de ce diagramme. Le Rapport 390 étudie les facteurs qui influent sur le niveau des lobes latéraux. Cependant, le Rapport 453-3 (1982) suggère un diagramme plus strict afin d'augmenter l'utilisation de la ressource orbite-spectre:

$$G = 28 - 25 \log \varphi \quad \text{dBi} \tag{6}$$

jusqu'à un minimum de -20 dBi.

De l'avis de constructeurs d'antennes en France, et d'après des tests effectués au Canada sur des antennes récentes à haute performance (voir l'Annexe I), il peut être possible de fabriquer des antennes n'ayant pas plus de 10% de leurs crêtes de lobes latéraux au-dessus de cette enveloppe.

Parmi les facteurs qui indiquent que ces niveaux peuvent être atteints avec les antennes utilisées dans la pratique, signalons le fait que la conception des dispositifs d'alimentation (réflecteurs secondaires y compris) peut être optimisée uniquement pour la largeur de bande de fréquences d'émission employée (500 ou 800 MHz, suivant la Région).

La XV^e Assemblée plénière du CCIR a adopté la Recommandation 580 selon laquelle les nouvelles antennes de station terrienne ayant un rapport D/λ supérieur à 150 installées après 1988 et fonctionnant en liaison avec un satellite géostationnaire devraient avoir un objectif de conception tel que le gain de 90% des crêtes du lobe latéral ne dépasse pas:

$$G = 29 - 25 \log \varphi \quad \text{dBi} \quad \text{pour } 1° \leqslant \varphi \leqslant 20° \tag{7}$$

Le Rapport 391 suggère aussi des diagrammes de rayonnement pour les petites antennes ($D/\lambda < 100$), mais cela correspond à des antennes de diamètre inférieur à 1,7 m à 17 GHz et il est improbable que des antennes aussi petites soient utilisées pour les liaisons de connexion aux satellites de radiodiffusion.

Il serait également possible d'optimiser la performance des lobes latéraux des antennes pour qu'elle corresponde à des séparations spécifiques entre satellites pour un plan utilisant une séparation orbitale fixe. Dans ce cas, il pourrait être souhaitable d'utiliser un diagramme de référence pour la planification du service de radiodiffusion par satellite, et un autre diagramme de référence pour la coordination avec d'autres services.

Les Appendices 28 et 29 du Règlement des radiocommunications étendent aux angles inférieurs à 1° le diagramme de rayonnement de la composante copolaire en se fondant sur l'hypothèse d'un lobe principal gaussien et d'un plateau au niveau du premier lobe latéral.

5.2.1 *Diagrammes de référence dans la Région 2*

Les nouveaux diagrammes de rayonnement décrits ci-dessous et représentés sur la Fig. 5 ont été adoptés par la CARR SAT-83 pour la planification des liaisons de connexion au SRS. Des renseignements généraux à ce sujet sont donnés dans l'Annexe I au présent Rapport.

5.2.1.1 *Composante copolaire*

La composante copolaire d'une antenne de liaison de connexion est définie sur la base d'une enveloppe des lobes latéraux ayant pour expression, «29 – 25 log φ», jusqu'à -10 dB par rapport à la source isotrope pour la région des lobes arrière (voir la Fig. 5). Le lobe principal de l'antenne est limité par le segment «36 – 20 log φ», qui est tangent aux lobes principaux à distribution gaussienne d'antennes de dimension quelconque, dans l'hypothèse d'un rendement d'antenne de 65%. Ce segment va jusqu'à la valeur angulaire 0,32°, au-delà de laquelle une partie du lobe principal gaussien de l'antenne de 2,5 m (antenne de plus petit diamètre admise dans le Plan) se raccorde à l'enveloppe des lobes latéraux exprimée par «29 – 25 log φ». Le but recherché est de permettre l'élargissement du lobe principal dans le cas des petites antennes.

5.2.1.2 *Composante contrapolaire*

La composante contrapolaire d'une antenne de liaison de connexion est définie avec un palier près de l'axe, avec une discrimination de 30 dB par rapport au gain copolaire sur l'axe. Pour les grands écarts angulaires hors axe, les lobes latéraux contrapolaires doivent se raccorder avec le segment oblique «9 – 20 log φ», jusqu'à -10 dB par rapport à la source isotrope. La pente de ce segment est telle que son point de raccordement avec le palier voisin de l'axe coïncidera toujours avec le point correspondant au lobe latéral le plus défavorable, c'est-à-dire le point à -3 dB pour la composante copolaire.

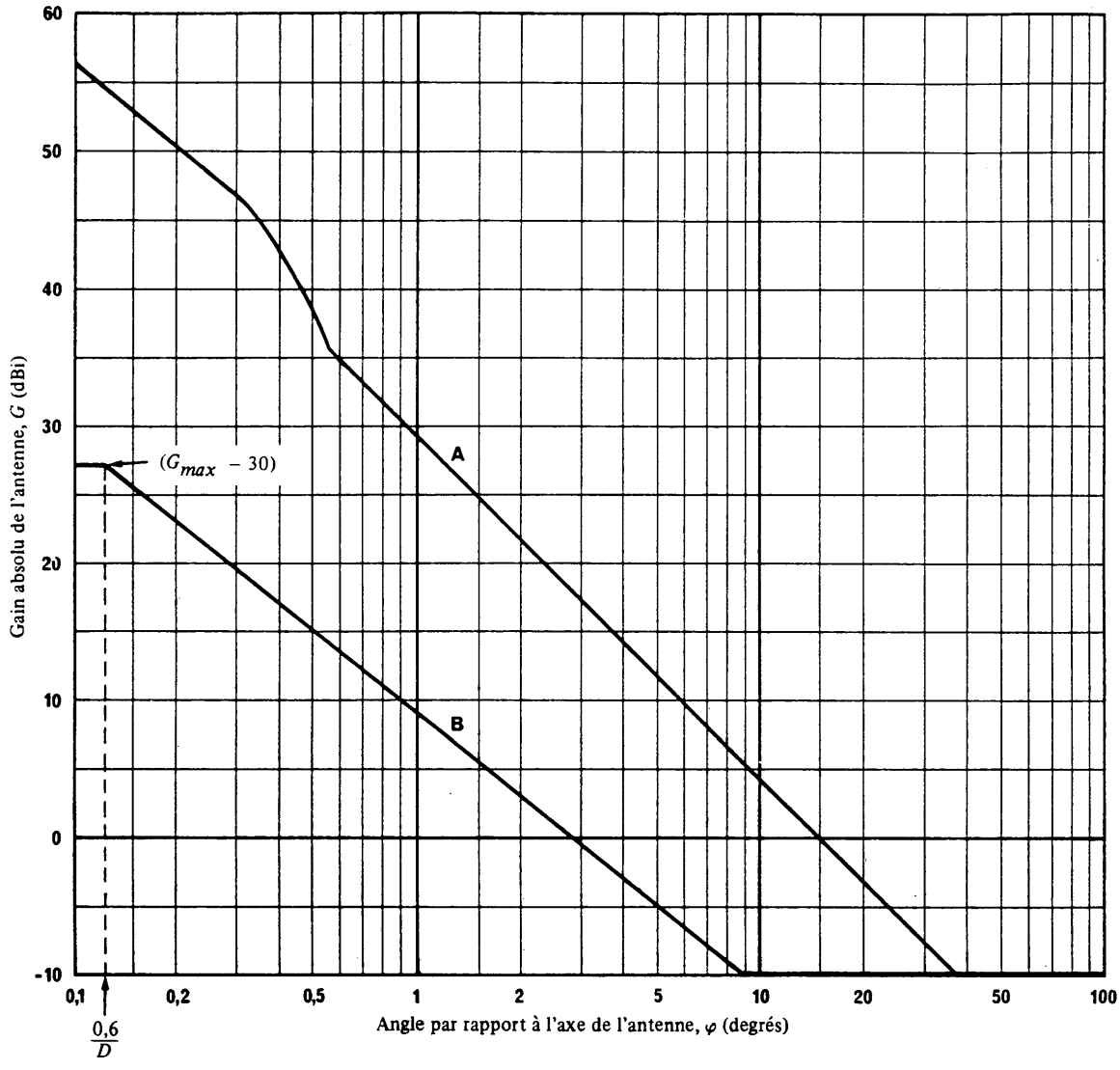


FIGURE 5 – *Diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire des antennes d'émission (Région 2)*

Courbes A : composante copolaire
(dBi par rapport à une source isotrope)

$36 - 20 \log \varphi$	pour $0,1° \leqslant \varphi < 0,32°$
$51,3 - 53,2 \varphi^2$	pour $0,32° \leqslant \varphi < 0,54°$
$29 - 25 \log \varphi$	pour $0,54 \leqslant \varphi < 36°$
-10	pour $\varphi \geqslant 36°$

B : composante contrapolaire
(dBi par rapport à une source isotrope)

$G_{max} - 30$	pour $\varphi < \left(\frac{0,6}{D}\right)°$
$9 - 20 \log \varphi$	pour $\left(\frac{0,6}{D}\right)° \leqslant \varphi < 8,7°$
-10	pour $\varphi \geqslant 8,7°$

où:

φ : angle hors axe, par rapport à l'axe du lobe principal
G_{max} : gain copolaire de l'antenne, dans l'axe
D : diamètre de l'antenne, (m) ($D \geqslant 2,5$)

5.2.1.3 *Méthode analytique à appliquer pour satisfaire aux diagrammes de référence*

Pour déterminer si les diagrammes d'antenne mesurés satisfont ou non aux diagrammes de référence, on applique les critères suivants:

- pour la composante copolaire, le diagramme de référence ne doit pas être dépassé entre 0,1° et 0,54°;
- pour la composante contrapolaire, le diagramme de référence ne doit pas être dépassé entre 0° et $(0{,}6/D)°$;
- pour les grands écarts angulaires par rapport à l'axe, le diagramme de référence ne doit pas être dépassé par plus de 10% des lobes latéraux contenus dans chaque fenêtre angulaire de référence. Ces fenêtres sont les suivantes: 0,54° à 1°, 1° à 2°, 2° à 4°, 4° à 7°, 7° à 10°, 10° à 20°, 20° à 40°, 40° à 70°, 70° à 100° et 100° à 180°. La première fenêtre angulaire de référence pour l'évaluation de la composante contrapolaire est la fenêtre allant de $(0{,}6/D)°$ à 1,0°.

5.2.2 *Diagrammes de référence dans les Régions 1 et 3*

Pour la planification des liaisons de connexion dans les Régions 1 et 3, la CAMR ORB-88 a adopté des valeurs de p.i.r.e. hors axe à ne pas dépasser, ces valeurs sont fondées sur l'utilisation d'antennes d'émission de station terrienne qui ont un gain nominal de 57 dBi et dont les caractéristiques sont décrites ci-dessous.

5.2.2.1 *Diamètre de l'antenne*

Pour une valeur donnée de la p.i.r.e. dans l'axe et un diagramme d'antenne relatif donné, la p.i.r.e. hors axe dépend du diamètre de l'antenne. Plus ce diamètre est grand, plus la p.i.r.e. hors axe, qui est une source potentielle de brouillage entre des positions orbitales adjacentes, est faible.

Il est donc nécessaire, pour la planification des liaisons de connexion, de définir un diamètre d'antenne de référence. La valeur adoptée est de 5 m pour la bande 17,3-18,1 GHz et de 6 m pour la bande 14,5-14,8 GHz.

Des antennes plus petites, de 2,5 m de diamètre par exemple, peuvent également être utilisées, sous réserve qu'il n'y ait pas de dégradation de la situation de brouillage. Dans la pratique, cela veut dire qu'il pourrait être nécessaire de réduire la puissance ou d'améliorer le diagramme d'antenne afin qu'il n'y ait pas d'augmentation de la p.i.r.e. hors axe, et donc pas de brouillage inacceptable causé à la position orbitale adjacente et à d'autres services.

5.2.2.2 *Gain dans l'axe*

Le gain dans l'axe pour l'antenne de 5 m de diamètre à 17,3-18,1 GHz et pour l'antenne de 6 m à 14,5-14,8 GHz a été fixé à 57 dBi.

5.2.2.3 P.i.r.e. en dehors de l'axe des antennes d'émission

La Figure 6 indique les p.i.r.e. copolaire et contrapolaire en dehors de l'axe adoptées pour la planification dans les Régions 1 et 3.

5.2.2.4 *Gain contrapolaire hors axe*

Des études ont montré qu'il n'est pas nécessaire de maintenir, aux fins de la planification, une rejection contrapolaire élevée à des angles s'écartant nettement de l'axe. En conséquence, il est possible d'utiliser des caractéristiques contrapolaires identiques aux caractéristiques copolaires à des angles correspondant aux séparations orbitales utilisées dans les Régions 1 et 3.

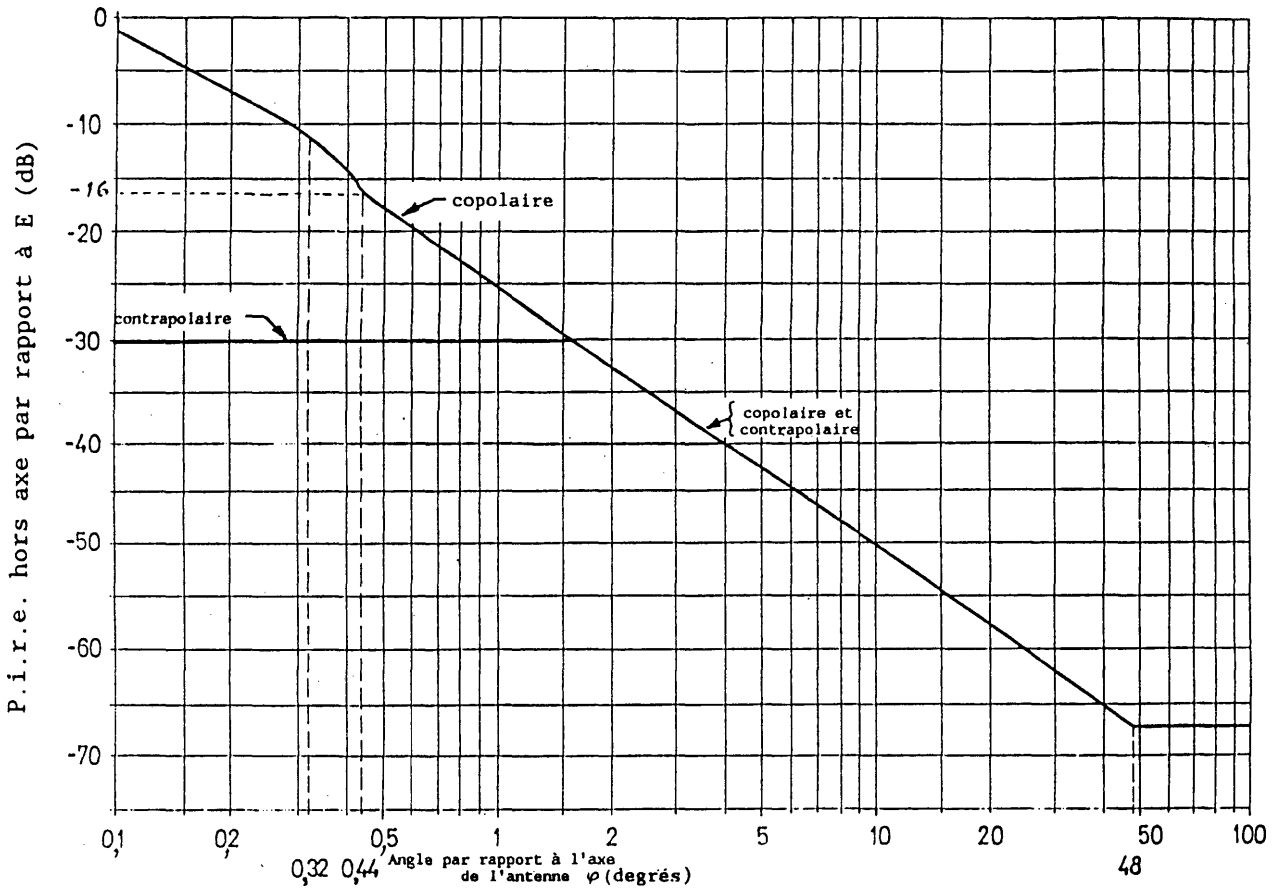


FIGURE 6 - P.i.r.e. de la station terrienne selon l'angle par rapport à l'axe de l'antenne

Composante copolaire (dBW) :

E (dBW) pour $0° < \theta \leq 0.1°$
$E - 21 - 20 \log \theta$ (dBW) pour $0.1° < \theta \leq 0.32°$
$E - 5.7 - 53.2\ \theta^2$ (dBW) pour $0.32° < \theta \leq 0.44°$
$E - 25 - 25 \log \theta$ (dBW) pour $0.44° < \theta \leq 48°$
E - 67 (dBW) pour $\theta > 48°$

Composante contrapolaire (dBW) :

$E - 30$ (dBW) pour $0° \leq \theta \leq 1.6°$
$E - 25 - 25 \log \theta$ (dBW) pour $1.6° < \theta \leq 48°$
E - 67 (dBW) pour $\theta > 48°$

où E (dBW) est la p.i.r.e. de la station terrienne dans l'axe de l'antenne

et θ l'écart angulaire par rapport à l'axe du lobe principal (en degrés).

5.3 *Utilisation de petites antennes d'émission*

Le diamètre minimal d'une antenne de station terrienne considéré par la CARR SAT-83 dans le diagramme d'émission de liaison de connexion décrit au § 5.2.4 est de 2,5 m. L'élargissement du faisceau principal d'une antenne de 2,5 m ($D/\lambda = 150$) a été incorporé dans le diagramme de référence copolaire. De tels terminaux transportables ne causeraient pas plus de brouillage que le brouillage calculé dans un plan, à condition que leur diagramme de rayonnement dans les lobes latéraux ne dépasse pas l'enveloppe des lobes latéraux proposée aux fins de planification, et à condition qu'une limite maximale de la puissance d'émetteur soit adoptée pour la planification.

Pour les Régions 1 et 3, l'utilisation d'une antenne ayant un diamètre inférieur à 5 m peut être prise en considération, à condition qu'elle soit compatible avec les conditions de brouillage spécifiées dans le Plan pour les liaisons de connexion qui prend pour base un diamètre d'au moins 5 m. Une étude préliminaire effectuée au Japon a démontré que, dans certaines circonstances pour la Région 3, il n'existerait aucune différence dans les valeurs de C/I pour des satellites copositionnés, si on utilisait par exemple des antennes d'émission ayant un diamètre de 2,5 m ou même de 1 m, par exemple lorsque les systèmes ont des p.i.r.e. homogènes. De légers brouillages des satellites adjacents peuvent se produire, même si on utilise des antennes d'émission de liaisons de connexion ayant un diamètre de 2,5 m et les caractéristiques spécifiées dans la Recommandation 465, avec des systèmes à p.i.r.e. homogènes, si un plan des liaisons de connexions à 17 GHz est élaboré par translation directe du Plan de la CAMR-RS-77 pour les liaisons descendantes.

La CAMR-ORB(88) a adopté un diamètre d'antenne minimal de 2,5 m en respectant la caractéristique en dehors de l'axe donnée Figure 6 correspondant à un gain nominal de l'antenne égal à 57 dBi sur l'axe.

Les rapports C/N_u et C/I_u que l'on peut obtenir avec ces terminaux terriens transportables peuvent ne pas correspondre aux valeurs prévues pendant 99% du mois le plus défavorable avec une antenne plus grande, mais seraient dans la plupart des cas suffisants par atmosphère claire, comme l'indique le Tableau I pour C/N_u. Le C/N_u des terminaux transportables dépend surtout de la puissance émise et du facteur G/T du satellite.

Les systèmes d'antenne de ces terminaux transportables devront être aussi simples que possible et avoir des dimensions telles qu'ils puissent être transportés par voie routière. Un système de poursuite ne devrait pas être nécessaire dans tous les cas. La pratique actuelle du service fixe par satellite semble indiquer que des antennes repliables de 4,5 m et des antennes repliables de 2,5 m répondraient aux normes de gabarit routier dans la plupart des cas. Pour une tolérance de maintien en poste de satellite de ± 0,1°, l'utilisation d'antennes plus grandes que 3 m aurait pour résultat une variation de puissance surfacique au satellite de plus de 3 dB en l'absence de poursuite automatique.

Toutefois, lorsqu'on considère la très lente dérive du satellite et le fait que l'utilisation de petites antennes transportables sera habituellement temporaire, l'hypothèse d'une dérive de 0,1° au lieu de 0,28°, comme cas le plus défavorable, semble raisonnable. Ainsi, en supposant une variation de 3 dB de la puissance surfacique au satellite, seules des antennes de taille supérieure à 5 m nécessiteraient une poursuite automatique.

5.4 *Régulation de puissance*

La régulation de puissance sur les liaisons de connexion consiste en un réglage automatique rapide de la puissance des émetteurs des stations terriennes, qui compense l'affaiblissement que la pluie introduit sur le trajet du signal utile allant vers un satellite.

5.4.1 *Application de la régulation de puissance*

En présence de régulation de puissance sur la liaison de connexion, le niveau d'entrée du signal dans le répondeur du satellite est maintenu pratiquement constant et l'affaiblissement par la pluie le long du trajet de la liaison de connexion est effectivement compensé.

En conséquence, lorsqu'il ne pleut qu'à l'emplacement de la station de la liaison de connexion, l'utilisation de la régulation de puissance sur la liaison montante permet de maintenir une valeur constante du rapport C/N_T comme indiqué à la Fig. 7.

Des expériences menées avec le satellite japonais BSE ont fait la preuve de l'efficacité de la régulation de puissance pour maintenir un niveau presque constant de la porteuse utile par temps de pluie [CCIR, 1978-82e; Shimoseko et autres, 1981]. Dans ces expériences, une variation de 6 dB (crête-à-crête) de la puissance reçue par le satellite à 14 GHz a pu, grâce à la régulation de puissance, être ramenée à 1,5 dB (crête-à-crête); une variation quadratique moyenne de 1,5 dB a pu être ramenée à 0,5 dB.

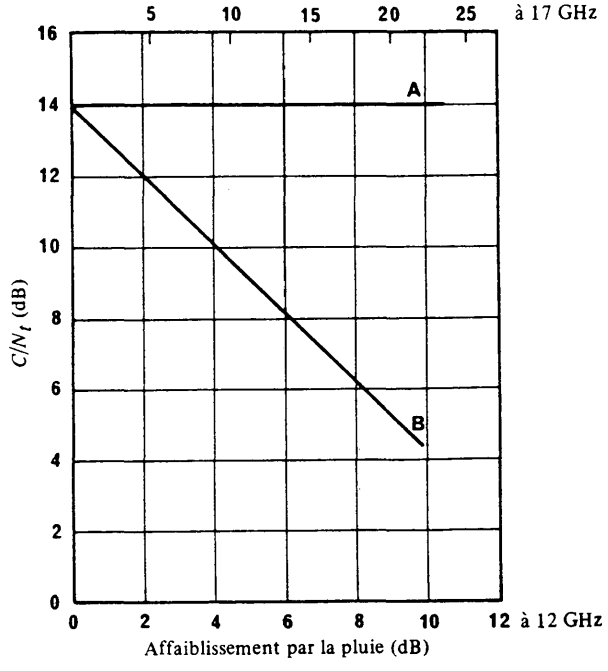


FIGURE 7 – *Effet de l'affaiblissement par la pluie sur C/N_T en présence de régulation de puissance sur la liaison montante*

C/N_u par atmosphère claire = 24 dB
C/N_d par atmosphère claire = 14,5 dB

Courbes A: pluie à la station de la liaison de connexion seulement

B: corrélation de la pluie à la station de la liaison de connexion et à la station de la liaison descendante

5.4.2. Conditions d'utilisation de la régulation de puissance sans augmentation de brouillage

Le présent paragraphe analyse l'utilisation de la régulation de puissance en vue d'augmenter la disponibilité des liaisons de connexion au-delà des valeurs utilisées pour la planification.

Dans [CCIR, 1982-86c, OHMI, K., 1985], on détermine les conditions qui permettent l'utilisation de la régulation de puissance sur une liaison de connexion brouilleuse sans dégradation de C/I sur la liaison brouillée au-dessous de la valeur obtenue lorsque les liaisons de connexion brouilleuses sont établies par ciel clair.

Dans l'étude des problèmes de brouillage des liaisons de connexion, les emplacements géographiques des stations terriennes brouilleuses et les zones de faisceau de liaison de connexion utiles sont des facteurs importants qui influent sur le C/I des liaisons de connexion. Ces facteurs influent sur le découplage de polarisations croisées (XPI_{sat}) de l'antenne du satellite "utile" puisque XPI_{sat} est une fonction du rapport de l'angle par rapport à l'axe principal (φ) à l'ouverture à mi-puissance du faisceau (φ_0).

Pour le diagramme de référence des antennes de réception des satellites de la Fig. 16, XPI_{sat} peut être représenté graphiquement comme dans la Fig. 8.

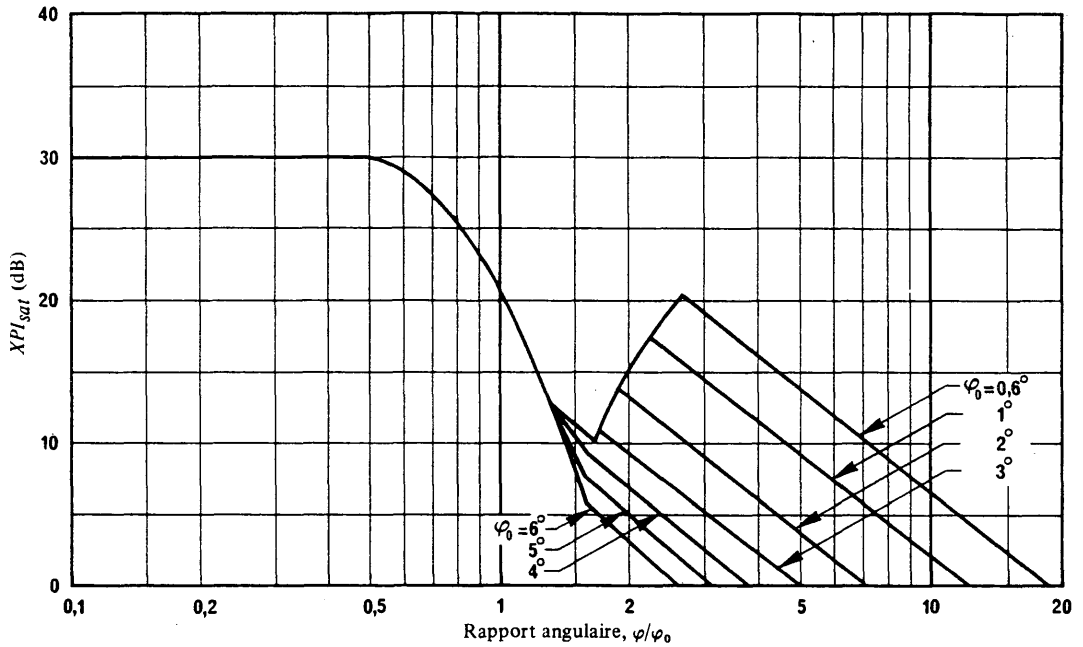


FIGURE 8 – *Découplage de polarisations croisées (XPI_{sat}) de l'antenne de réception du satellite (on admet les diagrammes de référence figurant à la Fig. 16)*

(φ_0 : ouverture du faisceau à mi-puissance)

XPI_{sat} (dB) – G_{rcwi} (dB) – G_{rxwi} (dB)

Afin d'étudier l'effet de XPI_{sat} sur le rapport C/I_u, l'équation du rapport C/I_u, qui contient explicitement le paramètre XPI_{sat}, est donnée dans l'équation (8).

$$\frac{C}{I_u} = \frac{P_w}{P_i} \cdot \frac{L_i}{L_w} \cdot \frac{R_i}{R_w} \cdot \frac{G_{rcww}}{G_{rcwi}} \cdot \frac{1}{A + \dfrac{1}{XPI_{sat}} + \dfrac{1}{XPI_{st}}} \tag{8}$$

où:

P_w : puissance d'émission à la station terrienne utile

P_i : puissance d'émission à la station terrienne brouilleuse

L_w : affaiblissement par étalement («en espace libre») sur le trajet utile

L_i : affaiblissement par étalement («en espace libre») sur le trajet brouilleur

R_w : affaiblissement par la pluie sur le trajet utile

R_i : affaiblissement par la pluie sur le trajet brouilleur

G_{rcww} : gain —— copolaire de l'antenne de réception du satellite utile en direction de la station terrienne utile

G_{rcwi} : gain —— copolaire de l'antenne de réception du satellite utile en direction de la station terrienne brouilleuse

A : coefficient de dépolarisation par la pluie, s'exprimant par l'équation suivante:

$A = 10^{-(XPD/10)}$, où XPD est la dépolarisation par la pluie figurant dans le § 3.4.2, exprimée en dB, en fonction de l'affaiblissement par la pluie et de l'angle de site

XPI_{sat} : rapport du gain —— copolaire (G_{rcwi}) et du gain —— contrapolaire (G_{rxwi}) de l'antenne de réception du satellite utile en direction de la station terrienne brouilleuse, s'exprimant par l'équation suivante:

$XPI_{sat} = G_{rcwi}/G_{rxwi}$

XPI_{st} : rapport du gain —— copolaire (G_{tci}) et du gain —— contrapolaire (G_{txi}) de l'antenne émettrice de la station terrienne brouilleuse en direction du satellite utile, s'exprimant par l'équation suivante:

$XPI_{st} = G_{tci}/G_{txi}$.

Par conséquent, XPI_{sat} et XPI_{st} indiquent la capacité de découplage de polarisations croisées, respectivement pour l'antenne du satellite et pour l'antenne d'émission de la station terrienne.

L'amélioration du C/I_u (notée ΔM) sur la liaison brouillée peut être exprimée comme suit lorsque l'on applique la régulation de puissance sur une liaison brouilleuse :

$$\Delta M = \frac{C/I_{u.\,pluie}}{C/I_{u.\,claire}} = \frac{R_i}{\Delta P_i} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{A}{\dfrac{1}{XPI_{sat}} + \dfrac{1}{XPI_{st}}}} \qquad (9)$$

où:

$C/I_{u.\,pluie}$: C/I_u quand il pleut sur l'emplacement de la station brouilleuse, entraînant un affaiblissement par la pluie R_i.

$C/I_{u.\,claire}$: C/I_u quand l'atmosphère est claire sur l'emplacement de la station brouilleuse, le rapport $C/I_{u.\,claire}$ étant considéré comme une référence pour C/I_u.

ΔP_i : augmentation de puissance de l'émetteur de la station terrienne par la régulation de puissance. S'il n'y a pas de régulation de puissance.

Les limites d'augmentation de puissance de l'émetteur de la station terrienne qui maintiennent ΔM (dB) à une valeur non négative, c'est-à-dire qui ne dégradent pas le C/I sur la liaison brouillée au-dessous de la valeur de C/I quand l'atmosphère est claire sur l'emplacement de la station brouilleuse, sont représentées en fonction de l'affaiblissement par la pluie par la courbe A de la Figure 9 dans le cas où XPI_{sat} est égal à 20 dB et où XPI_{st} est égal à 30 dB. La zone hachurée est la zone dans laquelle on peut augmenter la puissance d'émission de la quantité voulue. La courbe B donne un exemple des résultats escomptés avec un algorithme possible pour augmenter la puissance d'émission quand l'affaiblissement par la pluie s'accroît.

La régulation de puissance représentée par la courbe B de la Figure 9 permet d'obtenir la valeur positive de ΔM (dB) illustrée par la courbe B de la Figure 10, c'est-à-dire que le C/I_u sur la liaison brouillée est plus élevé - de la valeur indiquée - par temps de pluie que par ciel clair. La courbe A représente ΔM pour le cas où la régulation de puissance n'est pas utilisée et la courbe C représente ΔM pour le cas d'une régulation de puissance illustrée par la courbe A de la Figure 9.

Le Tableau IV récapitule d'autres exemples de combinaisons possibles entre l'augmentation de la puissance d'émission et l'affaiblissement par la pluie pour différentes valeurs de XPI_{sat} et de l'angle de site.

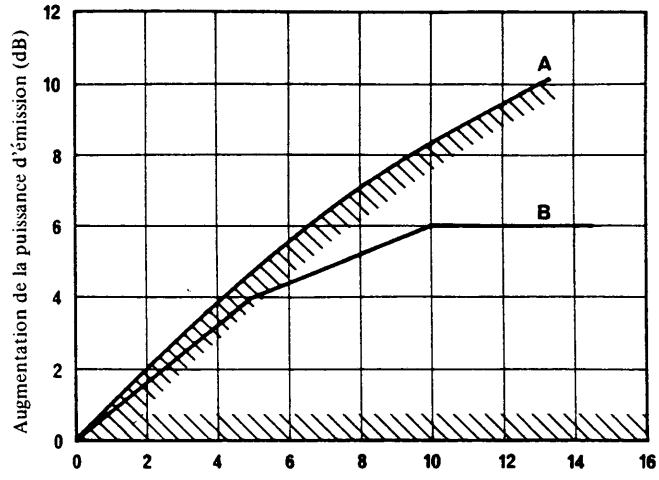


FIGURE 9 – *Augmentation possible de la puissance d'émission pour la régulation de puissance*

Courbes A: limite supérieure de la régulation de puissance

B : exemple de régulation de puissance illustrée par le Tableau IV

XPI_{sat} = 20 dB
XPI_{st} = 30 dB
Angle de site: 50°

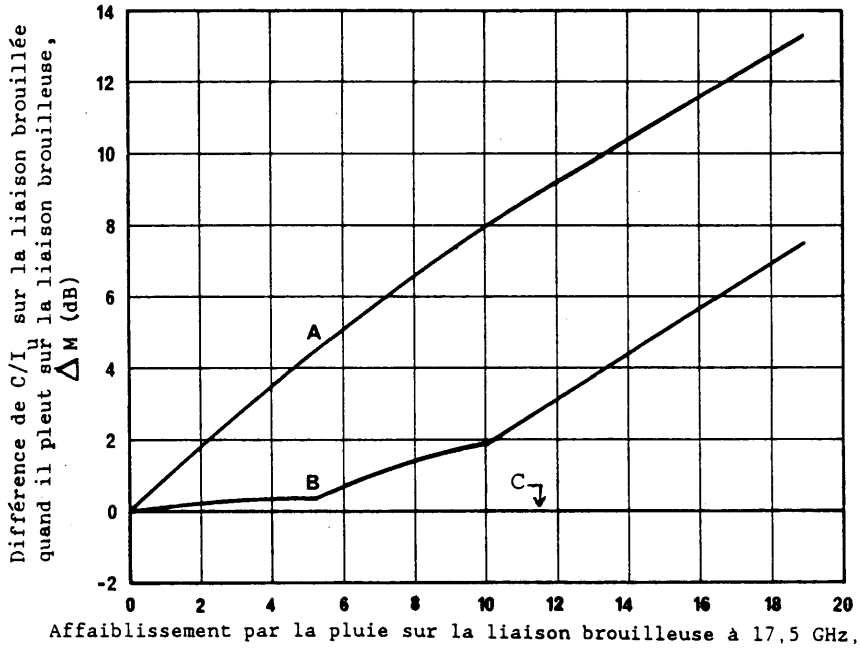


FIGURE 10–*Exemple de régulation de puissance*

Courbes A: sans régulation de puissance

B: avec régulation de puissance, correspondant à la courbe B de la Fig. 9

C: limite supérieure de la régulation de puissance sans dégradation de C/I_u sur la liaison brouillée, correspondant à la courbe A de la Figure 9

XPI_{sat} = 20 dB
XPI_{st} = 30 dB
Angle de site: 50°

TABLEAU IV – *Augmentation possible de la puissance d'émission d'une station terrienne permettant une régulation de puissance pour différentes valeurs de XPI_{sat} et de l'angle de site du satellite*

XPI_{sat} (dB)	Angle de site du satellite (degrés)	Augmentation de la puissance d'émission de la station terrienne (dB)	
		Pour un affaiblissement par la pluie de 0 à 5 dB	Pour un affaiblissement par la pluie de 5 à 10 dB et plus
10 à 15	0 à 10	0	0
	10 à 30	0 à 4	4 à 7
	30 à 50	0 à 4	4 à 8
	50 à 60	0 à 5	5 à 9
	60 à 90	0 à 5	5 à 10
15 à 20	0 à 10	0	0
	10 à 30	0 à 2	2 à 4
	30 à 40	0 à 3	3 à 4
	40 à 50	0 à 3	3 à 6
	50 à 60	0 à 4	4 à 8
	60 à 90	0 à 5	5 à 9
20 à 25	0 à 30	0	0
	30 à 40	0 à 2	2
	40 à 50	0 à 3	3 à 4
	50 à 60	0 à 4	4 à 6
	60 à 90	0 à 5	5 à 8
25 à 30 (1)	0 à 40	0	0
	40 à 50	0 à 2	2
	50 à 60	0 à 3	3
	60 à 90	0 à 5	5

5.4.3 Utilisation de la régulation de puissance en cas de possibilités d'augmentation du brouillage

Certaines applications de la régulation de puissance peuvent entraîner une aggravation du brouillage. Des études ont montré [CCIR, 1978-82f] qu'on a la relation suivante pour la différence entre le niveau de brouillage avec utilisation de la régulation de puissance dans toutes les stations pour maintenir C/N à la valeur minimale requise et le niveau de brouillage sans régulation (dans ce dernier cas, toutes les stations fonctionnent avec une marge, M, suffisamment élevée pour couvrir le brouillage subi à tout instant, sauf pendant un très petit pourcentage de temps):

$$I_{pc} - I_{npc} = M_w - M_i + (CPA)_{i\ inst.} - (CPA)_{w\ inst.} \qquad (10)$$

où:

I_{pc} : brouillage avec régulation de puissance

I_{npc} : brouillage sans régulation de puissance

$(CPA)_{i\ inst.}$ et $(CPA)_{w\ inst.}$: affaiblissements copolaires instantanés, respectivement sur la liaison brouilleuse et sur la liaison «utile»

M_w et M_i : marges, respectivement sur la liaison «utile» et sur la liaison brouilleuse. La différence des niveaux de brouillage (équation (10)) ne dépend pas de la valeur instantanée de la dépolarisation sur la liaison brouilleuse.

Pour la plupart des cas de brouillage et pendant la plus grande partie du temps, les effets du brouillage sur C/I_u sont identiques avec ou sans régulation de puissance si les conditions climatiques sont statistiquement similaires sur les deux trajets. Toutefois, il existe une différence nette selon que la régulation de puissance est utilisée ou inutilisée, et selon que la liaison de connexion est affectée de brouillage par temps de pluie sur son propre trajet ou par temps de pluie sur le trajet de la liaison de connexion brouilleuse.

Pour le brouillage copolaire dans le même canal, qui ne sera important que pour une grande séparation des zones de service de liaison de connexion, ou une grande séparation orbitale entre satellites, la régulation de puissance semblerait offrir certains avantages potentiels. Elle permettrait une réduction sensible de la puissance d'émission pendant de forts pourcentages de temps, d'où la possibilité de faire des économies à long terme sur l'énergie primaire de la station terrienne et d'améliorer la fiabilité de l'émetteur. Dans les cas examinés dans [CCIR, 1982-86d], l'utilisation de la régulation de puissance a augmenté les pourcentages de temps pendant lesquels les niveaux de C/I prévus pouvaient être maintenus.

Dans le cas de satellites copositionnés ayant des zones de service de liaison de connexion communes ou adjacentes et fonctionnant sur des canaux contrapolarisés adjacents, il faut tenir compte de la dépolarisation en analysant les effets de la régulation de puissance sur C/I.

L'effet de la régulation de puissance sur le rapport C/I contrapolaire est calculé en utilisant deux émetteurs identiques de station terrienne situés l'un et l'autre près de la limite à -3 dB de la zone de couverture de la liaison de connexion et orientés vers des satellites occupant le même emplacement. On admet un découplage de polarisation de 27 dB pour les antennes de réception de satellite et de 30 dB pour les antennes d'émission de station terrienne, la polarisation étant circulaire. Par atmosphère claire, en admettant une addition des tensions, on obtient un rapport C/I_u contrapolaire de brouillage unique de 21,2 dB. Admettons un angle de site de 40° et calculons le rapport C/I_u contrapolaire en fonction de l'affaiblissement par la pluie sur la liaison montante, pour les trois scénarios suivants:

a) il pleut seulement sur l'emplacement de l'émetteur utile;

b) il pleut à la fois sur l'emplacement de l'émetteur utile et sur celui de l'émetteur brouilleur;

c) il pleut seulement sur l'emplacement de l'émetteur brouilleur.

On suppose que la régulation de puissance est utilisée aux deux emplacements.

Les résultats sont indiqués aux Fig. 11, 12 et 13 respectivement pour les scénarios 1, 2 et 3. Même si la CARR SAT-83 a adopté l'addition des tensions pour les calculs de C/I, ces figures ont été obtenues sur la base d'une addition des puissances. Ces figures montrent que l'emploi de la régulation de puissance sur la liaison utile —— augmente le rapport C/I_u lorsqu'il pleut sur l'emplacement de l'émetteur utile, mais diminue le C/I_u lorsqu'il pleut sur l'emplacement de l'émetteur brouilleur. L'emploi de la régulation de puissance ne produit aucun effet sur le rapport C/I_u contrapolaire lorsqu'il pleut simultanément sur l'emplacement de l'émetteur brouilleur et sur celui de l'émetteur désiré.

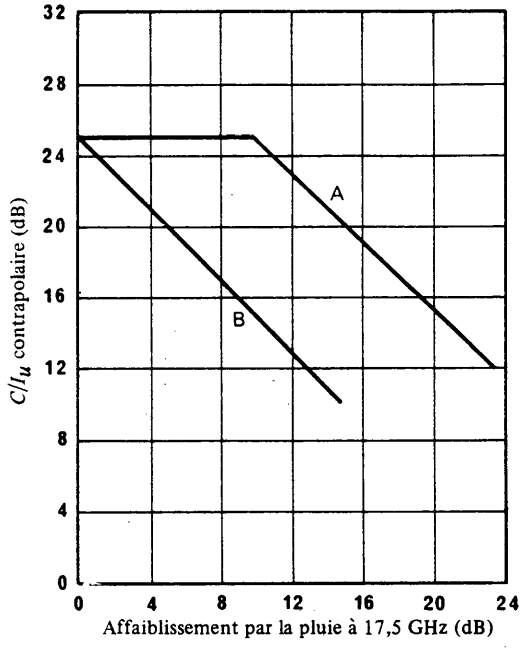


FIGURE 11 – *Effet de la commande automatique de gain (CAG), ou de 10 dB de régulation de puissance, sur le rapport C/I_u contrapolaire, entre les liaisons de connexion à polarisation circulaire, à 17,5 GHz, lorsqu'il pleut seulement sur l'emplacement de l'émetteur utile (scénario a)*

XPI_{sat} = 27 dB
XPI_{st} = 30 dB

Courbes A: avec régulateur de puissance à 10 dB
B: avec ou sans CAG sans régulation de puissance

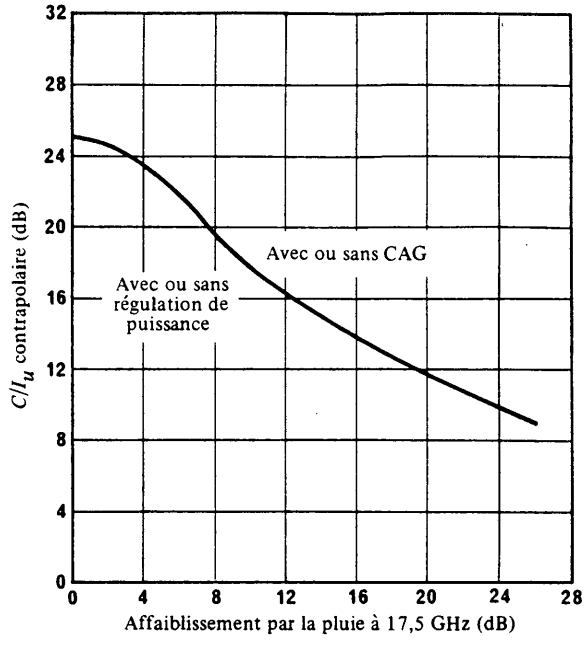


FIGURE 12 – *Effet de la commande automatique de gain ou de la régulation de puissance sur le rapport C/I_u contrapolaire entre des liaisons de connexion à polarisation circulaire à 17,5 GHz lorsqu'il pleut simultanément sur les emplacements des émetteurs utile et brouilleur (scénario b))*

XPI_{sat} = 27 dB
XPI_{st} = 30 dB

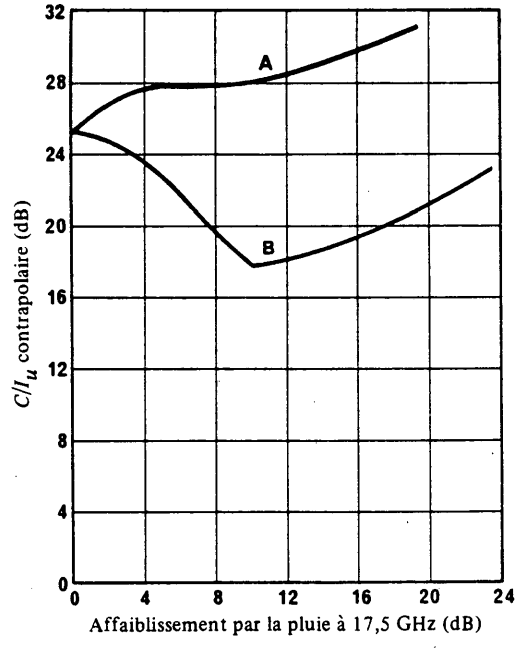


FIGURE 13 – *Effet de la régulation de puissance sur le rapport C/I_u contrapolaire, entre des liaisons de connexion à polarisation circulaire, à 17,5 GHz, lorsqu'il pleut seulement sur l'emplacement de l'émetteur brouilleur (scénario c))*

XPI_{sat} = 27 dB
XPI_{st} = 30 dB

Courbes A: sans régulation de puissance
B: avec régulation de puissance de 10 dB

5.4.4 Méthode de la CAMR-ORB(88) pour le calcul de la régulation de puissance dans les Régions 1 et 3

5.4.4.1 Conditions à respecter

Dans le plan pour les Régions 1 et 3, la régulation de puissance est autorisée selon la caractéristique de la Figure DD , pourvu que les brouillages causés à n'importe quelle autre liaison de connexion du plan n'entraînent pas une dégradation de son rapport C/I global en espace libre supérieure à 0,5 dB et que l'augmentation de puissance n'excède pas l'affaiblissement par la pluie prévu pendant 1 % du mois le plus défavorable, ou 10 dB.

5.4.4.2 Méthode de calcul

a) Etablir la liste de toutes les assignations (A, B, C ...) d'autres administrations à la même position orbitale et aux deux positions adjacentes susceptibles d'être brouillées par l'assignation étudiée.

b) Calculer la marge de protection équivalente de la liaison de connexion de l'assignation A dans des conditions en espace libre, en tenant compte de tous les brouilleurs de A dans l'arc visible aux points de mesure les plus défavorables, c'est-à-dire:

- pour l'assignation A : le point correspondant au rapport minimum C/N
- pour chaque brouilleur de A : le point correspondant au maximum de puissance de brouillage sur A.

c) Calculer pour l'assignation étudiée l'affaiblissement dû à la pluie pour 0,1 % du mois le plus défavorable et la valeur correspondante de la dépolarisation due à la pluie (voir §§ 3.4.1 et 3.4.2 respectivement).

d) Recalculer la marge de protection équivalente de la liaison montante de l'assignation A aux points de mesure les plus défavorables, c'est-à-dire :

- pour l'assignation A : le point de mesure retenu au point b) ci-dessus
- pour l'assignation étudiée : le point de mesure correspondant au maximum de puissance de brouillage sur A*.

A ce stade, la p.i.r.e. de l'assignation étudiée est celle qui est inscrite dans le plan.

e) Augmenter la p.i.r.e. de l'assignation étudiée de 0,1 dB et recalculer la marge équivalente de la liaison montante de A comme au point d) ci-dessus.

f) Répéter l'opération du point e) jusqu'à ce que la marge équivalente de la liaison montante de l'assignation A soit dégradée de plus de 0,5 dB par rapport à la valeur trouvée au point b) ci-dessus ou jusqu'à ce que l'augmentation de p.i.r.e. dépasse 10 dB ou l'affaiblissement dû à la pluie (voir le point c)). Retenir l'augmentation de p.i.r.e. au pas d'itération précédent.

g) Répéter les opérations des points b) à f) ci-dessus, en considérant les assignations B, C, ...

h) Retenir la plus petite des augmentations de p.i.r.e. trouvées au point f) ci-dessus pour les différentes assignations A, B, C ...

---

* Ce point de mesure peut être différent de celui retenu au point b).

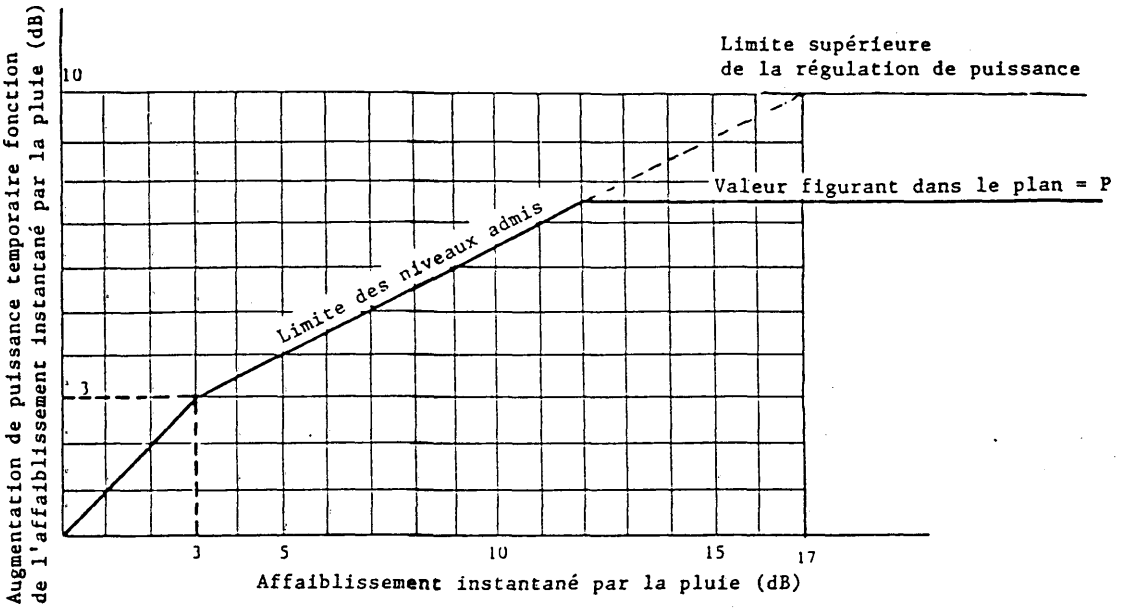


FIGURE 14

Caractéristique de la régulation de puissance pour les liaisons de connexion

Note:

P: Valeur de l'augmentation autorisée figurant dans le plan des liaisons de connexion pour les Régions 1 et 3 et variable selon les assignations. La limite supérieure de cette valeur est 10 dB.

5.4.5 Conclusions

Une application de la régulation de puissance consisterait à augmenter la disponibilité de la liaison de connexion au-dessus de la disponibilité utilisée pour la planification. Dans cette application, l'augmentation de puissance se limiterait à un pourcentage qui, dans l'hypothèse d'une mise en oeuvre parfaite, n'entrainerait aucune augmentation du brouillage causé aux autres liaisons de connexion.

Une autre utilisation de la régulation de puissance consisterait à réduire au minimum la puissance d'émission requise sauf pendant de faibles pourcentages de temps. La régulation de puissance serait utilisée, plutôt qu'une marge fixe pour compenser l'affaiblissement par la pluie. Le brouillage causé aux autres liaisons de connexion pourrait dépasser la valeur par ciel clair.

L'utilisation de la régulation de puissance conforme à cette dernière application pour conserver des rapports donnés C/N et C/I en présence d'un affaiblissement par la pluie a manifestement des avantages et des inconvénients dans le cas de satellites contrapolarisés copositionnés. D'une part, C/I est amélioré quand il pleut sur le trajet utile; d'autre part, il est dégradé quand il pleut sur le trajet brouilleur. La diminution due à la pluie de C/I sur le trajet utile est égale à l'affaiblissement par la pluie en l'absence de régulateur de puissance. Les Fig. 11 à 13 montrent que la diminution de C/I due à la pluie sur le trajet brouilleur est inférieure à l'affaiblissement par la pluie quand la régulation de puissance est utilisée. Dans les études faites dans [CCIR, 1982-86d] ce résultat est vérifié et il est calculé que la différence de dégradation du rapport C/I est égale à 4,3 dB pour un évanouissement dû à la pluie de 10 dB, une dépolarisation correspondant à un évanouissement dû à la pluie de 10 dB et un angle de site de la liaison de connexion égal à 30°.

Le résultat ci-dessus montre que la régulation de puissance offre la possibilité d'atténuer le problème du brouillage par le canal contrapolaire adjacent dans le cas de satellites copositionnés. En étant combiné avec la compensation pour dépolarisation (§ 5.5), la régulation de puissance pourrait encore réduire la variation de C/I en présence de pluie

Certains inconvénients peuvent résulter des méthodes susmentionnées utilisant la régulation de puissance pour réduire au minimum la dégradation du rapport C/I due à des effets atmosphériques. Toutes les stations de liaison de connexion doivent utiliser la régulation de puissance pour en retirer les avantages. En outre, le contrôle de l'environnement de brouillage passe de la liaison de connexion sur le trajet perturbé à la liaison de connexion sur le trajet brouilleur.

L'utilisation optimale de la régulation de puissance sur la liaison montante nécessite des mesures précises de l'affaiblissement dû aux précipitations. La précision de ces mesures est essentielle si l'on veut maintenir la densité de flux de puissance optimale au satellite, garantissant ainsi une exploitation optimale au niveau d'entrées requis. Quatre méthodes peuvent être appliquées à cette fin, chacune ayant ses difficultés propres. Si l'on veut appliquer la régulation de puissance sur la liaison montante, il convient d'adopter la méthode la plus appropriée aux spécifications particulières du système utilisé.

Des méthodes de compensation des effets de la pluie sur les liaisons montantes sont décrites dans l'Annexe III.

5.5 *Compensation pour dépolarisation*

La compensation pour dépolarisation est le réglage rapide et automatique de la polarisation des signaux de la liaison de connexion à partir des stations terriennes afin de maintenir la polarisation désirée à l'antenne réceptrice du satellite quelles que soient les conditions atmosphériques. Des études théoriques montrent qu'il est possible de maintenir la composante contrapolaire d'un signal à polarisation circulaire de 18 GHz à 25 dB en dessous de la composante copolaire [CCIR, 1978-82g; Fromm et McEwan 1981; Bradford Université, 1981], à la fois par atmosphère claire et en cas de précipitations (pluie ou glace). Cette technique pourrait être appliquée moyennant un léger supplément d'équipement à la station d'émission.

La compensation de dépolarisation semblerait intéressante pour les liaisons de connexion avec des satellites de radiodiffusion seulement si l'on emploie la régulation de puissance et seulement pour des satellites copositionnés. Dans le cas où le contrôle de puissance n'est pas utilisé, une augmentation du brouillage se produirait seulement par dépolarisation par la glace en l'absence d'affaiblissement par la pluie sur le trajet brouilleur. L'augmentation du brouillage devrait se produire en même temps que le signal désiré est affaibli à sa valeur pour 1% du mois le plus défavorable pour qu'il en résulte un C/I insatisfaisant. La probabilité combinée d'apparition des deux événements est inférieure à 1% du mois le plus défavorable.

Le seul moyen d'obtenir les améliorations majeures du rapport C/I sur les liaisons de connexion très vulnérables au brouillage consiste à appliquer conjointement la régulation de puissance et la compensation de dépolarisation. Des études ont montré que ces techniques peuvent être mises en œuvre à tout moment, pourvu que l'on dispose d'une station terrienne d'émission appropriée, et elles n'entraînent aucune répercussion sur les caractéristiques du satellite [CCIR, 1978-82g; Fromm et McEwan, 1981; Bradford University, 1981]. Bien entendu, lorsque les conditions de propagation sont défavorables, il faut porter la p.i.r.e. des stations terriennes à des valeurs supérieures au niveau maximal correspondant à la propagation par atmosphère claire. Une autre étude a montré que cette technique est compatible avec les caractéristiques d'un plan de liaisons de connexion basé sur le principe de l'utilisation de p.i.r.e. maximales dans les stations terriennes d'émission des liaisons de connexion [CCIR, 1982-86e].

5.6 *Fonctionnement en diversité des liaisons de connexion*

Il existe une abondante documentation sur la technique de diversité d'espace qui permet d'augmenter la disponibilité des liaisons par satellite. Le Rapport 564 indique que la probabilité d'affaiblissement dépassée simultanément en deux emplacements est inférieure à la probabilité pour que le même affaiblissement soit dépassé en l'un des emplacements dans une proportion décroissant avec l'augmentation de la distance entre les emplacements et avec l'augmentation de l'affaiblissement. La probabilité combinée relative est définie comme étant le rapport de la première probabilité à la seconde probabilité; elle est représentée à la Fig. 15 pour des affaiblissements d'au plus 10 dB et des espacements ne dépassant pas 25 km, sur la base d'une répartition log-normale des cellules de pluie [Strickland, 1974]. On remarque que, pour toute distance donnée entre emplacements, la probabilité combinée relative décroît rapidement avec l'affaiblissement et reste à peu près constante pour un affaiblissement supérieur à 10 dB environ. Cette probabilité combinée est utilisée pour illustrer l'effet de la diversité d'emplacement sur les rapports C/N_u et, C/I_u contrapolaire.

L'obtention de valeurs élevées de C/N_u lorsqu'il pleut est déterminé essentiellement par l'affaiblissement par la pluie lorsqu'il pleut seulement sur l'emplacement de l'émetteur utile. Ce scénario de la pluie est considéré comme le cas le plus défavorable, étant donné que les deux rapports C/N_u et C/I_u diminuent du même nombre de dB lorsqu'il pleut. La Fig. 15 montre que, dans ces conditions les plus défavorables, l'utilisation de la diversité d'espace avec des stations fonctionnant en diversité, espacées d'au moins 10 km, permettrait d'obtenir au minimum un facteur d'amélioration de 10 dans l'obtention des valeurs élevées de C/N_u et C/I_u pour des valeurs d'affaiblissement supérieures à 5 dB environ. Autrement dit, on pourrait faire en sorte que les rapports C/N_u et/ou C/I_u, dépassés pendant 99% du mois le plus défavorable sans diversité d'espace (en supposant un affaiblissement d'au moins 5 dB) correspondent à une disponibilité donnée, dépassée pendant 99,9% du mois le plus défavorable en utilisant la diversité d'espace avec des stations en diversité espacées d'au moins 10 km. Il est possible d'obtenir un facteur d'amélioration supplémentaire de 10 de la disponibilité avec des stations en diversité espacées d'au moins 20 km. Il est évident que l'utilisation de la diversité d'espace est particulièrement avantageuse lorsque la combinaison de l'intensité de la pluie et des angles de site donne des valeurs élevées de l'affaiblissement du signal, en effet la probabilité combinée relative décroît vers un minimum lorsque l'affaiblissement augmente et ce pour n'importe quelle distance donnée entre les stations fonctionnant en diversité.

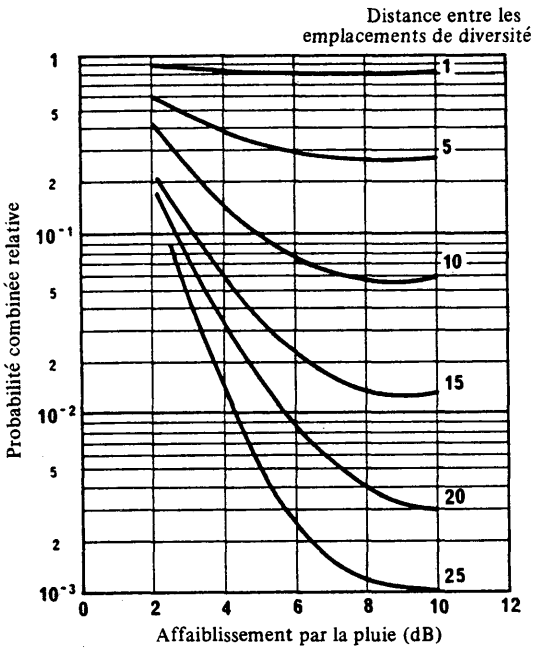


FIGURE 15 – *Probabilité combinée relative de la diversité d'espace en fonction de l'affaiblissement par la pluie et de la distance entre les emplacements de diversité*

L'utilisation de la diversité d'espace peut seulement accroître l'obtention de valeurs élevées de C/N_u et C/I_u par rapport aux valeurs calculées dans un plan fondé sur une station unique de liaison de connexion. Par conséquent, le Plan pour la Région 2 permet l'utilisation de la diversité d'espace dans la mise en œuvre des liaisons de connexion.

Bien que l'emploi de la diversité d'espace permette de compenser efficacement les effets de la pluie et de la dépolarisation, le coût et la complexité des stations fonctionnant en diversité d'espace peuvent être importants. L'utilisation de la diversité pour les stations transportables est particulièrement problématique du point de vue du coût et de la complexité de l'exploitation.

6. Caractéristiques de l'antenne de réception du satellite

Les caractéristiques de l'antenne de réception du satellite sont, dans une large mesure, déterminées par le type de service envisagé dans le SRS. L'antenne de réception peut être réalisée de différentes manières, selon son utilisation au sein du système: ouverture fixe distincte, ouverture orientable distincte, alimentations distinctes avec ouverture commune, et alimentation partagée avec ouverture commune.

La conception des antennes de satellite est traitée dans le Rapport 558; pour la polarisation, de plus amples détails figurent dans le Rapport 555.

Le Rapport 558 décrit des méthodes de mise en forme des faisceaux et le Rapport 810 traite de progrès de la technologie des antennes qui permettent de réduire les niveaux de rayonnement à l'extérieur de la zone de service désirée.

6.1 *Utilisation de la même antenne pour la liaison de connexion et la liaison descendante*

Du point de vue du coût, de la complexité et du poids de l'engin spatial, il serait avantageux d'avoir une antenne d'émission/réception commune. Dans ce cas, le gain contrapolaire, la largeur de faisceau, la précision de pointage et le diagramme de rayonnement dépendraient des caractéristiques de l'antenne de la liaison descendante. Lorsque les zones de service de la liaison de connexion et de la liaison descendante ne se chevauchent pas, les diagrammes de référence de la CAMR-RS-77 qui figurent dans le Rapport 810 s'appliquent aux faisceaux non modelés de section circulaire ou elliptique, sauf pour un fonctionnement contrapolaire dégradé. Pour les faisceaux modelés, le nouveau diagramme possible s'appliquerait.

Quand des faisceaux modelés sont utilisés pour des zones de service de liaison de connexion et de liaison descendante qui se chevauchent, le système d'alimentation du récepteur de la liaison de connexion coïncide géométriquement avec celui de la liaison descendante, de sorte qu'il doit être partagé. On dispose de très peu de données en ce qui concerne les caractéristiques des antennes sur une aussi large gamme de fréquences qu'entre 12 et 18 GHz. La principale difficulté sera la caractéristique contrapolaire et la limitation des lobes latéraux de la liaison de connexion. La performance de la liaison de connexion dépend de façon critique d'une valeur élevée de la discrimination contrapolaire. Il faut apporter du soin à la conception de l'antenne du satellite de façon à éviter une dégradation de 3 à 5 dB de la performance contrapolaire.

Selon les Rapports 558 et 810, il faut se rappeler qu'une configuration d'antenne particulière est plus facile à optimiser quand il n'y a qu'une bande de fréquences. Quand les liaisons de connexion et les liaisons descendantes sont desservies par une antenne commune et que les bandes de fréquences sont dans le Rapport 1,5:1, le gain minimal résultant est inférieur d'environ 0,5 dB à la valeur optimale que l'on peut obtenir dans la zone de service avec des antennes séparées.

6.2 *Utilisation d'antennes distinctes pour la liaison de connexion et la liaison descendante*

Des antennes de réception distinctes donneraient plus de liberté pour le choix de la fréquence de la liaison de connexion, la polarisation et la zone de service.

Une antenne de liaison de connexion distincte à ouverture fixe est le parallèle exact de l'antenne de liaison descendante, et sa performance doit donc être identique et les mêmes diagrammes sont applicables si l'on porte le même soin à sa conception.

Il peut être souhaitable d'exploiter un très grand nombre de petites stations de connexion fixes ou transportables depuis une zone de service de liaison de connexion plus petite, de même taille ou même plus grande que la zone de service de la liaison descendante. Dans ce cas, une antenne de réception distincte et orientable sur le satellite serait utile. Par exemple, pour simplifier la conception, l'antenne pourrait être petite, de l'ordre de 1,5 m de diamètre, et être mécaniquement orientable. Cependant, les lobes latéraux et la performance contrapolaire pourraient être dégradés en raison du brouillage causé par les alimentations et leur support, si l'on utilise une alimentation à foyer principal. En raison du découplage nécessaire des liaisons de connexion, il est important d'utiliser des alimentations décalées pour éviter une dégradation de la discrimination contrapolaire et des lobes latéraux jusqu'aux alentours de 25 dB.

6.3 *Dimensions et ouverture de faisceau de l'antenne*

L'ouverture de faisceau de l'antenne de réception du satellite dépend avant tout des emplacements des stations terriennes associées aux liaisons de connexion. Dans un cas extrême, on pourra avoir une seule station terrienne fixe, implantée le plus souvent près du centre de la zone de service mais, dans certains cas, à l'extérieur de cette zone. A l'autre extrême, on pourra avoir un très grand nombre de petites stations fixes ou transportables, placées en un point quelconque de la zone de service du satellite de radiodiffusion ou même, dans certains cas, à l'extérieur de la zone de service de la liaison descendante.

Si on a une seule station terrienne, ou si les emplacements des stations terriennes sont contenus dans une zone géographique peu étendue, une étude générale effectuée en France pour la Région 1 [CCIR, 1978-82h] a montré qu'il serait extrêmement avantageux, au point de vue du brouillage, d'utiliser des antennes de satellite à faisceau étroit (par exemple un faisceau de 0,6°). On pourrait aussi, de ce fait, obtenir une diminution de la p.i.r.e. des stations terriennes, en augmentant le facteur de qualité G/T du satellite. Des antennes orientables à faisceau étroit peuvent également être avantageuses pour améliorer le brouillage et augmenter le G/T du satellite.

Considérons maintenant le cas où plusieurs stations terriennes associées à une liaison de connexion rayonnent simultanément à partir de points disséminés sur toute l'étendue de la zone de service, de la liaison descendante, ou même extérieurs à cette zone comme cela pourrait être le cas dans les systèmes à satellites multifaisceaux pour la radiodiffusion de programmes nationaux à partir de points situés à l'intérieur d'un pays; on peut distinguer deux cas:

- si l'accès doit être assuré à partir d'un seul emplacement ou d'un petit nombre d'emplacements connus, on pourra prévoir une zone de service peu étendue, desservie par une petite antenne réceptrice de satellite à faisceau ponctuel;
- si les emplacements des émetteurs nationaux ne sont pas connus avant l'établissement du plan, ou si l'on souhaite pouvoir accéder au satellite à partir d'un point quelconque du territoire du pays – par exemple, à partir de stations transportables – il faudra prévoir, pour les liaisons de connexion, une zone de service étendue à tout le pays.

Les valeurs du gain de l'antenne de réception du satellite, à la limite de zone de couverture à -3 dB, varient d'environ 28 dBi pour un faisceau de liaisons de connexion de 3° × 8° couvrant tout le pays, de 45 dBi pour un petit faisceau étroit de 0,6° de diamètre.

6.4 *Précision de pointage des antennes*

Les Actes finals de la CAMR-RS-77 imposent une stabilité de pointage de l'antenne d'émission du satellite meilleure que 0,1°. La précision de pointage est aussi une caractéristique importante des antennes de réception, notamment pour celles qui reçoivent des faisceaux étroits.

L'étude française [CCIR, 1978-82h] donne des indications chiffrées sur l'effet produit lorsqu'on assouplit les exigences imposées à la précision de pointage de l'antenne de réception du satellite (0,2° au lieu de 0,1°). Cette étude a donné le résultat suivant, tout au moins pour le Plan de la CAMR-RS-77 et dans l'hypothèse où chaque station terrienne pour la liaison de connexion se trouve au centre du faisceau correspondant spécifié dans ce Plan: si l'erreur de pointage d'une antenne de réception passe de 0,1° à 0,2°, cela n'aggrave pas sensiblement les brouillages.

Dans le cas où une seule antenne serait utilisée pour l'émission et la réception, la précision de pointage de 0,1° pour l'antenne de réception est stipulée par les dispositions du Règlement des radiocommunications. Si on a deux réflecteurs séparés pour l'émission et la réception, une solution consiste à articuler le réflecteur par rapport au corps du satellite et à orienter l'antenne d'émission à l'aide d'un mécanisme de pointage automatique par détection d'une balise terrestre radiofréquence. Ce système d'orientation précise d'antenne permet de stabiliser un réflecteur émetteur à mieux de 0,1°.

On peut obtenir la précision de pointage de 0,2° indiquée plus haut en utilisant des signaux fournis par le système de commande de l'antenne d'émission décrite précédemment [CCIR, 1978-82i].

Toutefois, étant donné que les tolérances sur l'erreur de pointage sont, de ce fait, plus grandes, il est nécessaire d'utiliser des antennes de plus petit diamètre (c'est-à-dire à faisceau plus large) afin de couvrir la zone de service, ce qui nuit à la réutilisation des fréquences.

Le Rapport 558 analyse l'effet de la précision de pointage sur la variation du gain dans une zone de service donnée.

On pense que des précisions de pointage de ± 0,1° en direction et de ± 1° en rotation par rapport à l'axe du faisceau sont faciles à obtenir et qu'elles peuvent être utilisées pour la planification. Ces tolérances seraient cohérentes avec les tolérances suggérées pour l'antenne d'émission du satellite sur la liaison descendante.

6.5 *Diagrammes de rayonnement de référence*

Dans la mesure où la même technologie serait utilisée pour les antennes d'émission et de réception des satellites, il serait souhaitable de retenir pour les deux antennes les mêmes diagrammes de référence. Néanmoins, une plus grande tolérance existe pour l'antenne de réception en ce qui concerne la pureté de polarisation et les lobes latéraux. C'est ce qu'ont montré plusieurs études effectuées par l'ESA et l'UER [CCIR, 1978-82j], par la France [CCIR, 1978-82i] et par le Japon [CCIR, 1978-82k]. Dans ces études, on a considéré le brouillage pour un plan de liaisons de connexion transposé directement à partir du Plan de la CAMR-RS-77, avec les hypothèses suivantes pour les caractéristiques des antennes de réception:

- diagrammes d'antenne spécifiés par la CAMR-RS-77, pour la composante copolaire et la composante contrapolaire;
- premier lobe latéral de la composante copolaire plus élevée;
- composante contrapolaire plus élevée, au voisinage de l'axe du faisceau.

Ces études montrent que dans le Plan de la CAMR-RS-77 il n'y aura pas nécessairement une augmentation sensible du brouillage si on ramène la composante contrapolaire près de l'axe du faisceau, à -33 dB ou même à -30 dB au-dessous du gain de l'antenne dans l'axe. Cette conclusion ne s'applique pas à la Région 2.

Pour ce qui est de la composante copolaire, un assouplissement maximal de 10 dB dans le premier lobe latéral n'entraîne pas nécessairement une augmentation notable du brouillage entre les liaisons de connexion de la Région 1, ni sur la plupart des liaisons de connexion de la Région 3, à la réserve suivante près: pour certaines positions orbitales de la Région 3, la valeur la plus défavorable du rapport porteuse/brouillage dans le canal adjacent pourrait être dégradé de 4,2 dB, mais cette dégradation elle-même ne sera pas toujours significative.

Dans le cas de satellites copositionnés desservant une zone de service commune ou des zones de service adjacentes sur des canaux contrapolaires adjacents, la pureté de polarisation peut être critique pour obtenir les rapports C/I nécessaires.

Quand une antenne à décroissance (roll-off) rapide ou à faisceau modelé a été utilisée pour l'émission, afin de favoriser la réutilisation des fréquences, une antenne à décroissance (roll-off) rapide ou à faisceau modelé peut aussi être nécessaire pour la réception. La coupure des lobes latéraux de l'antenne de réception doit être rapide pour éviter des conséquences défavorables sur la séparation des zones de service nécessaire pour la réutilisation des fréquences.

Dans le cas de la planification de la Région 2 faite à la CARR SAT-83, les mêmes diagrammes de référence ont été utilisés pour les antennes de réception et d'émission des satellites. Ces diagrammes copolaires et contrapolaires sont décrits dans le Rapport 810.

Pour les Régions 1 et 3, la CAMR ORB-88 a adopté les caractéristiques décrites ci-dessous.

6.5.1 *Antenne de réception du satellite*

Si l'on utilise une antenne d'émission et de réception commune, le gain contrapolaire, l'ouverture de faisceau, la précision de pointage et le diagramme de rayonnement dépendent des caractéristiques de l'antenne de la liaison descendante.

Si l'on utilise des antennes séparées pour l'émission et pour la réception, les paramètres de l'antenne de réception doivent être ceux donnés aux paragraphes suivants. L'utilisation d'antennes de réception séparées offre une plus grande souplesse en termes d'indépendance à l'égard de la fréquence de la liaison de connexion, de la polarisation et de la zone de service.

6.5.2 *Section transversale du faisceau de l'antenne de réception*

La planification initiale doit être fondée sur l'hypothèse de faisceaux à section transversale elliptique ou circulaire. Lorsque la section transversale du faisceau de l'antenne de réception est elliptique, l'ouverture de faisceau équivalente φ_0 est une fonction de l'angle de rotation entre, d'une part, le plan contenant le satellite et l'axe principal de la section transversale du faisceau et, d'autre part, le plan dans lequel l'ouverture de faisceau est requise.

La relation entre le gain maximal d'une antenne et l'ouverture de faisceau à demi-puissance peut être déduite de l'expression:

$$G_m = 27\,843/ab$$

ou

$$G_m\,(\text{dB}) = 44{,}44 - 10 \log a - 10 \log b$$

où:

a et b désignent les angles (en degrés) sous-tendus au satellite par le petit et le grand axes de la section transversale elliptique du faisceau.

Une valeur minimale de 0,6° pour l'ouverture du faisceau à demi-puissance est adoptée pour la planification, sauf lorsqu'une administration demande une valeur inférieure pour ses propres faisceaux.

6.5.3 *Diagramme de référence copolaire*

Le diagramme de référence copolaire de l'antenne est obtenu grâce à la formule suivante:

Gain relatif copolaire (dB) (voir la Fig. 16, courbe A)

$$G = -12\,(\varphi/\varphi_0)^2 \qquad \text{pour } 0 \leqslant \varphi/\varphi_0 \leqslant 1{,}30$$

$$G = -17{,}5 - 25 \log (\varphi/\varphi_0) \qquad \text{pour } \varphi/\varphi_0 > 1{,}30$$

Après intersection avec la courbe C: comme la courbe C (la courbe C correspond à l'opposé du gain dans l'axe).

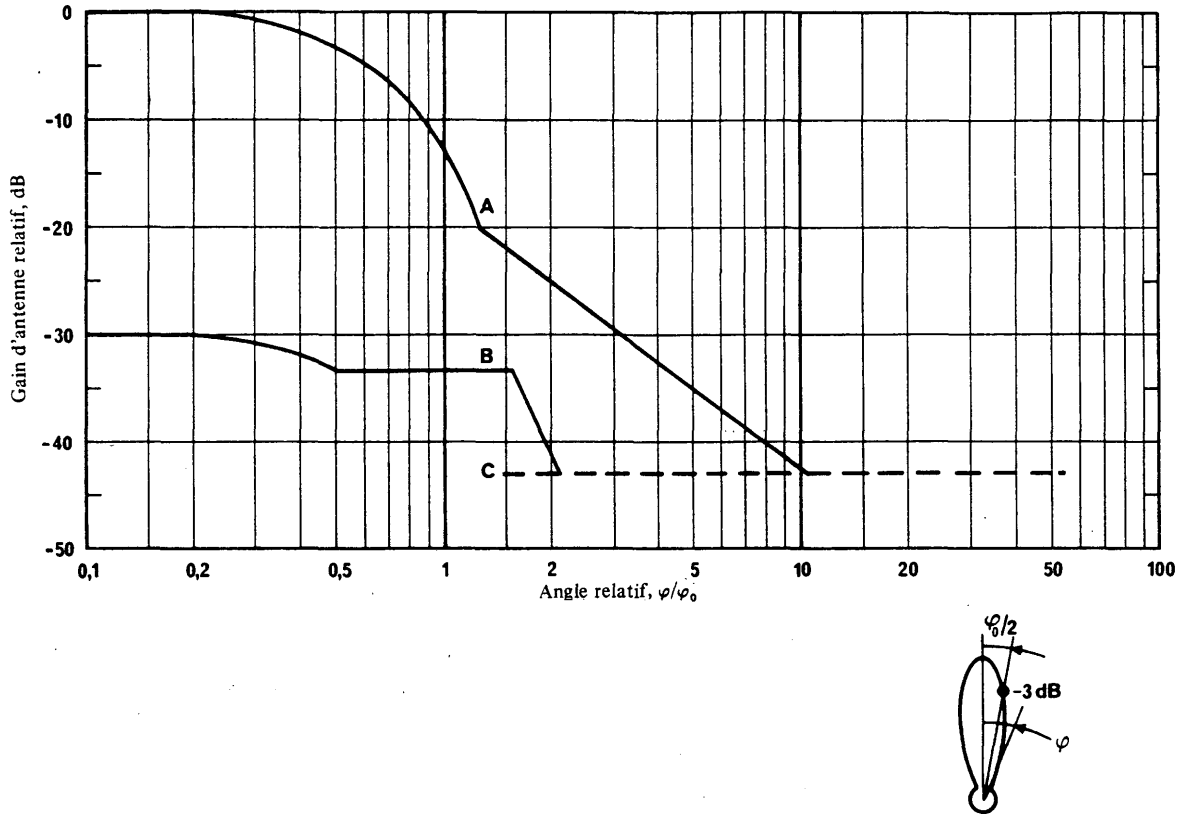


FIGURE 16 – *Diagramme de référence de l'antenne de réception de satellite pour les Régions 1 et 3 adopté par la CAMR ORB-88*

Courbes A: composante copolaire (voir le § 6.5.3)
B: composante contrapolaire (voir le § 6.5.4)
C: opposé du gain dans l'axe (la courbe C représentée dans cette figure correspond au cas particulier d'une antenne avec un gain dans l'axe de 43 dBi)

Note. – Ce diagramme de référence de l'antenne de réception diffère du diagramme adopté par la CAMR-RS-77 pour l'antenne d'émission.

6.5.4 *Diagramme de référence contrapolaire*

Le diagramme de référence contrapolaire est obtenu grâce à la formule suivante:

Gain contrapolaire relatif (dB) (voir la Fig. 16, courbe B)

$$G = -30 - 12\,(\varphi/\varphi_0)^2 \qquad \text{pour } 0 \leqslant \varphi/\varphi_0 \leqslant 0{,}5$$

$$G = -33 \qquad \text{pour } 0{,}5 < \varphi/\varphi_0 \leqslant 1{,}67$$

$$G = -\left[40 + 40 \log \left|\varphi/\varphi_0 - 1\right|\right] \qquad \text{pour } \varphi/\varphi_0 > 1{,}67$$

Après intersection avec la courbe C: comme la courbe C (la courbe C correspond à l'opposé du gain dans l'axe).

6.5.5 Emploi d'antennes à flanc raide

Le diagramme représenté à la Figure 17 a été utilisé pour certaines assignations dans le but de réduire les brouillages copolaires. Ce diagramme est établi à partir d'une antenne produisant un faisceau elliptique dont le lobe principal est à flanc raide. On présente à titre d'exemples trois courbes correspondant à des valeurs différentes de φ_o.

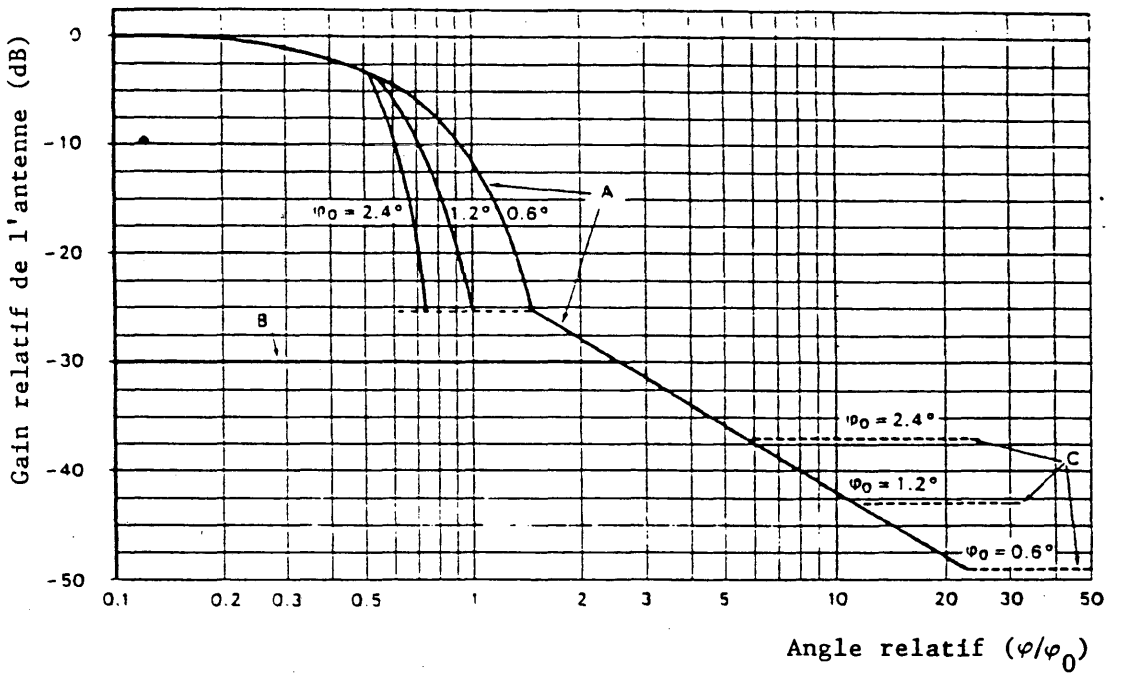


FIGURE 17

Diagrammes de référence des composantes copolaire et contrapolaire de l'antenne de réception du satellite, avec un faisceau principal à flanc raide dans les Régions 1 et 3

Courbe A : composante copolaire (dB par rapport au gain dans le lobe principal)

$-12\ (\varphi/\varphi_o)^2$	pour $0 \leq \varphi/\varphi_o \leq 0{,}5$
$-33{,}33\ \varphi_o^2\ (\varphi/\varphi_o - x)^2$	pour $0{,}5 < \varphi/\varphi_o \leq 0{,}87/\varphi_o + x$
$-25{,}23$	pour $0{,}87/\varphi_o + x < \varphi/\varphi_o \leq 1{,}413$
$-(22 + 20 \log (\varphi/\varphi_o)$	pour $\varphi/\varphi_o > 1{,}413$

après le point d'intersection avec la courbe C : confondue avec celle-ci.

Courbe B : composante contrapolaire (dB par rapport au gain dans le lobe principal)

-30 pour $0 \leq \varphi/\varphi_o < 2{,}51$

après le point d'intersection avec la courbe A : confondue avec celle-ci.

Courbe C : Moins le gain sur l'axe (les courbes A et C représentent des exemples pour trois antennes ayant les différentes valeurs φ_o indiquées Figure 17. Les gains dans l'axe de ces antennes sont respectivement 37, 43 et 49 dBi).

où φ = l'angle par rapport à l'axe (degrés)

φ_o = la dimension minimale de l'ellipse circonscrite à la zone de service de la liaison de connexion dans la direction considérée (degrés)

$$x = 0{,}5 \left(1 - \frac{0{,}6}{\varphi_o}\right)$$

7. Commande automatique de gain (CAG)

La CAG à bord des engins spatiaux réduit au minimum l'effet des évanouissements causés par la pluie à la station de liaison de connexion sur le rapport C/N de la liaison descendante en maintenant l'amplificateur à TOP au niveau de saturation. Les CAG électroniques agissent sur les canaux individuels et augmentent le gain du répondeur du signal utile et de toute portion de signal brouilleur qui se trouve dans la largeur de bande du filtre du canal utile. Par conséquent, pendant qu'il pleut à la station (ou aux stations) de liaison de connexion, l'emploi de la CAG permet le fonctionnement du répondeur près de la saturation, mais le rapport de la porteuse utile à la portion de porteuse contrapolaire adjacente qui se trouve dans la largeur de bande du filtre du canal utile est altéré. L'emploi de la CAG a donc un effet sur le rapport C/I_u contrapolaire des deux liaisons de connexion dont il s'agit.

Toutefois, le satellite qui utilise la CAG émet sur la liaison descendante un signal utile de niveau constant qui est affaibli sur la liaison de connexion, mais réémet sur la liaison descendante un plus haut niveau du signal contrapolaire brouilleur dans le canal adjacent qui n'est pas affaibli lorsqu'il ne pleut pas sur la liaison de connexion brouilleuse. Cette situation peut entraîner une augmentation du brouillage causé par la liaison descendante à d'autres systèmes recevant le signal réémis sous forme de brouillage dans le même canal. Ce problème ne pourrait être important que pour des satellites copositionnés desservant des zones de service communes ou adjacentes.

Il peut être nécessaire de limiter la gamme de la CAG dans des satellites copositionnés et utilisant des canaux contrapolaires à moins de 10 dB à 15 dB afin de se prémunir contre le problème dû aux réémissions sur la liaison descendante. Ce problème peut être atténué si des satellites à canaux contrapolaires desservant la même zone de service ou des zones de service adjacentes sont séparés d'au moins 0,3° sur l'orbite des satellites géostationnaires. Les satellites à canaux contrapolaires non copositionnés ne sont pas soumis à cette limite de la gamme de la CAG. Une limite de 10 dB de la gamme de la CAG pourrait être insuffisante pour maintenir une sortie constante de l'amplificateur à TOP sous certains climats pluvieux pour certains angles de site. L'utilisation d'un autre mécanisme (régulation de puissance, diversité d'espace) pourrait être nécessaire en pareils cas pour maintenir un niveau de signal constant sur la liaison descendante.

Le Plan de la Région 2 concernant les liaisons de connexion est fondé sur une limite de 15 dB de la gamme dynamique de la CAG à bord de quelques satellites contrapolaires, afin de se prémunir contre les réémissions sur la liaison descendante.

8. Choix de la polarisation pour les liaisons de connexion

Le choix de la polarisation des liaisons de connexion influe sur:

- le brouillage pouvant être causé aux liaisons de connexion utilisant le même canal ou des canaux adjacents, par suite de la dépolarisation atmosphérique;
- le partage avec d'autres services fonctionnant dans la même bande de fréquences;
- la conception des antennes de satellite et des systèmes de répéteur.

Il y a deux facteurs à déterminer:

- le type de polarisation (c'est-à-dire, circulaire ou rectiligne);
- le sens de polarisation (c'est-à-dire, même sens ou sens opposé par rapport à celui de la liaison descendante).

Le choix de la polarisation sur la liaison de connexion devra tenir compte de la polarisation sur la liaison descendante. Il est en général avantageux, sur le plan de la conception des antennes des satellites, de choisir le même type de polarisation pour la liaison de connexion et pour la liaison descendante, ce qui permet d'obtenir une construction moins complexe et plus légère.

Si le même type de polarisation est utilisé pour les deux liaisons, l'utilisation du même *sens* de polarisation pour chaque liaison procurera de nouveaux avantages semblables sur le plan de la conception de l'antenne. En particulier, l'utilisation du même sens de polarisation est bénéfique pour la conception des antennes d'engins spatiaux avec faisceaux modelés, fonctionnant avec alimentation multiple d'un réflecteur unique; cette caractéristique a été adoptée dans le Plan pour la Région 2. Toutefois, le découplage entre l'entrée et la sortie du répéteur dépend entièrement de la sélectivité en fréquence. En revanche, l'utilisation du sens opposé de polarisation permet d'avoir une seule alimentation simple d'un réflecteur commun pour les faisceaux de forme circulaire ou elliptique et c'est cette hypothèse qui est adoptée dans certaines propositions concernant les Plans des liaisons descendantes pour les Régions 1 et 3. S'agissant de la polarisation circulaire, l'alimentation est connectée au moyen d'un polariseur à un coupleur de modes orthogonaux pour séparer les trajets d'émission et de réception, ce qui donne un découplage supplémentaire d'une valeur de 30 dB en général, avec pour effet d'assouplir les conditions de filtrage dans le répéteur. Cette dernière méthode a donc généralement été prise en considération dans les études de planification menées dans la Région 1.

En ce qui concerne les effets sur le partage avec d'autres services, ce sont les lobes latéraux d'ouverture relativement grande des diagrammes de référence pour les composantes copolaire et contrapolaire de l'antenne de la station terrienne qui exerceront l'influence la plus importante. Le niveau dans ces lobes latéraux sera pratiquement le même quelle que soit la polarisation. Il s'ensuit que le choix de la polarisation n'influera guère sur le brouillage causé aux services de Terre et au service fixe par satellite dans le sens espace vers Terre.

Quand les satellites sont séparés de plus d'une dizaine de degrés, le type et/ou le sens de polarisation n'a pas à être spécifié pour la planification.

Le brouillage des liaisons de connexion est maximal entre des satellites occupant la même position ou entre des satellites voisins qui desservent la même zone de couverture ou des zones adjacentes faisant ainsi de la valeur de la discrimination contrapolaire une valeur déterminante pour la planification des liaisons de connexion. Des antennes à polarisation rectiligne ont une meilleure discrimination contrapolaire que des antennes à polarisation circulaire. Le Tableau III donne des valeurs de *XPD* typiques.

TABLEAU V – *Caractéristiques de discrimination contrapolaire, XPD (dB) des antennes de liaisons de connexion*

Type de polarisation	Antenne	
	émettrice de station terrienne	réceptrice de satellite
rectiligne	35	33
circulaire	30	27

Le modèle pluviométrique du CCIR (voir le Rapport 564) permet de prévoir une très petite différence d'affaiblissement entre la polarisation verticale et la polarisation horizontale, pour de petites valeurs de l'affaiblissement; l'affaiblissement différentiel atteint 1,5 dB environ pour un affaiblissement de 15 dB. Par ailleurs, le modèle indique que l'affaiblissement d'une onde polarisée circulairement est la valeur médiane des affaiblissements des polarisations verticale et horizontale, et que la dépolarisation, pour une polarisation verticale vraie et une polarisation horizontale vraie, peut dépasser de 15 dB au maximum celle d'une polarisation circulaire (voir le Rapport 814).

8.1 *Présence de pluie à un emplacement*

La Fig. 18 illustre les effets d'un désalignement β_T sur le C/I contrapolaire des liaisons de connexion, s'il pleut seulement à l'emplacement de l'émetteur utile. Les canaux contrapolaires sont utilisés par le même satellite ou par un autre placé au même point, desservant une zone de couverture limitrophe. S'il y a un grand chevauchement entre les zones de couverture, le brouillage dans les canaux contrapolaires pourrait dépasser de 3 dB au maximum les valeurs indiquées dans la Fig. 18. Cette figure montre que, par atmosphère claire et aussi en présence de pluie, la polarisation circulaire donne des valeurs plus favorables de C/I pour tout défaut d'alignement supérieur à 3° environ. Ce résultat est mis en évidence pour des valeurs d'affaiblissement allant jusqu'à 15 dB. L'angle d'inclinaison de la polarisation rectiligne a peu d'effet sur la dégradation de C/I en présence de pluie; cela est mis en évidence par le fait qu'on obtient des résultats similaires en polarisation verticale et en polarisation horizontale. La raison en est que le signal brouilleur n'est ni affaibli, ni dépolarisé.

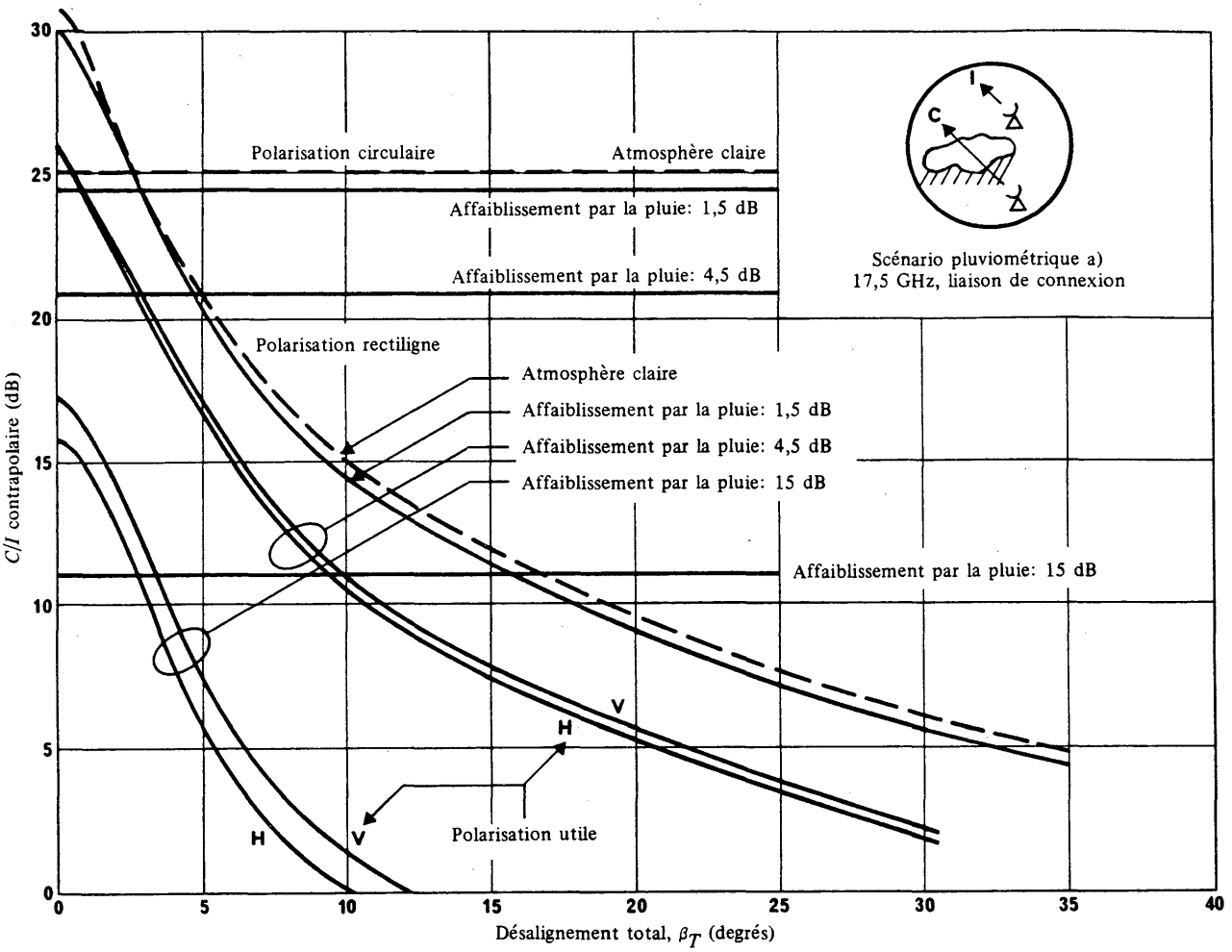


FIGURE 18 – *C/I contrapolaire des liaisons de connexion, en présence de pluie seulement à l'emplacement de l'émetteur utile*

— — — Atmosphère claire

——— Affaiblissement

8.2 *Présence de pluie aux deux emplacements*

S'il pleut simultanément à l'emplacement de l'émetteur utile et à celui de l'émetteur brouilleur, les effets combinés de la pluie et du défaut d'alignement sur le rapport C/I sont plus complexes à cause de l'influence de la dépolarisation du signal brouilleur. Le «scénario pluviométrique» s'applique à deux stations terriennes voisines qui émettent des signaux à polarisations croisées vers le même satellite ou vers des satellites copositionnés. Les effets du défaut d'alignement et de l'angle d'inclinaison de la polarisation rectiligne sont illustrés par la Fig. 19 pour un affaiblissement de 4,5 dB et par la Fig. 20 pour un affaiblissement de 15 dB (voir également l'Annexe au Rapport 814).

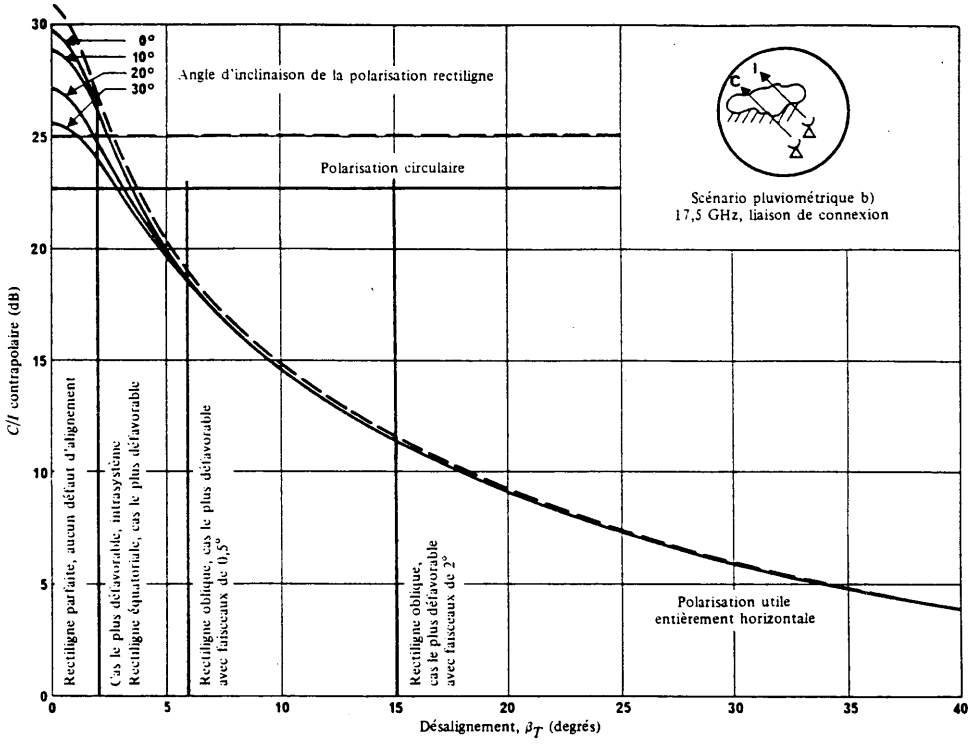
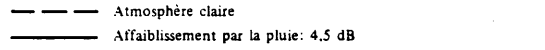


FIGURE 19 – *C/I contrapolaire des liaisons de connexion en présence d'un affaiblissement par la pluie de 4,5 dB à l'emplacement de l'émetteur utile et d'un émetteur brouilleur voisin*



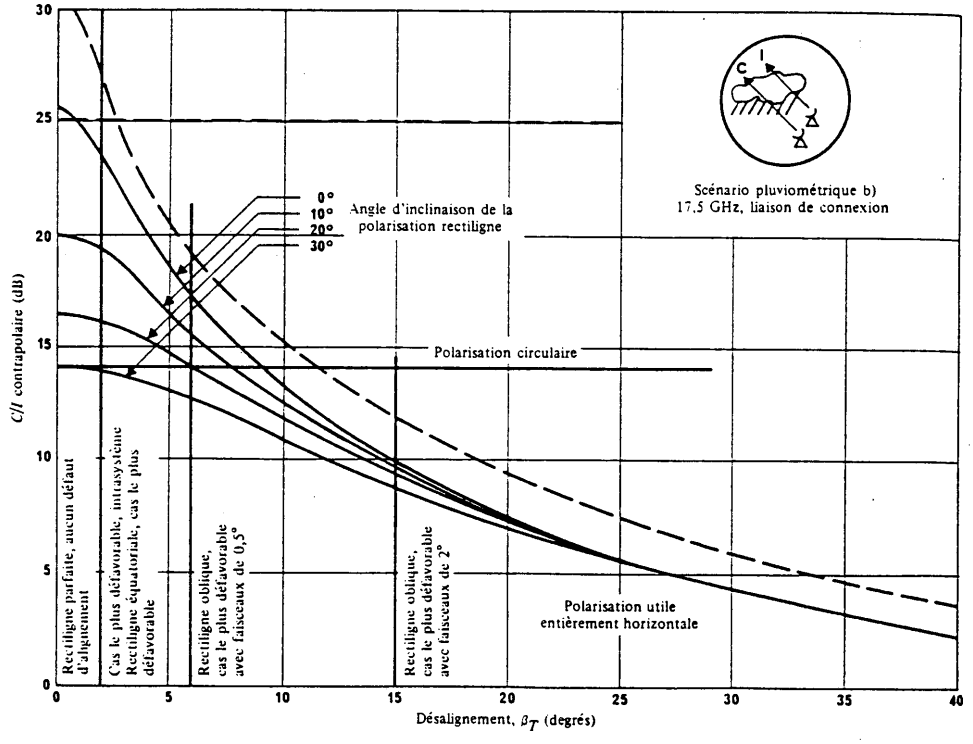
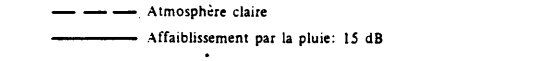


FIGURE 20 – *C/I contrapolaire des liaisons de connexion en présence d'un affaiblissement par la pluie de 15 dB à l'emplacement de l'émetteur utile et d'un émetteur brouilleur voisin*



8.3 *Désalignement*

La discrimination contrapolaire (*XPD*) de la polarisation circulaire est indépendante à la fois de l'alignement rotationnel des polariseurs des antennes d'émission et de réception et de l'orientation des vecteurs horizontal et vertical locaux. La polarisation rectiligne peut offrir une meilleure *XPD* que la polarisation circulaire, mais seulement si l'alignement rotationnel des antennes d'émission et de réception à polarisation rectiligne est maintenu en deçà de 2° et si l'angle d'inclinaison du plan de polarisation de l'antenne d'émission est inférieur à 20°.

Pour des zones de service de liaison de connexion d'un diamètre de plusieurs centaines de km et des angles de site du satellite allant jusqu'à 60° (créneau d'éclipse retardée et/ou zones de service non équatoriales), la variation de l'angle d'inclinaison dans chaque zone de service ne dépasse pas une vingtaine de degrés. Pour de telles zones de service, le vecteur vertical (ou horizontal) local pourrait être défini au centre de la zone, ou pourrait être quelque peu décalé vers une sous-zone de plus fortes précipitations. L'alignement rotationnel de la polarisation des antennes d'émission de chaque liaison de connexion à l'intérieur de la zone de service pourrait être ajusté, selon l'équation de l'Annexe I du Rapport 814, de façon à obtenir la colinéarité avec l'antenne de réception du SRS. Cet alignement pourrait être maintenu à ± 0,5° au sol. La tolérance de rotation de l'antenne du satellite est de ± 1°. Cette tolérance pourrait encore être réduite, si nécessaire, par l'emploi de techniques de poursuite de polarisation sur le satellite.

Pour des zones de service plus grandes (par exemple, les Etats-Unis d'Amérique contigus), à l'intérieur desquelles l'angle d'inclinaison varie de plusieurs dizaines de degrés, les 20° pourraient être dépassés. Le concept de polarisation rectiligne «progressive» [Ohm, 1981] fournit la base théorique d'une antenne de réception de satellite, pour la liaison de connexion du SRS, qui n'est pas soumise à cette limitation de l'angle d'inclinaison; mais jusqu'à ce qu'une antenne de satellite basée sur ce concept ait été essayée avec succès, ce concept ne devrait pas être utilisé pour la planification du SRS. Le même avantage pourrait être obtenu mécaniquement en utilisant sur le satellite une antenne de réception orientable à faisceau très étroit (par exemple 0,5°) dont le vecteur polarisation (lorsqu'elle est pointée vers un emplacement visible depuis le satellite) aurait subi une rotation de façon à être colinéaire avec l'horizontale (ou la verticale) locale des antennes d'émission des liaisons de connexion.

La méthode de la polarisation rectiligne progressive, ou la méthode de polarisation de l'Annexe I au Rapport 814, fournirait une *XPD* adéquate à l'intérieur d'une zone de service desservie par son groupe de satellites. Pour des zones de service contiguës ou se chevauchant, seule l'antenne de satellite à polarisation rectiligne progressive (mécanique ou électrique) permettrait à une antenne d'émetteur de liaison de connexion, située à la frontière commune des zones de service, d'être convenablement alignée, vue des deux groupes de satellites. Toutefois, comme on l'a dit au § 4.1, pour des antennes d'émetteur de liaison de connexion de 5 m de diamètre, il y a déjà un découplage adéquat (copolaire ou contrapolaire) entre des groupes de satellites espacés d'au moins 10°.

9. Considérations générales relatives à la planification

La planification des liaisons de connexion peut se faire en même temps que celle des liaisons descendantes ou séparément à une date ultérieure. La planification simultanée est traitée dans le Rapport 633. Le présent chapitre porte sur certaines caractéristiques de la planification des liaisons de connexion qui doivent être prises en considération dans l'un et l'autre cas.

9.1 *Fréquence des liaisons de connexion*

D'une manière générale, pour une antenne de dimension donnée, plus la fréquence est élevée plus grande est la directivité de l'antenne de réception du satellite et plus faible est le brouillage. Cependant, plus les fréquences sont élevées, plus prononcés seront les effets de propagation, y compris la dépolarisation. D'après des études effectuées au Japon [CCIR, 1978-82I], on constate que, dans la pratique, il y a peu de différence entre les rapports porteuse/brouillage les plus défavorables de deux systèmes de liaison de connexion utilisant les bandes de fréquences 14 GHz et 17 GHz.

9.2 *Emplacement et dimensions des antennes*

Dans la planification des liaisons de connexion aux satellites de radiodiffusion, il convient de tenir compte des impératifs d'exploitation du service de radiodiffusion par satellite. Pour un programme de télévision, la possibilité d'établir une liaison de connexion directe aux satellites de radiodiffusion, à partir d'emplacements ne disposant pas des moyens permettant la transmission du signal à la station terrienne d'émission permanente, revêt une importance considérable, en particulier lorsqu'il s'agit des zones de service étendues ou montagneuses. L'utilisation de stations terriennes transportables relativement petites pour les liaisons de connexion aux satellites de radiodiffusion doit être examinée sous cet angle.

Dans un pays de faible étendue, le système de radiodiffusion par satellite peut comporter un seul faisceau sur la liaison de connexion et la liaison descendante. L'accès peut être obtenu à partir d'un seul point ou de plusieurs, ou encore à partir d'un point quelconque du pays. Si ces emplacements sont connus avant l'établissement du plan, les zones de service des liaisons de connexion, de superficie plus petite que celle de la liaison descendante, peuvent être planifiées, et le satellite peut être équipé d'une antenne de réception à faisceau ponctuel. Si les emplacements des stations terriennes ne sont pas connus avant l'établissement du plan, ou si l'accès est possible à partir d'un point quelconque de la zone de service de la liaison descendante, avec des stations transportables, il est nécessaire de planifier, pour les liaisons de connexion, une zone de service qui s'étendra à l'ensemble du pays.

Des considérations d'ordre géographique (par exemple, fuseaux horaires) dans un pays, et/ou la diversité de sa population sur le plan culturel, peuvent imposer l'utilisation de faisceaux multiples sur les liaisons descendantes. En pareil cas, l'antenne de la liaison de connexion, pour chaque faisceau, peut être implantée soit à l'intérieur de la zone de service de chaque liaison descendante, soit en des points déterminés du territoire du pays, soit encore en un point quelconque de ce territoire. Si l'on souhaite placer la station terrienne exclusivement dans chaque zone de service de liaison descendante, on pourra planifier une zone de service commune pour la liaison de connexion et la liaison descendante. Toutefois, pour les programmes provenant de points extérieurs à la zone de service de la liaison descendante et destinés à être diffusés dans cette même zone, il pourrait être nécessaire de prévoir une distribution par l'intermédiaire de systèmes de Terre ou de satellites du service fixe.

Si l'on souhaite implanter la station terrienne en un point quelconque d'un pays desservi par plusieurs faisceaux, on pourra réaliser l'accès direct au satellite de radiodiffusion en planifiant une zone de service de liaisons de connexion s'étendant à tout le territoire du pays. Les programmes provenant de points extérieurs à la zone de service de la liaison descendante accéderaient directement au satellite de radiodiffusion, dans les bandes de fréquences planifiées pour les liaisons de connexion.

La planification des liaisons de connexion fondée sur une seule dimension d'antenne de la station terrienne et une seule valeur de la puissance maximale d'émission donnerait une plus grande homogénéité entre les liaisons de connexion. Pour une dimension d'antenne donnée et un rapport de protection donné dans le même canal, il existe une séparation orbitale au-delà de laquelle le brouillage causé par les stations de liaison de connexion brouilleuses devient négligeable, et il n'est pas nécessaire d'en tenir compte dans la planification des liaisons de connexion. A titre d'exemple, pour un diamètre d'antenne de 5 m, et une enveloppe des lobes latéraux correspondant au diagramme de référence de $29 - 25 \log \varphi$ (dBi), les satellites doivent être séparés d'au moins 7,5° pour obtenir un découplage de 40 dB en présence d'un affaiblissement différentiel par la pluie de 10 dB, et permettre ainsi la réutilisation des fréquences. Dans cet exemple, on admet des émissions copolaires et aucune discrimination d'antenne de réception de satellite n'est prise en considération, et les stations de liaison de connexion sont situées dans la même zone de service.

Dans le cas où les deux émissions dans le même canal sont contrapolaires, une séparation orbitale plus petite est nécessaire puisqu'une partie du découplage de 40 dB provient de la discrimination de polarisation de l'antenne d'émission de station terrienne, et de l'antenne de réception du satellite. De même, si les zones de service des liaisons de connexion ne sont pas adjacentes, l'antenne de réception du satellite peut fournir une partie du rapport de protection de 40 dB en raison de l'espacement angulaire. La séparation orbitale requise peut donc être réduite jusqu'au point où les satellites sont pratiquement copositionnés.

Dans le cas de brouillages causés par le canal adjacent, la séparation orbitale requise est encore plus petite que dans les cas respectifs mentionnés ci-dessus, puisqu'il faut alors en général, un découplage de moins de 16 dB. Un cas particulier est traité au § 9.4 où l'on constate que la séparation orbitale requise pour des canaux adjacents contrapolaires transmis à partir de la même zone de service, en présence d'un affaiblissement différentiel par la pluie de 10 dB, n'atteint qu'une fraction d'un degré. Ce principe a été largement appliqué pour la planification des liaisons de connexion dans la Région 2.

Compte tenu de la dimension relativement grande de l'antenne d'émission de la station terrienne, dans des conditions normales, on obtiendra le découplage voulu sur les liaisons de connexion pour des espacements sur l'orbite, ou entre zones de service, inférieurs à l'espacement requis pour la liaison descendante, sauf si la zone de service de la liaison de connexion est plus grande que celle que dessert la liaison descendante, ou se trouve en dehors de cette dernière.

On a constaté dans les Plans des liaisons de connexion pour les Régions 1 et 3, ainsi que pour la Région 2, qu'un diamètre nominal d'antenne égal à 5 m était une valeur intéressante et c'est elle qu'on a employé dans la planification. Outre qu'il découple complètement les liaisons de connexion de satellites séparés d'environ 10°, on a constaté qu'un diamètre de 5 m est de l'ordre de grandeur que l'on peut envisager pour les applications transportables. De plus, la puissance émise nécessaire pour une liaison de connexion viable a été jugée facile à atteindre. Des antennes plus petites, pouvant avoir au minimum un diamètre de 2,5 m, ont été autorisées dans les Plans et ont été prises en considération dans l'élaboration du diagramme de référence d'antenne (voir le § 5.2), pour autant que leur utilisation n'élève pas le niveau de brouillage causé aux autres liaisons de connexion, tel qu'il a été calculé dans les Plans. Lorsque les satellites sont espacés de plus de 0,55°, aucun brouillage supplémentaire ne peut résulter de l'utilisation d'antennes ayant un diamètre de 2,5 m. On sait, néanmoins, qu'avec l'emploi de ces petites antennes, on obtiendra des valeurs de C/N et C/I plus faibles qu'avec le diamètre d'antenne utilisé comme base de la planification.

9.3 *Puissance émise*

Afin d'éviter un brouillage excessif des satellites adjacents et des services de Terre – les enveloppes des lobes latéraux en dehors de l'axe de l'antenne de la liaison de connexion étant définies en terme de gain absolu par rapport à une source isotrope, et pour simplifier la planification des liaisons de connexion – on considère que la spécification de la puissance maximale pouvant être appliquée à l'antenne d'une liaison de connexion d'un satellite de radiodiffusion est la meilleure façon de spécifier les caractéristiques de brouillage de la station d'émission de cette liaison, conjointement avec le diagramme de référence de l'antenne. Cette limite maximale de puissance s'appliquerait à toutes les conditions et à toutes les dimensions des antennes.

La limitation de la puissance d'émission sur la liaison de connexion offre un autre avantage: si la planification est fondée sur l'utilisation d'une dimension d'antenne nominale, le principe de la puissance surfacique homogène sur l'orbite est applicable, donnant l'utilisation optimale de la ressource orbite-spectre. Il convient de noter, toutefois, que la non-homogénéité de la p.i.r.e. dépend seulement de la différence entre les puissances émises, et non du gain de l'antenne, lorsque les satellites sont espacés de plus d'une fraction de degré.

9.4 *Satellites copositionnés*

Les cas les plus critiques de brouillage sur les liaisons de connexion se produisent lorsque les satellites sont copositionnés. Comme on l'a vu au § 4.6, on rencontre dans la pratique deux situations:

- celle où les satellites copositionnés utilisent le même canal, mais en contrapolarisation, et où leurs zones de service sont séparées,
- celle où ces satellites ont des zones de service communes ou adjacentes et fonctionnent sur des canaux adjacents contrapolarisés.

Il existe plusieurs méthodes permettant de traiter les cas où le C/I est faible, mais chacune d'elles a ses inconvénients. On pourrait, mais cela coûte cher et ne permet aucune souplesse d'exploitation, recourir à la diversité d'espace associée avec une p.i.r.e. uniforme sur la liaison de connexion. On pourrait accepter une performance de brouillage moindre pendant les faibles pourcentages du temps où les précipitations donnent lieu à de grands affaiblissements. La régulation de puissance associée à une compensation de la dépolarisation est une solution possible, mais aucune des méthodes ci-dessus n'en est encore à un stade de développement suffisant.

Lorsque les canaux sont adjacents, il existe encore d'autres méthodes auxquelles on pourrait recourir. On pourrait augmenter l'espacement entre les canaux aux dépens d'une diminution du nombre total de canaux de télévision. On pourrait réduire la largeur de bande de chaque canal, mais cela aurait des conséquences fâcheuses sur les applications qui, comme la TVHD (télévision à haute définition), exigent une grande largeur de bande.

Une autre manière de réduire les brouillages consisterait à séparer des satellites «copositionnés» par un petit arc d'orbite. Cette méthode a été adoptée pour élaborer le Plan des liaisons de connexion dans la Région 2 et elle est décrite ci-après.

D'autres facteurs doivent être pris en considération lorsque les satellites sont copositionnés, à savoir la probabilité de collision et les possibilités de brouillage sur les liaisons servant aux fonctions de service des satellites.

9.4.1 *Groupes de satellites et réduction des brouillages*

Un groupe de satellites, tel que défini par la CARR SAT-83 dans le Plan pour la Région 2, est formé par les satellites situés sur deux positions orbitales séparées de 0,4° dans le Plan et auxquels sont assignés des canaux adjacents contrapolarisés. Compte tenu des autres méthodes possibles pour lutter contre le brouillage des liaisons de connexion entre les canaux adjacents contrapolarisés, on a estimé qu'il était nécessaire d'assurer une grande souplesse dans le positionnement orbital des satellites lors de la mise en œuvre. Dans le Plan de la Région 2, le satellite d'une administration appartenant à un groupe peut occuper une position quelconque dans ce groupe de 0,4° de large moyennant l'accord des autres administrations partageant ce groupe de satellites. Dans ces conditions, on peut choisir au moment de la réalisation, la séparation orbitale optimale entre satellites qui dépend des éléments suivants:

- zone hydrométéorologique
- angle de site
- diamètre de l'antenne de la station terrienne, et
- diversité d'espace.

La CARR SAT-83 a adopté une séparation minimale de 0,9° entre les centres de groupes de satellites dans le Plan.

9.4.2 *Probabilité de collision*

L'espacement des satellites «copositionnés» présente un autre avantage: il permet de réduire la probabilité de collision. En appliquant la méthode de calcul décrite dans [Hechler et Van der Ha, 1980], on constate que cette probabilité passe de 9×10^{-7} à 5×10^{-5} par an quand on porte de 2 à 12 le nombre des satellites (chacun d'eux ayant un maître couple de 100 m^2 et tous les satellites occupant la même portion d'arc de 0,1°). Bien qu'il y ait encore une probabilité de non-collision de 99% sur 200 ans environ, la probabilité de collision augmenterait néanmoins de façon appréciable si les satellites étaient placés en co-positionnement exact en de nombreux emplacements de l'orbite géostationnaire. Une collision produit des débris qui accroissent nettement la probabilité de collisions supplémentaires. Il serait donc peut-être préférable d'espacer légèrement les satellites «copositionnés» pour réduire le risque de collision à un minimum.

9.4.3 *Brouillage sur les liaisons servant aux fonctions de service des satellites*

Il peut être important aussi de ménager un petit espacement orbital pour avoir des niveaux de brouillage suffisamment faibles dans les canaux de poursuite, télémesure et télécommande (PTT) des satellites.

L'espacement de fréquence entre la limite du canal de télévision situé à l'extrémité de la bande et le canal PTT le plus proche sera de l'ordre de 2 MHz. On admet que la caractéristique de coupure de l'émission par satellite dans le canal de télévision aura une pente de 2 dB/MHz, dans le cas d'un filtrage typique.

La valeur du découplage introduit par ce filtre entre le canal de télévision situé à l'extrémité de la bande et les canaux PTT peut être comprise entre 4 dB et environ 23 dB dans le cas de bandes de garde larges de 12 MHz. En utilisant des polarisations opposées pour les canaux PTT, et le canal de télévision situé à l'extrémité de la bande, on pourrait porter ce découplage à 25-44 dB par atmosphère claire, et à 15-34 dB lorsque la pluie affaiblit le signal de 10 dB sur le trajet utile. L'espacement nominal des satellites «copositionnés» permettrait d'augmenter ce découplage et d'assurer la souplesse dans le choix des polarisations pour les canaux PTT.

9.4.4 Méthode pour résoudre les incompatibilités dans le plan des liaisons de connexion

Une fois terminée la planification des liaisons de connexion, il se peut que certains cas d'incompatibilité subsistent. Après coordination, les administrations concernées pourraient utiliser la méthode décrite ci-après pour remédier à ces situations. La station brouilleuse peut émettre à une puissance inférieure à la valeur nominale par temps clair, ce qui permet de conserver une qualité suffisante et de maintenir le brouillage à un niveau admissible. En présence d'affaiblissement par la pluie, la station brouilleuse peut être autorisée à accroître sa p.i.r.e., ce qui pourrait réduire le rapport C/I sur la liaison brouillée, mais dans des proportions ne dépassant pas toutefois la limite indiquée dans le plan.

9.5 *Transposition de fréquence*

Pour la Région 2, le Plan des liaisons de connexion a été établi sur la base d'une seule transposition de fréquence entre les canaux de liaison de connexion à 17 GHz, et les canaux de liaison descendante à 12 GHz.

La CAMR-ORB(88) a généralement admis pour les Régions 1 et 3 (dans la bande 17,3 à 18,1 GHz) le principe d'une simple translation de fréquences (5,6 GHz), sauf dans les cas où il a fallu éliminer des incompatibilités du Plan.

La largeur de bande maximale disponible pour la bande de liaison de connexion 14,5-14,8 GHz n'étant que de 300 MHz contre 800 et 500 MHz dans le plan des liaisons descendantes pour les Régions 1 et 3 respectivement, plusieurs fréquences de transposition, si elles ont été déterminées, permettent d'utiliser n'importe quel canal du Plan. Un canal de liaison de connexion donné a été assigné à plusieurs canaux du Plan SRS simultanément.

Pour la bande de liaison de connexion 14,5-14,8 GHz, il convient d'admettre 14 canaux et 2 bandes de garde appropriées.

Le choix de fréquences de transposition à cette fin et pour cette bande est une tâche complexe en raison de deux domaines de la gamme des fréquences de transposition possibles qui créeront des produits de mélange parasites dans certains canaux. Il est donc nécessaire d'optimiser les fréquences de transposition. On évitera les rapports de 1/6 et 2/11 entre la fréquence de transposition et n'importe quelle fréquence de la largeur de bande nécessaire d'un canal de liaison de connexion.

Les paramètres suivants seront utilisés pour la planification des liaisons de connexion dans la bande de fréquences 14,5-14,8 GHz:

Largeur de bande nécessaire d'un canal	27 MHz
Espacement des canaux	19,18 MHz
Nombre de canaux	14
Fréquence centrale du canal le plus bas (1)	14 525,30 MHz
Fréquence centrale du canal le plus élevé (14)	14 774,64 MHz
Bande de garde inférieure	11,80 MHz
Bande de garde supérieure	11,86 MHz

Fréquences de transposition:

a)	pour les canaux SRS 1 à 14	2797,82 MHz
b)	pour les canaux SRS 15 à 28	2529,30 MHz
c)	pour les canaux SRS 29 à 40	2260,78 MHz

Le Tableau VI indique les correspondances entre les numéros des canaux, les fréquences assignées aux liaisons de connexion et celles assignées au Plan de la CAMR RS-77 pour les Régions 1 et 3 pour les trois fréquences de transposition.

TABLEAU VI – *Table de correspondance entre les numéros des canaux et les fréquences assignées aux liaisons de connexion dans la bande de fréquences 14,5-14,8 GHz d'une part, et entre les numéros des canaux et les fréquences assignées dans le Plan SRS, Régions 1 et 3, d'autre part*

Fréquences assignées aux liaisons de connexion		Fréquences de transposition (MHz)					
		2 797,82		2 529,30		2 260,78	
Canal N°	Fréquence (MHz)	Fréquences assignées dans le Plan SRS, Régions 1 et 3					
		Canal N°	Fréquence (MHz)	Canal N°	Fréquence (MHz)	Canal N°	Fréquence (MHz)
1	14 525,30	1	11 727,48	15	11 996,00	29	12 264,52
2	14 544,48	2	11 746,66	16	12 015,18	30	12 283,70
3	14 563,66	3	11 765,84	17	12 034,36	31	12 302,88
4	14 582,84	4	11 785,02	18	12 053,54	32	12 322,06
5	14 602,02	5	11 804,20	19	12 072,72	33	12 341,24
6	14 621,20	6	11 823,38	20	12 091,90	34	12 360,42
7	14 640,38	7	11 842,56	21	12 111,08	35	12 379,60
8	14 659,56	8	11 861,74	22	12 130,26	36	12 398,78
9	14 678,74	9	11 880,92	23	12 149,44	37	12 417,96
10	14 697,92	10	11 900,10	24	12 168,62	38	12 437,14
11	14 717,10	11	11 919,28	25	12 187,80	39	12 456,32
12	14 736,28	12	11 938,46	26	12 206,98	40	12 475,50
13	14 755,46	13	11 957,64	27	12 226,16	–	–
14	14 774,64	14	11 976,82	28	12 245,34	–	–

9.6 *Largeur de bande totale nécessaire pour les liaisons de connexion*

On a effectué des études pour déterminer le rapport des largeurs de bande: liaison de connexion/liaison descendante; les valeurs obtenues s'échelonnent entre 1:1 et 1,5:1, selon les caractéristiques des liaisons de connexion [CCIR, 1978-82m]. On ne retient pas les valeurs inférieures à 1:1, principalement parce que ces valeurs supposent l'emploi de répéteurs à traitement des signaux dans le satellite, ce qui donnerait un satellite plus complexe, plus coûteux et sujet à des défaillances plus fréquentes.

9.7 *Indépendance des positions orbitales dans le Plan des Régions 1 et 3*

Des études effectuées en France [CCIR, 1978-82n, o] ont montré que, pour l'espacement de 6° dans les Régions 1 et 3, il est possible d'établir des plans indépendants pour chaque position orbitale en alternant la polarisation d'une position orbitale à la suivante et d'un canal au suivant, et en faisant les hypothèses suivantes:

- diamètre des antennes des stations terriennes: au moins 3 m;
- diagramme et largeur de faisceau pour les antennes de réception et d'émission du satellite: comme pour le Plan de de la CAMR-RS-77;
- rapport de protection: dans le même canal: 40 dB, dans le canal adjacent: 24 dB;
- transposition du Plan de la CAMR-RS-77;
- puissance surfacique homogène dans les satellites;
- discrimination de polarisation égale à 30 dB dans les lobes latéraux;
- la position de chaque station terrienne est au centre du faisceau correspondant de la liaison descendante;
- la dépolarisation par la pluie sera prise égale à -20 dB.

Un complément d'étude est nécessaire pour ce qui concerne les autres hypothèses de planification pour les Régions 1 et 3.

9.8 *Considérations relatives à la zone de service: effet sur la réutilisation des fréquences*

Comme indiqué plus haut, il existe plusieurs raisons pour lesquelles il peut être intéressant d'envisager pour la liaison de connexion une zone de service différente de la zone de service ou des zones de service pour la liaison descendante correspondante. Du point de vue du brouillage, il est avantageux que des faisceaux étroits de liaisons de connexion soient situés à proximité des centres respectifs des liaisons descendantes correspondantes [CCIR, 1978-82h]. Cela pourrait toutefois restreindre la souplesse d'exploitation. Dans certains cas, les conditions d'exploitation peuvent imposer l'accès simultané à plusieurs satellites situés en divers emplacements ou à plusieurs faisceaux de liaisons descendantes pour une même position orbitale. Les émissions sur les liaisons de connexion pourraient provenir d'un seul emplacement situé ou non dans l'une des zones de liaison descendante ou d'un point quelconque de l'ensemble des zones des liaisons descendantes [Bouchard, 1982]. Cela s'appliquerait par exemple à un grand pays ou à un groupe d'administrations qui doivent nécessairement être desservis par plusieurs faisceaux descendants. Dans ce dernier cas, la possibilité de réutiliser un allotissement de fréquence n'a pas à être restreinte par le plan des liaisons de connexion si des critères techniques sont élaborés pour assurer une protection contre les brouillages des liaisons de connexion.

La possibilité de réutilisation des fréquences peut être exprimée, selon la séparation orbitale nécessaire entre les satellites des systèmes brouilleurs, en fonction de la séparation entre les zones de service respectives pour les quatres combinaisons (dans le même canal, dans des canaux adjacents, copolaire, contrapolaire). S'agissant de grands pays desservis par plusieurs faisceaux descendants adjacents et où il est nécessaire de prévoir un accès national à chacun de ces faisceaux, la réutilisation des fréquences peut être restreinte si les dimensions de la zone de service des liaisons de connexion sont sensiblement supérieures à celles de l'un quelconque des faisceaux de liaison descendante pour certaines combinaisons:

- de séparation orbitale;
- de diamètre d'antenne de la station terrienne pour la liaison de connexion;
- d'hétérogénéité entre les liaisons de connexion;
- de rapport de protection des liaisons de connexion [CCIR, 1978-82p].

Toutefois, on peut toujours choisir des valeurs appropriées de ces facteurs pour s'assurer que la capacité de réutilisation des fréquences sur les liaisons de connexion est au moins aussi grande que sur la liaison descendante.

Une méthode de planification intégrée des liaisons de connexion et descendantes est donc nécessaire pour planifier une zone de service pour la liaison de connexion différente de celle de la liaison descendante. La planification simultanée des liaisons de connexion et des liaisons satellite-Terre à la CARR SAT-83 permettra d'appliquer cette méthode. Une étude a été effectuée au Canada, sur les bases techniques suivantes:

- diagramme de référence pour les lobes latéraux de l'antenne d'émission de la liaison de connexion: $32 - 25 \log \varphi$, dB;
- diagramme de rayonnement des antennes de réception du satellite: identique à celui figurant dans les Actes finals de la CAMR-RS-77 pour l'antenne d'émission du satellite;
- rapports de protection sur les liaisons de connexion: compris entre 35 et 45 dB;
- rapport de protection sur la liaison descendante: 35 dB pour une seule source de brouillage;
- largeur du canal: 18 MHz;
- espacement des canaux: de 13 à 17 MHz.

En supposant une antenne d'émission dont le diamètre est de 8 m pour des liaisons de connexion présentant des hétérogénéités entre systèmes de 8 dB, un rapport de protection dans le même canal de 40 dB et un rapport de protection dans le canal adjacent de 20 dB, l'étude a montré qu'il est possible de planifier une zone de service pour la liaison de connexion au niveau national, à condition d'avoir les espacements suivants entre les satellites à faisceaux multiples de grands pays et les satellites des pays voisins:

- plus de 6° entre eux lorsque l'on prévoit des allotissements copolaires dans le même canal pour des liaisons de connexion à partir d'un point quelconque de ces pays;
- plus de 1° entre eux lorsque l'on prévoit des allotissements contrapolaires dans le même canal ou copolaires dans des canaux adjacents pour des liaisons de connexion à partir d'un point quelconque de ces pays.

Ces conclusions s'appliquent à la fois à l'antenne de réception du satellite au niveau national et à l'antenne de réception du satellite à faisceau ponctuel orientable.

10. Partage dans les bandes des liaisons de connexion

10.1 *Généralités*

Compte tenu des attributions décidées par la CAMR-79, l'utilisation des bandes de fréquences mentionnées au § 2 du présent Rapport par le service fixe par satellite (Terre vers espace) est limitée aux liaisons de connexion aux satellites de radiodiffusion (numéros 835, 863 et 869 du RR).

La question du partage des fréquences entre les liaisons de connexion des satellites de radiodiffusion et d'autres services est étudiée dans le Rapport 561.

La bande 17,3-18,1 GHz est l'une des bandes choisies par la CAMR ORB-85 pour la planification des liaisons de connexion dans les Régions 1 et 3. La partie inférieure de cette bande (17,3-17,8 GHz) a été planifiée pour les liaisons de connexion dans la Région 2 (CARR SAT-83). On trouvera dans la présente section des indications sur les divers cas de partage qui se présenteront dans cette bande entre 17,7 et 18,1 GHz. Les situations de partage décrites et les probabilités de brouillage correspondantes, concernent les liaisons de connexion aux satellites de radiodiffusion, le service fixe (SF) et le service fixe par satellite (SFS) dans toutes les Régions [CCIR, 1982-86f].

Les Commissions d'études 4 et 9 examinent actuellement un certain nombre de cas de partage.

10.2 *Situations de partage dans la bande 17,7-18,1 GHz*

La Fig. 20 montre les situations de partage qui existeront dans la portion de bande 17,7-18,1 GHz. Etant donné que les attributions aux trois services sont des attributions mondiales, il pourra y avoir des brouillages entre les liaisons de connexion au SRS, d'une part, et les services fixes et fixes par satellite de toutes les Régions, d'autre part. Les paragraphes qui suivent traitent, dans les grandes lignes, de l'intensité de ces brouillages et des techniques à appliquer pour réduire le brouillage dans chacun des cas illustrés par la Fig. 20.

10.2.1 *Brouillage causé par des émetteurs des stations spatiales du SFS aux récepteurs des stations spatiales du SRS*

Le brouillage causé par les émetteurs des stations spatiales du SFS peut atteindre les récepteurs des stations spatiales du SRS par deux trajets (cas 1A et 1B, Fig. 20). Un de ces trajets passe par les lobes latéraux de l'antenne d'émission de la station spatiale du SFS et par les lobes latéraux de l'antenne de réception d'une station spatiale du SRS située à proximité. L'autre trajet passe par le faisceau principal de l'antenne d'émission d'une station spatiale du SFS et par le faisceau principal de l'antenne de réception d'une station spatiale du SRS en position quasi antipodale.

10.2.1.1 *Stations spatiales du SFS et du SRS presque copositionnées (cas 1A)*

Le brouillage causé par une station spatiale du SFS à une station spatiale du SRS voisine sera négligeable si les deux satellites ne sont pas très près l'un de l'autre, la raison étant que le brouillage est émis et reçu dans les lobes latéraux extrêmes des deux antennes. De petits espacements entre satellites, de l'ordre de 0,1° (c'est-à-dire environ 74 km) suffisent pour que l'affaiblissement du signal (affaiblissement spatial) abaisse le niveau de brouillage à des valeurs négligeables.

10.2.1.2 *Stations spatiales du SFS et du SRS quasi antipodales (cas 1B)*

Un brouillage pourrait se produire, dans un très petit nombre de cas, si les stations spatiales du SFS et du SRS se trouvaient en position quasi antipodale. Normalement, la présence de satellites du SRS en projet ne devrait imposer que des contraintes négligeables au positionnement des satellites du SFS. Toutefois, il sera peut-être nécessaire de prendre quelques précautions pour des espacements de 160° à 162,5° entre les satellites.

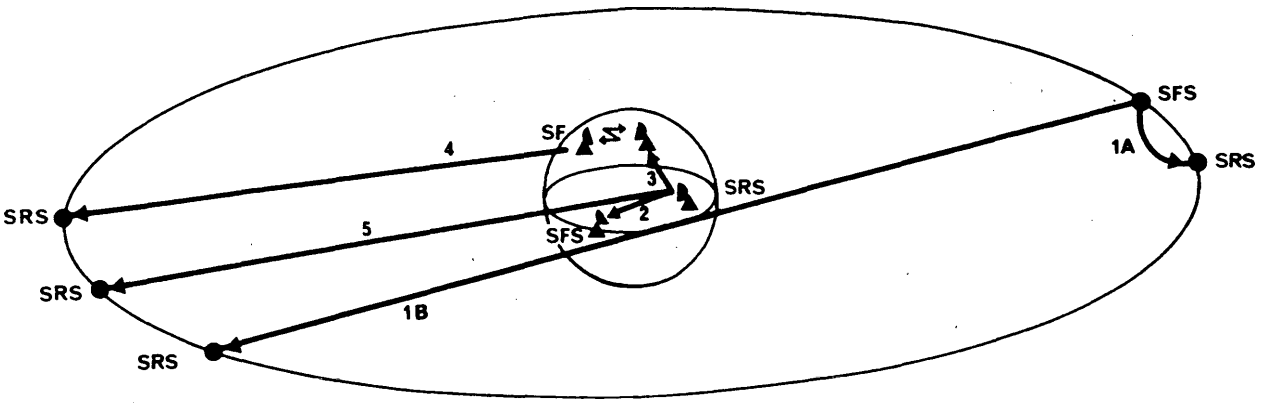


FIGURE 21

Cas	*De*	*Vers*	*Observations*
1A	SFS (espace vers Terre)	SRS, satellite voisin	Un petit espacement entre satellites réduira les brouillages à des niveaux acceptables
1B	SFS (espace vers Terre)	SRS, satellite antipodal	Situation peu fréquente (Appendice 29. Augmentation de ΔT de 10% dans la Région 2)
2	Liaison de connexion du SRS	SFS, station terrienne réceptrice	Procédure de coordination selon l'Appendice 28
3	Liaison de connexion du SRS	SF, récepteur	Procédure de coordination selon l'Appendice 28
4	Emetteur du SF	SRS, récepteur de satellite	Situation peu fréquente: voir cependant la Recommandation N° 4 (CARR SAT-83)
5	Liaison de connexion du SRS dans une région	SRS, récepteur de satellite dans une autre région	Coordination selon l'Appendice 29 (augmentation de ΔT de 10% dans la Région 2)

10.2.1.3 *Cas 1A et 1B dans la Région 2*

La CARR SAT-83 (Partie II, Annexe 4, § 1 des Actes finals) a appliqué les dispositions de l'Appendice 29 à ces cas, mais elle a modifié le critère donnant lieu à coordination, en augmentant ΔT de 10%. Dans le cas de satellites en position quasi antipodale, la coordination aux termes de l'Appendice 29 est requise seulement si la PFD dans le limbe de la Terre dépasse -123 dB(W/(m^2 · 24 MHz)), et si la séparation géocentrique des satellites est supérieure à 150°.

10.2.2 *Brouillage causé par l'émetteur d'une liaison de connexion du SRS à une station terrienne de réception du SFS*

L'émetteur d'une liaison de connexion du SRS (émission dans le sens Terre vers espace) peut causer des brouillages au récepteur d'une station terrienne du SFS (qui utilise la même portion de bande dans le sens espace vers Terre), (cas 2, Fig. 21). On peut déterminer le niveau de ce brouillage potentiel en appliquant une adaptation des méthodes de calcul de brouillage décrite dans les Rapports 557, 448, 388 et 382. Il est possible de ramener le niveau et la probabilité de ce brouillage jusqu'à des valeurs admissibles en espaçant les deux stations, ou en les implantant de telle manière que le terrain ou des obstacles artificiels exercent un effet d'écran suffisamment prononcé.

La CARR SAT-83 a appliqué à cette situation les clauses de coordination de l'Appendice 28 (voir les Actes finals, Partie II, Annexe 3), modifiées pour tenir compte des caractéristiques des stations terriennes et des conditions de propagation dans cette portion de la bande de fréquences.

10.2.3 *Brouillage causé par l'émetteur d'une liaison de connexion du SRS à un récepteur du service fixe*

Les émissions sur les liaisons de connexion du SRS peuvent causer des brouillages au récepteur d'une station de Terre du service fixe (cas 3, Fig. 21).

Pour déterminer la zone de coordination autour des récepteurs des stations terriennes d'émission de liaison de connexion et des récepteurs du service fixe – si les contours correspondants traversent des pays différents – il convient d'appliquer les dispositions de l'Appendice 28 au Règlement des radiocommunications. Le Rapport 382 décrit une procédure apparentée, mais non identique, qui prend en compte les données de propagation les plus récentes – mais, dans certains cas, provisoires encore – contenues dans les Rapports 724, 563 et 569. Les méthodes plus détaillées de calcul du brouillage, décrites dans les Rapports 448 et 388 (voir plus haut), peuvent aussi être utilisées dans ce cas pour faire l'estimation du niveau de brouillage. Comme dans le cas précédent, le brouillage peut être ramené à des niveaux admissibles si on espace suffisamment les stations ou si on introduit un effet d'écran suffisamment prononcé, naturel ou artificiel. La Partie II, Annexe 1, § 3 des Actes finals de la CARR SAT-83 réaffirme l'Appendice 28 du Règlement des radiocommunications comme le moyen de déterminer si une station de Terre pourrait être affectée.

10.2.4 *Brouillage causé par un émetteur du service fixe au récepteur d'une station spatiale du SRS*

Dans quelques cas peu fréquents, les émissions d'une station de Terre du service fixe peuvent causer des brouillages au récepteur d'une station spatiale du SRS (cas 4, Fig. 21). Comme dans le cas de brouillage décrit au § 10.2.1.2, l'antenne de réception de la station spatiale du SRS doit avoir un gain important dans la direction du limbe de la Terre. Il est possible qu'on mette en service ultérieurement des stations de Terre dans la portion de bande 17,7-18,1 GHz; les antennes de ces stations seront généralement pointées dans des directions s'écartant d'environ 1° de l'horizon. De ce fait, il pourra y avoir un plus grand nombre de cas de brouillage possibles qu'avec des satellites en position antipodale (voir le § 10.2.1.2). Toutefois, un brouillage ne sera causé que si la station du service fixe rayonne la p.i.r.e. maximale admissible (55 dBW) dans la direction de l'orbite des satellites géostationnaires et si la largeur de bande de ses émissions ne dépasse pas celle qui est utilisée sur la liaison de connexion au SRS. Compte tenu, d'une part, des plans typiques de répartition des canaux pour le service fixe dans cette bande, d'autre part des p.i.r.e. utilisées actuellement, on considère que cette situation de brouillage ne se présentera que rarement. Cependant, la CARR SAT-83 a adopté la Recommandation N° 4, où il est demandé au CCIR de poursuivre l'étude de cette situation de brouillage, étude qui a un caractère d'urgence et qui devra être achevée en temps utile pour la CAMR ORB-85.

10.2.5 *Brouillage causé par les stations des liaisons de connexion du SRS dans une région aux récepteurs des satellites du SRS dans une autre région*

Les récepteurs des stations spatiales de radiodiffusion par satellite d'une région donnée peuvent subir des brouillages qui sont causés par les émissions sur les liaisons de connexion d'une autre région (cas 5, Fig. 21). On peut limiter ou éliminer le brouillage à l'intérieur d'une même région en élaborant des plans régionaux et en modifiant les procédures prévues dans chacun de ces plans. La Partie II, Annexe 4, § 2 des Actes finals de la CARR SAT-83 a appliqué les dispositions de l'Appendice 29 pour limiter le brouillage causé par les liaisons de connexion du SRS des Régions 1 et 3 (dont la planification sera faite par la CAMR ORB) aux récepteurs de satellites du SRS de la Région 2, en adoptant comme critère de coordination une augmentation de ΔT de 10%.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BOUCHARD, M. [1982] Planning of feeder links for broadcasting satellites at the RARC 1983. AIAA 8th Communications Satellite Systems Conference, Orlando, Fl., Etats-Unis d'Amérique.

BRADFORD UNIVERSITY [1981] Studies on broadcast satellite feeder-link power control and forward adaptive cross-polar cancellation techniques (à paraître).

BRAJAN, B. (1986) : Opca metoda za proracun sveukupne ekvivalentne zastitne marze u analizi plana za radiodifuziju posredstvom satelita (Méthode générale pour le calcul des marges de protection équivalentes globales dans l'analyse d'un plan de radiodiffusion par satellite) Proceedings of ETAN, Zadar.

FROMM. H. H. et McEWAN, N. J. [mai 1981] Direct broadcast satellite feeder links: an example of possible implications of the Regions 1 and 3 plan for feeder links to European broadcast satellite. Cycle d'études UIT pour la CARR 1983, Ontario, Canada.

HECHLER, M. et VAN DER HA, J. C. [1980] The probability of collisions on the geostationary ring. *ASE J.*, Vol. 4, 277-286.

OHM, E. A. [novembre 1981] Multi-fixed-beam satellite antenna with full area coverage and a rain tolerant polarization distribution. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-29, 6, 937-943.

OHMI, K. [1985] - Power control of feeder links to broadcasting satellites considering the interference problem. Proceedings of the 15th International Symposium on Space Technology and Science (ISTS), Tokyo, Japon, Vol. 1, pages 1011-1018.

SHELSWELL, P. [1984] Satellite Broadcasting. The performance of C-MAC in a hardware simulation of a DBS transmission chain. BBC Research Department, Report BBC RD 1984/9.

SHIMOSEKO, S., YAMAMOTO, M., KAJIKAWA, M. et ARAI, K. [septembre 1981] Satellite broadcasting experiments and in-orbit performance of BSE, 32e congrès de la RAI, Rome, Italie. Document N° 81-75.

STRICKLAND, J. J. [1974] *J. de Recherches Atm.*, Vol. III, Nos 1-2.

Documents du CCIR

[1978-82]: **a.** 10-11S/43 (Canada); **b.** 10-11S/159 (UER); **c.** 10-11S/175 (Canada); **d.** 10-11S/151 (France); **e.** 10-11S/118 (Japon); **f.** 10-11S/158 (UER); **g.** GTI 10-11/1-25; **h.** 10-11S/127 (France); **i.** 10-11S/152 (France); **j.** 10-11S/9 (UER); **k.** 10-11S/129 (Japon); **l.** 10-11S/21 (Japon); **m.** 10-11S/120 (GTI 10-11/1); **n.** 10-11S/67 (France); **o.** 10-11S/128 (France); **p.** 10-11S/148 (Canada).

[1982-86]: **a.** 10-11S/12 (France); **b.** 10-11S/24 (Etats-Unis d'Amérique); **c.** 10-11S/134 (Japon); **d.** 10-11S/27 (Etats-Unis d'Amérique); **e.** 10-11S/36 (ASE); **f.** 10-11S/25 (Etats-Unis d'Amérique).

[1986-90]: **a.** 10-11S/105 (Japon); **b.** 10-11S/22 (Japon).

BIBLIOGRAPHIE

Documents du CCIR

[1978-82]: 10-11S/123 (UER).

ANNEXE I

CARACTÉRISTIQUES DES LOBES LATÉRAUX DES ANTENNES D'ÉMISSION DE LIAISON DE CONNEXION

RÉSULTATS DES MESURES

On trouvera dans cette Annexe les résultats de quelques mesures effectuées sur des antennes appropriées à l'émission sur les liaisons de connexion vers les satellites de radiodiffusion.

Des mesures ont été faites au Canada sur une antenne de 8 m, de type Gregory, construite en 1979. Les résultats de ces mesures sont représentés graphiquement dans la Fig. 22. L'antenne, à polarisation rectiligne, était optimisée pour avoir des performances élevées d'émission et de réception à 14/12 GHz. On a constaté que le rendement était de 78%. Les résultats sont donnés pour trois fréquences de chaque bande (en bordure et au centre des bandes) et pour deux secteurs azimutaux (plans E et H). Cette antenne, qui semble être représentative de la nouvelle génération d'antennes, donne une enveloppe des lobes latéraux de $29 - 25 \log \varphi$. Selon toute vraisemblance, les antennes de liaison de connexion qui devront être optimisées pour une seule bande de fréquences donneront également cette enveloppe à 17 GHz.

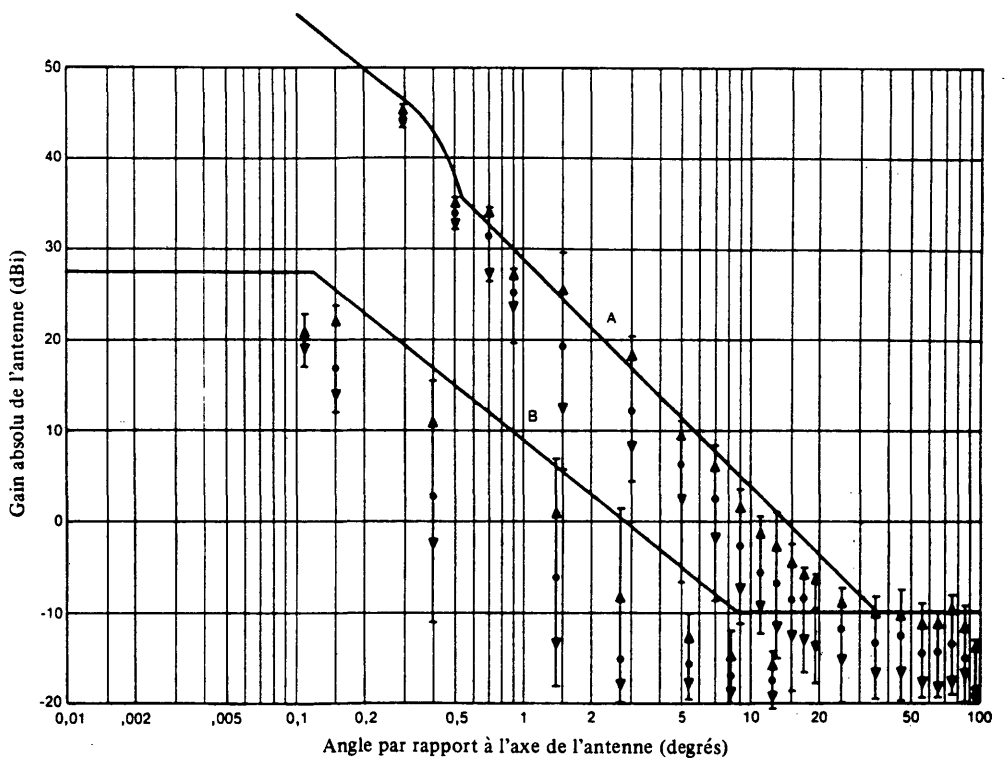


FIGURE 22 – *Diagrammes copolaire et contrapolaire mesurés d'une antenne Gregory de 8 m à 14/12 GHz*

Courbes A: composante copolaire
B: composante contrapolaire

Limite supérieure
Point à 10%, supérieur
Valeur médiane
Point à 10%, inférieur
Limite inférieure

ANNEXE II

Caractéristiques opérationnelles et techniques des liaisons de connexion

1. Introduction

Le plan des liaisons de connexion et ses dispositions associées ont été établis pour le SRS à 12 GHz, en Régions 1 et 3, par la CAMR ORB(2) de 1988. Pour étudier, en vue d'une meilleure exploitation, les caractéristiques des liaisons de connexion, il faut disposer de renseignements supplémentaires, en particulier pour surmonter le problème de l'affaiblissement par les fortes pluies et augmenter l'efficacité des stations terriennes transportables.

2. Exploitation des liaisons de connexion par temps de pluie

La liaison de connexion avec le satellite de radiodiffusion japonais (BS-2) est en service depuis 1984 et fonctionne dans la bande des 14,0 - 14,5 GHz. Presque tous les programmes de télévision sont émis à partir de la station terrienne principale mais les stations terriennes transportables et secondaires sont utilisées occasionnellement à diverses autres fins.

Le Tableau VII montre les caractéristiques techniques, les objectifs et les utilisations des stations terriennes NHK dans le système de radiodiffusion par satellite BS-2.

La station terrienne principale utilise une antenne de 8 m ayant une p.i.r.e. nominale de 80 dBW par temps clair pour obtenir un rapport C/N sur les liaisons de connexion d'environ 30 dB. Lorsque l'affaiblissement dû à la pluie est compris entre 3 et 6 dB, cette p.i.r.e. est augmentée de 3 dB (Etape 1) et lorsqu'elle dépasse 6 dB, la p.i.r.e. est augmentée de 6 dB (Etape 2).

La station terrienne principale est toujours prête à passer en exploitation de secours, en fonction des renseignements météorologiques et d'autres informations de provenances diverses, comme les radars à courte et à longue portées, les détecteurs de foudre, les données pluviométriques, les renseignements météorologiques et l'observation directe du ciel.

Actuellement, les stations secondaires sont situées à plusieurs centaines de kilomètres de la station principale. Cependant, pour assurer une exploitation de secours rapide et fiable, on a prévu, en diversité d'emplacements, de construire une autre station terrienne à quelque 50 km de la station principale, qui sera reliée par une liaison de Terre convenant pour acheminer des programmes de télévision.

La Figure 23 présente l'exemple d'un affaiblissement relativement modéré qui peut être compensé par l'exploitation en l'Etape 1 ou 2.

La Figure 25 présente l'exemple d'un nuage d'orage épais, d'étendue suffisante pour couvrir la région même en milieu de la journée, qui atteint les environs de la station terrienne et produit une précipitation de valeur mesurée, de plus de 50 mm/h. Dans ce cas, l'affaiblissement atteint 20 à 30 dB.

3. Système de stations terriennes transportables

Dans le système de radiodiffusion par satellite BS-2, on a de plus en plus besoin de petites stations ayant chacune une antenne de dimension réduite et consommant moins d'énergie, pour des raisons d'économie et de facilité d'exploitation.

En ce qui concerne l'antenne, les progrès de la technique ont permis de mettre au point des antennes à lobes latéraux réduits. Des stations terriennes transportables ayant une antenne de 2,5 m avec une p.i.r.e. de 74 - 77 dBW sont utilisées avec profit pour la transmission de différents types de programme de télévision. Il n'y a pas de régulation de puissance dans les stations transportables.

On pense qu'à l'avenir, au fur et à mesure du développement du service de radiodiffusion par satellite, il y aura de plus en plus de stations transportables, ce qui permettra de diversifier la production de programmes télévisés.

TABLEAU VII

Caractéristiques techniques et mission des stations terriennes de connexion du système de radiodiffusion par le satellite BS-2

	Station terrienne principale	Station terrienne secondaire	Stations terriennnes transportables	
			Type B	Type C
Diamètre de l'antenne (m)	8	8	2,5	2,5
P.i.r.e.*1 (dBW)	86	84 ou 81	77	74
Emplacement	Tokyo	Osaka, Fukuoka*2 et Sapporo*3	Tokyo	Villes principales
Exemples de missions*4	A, F	B, D	C, F, E	B, C, E

*1 Les p.i.r.e. d'une station terrienne transportable n'excèdent pas les p.i.r.e. correspondantes d'une station terrienne de référence (5 m de diamètre, 1 kW) pour des directions faisant avec l'axe un angle de 6, 12 et 18 degrés.

*2 Ville importante, à 1 000 km à l'ouest de Tokyo.

*3 Ville importante, à 1 000 km au nord de Tokyo.

*4 Signification des lettres de cette ligne:

A: Transmission des programmes ordinaires (2 canaux, toute la journée)

B: Transmission des programmes ordinaires provenant des principales stations locales de la NHK

C: Transmission à partir du lieu d'événements importants

D: Fonctionnement en secours

E: Reportages urgents

F: Transmission expérimentale d'images de haute qualité (MUSE) et autres signaux

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

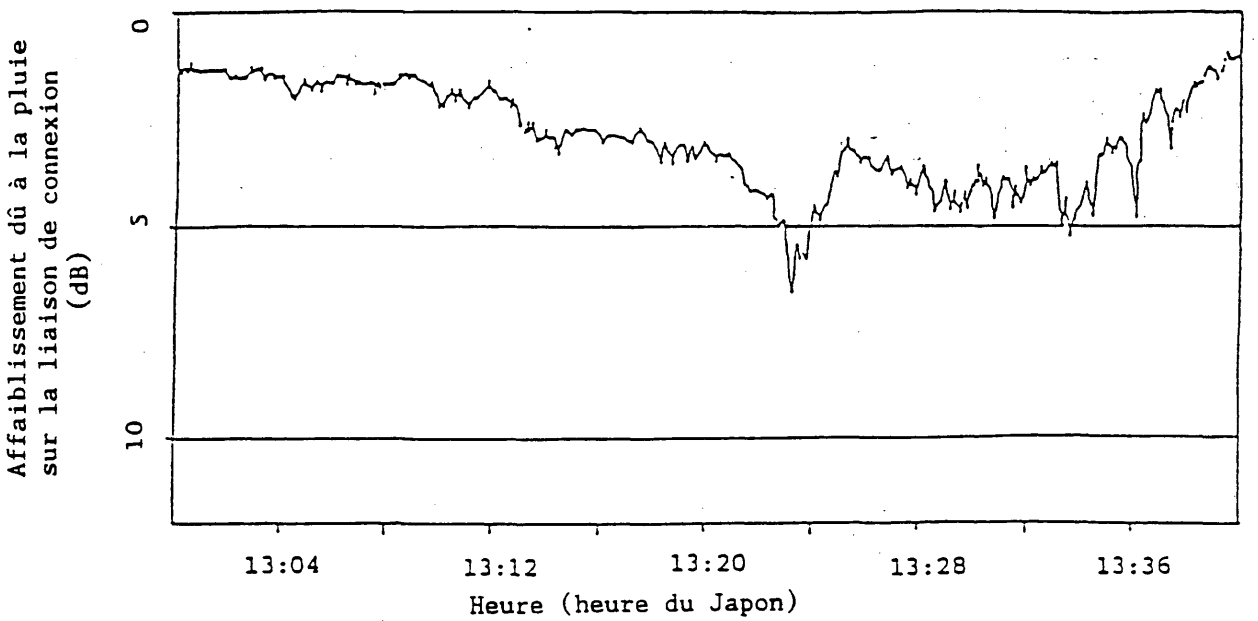


FIGURE 23

Affaiblissement sur la liaison de connexion au satellite BS-2 dû à une pluie d'intensité moyenne

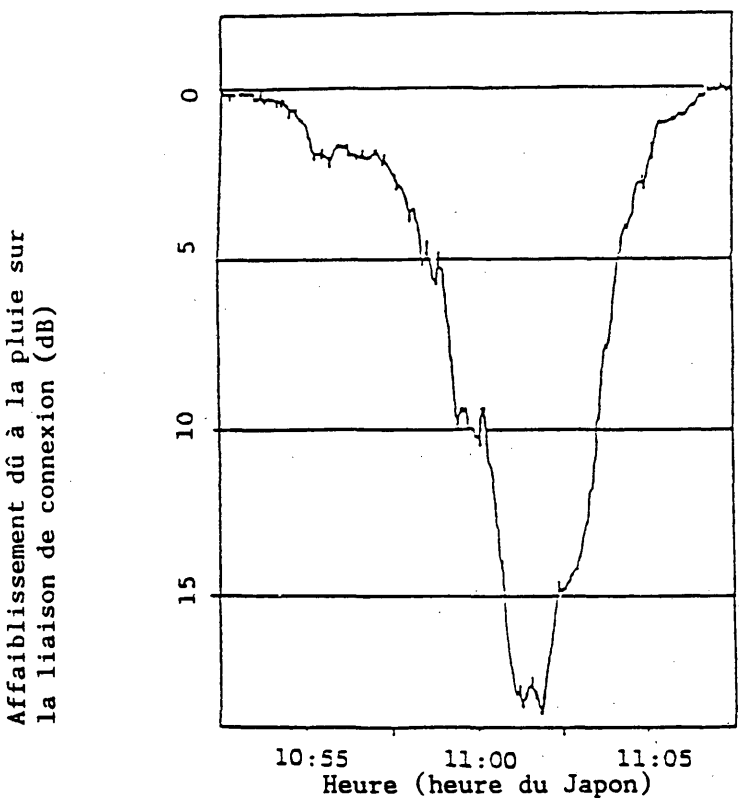


FIGURE 24

Affaiblissement sur la liaison de connexion au satellite BS-2 dû à une pluie forte

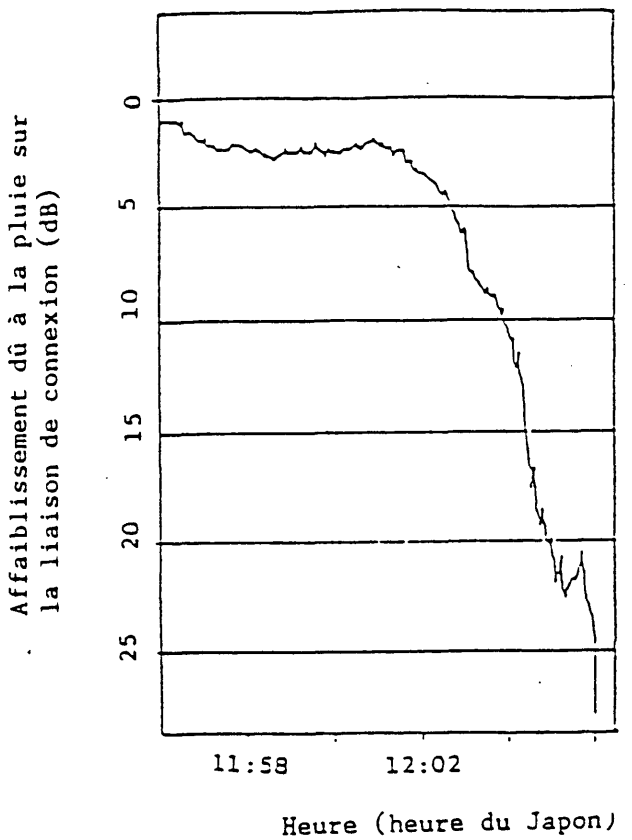


FIGURE 25

Affaiblissement sur la liaison de connexion au satellite BS-2 dû à une pluie très forte

ANNEXE III

Méthodes de régulation de la compensation des effets dus aux précipitations sur la liaison montante

1. Surveillance des balises de satellite

La régulation de puissance peut être réglée en fonction de l'affaiblissement mesuré d'un signal de balise de satellite. Ce signal est normalement de moindre puissance afin de conserver la puissance primaire du satellite. Un récepteur de poursuite à bande étroite comportant une marge raisonnable contre les évanouissements est utilisé pour la réception de ces signaux de balise.

Le signal de sortie des émetteurs normaux des balises varie en raison des modifications de la température. Normalement, la stabilité est maintenue dans une plage de $\pm$ 1 dB. Mais cette variation peut encore accroître les erreurs propres de la mesure du niveau de la balise.

2. Traitement à bord du satellite

La mesure du niveau de puissance reçu au satellite ou, si elle est appliquée, de la tension de commande de la CAG pourrait être codée ou renvoyée à la station terrienne de départ par l'intermédiaire d'un circuit de données à faible vitesse. Ces indications seraient reçues sur un récepteur à bande étroite.

Deux difficultés peuvent se présenter avec cette méthode:

- La fiabilité de l'équipement de mesure dans le segment spatial doit être très grande et des mesures distinctes seraient nécessaires pour chacune des liaisons de connexion reçues, ce qui accroît la complexité et le poids dans le segment spatial, ce qui devrait être évité autant que possible.

- Il conviendrait de tenir compte des affaiblissements dus aux défauts de pointage de la liaison montante tout autant que de l'affaiblissement dû à la pluie.

3. Mesure de la puissance sur la liaison descendante

Cette méthode est potentiellement très simple, mais elle souffre d'un certain nombre de difficultés:

- Le faisceau descendant peut ne pas être nécessairement reçu au point de départ de la liaison montante.

- Etant donné les caractéristiques de non-linéarité d'un émetteur-récepteur au voisinage de la saturation, une légère erreur de mesure pourrait donner lieu à une erreur importante sur la puissance de la liaison montante et à des difficultés parallèles de brouillage.

- L'emploi de la CAG serait interdit dans les satellites.

4. Radiomètre

Il existe une relation simple entre l'affaiblissement sur un trajet passant par ce milieu et le bruit thermique généré sur ce trajet.

La précision des radiomètres peut être diminuée par:

- le fait que les affaiblissements d'alimentation de l'antenne et que le diagramme d'alimentation de l'antenne ne sont pas idéaux;

- le fait que l'équilibre thermodynamique n'existe pas partout, en sorte que le milieu n'est pas un pur absorbeur, ce qui permet de conclure que la température physique de l'atmosphère n'est pas constante.

Si le bruit cosmique est ultérieurement intégré sur le diagramme de rayonnement de l'antenne, il peut se produire des erreurs pouvant atteindre 1 dB.

RAPPORT 812-3

LOGICIELS POUR LA PLANIFICATION DES SERVICES DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE DANS LA BANDE DES 12 GHz

(Question 1/10 et 11, Programme d'études 1A/10 et 11)

(1978-1982-1986-1990)

1. Introduction

Au cours de ses travaux préparatoires pour la planification du service de radiodiffusion par satellite dans les Régions 1 et 3 (CAMR-77) et dans la Région 2 (CARR SAT-83), un certain nombre de logiciels de synthèse ont été créés pour faciliter la planification. Bien que ces logiciels soient, à certains égards, obsolètes (logiciels, ordinateurs utilisés ...), il est utile de présenter un résumé des méthodes utilisées.

Des logiciels d'analyse ont été élaborés par l'IFRB pour évaluer les résultats des plans au cours des deux conférences. Il faut maintenant utiliser ces logiciels d'analyse pour comparer les résultats des divers logiciels de synthèse.

2. Résumé des programmes de synthèse

Les programmes de synthèse sont destinés à déterminer la grandeur optimale du faisceau pour des contours arbitraires, la puissance isotrope rayonnée équivalente (p.i.r.e.) optimale, le facteur de qualité G/T optimal du récepteur correspondant, les positions orbitales optimales d'une série de satellites de radiodiffusion non homogène, et à planifier de façon compatible les assignations d'emplacements sur l'orbite, les assignations de fréquence et de polarisations, d'après toute une gamme de critères d'évaluation et de demandes des utilisateurs.

Les paragraphes qui suivent contiennent la description générale des sujets traités dans les divers programmes. Une liste des programmes est donnée en Annexe.

2.1 *Synthèse de la configuration des systèmes et évaluation des coûts*

2.1.1 *But des programmes*

Le but des programmes de synthèse est de définir le système de télécommunications par satellite le moins onéreux possible, capable de répondre à diverses contraintes en matière de qualité de fonctionnement et à diverses exigences en matière de service (aussi bien en ce qui concerne le nombre des canaux que l'emplacement des stations). Il s'agit de déterminer la combinaison des éléments clés: p.i.r.e. du satellite, diamètre de l'antenne de la station terrienne, température de bruit du récepteur et puissance de l'émetteur de la station terrienne, qui aboutit à un critère de coût minimal, pour les dépenses de capital, la valeur actuelle, etc. Tous les programmes effectuent une recherche exhaustive, garantissant l'obtention d'un montant global minimal. Deux programmes sont plus particulièrement axés sur les satellites de radiodiffusion, tandis qu'un troisième traite l'ensemble du service téléphonique et de la télévision, afin de trouver un système général optimal.

Un quatrième programme étudie les coûts occasionnés par l'emploi de diverses techniques d'économie du spectre pour les systèmes de radiodiffusion, du service fixe par satellite, et constitue un outil pour porter au maximum l'efficacité d'utilisation du spectre/orbite. Ce programme n'attribue pas les emplacements de l'orbite, les fréquences ou les polarisations. On trouvera des descriptions plus complètes des divers programmes dans les rapports soumis au CCIR, dans la liste en Annexe.

2.1.2 *Optimisation des positions des satellites*

Une technique de programmation non linéaire a été mise au point pour l'optimisation des positions orbitales d'une série de satellites de radiodiffusion non homogène ayant des caractéristiques données. Le critère d'optimisation est la réduction au minimum de l'arc total occupé par tous les satellites. On suppose que toutes les émissions s'effectuent sur le même canal et sont copolaires. La contrainte d'optimisation est représentée par le rapport total porteuse/brouillage à chaque récepteur résultant des émissions de tous les autres satellites. L'ordre des satellites n'est pas modifié au cours de la procédure d'optimisation. Des précisions sur la méthode utilisée sont données dans le doc. [CCIR, 1978-82a].

Le Secrétariat du CCIR [CCIR, 1978-82b] a indiqué qu'un autre processus d'optimisation utilisant un programme d'ordinateur avait été mis au point au Japon. Bien que ce programme d'ordinateur ait été élaboré pour être mis en application dans le service fixe par satellite, il pourrait, à notre avis, présenter un intérêt pour la planification du service de radiodiffusion par satellite.

Des procédures d'optimisation appropriées sont aussi décrites dans le Rapport 453, § 8.2.2.

2.1.3 *Optimisation des faisceaux d'antenne*

La CAMR-RS-77 a adopté des faisceaux d'antenne de satellite elliptiques (circulaires) pour la planification. L'ellipse devait être choisie de manière à englober un polygone dont chaque administration devait indiquer les angles pour définir sa zone de service. Pour réduire au minimum la puissance dans le satellite ainsi que le brouillage en dehors de la zone de service, l'ellipse devrait avoir la surface minimale compatible avec la couverture désirée. Trois programmes d'ordinateur sont décrits ci-dessous; ils permettent de déterminer les caractéristiques (point de visée, dimensions et orientation) de cette ellipse.

2.1.3.1 *Programme mis au point au Canada*

Un programme d'ordinateur a été mis au point au Canada [CCIR, 1978-82c, d; Chouinard, 1981a, b] dans lequel la trigonométrie sphérique est largement utilisée pour ramener l'optimisation de faisceaux circulaires et elliptiques à un simple processus de convergence numérique bidimensionnelle. Ce processus est entièrement automatisé et le programme est de type interactif, permettant à l'usager de modifier certains paramètres du système et de commander l'exécution du programme. Les erreurs admissibles sur le pointage et la rotation de l'antenne d'émission ainsi que l'affaiblissement dû à la pluie sont pris en considération dans le calcul des éléments du faisceau elliptique minimal et de la p.i.r.e. nécessaire. La puissance d'émission est aussi donnée comme indication de la faisabilité du système.

2.1.3.2 *Programme de recherche mis au point aux Etats-Unis d'Amérique*

Dans ce programme [CCIR, 1978-82e; Akima, 1981], on procède à une série de recherches pour des gammes suffisamment larges de longitude et de latitude du point de visée, des orientations de l'ellipse, des rapports et des longueurs du grand axe de l'ellipse pour déterminer les paramètres de l'ellipse minimale. Il est tenu compte, au cours de ces recherches, aussi bien des tolérances de pointage que des tolérances d'angle d'orientation. La durée et le coût d'utilisation de l'ordinateur dépendent des échelons utilisés pendant ces recherches. Avec un échelon de 0,1° chacun pour la latitude et la longitude du point de visée, de 1° pour l'angle d'orientation de l'ellipse, de 0,2 pour le rapport axial et de 0,1° (mesuré en coordonnées de satellite) pour le grand axe, la durée de calcul pour une ellipse moyenne est d'environ 2 s et le coût correspondant d'environ 0,70 (US $) lorsque le programme passe sur un ordinateur CDC CYBER 170/750.

2.1.3.3 *Programme, mis au point aux Etats-Unis d'Amérique, faisant appel aux techniques de programmation non linéaire*

Dans les problèmes d'optimisation les plus complexes, on ne peut obtenir de solution pratique par voie de différentiation directe. Les programmes d'ordinateur utilisent alors une méthode d'approximations successives. Le programme est formulé sous forme d'une fonction objective dont la valeur doit être minimisée ou sous forme d'une ou plusieurs équations de contrainte. Si la fonction objective ou l'une des équations de contrainte ne sont pas linéaires, cette technique est dite de programmation non linéaire.

Dans ce programme [CCIR, 1978-82e], les équations de contrainte supposent que tous les points en question se trouvent à l'intérieur de l'ellipse ou sur son contour. Ces équations sont non linéaires et ont cinq paramètres, rapportés aux coordonnées du centre, à ses dimensions (grand axe et petit axe) et à son orientation par rapport à une ligne de référence donnée. L'ordinateur doit donc faire une recherche dans un espace à cinq dimensions. Ce programme utilise la méthode du polyèdre, décrite par Nelder et Mead.

Pour introduire les tolérances sur le pointage de l'antenne dans les équations de contrainte, il faut que les points de contrainte se situent à l'intérieur de l'ellipse d'au moins la valeur de la tolérance de directivité, et qu'ils demeurent dans cette tolérance lorsque l'ellipse fait, dans un sens ou dans l'autre, une rotation équivalente à la tolérance de rotation.

En outre, le programme calcule la puissance nécessaire pour que le satellite produise une p.i.r.e. donnée compte tenu de la zone hydrométéorologique dans laquelle se trouve la zone de service, du modèle d'affaiblissement atmosphérique utilisé et de l'angle de site minimal en l'un quelconque des points de polygone.

2.1.3.4 *Méthode d'optimisation plus poussée*

Les procédés ci-dessus décrivent l'optimisation des contours de la p.i.r.e. Dans certains cas, la puissance surfacique résultante sur la zone de service présente une large dispersion due aux variations des conditions climatiques dans la région.

Un stade plus poussé d'optimisation [CCIR, 1978-82d] permet de réduire la dispersion de la puissance surfacique en réduisant le contour de gain constant par itération, de telle façon que la puissance minimale requise du signal soit assurée ou dépassée à chaque sommet du polygone qui définit la zone de service souhaitée pour les caractéristiques climatiques données. Cette méthode réduit en outre la puissance nécessaire du satellite ainsi que les risques de brouillage.

2.2 *Assignation de l'orbite, du spectre et des polarisations aux différents usagers des satellites de radiodiffusion*

Les programmes suivants offrent d'autres méthodes informatiques de définition des assignations de fréquence, d'orbite et de polarisation aux satellites de radiodiffusion en général. Ces programmes d'ordinateur prévoient un plan visant à l'émission d'un programme de télévision par zone de service, mais ils peuvent aussi être utilisés pour certaines assignations non régulières de canaux.

Dans les programmes d'ordinateur mis au point par Télédiffusion de France (TDF), le problème est divisé en trois parties qui attribuent séparément et successivement les canaux, les positions d'orbite et les polarisations. Pour les canaux, on considère les matrices copolaire et contrapolaire des discriminations d'émission et on attribue des canaux qui ne sont ni les mêmes ni adjacents à ceux utilisés pour des zones de service qui se brouillent potentiellement le plus, c'est-à-dire celles qui correspondent aux plus petits termes de la matrice. L'assignation des canaux a donc pour objet d'éliminer les brouillages les plus dangereux. Les positions d'orbite et les polarisations sont déterminées ensuite de façon à rendre maximale la marge de protection de la zone de service qui souffre du plus fort brouillage. A cet égard, la méthode réalise une véritable optimalisation du plan.

Dans les programmes d'ordinateur mis au point par la RAI, on commence par assigner les positions d'orbite selon les demandes particulières des différentes zones de service. Comme les positions sont fixées dès le début, on peut éviter de calculer plusieurs faisceaux par zone de service; on peut également éviter de calculer les matrices de discrimination d'émission en passant directement au calcul de la matrice des brouillages. L'algorithme d'assignations est basé sur l'examen d'une matrice de compatibilité, qui indique si deux zones de service peuvent ou non utiliser le même canal, ou le canal adjacent, et la même polarisation. A l'aide de méthodes de recherche opérationnelle, on assigne les polarisations, puis les canaux, de manière à réduire à un minimum le nombre des canaux nécessaires à la planification, à condition qu'aucune zone de service n'ait une marge de protection négative. On peut enfin modifier les assignations initiales de positions et recommencer le cycle des calculs pour obtenir des résultats plus précis.

Récemment [Carmassi et Tomati, 1983], le programme d'ordinateur de la RAI a été amélioré grâce à l'utilisation extensive de la théorie des graphes. L'étape initiale demeure l'assignation de positions orbitales aux diverses zones de service. Puis la polarisation, les canaux et l'espacement minimal des porteuses (s'il faut le déterminer) sont calculés par une procédure optimisée (aucune des solutions possibles n'est omise) conformément à la disposition souhaitée des attributions de canaux pour la largeur de bande radiofréquence disponible.

Trois autres méthodes d'assignation de canaux, d'orbite et de polarisation pour de multiples usagers des satellites de radiodiffusion ont récemment été élaborées et mises en œuvre sur ordinateur, au Canada, pour la préparation de la CARR SAT-83. Toutes ces méthodes peuvent tenir compte des contraintes administratives d'exploitation, par exemple: satellites à faisceaux multiples, positions orbitales, canaux et polarisations spécifiés, etc.

La première méthode, BSS CAPS [Christensen, 1981; Leonard, 1981] se caractérise par:

- l'évaluation rapide d'une fonction objective à une seule valeur, qui est une mesure de la gravité du brouillage total du plan BSS en cours de synthèse; et
- un ensemble de programmes d'ordinateur qui permet au planificateur de modifier successivement à la fois manuellement et automatiquement les assignations de canaux et/ou de polarisations et manuellement les assignations de longitudes du satellite.

Grâce à des applications répétées des diverses options de programmes informatiques manuelles et automatiques, le brouillage, ainsi que l'indique la fonction objective, peut être ramené au minimum. Etant donné qu'il était difficile de prévoir exactement la méthodologie et les contraintes de planification qui seraient favorisées à la CARR SAT-83, le BSS CAPS a été conçu de façon à offrir un maximum de souplesse au planificateur.

La deuxième méthode, la méthode de l'impact minimal [Nedzela et Sidney, 1981] commence par les matrices d'espacement minimal sur l'orbite et produit un plan en assignant simultanément un canal, une position orbitale et une polarisation à chaque zone de service, de telle façon que le nombre d'attributions possibles pour la zone de service suivante est maximisé. En première approximation, le programme donne une indication de la capacité maximale de l'orbite/spectre compte tenu des contraintes posées et fournit un bon point de départ pour un perfectionnement plus poussé faisant appel aux autres méthodes courantes.

La troisième méthode [Chouinard et Vachon, 1981] commence par une assignation initiale de positions sur l'orbite qui fait appel aux techniques «branch and bound» à partir desquelles les matrices de compatibilité sont définies de la même façon que par la méthode de la RAI ci-dessus. Toutes les assignations simultanées possibles des canaux et des polarisations sont donc définies et on en extrait le plan qui satisfait:

- au rapport de protection pour un seul cas de brouillage,
- au rapport de protection pour le brouillage total, et
- à l'espacement minimal des porteuses.

La nature exponentielle de ce processus d'assignation exhaustif a conduit à rechercher des méthodes permettant de limiter le temps de calcul. Le programme indique les groupes de zones de service qui limitent le plan, de façon que les positions orbitales désignées puissent être modifiées.

Les trois programmes précités sont conçus de façon à être utilisés de façon complémentaire, ce qui doit permettre un maximum de souplesse et de compréhension des problèmes.

3. Logiciels d'analyse des brouillages

Pour la préparation des conférences de planification, certaines administrations ont fourni à l'IFRB différents logiciels d'analyse des brouillages (voir la liste à l'annexe).

Pour les conférences, l'IFRB a élaboré, à partir de ces logiciels son propre logiciel qui a été utilisé au cours du processus de planification.

Ces logiciels sont également maintenant utilisés par l'IFRB dans les procédures de coordination pour la modification des plans.

Note - Le CCIR invite l'IFRB à fournir pendant la période d'études 1990-94 un bref résumé des principales caractéristiques de ses logiciels pour les insérer dans ce paragraphe.

4. Autres considérations

4.1 *Considérations relatives aux faisceaux modelés*

Un seul des programmes étudiés dans le présent Rapport ———— prévoit, dans le cadre d'un programme d'analyse, l'utilisation de faisceaux modelés. De tels faisceaux peuvent être souhaitables afin d'assurer une meilleure utilisation de l'orbite/spectre et un emploi plus efficace de la puissance de l'engin spatial. Certaines administrations étudient actuellement l'emploi de faisceaux modelés et mettent au point des programmes d'ordinateur *supplémentaires* pour faire entrer ces faisceaux dans les travaux d'*analyse*. Cette possibilité n'existait pas dans le programme d'analyse utilisé lors de la CARR SAT-83, mais l'on pouvait faire appel à un diagramme à réduction rapide en remplacement du diagramme de référence normalisé de l'antenne de la station spatiale d'émission (voir les Actes finals de la CAMR ORB-85). Il se peut que de tels programmes soient nécessaires dans l'avenir à la planification du service de radiodiffusion par satellite de manière à traiter les spécifications de faisceaux susceptibles d'être soumises par certaines administrations. Il convient d'étudier plus avant s'il est souhaitable et possible d'incorporer les faisceaux modelés dans les programmes de planification.

4.2 *Utilisation de l'informatique pour la planification simultanée du service de radiodiffusion par satellite et des liaisons de connexion*

Quand on planifie séparément un service de radiodiffusion par satellite (SRS) et les liaisons de connexion associées (LCA), il faut deux programmes d'ordinateur distincts pour l'évaluation et l'essai des plans SRS et LCA. Ces programmes seront similaires, mais ils auront aussi des caractéristiques différentes, surtout en ce qui concerne les paramètres d'entrée. Quand on planifie ensemble et simultanément SRS et LCA, les moyens informatiques demandent plus que la combinaison des deux programmes. Les caractéristiques suivantes sont souhaitables dans le cas d'un programme combiné d'analyse du SRS et des LCA par ordinateur afin d'essayer et d'évaluer des plans complets SRS et LCA, en particulier les plans qui tirent parti des plus grandes souplesses que rend possible la planification simultanée:

- Souplesse maximum pour résoudre des situations imprévues et tenir compte de changements intervenus dans les valeurs des paramètres ou dans les modèles.
- Possibilité de déterminer les emplacements des liaisons de connexion qui donnent lieu au rapport C/I le plus défavorable sur ces liaisons.
- Possibilité d'analyser les plans des liaisons de connexion et ceux du SRS soit séparément, soit simultanément.
- Possibilité de spécifier indépendamment les fréquences du LCA et du SRS et les zones de service, tout en permettant, le cas échéant, des connexions entre les deux.
- Possibilité de spécifier la puissance sur la liaison de connexion pour ce qui est soit de la p.i.r.e. soit du rapport C/N au satellite, compte tenu des marges pour la pluie.
- Possibilité d'adaptation à d'éventuels systèmes non normalisés.

ANNEXE I

LISTE DES DOCUMENTS ET RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

1. Programmes de synthèse

1.1 *Synthèse de la configuration des systèmes et évaluation des coûts*

CCIR, Doc. 11/136 (Etats-Unis d'Amérique) [1974-78] Programmes d'ordinateur pour l'établissement des plans des systèmes de radiodiffusion par satellite.

«STAMP»: Satellite telecommunications analysis modelling program, par Stagl, T. W. et autres [octobre 1973] «Computer-aided communication satellite system analysis and optimization», Washington University Report R(T)-73/2.

Computer Sciences Corp. [1973] A computer program for evaluating and synthesizing broadcasting-satellite systems, par G. Knouse, W. Hodge et L. Shameson. Rapport final N° 4169-011, préparé pour NASA, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique.

Communication satellite optimization program, par W. C. Mitchell [juin 1975] The use of satellites in meeting the telecommunications needs of developing nations, Ph.D. Dissertation, Stanford University Communication Satellite Planning Center, Technical Report N° 1, rédigé grâce à une bourse NASA-Ames Grant NGR 05-020-659.

Minimum cost satellite systems with maximum use of the orbit-spectrum program, by S. P. Russell [juin 1976] «Techno-economic considerations in orbit-spectrum utilization», Ph.D. Dissertation, Stanford University Communication Satellite Planning Center, Technical Report N° 3.

CCIR, Doc. 10-11S/35 [1978-82a].

1.2 *Optimisation des faisceaux d'antenne de satellite*

Akima, H. [octobre 1981] A method of determining the minimum elliptical beam of a satellite antenna. NTIA Report 81-88 (disponible auprès de NTIS, Springfield, Va. 22161, Etats-Unis d'Amérique, Order N° PB 82-153966).

CCIR, Doc. 10-11S/167 (Rév.1) (Canada) [1978-82c] Logiciel d'ordinateur pour la planification du service de radiodiffusion par satellite. Optimisation des faisceaux d'antenne de satellite.

Chouinard, G. [mars 1981a] Satellite beam optimization for the broadcasting-satellite service. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-27, **1**, 7-20.

Chouinard, G. [mai 1981b] Satellite beam optimization in the broadcasting-satellite service. ITU/CITEL/DOC-CANADA Preparatory Seminar for 1983 RARC, Ottawa, Canada.

CCIR, Doc. 10-11S/135 + Add.1 (Etats-Unis d'Amérique) [1978-82e] Optimalisation des faisceaux d'antenne elliptiques.

1.3 *Attribution de l'orbite, du spectre et des polarisations aux différents usagers des satellites de radiodiffusion*

CCIR, Doc. 11/59 (TDF/France) [1974-78] Description d'un logiciel d'étude sur la planification d'un système de radiodiffusion par satellite.

Sauvet-Goichon, D. [février 1976] Méthode de planification d'un système de radiodiffusion par satellite. *Rev. de l'UER (Technique)*, **155**, 12-20.

CCIR, Doc. 11/119 (RAI/Italie) [1974-78] Programme d'ordinateur pour la planification des fréquences à l'intention des systèmes de radiodiffusion par satellite.

CCIR, Doc. 10-11S/166 (Canada) [1978-82d] Méthodes de synthèse pour la planification de la radiodiffusion par satellite.

Carmassi, F. et Tomati, L. [avril, 1983] A theory of frequency assignment in broadcasting network planning. *Rev. de l'UER (Technique)*, **198**.

Chouinard, G. et Vachon M. [mai 1981] Procédé de synthèse de plan par ordinateur utilisant une méthode d'assignation et de sélection inductive. ITU/CITEL/DOC-CANADA Preparatory Seminar for 1983 RARC, Ottawa, Canada.

Christensen, J. [mai 1981] BSS CAPS, A System Description. ITU/CITEL/DOC-CANADA Preparatory Seminar for 1983 RARC, Ottawa, Canada.

Leonard, R. A. [mai 1981] BSS CAPS, Computer Program Algorithms and Documentation. ITU/CITEL/DOC-CANADA Preparatory Seminar for 1983 RARC, Ottawa, Canada.

Nedzela, M. et Sidney, J. B. [mai 1981] A Synthesis Algorithm for Broadcasting-Satellite Service. ITU/CITEL/DOC-CANADA Preparatory Seminar for 1983 RARC, Ottawa, Canada.

CCIR, Doc. 10-11S/162 (Secrétariat du CCIR) [1978-82b] Programme d'ordinateur permettant de ramener au minimum l'espacement entre satellites géostationnaires.

Ito, Y., Mizuno, T. et Muratani, T. [octobre 1979] Efficient utilization of geostationary orbit through optimization. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-27, **10**, 1551-1558.

2. Programmes d'analyse des brouillages

CCIR, Doc. 11/75 (UER) [1974-78] Evaluation d'un plan déterminé d'assignations de canaux, de positions d'orbite et de polarisations.

Mertens, H. [octobre 1975] L'évaluation des brouillages dans un plan de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz. *Rev. de l'UER (Technique)*, **153**, 226-236.

CCIR, Doc. 10-11S/132 (Etats-Unis d'Amérique) [1978-82f] Programme d'ordinateur pour diagrammes d'antenne arbitraires.

CCIR [1982], Bases techniques pour la Conférence administrative régionale de radiocommunications de 1983 pour la planification du service de radiodiffusion par satellite dans la Région 2. Rapport de la réunion préparatoire du CCIR, réunion mixte des Commissions d'études 4, 5, 9, 10 et 11, Genève, 28 juin-9 juillet 1982.

ORI [1974] Spectrum orbit utilization program user's manual. Technical Report 830 prepared for NASA/GSFC, Greenbelt, Md., Etats-Unis d'Amérique.

ORI [1982a] SOUP 5 Version 3 User's Manual. ORI TR 2039, 29 novembre 1982, établi sous Contrat N° NAS3-22885 pour le NASA Lewis Research Center.

ORI [1982b] SOUP 5 Version 3 Technical Manual. ORI TR 2053, 29 novembre 1982, établi sous Contrat N° NAS3-22885 pour le NASA Lewis Research Center.

Reinhart, E. E. [1974] Orbit-spectrum sharing between the fixed-satellite and broadcasting-satellite services with applications to 12 GHz domestic systems. Rand Corp., Report R-1463-NASA prepared for NASA/GSFC, Greenbelt, Md., Etats-Unis d'Amérique.

FCC [1975] Convolution method of interference calculation, User's Manual and Results, FCC Report N° RS75-04, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique.

FCC [1974] User's manual for «COORD» (FCC coordination center program for domestic satellite earth stations) FCC Report N° RS74-03.

Harper, E. L. [1976] A computer program to calculate the spectral density of multi-channel FDM/FM carriers. En préparation, NASA/GSFC, Greenbelt, Md., Etats-Unis d'Amérique.

Ferris, C. C. [avril 1968] Spectral characteristics of FDM/FM signals. *IEEE Trans. Comm. Tech.*, Vol. COM-16, **2**, 233-238.

CCIR, Doc. 11/138 (Canada) [1974-78] Simulation par ordinateur utilisée pour la planification de la Conférence administrative mondiale de radiodiffusion par satellite.

CCIR, Doc. 11/145 (Agence spatiale européenne) [1974-78] Logiciel développé en vue de la Conférence administrative mondiale des radiocommunications, Genève, 1977.

CCIR, Doc. 11/167 (Japon) [1974-78] Programme d'ordinateur destiné à évaluer des plans préliminaires fondés sur des données d'entrée admises à titre d'hypothèse.

Doc. N° 27, présenté à la Conférence de radiodiffusion par satellite (1977) par l'IFRB, 29 décembre 1976.

Jeruchim, M. C. et Kane, D. A. [1970] Orbit/spectrum utilization study, Vol. IV (disponible au NTIS (National Technical Information Service), US Dept. of Commerce, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique).

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

SECTION 10/11E: PARTAGE

RAPPORT 631-4*

PARTAGE DES FRÉQUENCES ENTRE LE SERVICE DE RADIODIFFUSION (SONORE ET TÉLÉVISION) PAR SATELLITE ET LES SERVICES DE TERRE

(Question 1/10 et 11, Programmes d'études 1A, 1C, 1D et 1E/10 et 11)

(1974-1978-1982-1986-1990)

1. Introduction

Conformément au Règlement des radiocommunications révisé par la dernière Conférence administrative mondiale des radiocommunications (Genève, 1979), des bandes de fréquences sont attribuées au service de radiodiffusion par satellite qui peut en outre, sous certaines conditions, fonctionner dans les bandes suivantes, toutes partagées avec d'autres services:

- 620 à 790 MHz, principalement utilisée par les services fixe, mobile et de radiodiffusion de Terre;
- 2500 à 2690 MHz, en partage avec les services fixe, mobile, de radiodiffusion et fixe par satellite;
- 11,7 à 12,5 GHz dans la Région 1, en partage avec les services fixe et de radiodiffusion à titre primaire (et avec le service mobile à titre secondaire);
- 11,7 à 12,2 GHz dans la Région 3, à partager avec les services fixe, mobile et de radiodiffusion;
- 12,2 à 12,70 GHz dans la Région 2, en partage avec les services fixe, mobile et de radiodiffusion;
- 12,5 à 12,75 GHz dans la Région 3, à partager avec les services fixe, mobile et fixe par satellite;
- 22,5 à 23 GHz dans les Régions 2 et 3, en partage avec les services fixes et mobiles (et, à l'extrémité supérieure de la bande, avec le service intersatellites dans une partie du spectre large de 0,45 GHz);
- 40,5 à 42,5 GHz, en partage, à titre permis avec le service de radiodiffusion;
- 84 à 86 GHz, en partage avec les services fixe, mobile et de radiodiffusion, les stations appartenant à ces services ne devant pas causer de brouillages préjudiciables aux stations terriennes de radiodiffusion par satellite fonctionnant conformément à un plan qui sera adopté par une future conférence administrative des radiocommunications.

2. Eléments à prendre en considération dans le partage des fréquences

En établissant les bases du partage des fréquences entre les services de radiodiffusion par satellite, de Terre et intersatellites, il faut prendre en considération certains éléments, dont le rapport de protection pour que le brouillage causé par l'un des services soit acceptable par les autres.

Les valeurs des rapports de protection intéressant le service de radiodiffusion par satellite et les services de Terre sont énumérées dans le Rapport 634. Par ailleurs, les caractéristiques techniques des systèmes fonctionnant en partage: p.i.r.e., ouverture de l'antenne, niveaux des lobes latéraux, sensibilité du récepteur, type de modulation utilisé et considérations géographiques (telles que la direction de la ligne qui va de la station brouillée à la station brouilleuse, la détermination des «zones d'exclusion» et des zones de service) sont des facteurs dont il faut tenir compte. Le partage des fréquences peut imposer à ces facteurs des contraintes et des limites. Dans une zone commune, un partage plus poussé peut avoir lieu sous la forme du partage du temps.

Si le partage d'une même fréquence dans une même zone est impossible, il faudra prévoir les contraintes et les limites nécessaires à ce partage, en recourant à des arrangements de répartition géographique.

Avant de prendre des mesures qui limiteraient ou empêcheraient l'exploitation d'un service ayant une attribution à titre primaire dans une bande, et qui concernent un ou plusieurs cas de brouillage examinés dans le présent rapport, il faut s'efforcer d'améliorer les possibilités de partage entre les services.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention des Commissions d'études 8 et 9.

Parmi les mesures qui pourraient faciliter le partage, citons les suivantes:

- utilisation d'objectifs de qualité et de critères de disponibilité en fonction des besoins du service à fournir;

- sélection de caractéristiques du système type à protéger permettant d'obtenir une sensibilité minimale au brouillage, d'assurer la compatibilité avec des modèles de systèmes réels (par exemple: puissance d'émission et gain d'antenne appropriés, longueurs de trajet raisonnables, méthodes de modulation "renforcées", etc.) (Il convient de noter que dans la plupart des cas, la diminution de la sensibilité au brouillage améliore aussi la qualité de fonctionnement du système.);

- limitation de l'exploitation des systèmes très sensibles aux segments de bandes qui ne sont pas aussi attribués à un service qui risque fortement de causer des brouillages.

Les dispositions des Recommandations du CCIR ou du Règlement des radiocommunications qui établissent des valeurs (déclenchement) de seuil de brouillage, ou des limites de puissance surfacique, s'inscrivent parmi les mesures susceptibles de limiter ou d'empêcher l'exploitation d'un service ayant une attribution à titre primaire.

2.1 *Radiodiffusion sonore*

Dans les bandes actuellement attribuées au service de radiodiffusion par satellite, aucune distinction n'est faite entre les systèmes de radiodiffusion sonore et les systèmes de télévision. Au titre du numéro 693 du Règlement des radiocommunications, le service de radiodiffusion par satellite est autorisé à fonctionner dans la bande de 620 à 790 MHz, mais il est limité à la radiodiffusion télévisuelle à modulation de fréquence.

La CAMR-79 a recommandé d'étudier la bande 500 à 2000 MHz afin d'y trouver les parties qui conviennent le mieux au service de radiodiffusion sonore par satellite. Il faut un complément d'études pour déterminer s'il se trouve dans cette bande une région déterminée qui soit particulièrement souhaitable. Un complément d'étude doit aussi permettre de déterminer si le partage est possible et, dans l'affirmative, dans quelles conditions. Le Rapport 941 conclut que, dans le cas de la protection des systèmes de faisceaux hertziens de Terre contre un éventuel système à satellites de radiodiffusion sonore MF fonctionnant dans la bande 1427 à 1530 MHz, il faudra recourir à une forme de dispersion d'énergie pour les émissions par satellite. La fonction de dispersion d'énergie est inhérente à la modulation numérique. L'application d'une dispersion d'énergie artificielle aux systèmes à satellites de radiodiffusion sonore MF doit être étudiée plus avant. Pour cette étude, des niveaux de puissance de l'ordre de ceux indiqués dans le Rapport 941 ont été adoptés. Pour cette étude, des niveaux de puissance de l'ordre de ceux indiqués dans le Rapport 955 ont été adoptés, et l'on a admis en outre la nécessité de limiter la puissance surfacique aux valeurs applicables dans la bande 2500 à 2690 MHz (voir le § 4.1). Même pour une dispersion d'énergie de 14 dB (c'est-à-dire une puissance surfacique, dans une bande de 4 kHz, inférieure de 14 dB à la puissance surfacique totale), il est apparu que la protection du service fixe n'est possible qu'à certaines conditions, y compris une large séparation géographique entre la zone de service du satellite de radiodiffusion et les faisceaux hertziens concernés.

2.2 *Radiodiffusion télévisuelle*

2.2.1 *Expression générale de la limite de puissance surfacique produite par le signal brouilleur, afin de protéger le service utile*

Comme indiqué plus haut, quand un service de radiodiffusion par satellite partage des fréquences avec un service de Terre, on peut être amené à imposer des limites à la puissance surfacique produite par le signal brouilleur dans les stations réceptrices du service utile. La formule générale suivante sert à déterminer la limite de puissance surfacique:

$$F_s = F_{iqp} - R_q + D_d + D_p - M_r - M_i \qquad (1)$$

(*Note.* – Cette formule risque de perdre sa validité lorsque le signal du satellite se présente sous une incidence voisine de l'incidence rasante. En pareil cas, il faut inclure une marge supplémentaire.)

avec:

F_s : valeur maximale de la puissance surfacique (dB(W/m^2)), admissible dans la station protégée;

F_{tqp} : valeur minimale (à protéger) de la puissance surfacique (dB(W/m^2)), c'est-à-dire valeur de cette puissance qui, en présence d'un bruit thermique seulement, correspond à la qualité q du signal de sortie qui doit être dépassée pendant un grand pourcentage spécifié du temps, p;

R_q : rapport de protection (rapport de la puissance du signal utile à celle du signal brouilleur à l'entrée du récepteur) (dB) pour un brouillage tout juste perceptible quand la qualité du signal de sortie a été abaissée à q par le bruit thermique;

D_d : discrimination (dB) contre le signal brouilleur due à la directivité de l'antenne réceptrice;

D_p : discrimination (dB) contre le signal brouilleur, due à la polarisation de l'antenne réceptrice. Ce facteur est souvent combiné avec D_d pour donner un terme unique;

M_r : marge (dB) pour tenir compte d'une éventuelle réflexion au sol du signal brouilleur;

M_i : marge (dB) pour tenir compte d'éventuels cas de brouillage multiple.

Avec la limite de puissance surfacique déterminée par la formule (1), on est sûr que la qualité du signal de sortie à la station réceptrice à protéger sera égale à q même si la puissance surfacique due au système s'est abaissée à F_{tqp}. Pendant p% du temps, la puissance surfacique due au système de Terre sera supérieure à F_{tqp} et la qualité du signal de sortie sera supérieure à q.

Si l'on désire exprimer F_s en fonction de la valeur médiane de la puissance surfacique due au système à protéger, soit F_{tqm}, qui fournit statistiquement un signal de sortie de la même qualité, la formule devient:

$$F_s = F_{tqm} - M_p - R_q + D_d + D_p - M_r - M_i \qquad (2)$$

où M_p est la différence (dB) entre la valeur médiane du niveau du signal du système à protéger et le niveau dépassé pendant p% du temps.

Les formules (1) et (2) sont applicables au calcul des limites de la puissance surfacique due au signal brouilleur pour un service à protéger quelconque. Dans le cas du service de radiodiffusion de Terre, on suppose que la station réceptrice à protéger se trouve à la limite de la zone pouvant être desservie par l'émetteur de Terre. Par définition, cette limite est la courbe à l'intérieur de laquelle la puissance surfacique due à l'émetteur de Terre est égale ou supérieure à celle nécessaire pour fournir un signal de sortie (image ou son de télévision) de qualité acceptable, en l'absence de brouillage et de bruit industriel, en 50% des emplacements pendant au moins p% du temps, p ayant, par exemple, une valeur spécifiée comprise entre 90% et 99%. Il est de tradition aussi, dans le service de radiodiffusion de Terre, d'exprimer le signal incident en fonction du champ en décibels par rapport à 1 μV/m au lieu de la puissance surfacique en dB(W/m^2). Pour passer de la seconde expression à la première, il suffit d'ajouter 145,8 dB.

2.2.2 *Puissances surfaciques requises*

Le Rapport 215 examine de façon assez détaillée des exemples de puissances surfaciques appropriées pour le service de radiodiffusion par satellite, dont les valeurs numériques figurent dans les Tableaux XIVa et b de ce Rapport. Le Rapport 811 indique les puissances surfaciques à prendre en considération pour la planification de ce service dans la bande des 12 GHz.

Pour les services de télévision de Terre à modulation d'amplitude, les valeurs correspondantes sont indiquées dans le Rapport 961.

2.2.3 *Champs et puissances surfaciques à protéger dans les services de Terre*

Les champs et les puissances surfaciques à protéger sont étudiés dans les paragraphes concernant chaque bande de fréquence.

2.2.4 *Rapports de protection*

Le Rapport 634 qui traite ce sujet d'une façon assez détaillée, contient les valeurs qu'il convient de donner au rapport de protection dans différents systèmes.

2.2.5 *Application de techniques spéciales pour respecter les limites de la puissance surfacique*

Pour la télévision à modulation de fréquence, les techniques de dispersion de l'énergie peuvent être considérées comme consistant à «étaler» la puissance rayonnée dans une large bande de fréquences, de façon à respecter les limites de la puissance surfacique. Il convient toutefois de bien tenir compte des incidences techniques et économiques de l'application de ces techniques.

On trouvera dans les paragraphes appropriés quelques exemples de l'application de la technique de dispersion de l'énergie.

2.2.6 *Calcul de la puissance surfacique produite par un satellite géostationnaire*

On peut recourir à différentes méthodes pour calculer la puissance surfacique produite par un satellite géostationnaire en un point donné de la Terre (voir, par exemple, le Rapport 215).

3. Partage dans la bande 620 à 790 MHz

On ne considérera ici que les émissions de télévision provenant de satellites en modulation de fréquence.

3.1 *Partage avec le service de radiodiffusion de Terre*

Pour qu'un système de radiodiffusion par satellite et un système de radiodiffusion de Terre puissent partager des fréquences, les récepteurs de chacun d'eux doivent être protégés contre le brouillage dû aux émissions de l'autre. On peut protéger les récepteurs du système de Terre en imposant des limites à la puissance surfacique produite par le satellite de radiodiffusion à l'intérieur de la zone de service du système de Terre, comme indiqué au § 3.1.1. Inversement, on peut protéger les récepteurs du système de radiodiffusion par satellite contre le brouillage en imposant une distance de séparation suffisante entre l'émetteur de Terre et le récepteur du satellite. La distance de séparation nécessaire est indiquée au § 3.1.2 dans un cas particulier.

3.1.1 *Protection du service de radiodiffusion de Terre*

Pour protéger le service de télévision de Terre contre le brouillage dû à un satellite de radiodiffusion télévisuelle, il faut limiter la puissance surfacique que le satellite est autorisé à produire à l'intérieur des zones de service des stations de télévision de Terre.

La Recommandation N° 705 de la CAMR-79 indique une valeur provisoire pour cette limite dans la bande 620 à 790 MHz:

$$F_s = \begin{cases} -129 & \text{pour } 0° < \delta \leqslant 20° \\ -129 + 0{,}4\,(\delta - 20) & \text{pour } 20° < \delta \leqslant 60° \\ -113 & \text{pour } 60° < \delta \leqslant 90° \end{cases} \quad \text{dB(W/m}^2\text{)}$$

où δ est l'angle d'arrivée, en degrés, du signal émis par le satellite, mesuré au-dessus du plan horizontal.

Dans la Recommandation N° 705 de la CAMR-79, on invite aussi instamment le CCIR à étudier les critères de partage de fréquences à appliquer dans cette bande et à recommander une limite à respecter au lieu de la valeur provisoire. Par la suite, plusieurs administrations ont mené des études à cette fin et ont formulé leurs suggestions respectives quant à la limite qui devrait être adoptée pour la puissance surfacique.

Cette limite a été calculée par chaque administration au moyen d'une formule équivalant à la formule (1) ou (2). Bien qu'il n'y ait pas concordance entre les limites suggérées pour la puissance surfacique, ces différences sont imputables au fait que les valeurs admises pour les paramètres des formules étaient elles-mêmes différentes. Ces hypothèses sont résumées au Tableau I; on les examinera d'une façon assez détaillée pour mettre en évidence les difficultés rencontrées pour se mettre d'accord sur une limite satisfaisante de la puissance surfacique.

3.1.1.1 *Minimum de la puissance surfacique à protéger pour un système de Terre*

La Recommandation 417 indique les valeurs respectives de 67 et 70 dB par rapport à 1 μV/m pour les champs correspondant à F_{tqp} et F_{tqm} des formules (1) et (2), dans la bande V (610 à 960 MHz). On y trouve aussi l'observation que: «Sur un plan pratique, les champs susceptibles d'être protégés sont, en raison des brouillages par d'autres émissions de télévision, généralement plus élevés.» Certaines administrations ont cependant jugé que, compte tenu du développement de la technologie des récepteurs et de l'expérience acquise dans la réception des émissions du service de télévision de Terre, il conviendrait d'envisager la protection de champs moins élevés.

L'UER a fait observer que, dans les zones de service fondées sur un champ protégé médian minimal de 70 dB(μV/m) en 50% des emplacements, il est fréquent qu'un nombre considérable de récepteurs domestiques fournissent des images satisfaisantes avec un champ inférieur. On peut considérer que les points où le champ est de 65 dB(μV/m) bénéficient d'une couverture satisfaisante. Dans de nombreux cas, c'est la seule manière d'assurer le service, car aucune fréquence supplémentaire n'est disponible. Il convient donc de protéger un champ de 65 dB(μV/m) contre le brouillage global. Cependant, si le champ protégé est porté à 68 dB(μV/m), et en supposant que les puissances s'additionnent quadratiquement, le champ à protéger contre les brouillages par satellite uniquement doit être pris égal à 65 dB(μV/m). La puissance surfacique minimale du système de Terre à protéger est alors de -81 dB(W/m^2).

On trouvera dans le Tableau I des exemples de calcul des limites à imposer à la puissance surfacique produite par un satellite de radiodiffusion pour protéger le service de radiodiffusion de Terre. Dans l'exemple cité par l'URSS, on a tenu compte du fait que, pour déterminer la puissance surfacique, il faut prendre en considération les facteurs suivants:

- bande de fréquences occupée par le signal brouilleur;
- largeur de bande du récepteur à modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle;
- niveau du bruit aléatoire à la sortie du récepteur à modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle.

3.1.1.2 *Rapport de protection*

Les valeurs du rapport de protection qui sont données dans le Tableau I ont été mesurées dans différentes conditions. On trouvera des indications plus détaillées à ce sujet dans le Rapport 634 qui traite aussi des différentes conditions de mesure et des paramètres du système à prendre en considération pour évaluer le rapport de protection. Ce Rapport contient également les corrections qu'il convient d'apporter pour les différents paramètres et conditions. La valeur proposée par l'UER (voir le Tableau I) a été déterminée pour des conditions de référence.

3.1.1.3 *Discrimination de directivité*

Dans aucun des exemples cités, il n'a été tenu compte explicitement de la directivité de l'antenne de réception, mais on a considéré le cas le plus défavorable, celui où le signal du satellite brouilleur arrive dans une direction proche de l'axe de cette antenne. D'ailleurs, toutes les administrations semblent accepter le diagramme d'antenne théorique indiqué pour la bande V dans la Recommandation 419; l'Administration des Etats-Unis d'Amérique fait toutefois observer que, dans la pratique, on utilisera probablement des antennes plus directives aux limites des zones de service considérées. De toute façon, l'emploi du diagramme indiqué dans la Recommandation 419 conduirait à un accroissement de la puissance surfacique produite par le satellite, en fonction de l'angle d'arrivée, comme pour la limite provisoire indiquée dans la Recommandation N° 705 de la CAMR-79.

3.1.1.4 *Discrimination de polarisation*

En appliquant une polarisation circulaire à l'émission du satellite de radiodiffusion, on peut espérer une discrimination de 3 dB au maximum par rapport aux antennes de réception de Terre à polarisation rectiligne. Le Rapport 339 (New Delhi, 1970) contenait des renseignements sur la discrimination obtenue dans le cas usuel où l'antenne d'émission du satellite et l'antenne de réception de Terre ne sont pas pointées l'une sur l'autre.

3.1.1.5 *Marge pour tenir compte des réflexions au sol*

On ne possède pas de résultats expérimentaux directs concernant cette caractéristique, mais d'après l'Administration du Royaume-Uni, il semble que 3 dB soit une marge raisonnable; c'est en effet la valeur qu'on obtient en extrapolant à la bande V les prévisions théoriques, vérifiées expérimentalement, du champ réfléchi à 230 MHz par un terrain irrégulier. L'Administration de la France et l'UER acceptent cette hypothèse et citent des cas extrêmes où des signaux provenant d'un système de Terre ont subi des réflexions dans des régions voisines de la mer (coefficient de réflexion voisin de l'unité), réflexions qui pourraient renforcer le signal brouilleur de 6 dB.

TABLEAU I – *Exemples de calcul des limites à imposer à la puissance surfacique produite par un satellite de radiodiffusion pour protéger le service de radiodiffusion de Terre dans la bande de 620 à 790 MHz*

1. *Caractéristiques du signal utile*				
Documents de référence		(1978-82) 10-11S/11 (UER)	(1970-74) 11/64 (USA)	(1978-82) 10-11S/53 (URSS)
1.1 Norme et système de télévision		I/PAL, L/SECAM, G/PAL	M/NTSC	K/SECAM
1.2 Echelle d'évaluation de la qualité		Qualité à 5 notes (5: excellent)	Dégradation à 6 notes (1: imperceptible)	Dégradation à 5 notes (5: imperceptible)
1.3 Note de qualité de l'image		4,5	3	4,5
1.4 Rapport signal d'image/bruit non pondéré (dB)		$\geqslant 41{,}5$	27	pas moins de 40
1.5 Minimum du champ à protéger contre le brouillage par satellite (dB(μV/m))		65	56(1)	70
1.6 Minimum de la puissance surfacique à protéger pour un système de terre F_{tqp} (dB(W/m^2))		−81	−90	−76
2. *Rapport de protection*				
Documents de référence		(1978-82) 10-11S/11 (UER)	(1970-74) 11/49 (USA)	(1978-82) 10-11S/53 11/116 (URSS)
2.1 Contenu d'image du signal utile		Diapositives	Diapositives et programmes reçus directement	Diapositives
2.2 Caractéristiques du signal brouilleur	Composition	Barres de couleur	Barres de couleur et programmes reçus directement	Barres de couleur
	Excursion de fréquence crête-à-crête (MHz)	12	18	22
	Préaccentuation	Oui	Non	Oui
	Dispersion d'énergie	Non	Non	Non
2.3 Rapport de protection, R_q (dB)		54(2)	35	47(3)
3. Discrimination de directivité, D_d (dB) (4)		–	–	–
4. Discrimination de polarisation, D_p (dB)		2	–	2
5. Marge pour réflexion, M_r (dB)		3	–	3
6. Marge pour cas de brouillage multiple, M_i (dB)		–	–	–
7. Limite résultante de la puissance surfacique, F_s (dB(W/m^2))		−136	−125	−124

(1) Les marges d'évanouissement supposées ici correspondent à une p.i.r.e. de 2 MW provenant d'une antenne installée à une hauteur de 300 m dans le service de radiodiffusion de Terre. Un champ protégé médian minimal de 60 dB(μV/m) et de 65 dB(μV/m) permettrait d'obtenir la même qualité d'image pendant 90% et 99% du temps respectivement.

(2) Pour le système L/SECAM, le rapport de protection est de 50,5 dB.

(3) On trouvera les rapports de protection correspondant à différentes valeurs d'excursion crête-à-crête dans la Fig. 8 du Rapport 634.

(4) Il n'est pas possible de faire une hypothèse sur la discrimination de directivité, les angles de site considérés étant inférieurs à 20°.

3.1.1.6 *Marge pour brouillages multiples, M_i*

Dans la zone de service d'un émetteur de Terre, les brouillages dus à un satellite ne pourront se produire que là où les antennes de réception sont orientées dans une direction qui ne s'écarte pas beaucoup de celle du satellite. Il n'est donc pas nécessaire de prévoir une marge pour les brouillages produits par plusieurs satellites, dans la mesure où l'on peut admettre qu'il n'y aura jamais plus d'une émission par satellite à la fois dans le même canal et, sensiblement, dans la même direction.

3.1.1.7 *Résumé et conclusions*

Sur la base de renseignements fournis par l'UER, on a calculé la limite qu'il conviendrait d'imposer à la puissance surfacique pour protéger le service de radiodiffusion de Terre dans la bande 620 à 790 MHz contre les brouillages produits par les futurs satellites de télévision à modulation de fréquence. Les résultats sont présentés pour les systèmes I/PAL, L/SECAM et G/PAL. Pour ces trois systèmes, la valeur est -136 dB(W/m^2) pour le cas de référence, soit 7 dB de moins que la valeur provisoire recommandée par la CAMR-79.

Les limites des zones de service ont été définies sur la base de minimums, très voisins de ceux recommandés par le CCIR pour le champ des systèmes de Terre à protéger, et l'on n'a pas tenu compte des évanouissements éventuels des signaux de ces services au voisinage de ces limites.

Dans l'exemple présenté par l'Administration des Etats-Unis d'Amérique, la protection s'applique à une valeur beaucoup plus petite du champ du service de Terre, compte tenu des hypothèses suivantes: installation de réception de meilleure qualité, évanouissements assez profonds du signal transmis dans le service de Terre et qualité d'image inférieure. En conséquence de cette dernière hypothèse, cette Administration a adopté aussi un rapport de protection inférieur, correspondant à une excursion de fréquence plus grande pour le signal émis en modulation de fréquence par le satellite brouilleur et à un contenu plus représentatif des images des programmes reçus directement. Dans l'exemple présenté par les Etats-Unis d'Amérique, la limite de la puissance surfacique produite par le satellite est -125 dB(W/m^2), soit une valeur supérieure de 4 dB à la valeur provisoire recommandée par la CAMR-79.

Dans l'exemple présenté par l'Administration de l'URSS (Tableau I, Note ([2])) la limite de la puissance surfacique produite par le satellite est de -124 dB(W/m^2), soit 5 dB de plus que la valeur provisoire recommandée par la CAMR-79.

Après avoir étudié toutes les valeurs introduites dans la formule (1) ainsi que les résultats de mesures des rapports de protection en télévision pour la puissance surfacique maximale admissible à la surface de la Terre rayonnée par des satellites de radiodiffusion fonctionnant dans la bande 620 à 790 MHz, l'Administration de l'URSS a proposé les valeurs ci-après:

$$F_s = \left\{ \begin{array}{l} -77 - R_{oq} + \gamma \\ -77 - R_{oq} + \gamma + 0{,}4(\delta - 20) \\ -61 - R_{oq} + \gamma \end{array} \right\} \text{dB(W/m}^2\text{)} \quad \begin{array}{l} \text{pour } 0° < \delta \leqslant 20° \\ \text{pour } 20° < \delta \leqslant 60° \\ \text{pour } 60° < \delta \leqslant 90° \end{array}$$

où $\gamma = 0{,}45\ (D_v - D_{ov}) + M_d D_{dv}$, le coefficient de correction dépendant de la distribution de l'énergie du brouillage MF, compte tenu de sa perception par le téléspectateur.

R_{oq} est le rapport de protection pour la valeur de l'excursion de fréquence D_{ov} prise comme valeur de référence (déterminée à partir de la courbe correspondante de la Fig. 8 du Rapport 634).

D_{dv} est l'amplitude crête-à-crête de l'excursion de fréquence due au signal en dispersion, en MHz.

M_d est un coefficient déterminé à partir de la Fig. 9 du Rapport 634.

Pour évaluer F_s, on a supposé que:

$$F_{tqp} = -76 \text{ dB(W/m}^2\text{)}, \qquad D_d = 0, \qquad D_p = 2 \text{ dB}, \qquad M_r = 3 \quad \text{et} \quad M_i = 0.$$

Tant que l'accord ne sera pas plus général quant aux valeurs à adopter pour les caractéristiques, il est prématuré que le CCIR recommande une valeur unique pour la limite de la puissance surfacique produite par le satellite, pour protéger la radiodiffusion de Terre. En vérité, on ne saurait exclure la nécessité éventuelle d'adopter des limites différentes pour des combinaisons de signaux utiles et brouilleurs répondant à des normes différentes.

3.1.2 *Protection du service de radiodiffusion par satellite*

On réalise généralement la protection des stations terriennes de réception du service de radiodiffusion par satellite en maintenant une distance de séparation minimale entre ces stations et les émetteurs des services de Terre. La distance de séparation minimale pour assurer la protection dépend des caractéristiques des installations de la station terrienne de réception et de la station d'émission du système de radiodiffusion de Terre. Les Fig. 1 et 2 donnent, à titre d'exemple, les valeurs de la puissance surfacique et de la distance de séparation dans le service de Terre pour protéger le service de radiodiffusion par satellite, dans le cas d'installations ayant les caractéristiques suivantes:

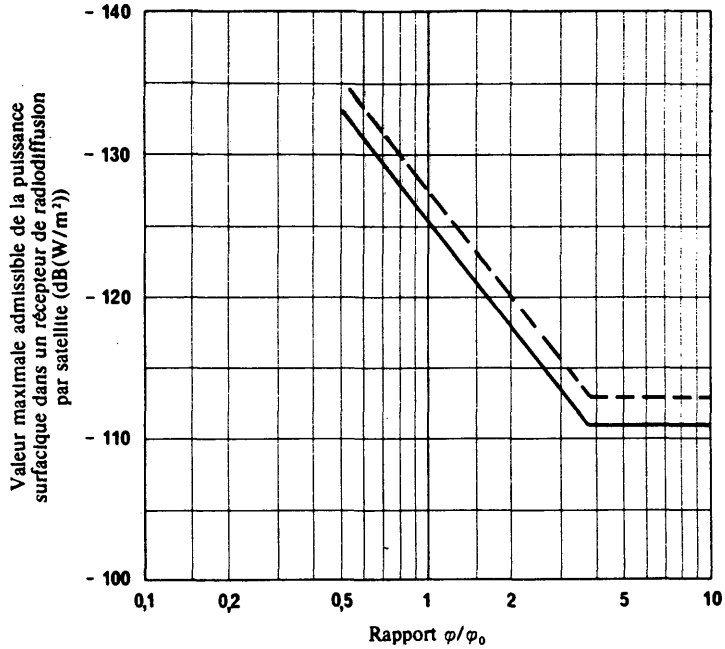


FIGURE 1 — *Exemple de valeur maximale admissible de la puissance surfacique produite par un émetteur de Terre, pour la protection d'un récepteur de radiodiffusion par satellite*

φ : direction de l'émetteur de Terre par rapport à l'axe du faisceau principal de l'antenne de l'installation de réception de radiodiffusion par satellite

φ_0 : ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne de l'installation de réception de radiodiffusion par satellite

——— : Système M à 525 lignes (Canada, Etats-Unis d'Amérique)

— — — — : Systèmes à 625 lignes

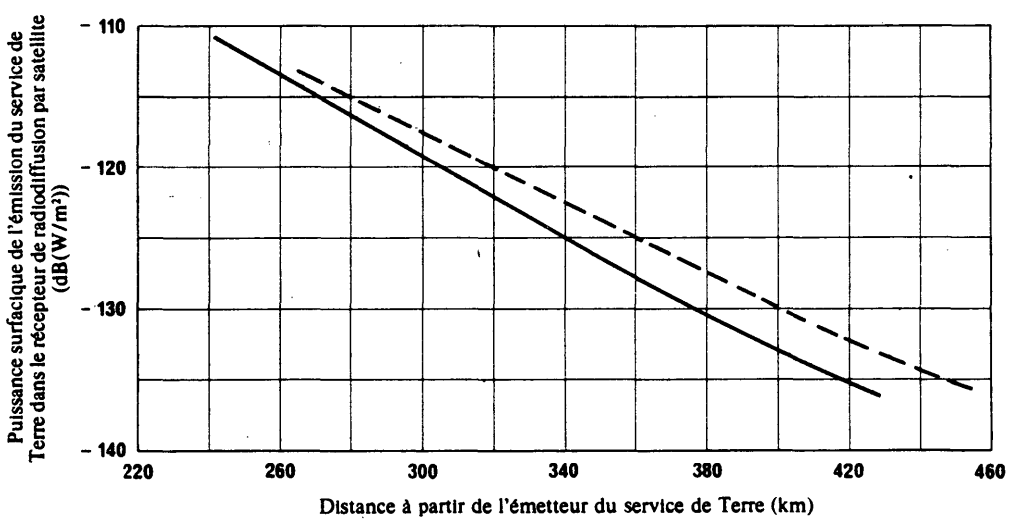


FIGURE 2 —*Exemple de distance de protection des récepteurs de radiodiffusion par satellite contre les brouillages causés par des émetteurs du service de Terre*

Emetteur du service de Terre, p.i.r.e.: 1 MW

Hauteur de l'antenne au-dessus d'un terrain ayant des caractéristiques moyennes: 300 m

Fréquence : 700 MHz

——— : Système M à 525 lignes (Canada, Etats-Unis d'Amérique)

— — — : Systèmes à 625 lignes

3.1.2.1 *Système de radiodiffusion de Terre*

- station émettrice, p.i.r.e.: 1 MW;
- hauteur de l'antenne d'émission au-dessus d'un terrain ayant des caractéristiques moyennes: 300 m;
- rapport signal de luminance/bruit quadratique moyen non pondéré pour un brouillage tout juste perceptible: 36 dB (525 lignes), 45 dB (625 lignes);
- signal minimal à protéger: 64 dB(μV/m) (525 lignes), 65 dB(μV/m) (625 lignes);
- gain maximal de l'antenne de réception (Recommandation 419): 16 dB;
- rapport de protection contre le brouillage causé par l'émission du service par satellite: 42 dB (525 lignes) et 52 dB (625 lignes).

3.1.2.2 *Service de radiodiffusion par satellite, réception communautaire*

Modulation de fréquence avec excursion crête-à-crête: 10,6 MHz (525 lignes), 13 MHz (625 lignes):

- rapport signal de luminance/bruit quadratique moyen non pondéré (en limite d'empreinte du faisceau): 36 dB (525 lignes), 45 dB (625 lignes);
- puissance surfacique du satellite en limite d'empreinte du faisceau:
  -118 dB(W/m^2) (525 lignes),
  -110 dB(W/m^2) (625 lignes);
- gain de l'antenne de réception (3,3 m de diamètre, ouverture de faisceau 9°): 25 dB;
- directivité de l'antenne réceptrice (Rapport 810): $(10,5 + 25 \log \varphi/\varphi_0)$;
- rapport de protection contre le brouillage causé par l'émission du service de Terre: 18 dB (525 lignes), 28 dB (625 lignes).

Note. – Dans les calculs, aucune marge n'est prévue pour la discrimination de polarisation, ni pour les réflexions au sol ou les brouillages multiples. Il convient également de noter que l'exemple donné dans ce paragraphe est fondé sur un rapport de protection de 18 dB, qui se traduit par un niveau de dégradation compris entre 3,5 et 4 pour les types de programme les moins sensibles. Le Rapport 634 indique maintenant qu'il peut être nécessaire de prévoir des rapports de protection atteignant 32 dB si l'on veut obtenir des dégradations moindres avec des programmes plus sensibles. Si l'on applique ces valeurs, il conviendra de prévoir des distances de séparation et des angles de discrimination plus grands.

3.2 *Partage avec les services fixe et mobile*

Le partage de fréquences avec les services fixe et mobile (y compris les faisceaux hertziens transhorizon) pourrait être rendu difficile du fait des limites qu'il faudrait imposer aux puissances surfaciques de la télévision par satellite pour protéger les services fixe et mobile dans les bandes de fréquences actuellement attribuées aussi à la radiodiffusion. Il faudra par conséquent procéder avec beaucoup de soin avant d'établir un service de radiodiffusion par satellite. Les faisceaux hertziens transhorizon dont les antennes sont orientées dans la direction de l'orbite des satellites géostationnaires sont particulièrement vulnérables. L'Annexe I spécifie, à titre d'exemples, les limites qui doivent être imposées à la puissance surfacique, dans le cas du partage avec les services fixe et mobile.

4. Partage dans la bande 2500 à 2690 MHz

4.1 *Partage avec le service fixe*

(*Note.* – Ces considérations s'appliquent également aux systèmes fixes par satellite utilisés pour la distribution de télévision, dans la mesure où ceux-ci sont techniquement semblables aux systèmes de radiodiffusion par satellite.)

La bande 2500 à 2690 MHz est partagée par les services fixe, mobile, fixe par satellite et de radiodiffusion par satellite, qui y ont tous un statut primaire. Dans la partie supérieure de la bande (2655 à 2690 MHz), d'autres services sont des services secondaires. Le service de radiodiffusion par satellite et le service fixe par satellite sont soumis à la même limite de puissance surfacique (voir les numéros 2561 à 2564 du Règlement des radiocommunications). Les considérations et les conclusions exposées dans la présente section s'appliquent donc aux deux services.

Pour étudier le partage des fréquences avec les satellites du service de radiodiffusion ou du service fixe, on a tenu compte des systèmes de Terre du service fixe suivants: faisceaux hertziens en visibilité directe, faisceaux hertziens transhorizon, ainsi qu'un certain type de système de distribution de télévision. Les conditions de partage entre la radiodiffusion télévisuelle par satellite et les autres services de Terre n'ont pas été étudiées, faute de renseignements.

Le type de système de radiodiffusion par satellite choisi pour examen est un système conçu pour la réception communautaire. Le Tableau II ci-après donne, à titre d'exemple, les caractéristiques d'un tel système.

TABLEAU II – *Exemple de caractéristiques d'un système de télévision par satellite pour réception communautaire aux environs de 2600 MHz*

(Système M: Etats-Unis d'Amérique, Canada)
Emission à polarisation circulaire
Modulation de fréquence
Largeur de bande rectangulaire équivalente: 20 MHz
Gain de l'antenne de réception de la station terrienne (antenne parabolique 2,5 m): 34 dB(1)
Diagramme de directivité de l'antenne de réception de la station terrienne: $10,5 + 25 \log (\varphi/\varphi_0)$ où: φ : angle par rapport à l'axe du faisceau principal, φ_0: angle entre les points à mi-puissance, 3,1°
Gain minimal dans les lobes latéraux: 0 dB
Champ du satellite à protéger en limite de faisceau: 28 dB(μV/m)
Rapport signal de luminance/bruit quadratique moyen non pondéré: 36 dB
Rapport de protection contre le brouillage du système ITFS(2): 30 dB(3)

(1) Dans cet exemple, on a utilisé une antenne d'un diamètre de 2,5 m jugée propre à réduire au minimum le coût des systèmes destinés à de nombreuses applications dans la Région 2; c'est là le résultat d'une étude effectuée aux Etats-Unis d'Amérique [Kelley et autres, 1976].

(2) ITFS: «Instructional Television Fixed Service».

(3) Extrait du Rapport 634.

4.1.1 *Partage avec les faisceaux hertziens en visibilité directe*

Bien que ce cas n'ait pu être étudié en détail faute de renseignements valables, on doit remarquer que l'établissement de réseaux comportant de nombreuses stations implique souvent l'emploi répétitif des fréquences selon un plan occupant une partie continue de la bande attribuée et dont il est difficile de s'écarter (voir les Recommandations 283 et 382).

L'utilisation du même canal par un système de radiodiffusion par satellite et un faisceau hertzien situé à l'intérieur ou au voisinage de la zone de service de ce système de radiodiffusion par satellite étant à proscrire en raison du «trou» que l'émetteur du faisceau hertzien provoquerait nécessairement dans cette zone de service, il en résulte des contraintes qui pourraient rendre très difficile l'établissement de réseaux de faisceaux hertziens utilisant un plan complet de répartition des canaux radioélectriques.

4.1.2 *Partage avec des systèmes de faisceaux hertziens transhorizon*

Le partage de fréquences entre des systèmes de radiodiffusion par satellite et des faisceaux hertziens transhorizon au voisinage de 2600 MHz n'est techniquement possible que dans la mesure où chaque système peut accepter certaines restrictions techniques et d'exploitation pour assurer une protection mutuelle des deux systèmes (voir aussi le § 8.4.3 du Rapport de la Réunion spéciale mixte, Genève, 1971).

4.1.2.1 *Protection des faisceaux hertziens transhorizon*

La protection des faisceaux transhorizon contre le brouillage préjudiciable causé par le service de radiodiffusion par satellite est actuellement assurée par une combinaison de limites de densité surfacique imposées aux satellites (numéros 2561 à 2564 du Règlement des radiocommunications), par une instante invitation à ne pas orienter les antennes des faisceaux transhorizon dans la direction de l'orbite des satellites géostationnaires (numéro 764 du Règlement des radiocommunications) et, par voie de conséquence, à faire en sorte que la direction du rayonnement maximal de ces antennes s'écarte d'au moins 2° de l'orbite en question (numéro 2502 du Règlement des radiocommunications).

Les méthodes de détermination des azimuts et des angles de site à éviter par les antennes des faisceaux transhorizon sont indiquées dans le Rapport 393.

4.1.2.2 *Protection de la radiodiffusion par satellite*

Les récepteurs de radiodiffusion par satellite risquent d'être brouillés par les émetteurs de faisceaux hertziens transhorizon dans une zone allongée s'étendant sur une assez grande distance dans la direction de pointage de l'antenne transhorizon. La longueur de cette zone dépend de la directivité de l'antenne et des directions relatives de la liaison transhorizon et du satellite. En conséquence, l'établissement d'un service de radiodiffusion par satellite pour couvrir une zone donnée empêche la mise en place de nouveaux faisceaux hertziens transhorizon dans cette zone et dans son voisinage si celle-ci doit être entièrement protégée contre les brouillages.

4.1.3 *Partage avec un certain type de système fixe de distribution de télévision de Terre*

Le Tableau III donne, à titre d'exemple, les caractéristiques des systèmes de distribution de télévision de Terre dont il s'agit. Ces particularités sont typiques des systèmes ITFS (Instructional Television Fixed Service, service fixe de télévision éducative) utilisés dans certaines parties de la Région 2. Une particularité de ces systèmes est l'utilisation d'émetteurs d'une puissance d'environ 10 W avec des antennes omnidirectives ou directives et des points de réception bien déterminés (établissements d'enseignement) qui utilisent des antennes de réception paraboliques directives. On utilise toute une gamme d'antennes de réception plus ou moins normalisées, avec des ouvertures de 0,61 m et 1,22 m, 1,83 m et 2,44 m. L'antenne appropriée est choisie en fonction de la distance de l'émetteur. Dans nombre de ces systèmes, le facteur de bruit du récepteur est 9 dB. Toutefois, de récents progrès techniques permettront l'emploi de récepteurs avec des facteurs de bruit s'abaissant jusqu'à 3,5 dB.

Le partage de fréquences au voisinage de 2600 MHz, entre un système de radiodiffusion par satellite et un système ITFS, est techniquement possible moyennant certaines conditions. Il faudrait spécifier une limite de la puissance surfacique du signal émis par le satellite pour protéger le service ITFS; d'autre part, le brouillage dû au service ITFS créerait un «trou» ou une zone de brouillage dans le service par satellite. L'étendue de cette zone de brouillage dépend de la puissance d'émission et de la hauteur de l'antenne d'émission du système ITFS, du diagramme de directivité des antennes de réception au sol du système de radiodiffusion par satellite, et de l'angle de site du satellite.

4.1.3.1 *Protection du système ITFS*

Le service de radiodiffusion télévisuelle par satellite avec modulation de fréquence à large bande peut partager avec les systèmes ITFS des fréquences de la bande des 2600 MHz, à condition que la puissance surfacique produite dans chaque canal par le satellite soit limitée aux valeurs indiquées dans la Fig. 3.

On peut montrer que la valeur maximale de la puissance surfacique brouilleuse admissible, ρ_i, est:

$$\rho_i = \frac{C/N}{C/I} \cdot \frac{4\pi kTB}{\lambda^2} \cdot \frac{1}{G(\varphi)} \qquad (3)$$

où $G(\varphi)$ est le gain de l'antenne ITFS dans une direction faisant un angle φ avec l'axe.

A la Fig. 3, on a établi des courbes pour chacune des ouvertures d'antennes ITFS, pour des facteurs de bruit de 9 et de 3,5 dB et pour un rapport signal de luminance/bruit quadratique moyen non pondéré de 43 dB. La ligne horizontale de tirets indique la puissance surfacique pour le système de radiodiffusion par satellite fondé sur le Tableau II (c'est-à-dire -115 dB(W/m^2) au centre du faisceau).

TABLEAU III – *Exemple de caractéristiques d'un système ITFS aux environs de 2600 MHz*

Modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle, système M (Etats-Unis d'Amérique et Canada)		Omnidirective
P.i.r.e.	(dBW)	20
Portée de service (approximative)	(km)	50
Champ à protéger	(dB(μV/m))	56
Rapport signal de luminance/bruit quadratique moyen non pondéré	(dB)	43
Gain de l'antenne de réception	(dB)	
pour un diamètre (m) de: 0,61		21,5
1,22		27,5
1,83		31
2,44		33,5
Discrimination de l'antenne de réception où:	(dB)	$10,5 + 25 \log(\varphi/\varphi_0)$
φ : angle par rapport à l'axe du faisceau principal		
φ_0: angle entre les points à mi-puissance		
Rapport de protection contre les signaux du satellite	(dB)	50
Ouverture du faisceau de l'antenne de réception	(degrés)	12,8; 6,4; 4,3 et 3,2

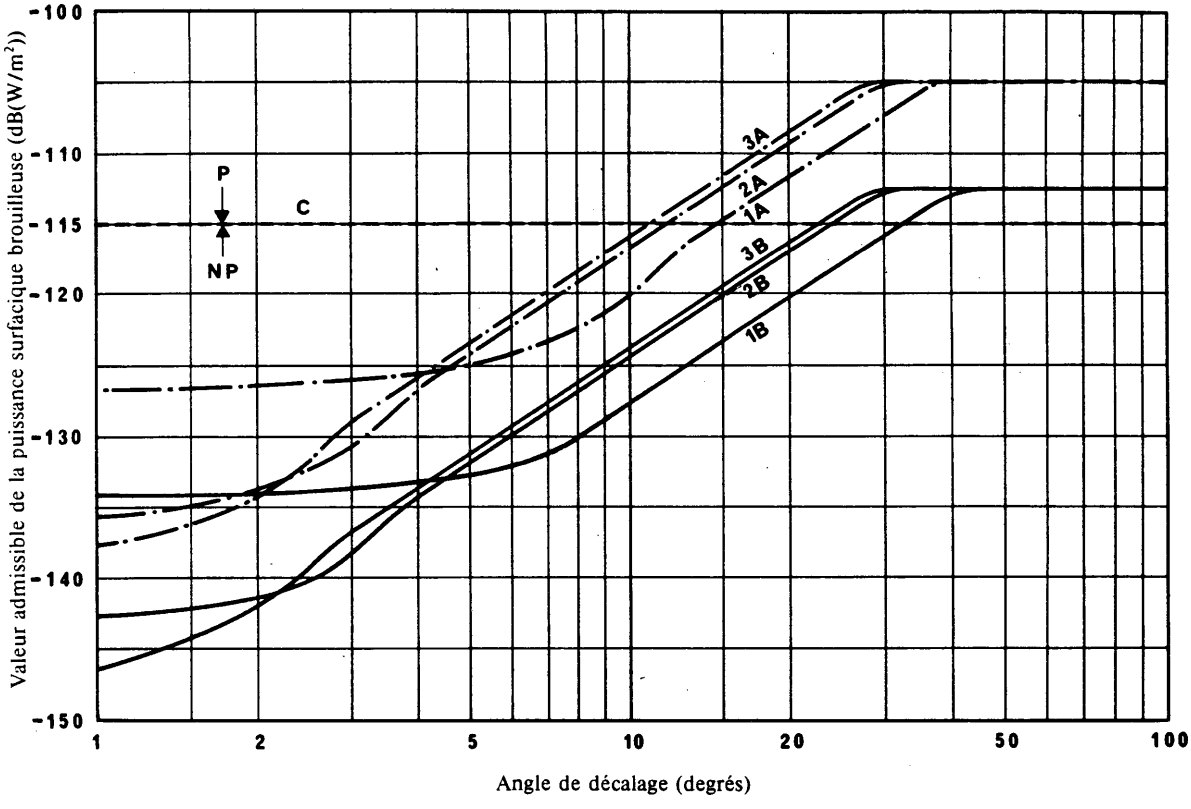


FIGURE 3 – *Valeur admissible de la puissance surfacique brouilleuse, en radiodiffusion par salellite, en fonction de l'angle de décalage (pour protéger le système ITFS)*

Courbe	Diamètre, D (m)	Facteur de bruit (dB)
1A	0,6	9
1B	0,6	3,5
2A	1,83	9
2B	1,83	3,5
3A	2,44	9
3B	2,44	3,5

Note. – Signal/bruit (S/N) = 43 dB et porteuse/brouillage (C/I) = 50 dB pour toutes les courbes.

C — — — — signal à protéger (puissance surfacique au centre du faisceau, – 115 dB(W/m²))
P : protégé
NP: non protégé

Dans le cas des Etats contigus des Etats-Unis d'Amérique, les angles de site des satellites dépassent presque toujours 30° pour les emplacements situés au milieu du continent. On notera en outre que l'angle de décalage (entre le faisceau principal de l'antenne de la station terrienne de radiodiffusion par satellite et l'antenne d'une station de Terre) ne sera jamais inférieur à l'angle de site dans la direction du satellite, quel que soit l'azimut du système de Terre. En conséquence, comme le montre la Fig. 3, un système de radiodiffusion par satellite ne causerait pas de brouillage à un système ITFS dans lequel le rapport signal sur bruit est de 43 dB et dont les caractéristiques ont les valeurs indiquées au Tableau III, même si le facteur de bruit du récepteur s'abaisse jusqu'à 3,5 dB (comme on peut le voir en examinant les courbes 1A, 2A, 3A, 1B, 2B et 3B).

Des systèmes ITFS qui auraient des objectifs supérieurs pour le rapport signal/bruit, disons de 45 ou de 49 dB, seraient protégés contre les brouillages même avec des décalages angulaires encore plus petits. Pareillement, des rapports de protection inférieurs, qui seraient éventuellement acceptables dans le cas de signaux brouilleurs du SRS ayant une excursion crête-à-crête supérieure (comme exposé au § 1.6 du Rapport 634) permettraient d'obtenir le niveau de protection désiré avec des décalages angulaires plus petits.

4.1.3.2 *Protection de la télévision par satellite*

Si la puissance surfacique d'un système ITFS ne dépasse pas -115 dB(W/m^2) comme le montre la Fig. 4 à l'emplacement d'une installation terrienne pour réception communautaire, il n'y aura pas de brouillage. Cette protection est réalisable pour un angle de site minimal du satellite de 31°.

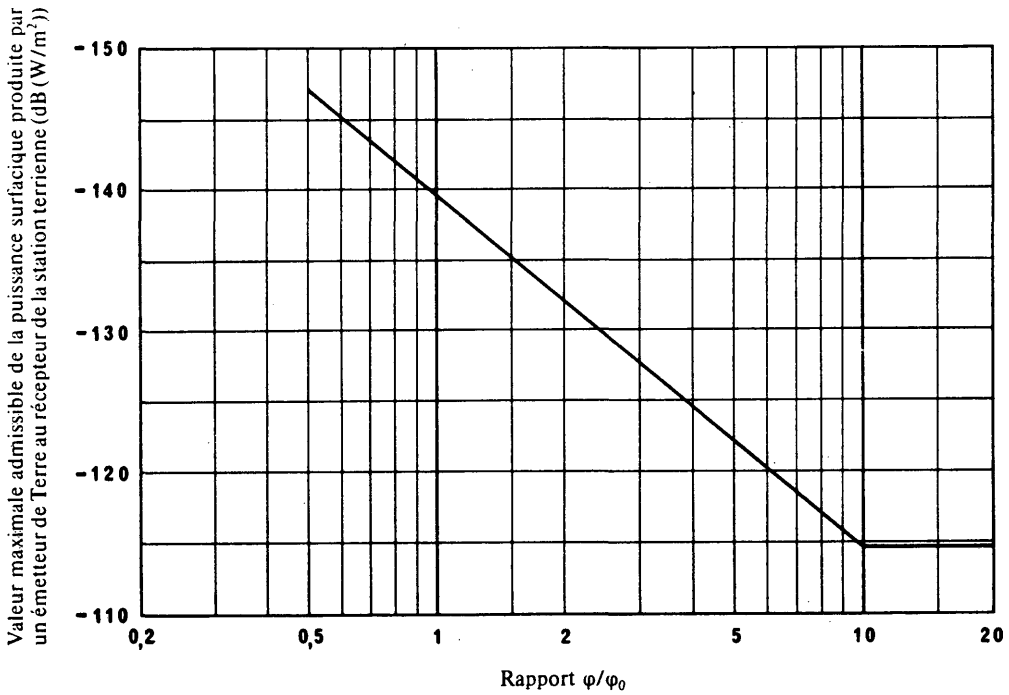


FIGURE 4 – *Exemple de valeur maximale admissible de la puissance surfacique produite par des émetteurs de station de Terre pour la protection des récepteurs des stations terriennes du service de radiodiffusion par satellite*
(ITFS à 2,6 GHz)

φ : direction du satellite par rapport à l'axe du faisceau principal de l'antenne de réception du service de Terre

φ_0 : ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne de réception du service de Terre

La Fig. 5 montre que la distance de séparation nécessaire entre l'installation terrienne de réception et l'émetteur ITFS, pour plusieurs valeurs de la puissance surfacique ITFS et de l'angle de discrimination, est comprise entre 60 km et des valeurs supérieures à 140 km, en admettant qu'il n'existe pas d'écran de terrain. Ces valeurs ont été calculées à partir de la formule suivante:

$$E_t(d, r) = p.i.r.e._t - 10 \log (4\pi d^2) - L_t(d, r) + 145{,}8 \qquad (4)$$

où:

$E_t(d, r)$: signal émis par l'émetteur de Terre (dB(μV/m)) à la distance d, avec une probabilité r%;

d : distance à partir de l'émetteur de Terre;

$L_t(d, r)$: excédent d'affaiblissement par rapport aux pertes par étalement à la distance d, non dépassé pendant r% du temps (valeur supposée 1%).

Il est à noter que, dans cet exemple, on a utilisé un rapport de protection de 30 dB, conformément au Rapport 634 et la valeur de $L_t(d, r)$ est conforme au Rapport 569, et suppose une valeur de $H = 200$ m.

Les distances de séparation indiquées dans la Fig. 5 sont théoriques et correspondent aux cas les plus défavorables. On a pu faire certaines observations du brouillage causé par les émetteurs ITFS à des récepteurs analogues aux récepteurs que pourrait utiliser le service de radiodiffusion par satellite. Les valeurs du brouillage ont été obtenues au cours d'expériences effectuées avec le satellite ATS-6 et une multiplicité de petites installations de réception, dont certaines étaient situées à proximité d'émetteurs ITFS ou en différents emplacements compris dans les lobes de rayonnement d'antenne de ces émetteurs.

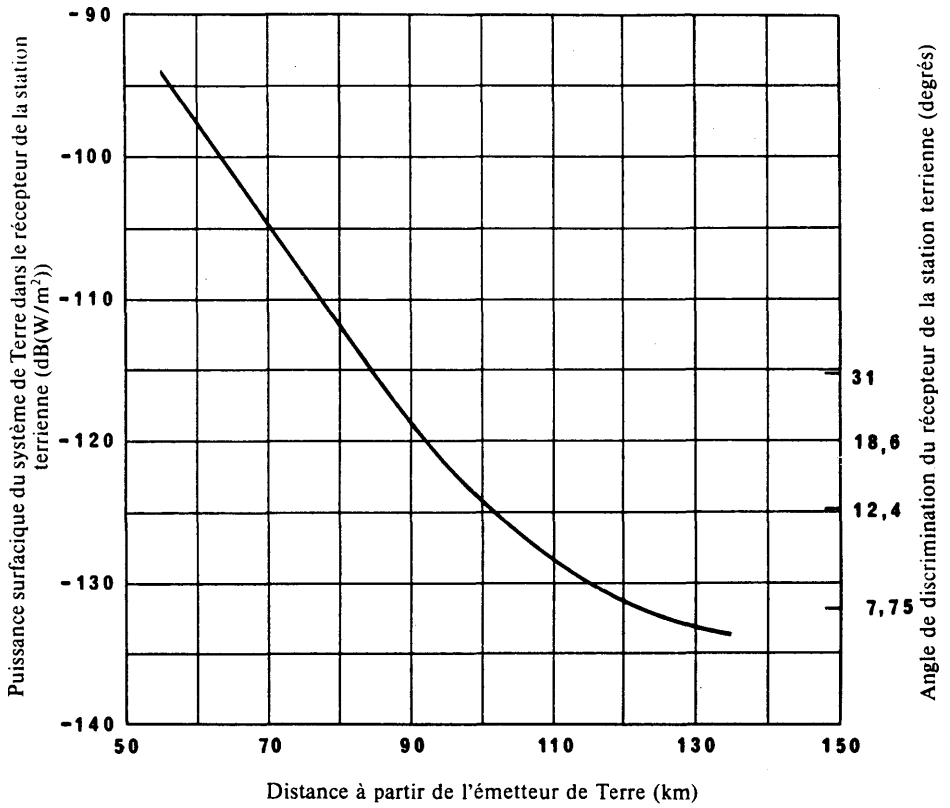


FIGURE 5 – *Exemple de distance de protection d'un récepteur de station terrienne contre les brouillages dûs à un émetteur du service de Terre*
(ITFS à 2,6 GHz)
P.i.r.e.: 20 dBW

Dans plusieurs cas, les distances réelles de séparation et les angles de discrimination n'étaient pas suffisants pour assurer une réception exempte de brouillage selon les critères indiqués dans le présent Rapport, mais aucun brouillage n'a cependant été signalé même lorsque les récepteurs se trouvaient situés à proximité de l'émetteur ou presque dans le faisceau principal de l'antenne de l'émetteur.

Ces observations ne sont pas suffisamment précises ou complètes pour justifier des modifications des méthodes de calcul exposées dans ce Rapport, mais elles indiquent toutefois que les méthodes appliquées jusqu'à présent conduisent à des sous-estimations et que les emplacements et les zones exempts de brouillage sont peut-être plus nombreux que ne l'indiquent les courbes de ce Rapport.

Les résultats et les conclusions exposés dans la présente section sont fondés sur les considérations théoriques. Pour confirmer les prévisions, il convient de procéder à des mesures précises du brouillage au voisinage des systèmes de Terre dans la bande 2500 à 2690 MHz.

4.2 *Dispersion d'énergie*

L'utilisation de la dispersion de l'énergie dans la bande des 2,6 GHz, a été étudiée par une administration. Les calculs de la largeur de bande nécessaire et du rapport signal/bruit correspondant conduisent à la conclusion que le fonctionnement de la radiodiffusion par satellite à 2,6 GHz, avec petites antennes de réception, peut subir des restrictions importantes du fait de la nécessité de prévoir une dispersion de l'énergie.

4.3 *Partage avec le service de radioastronomie*

Le Rapport 224 examine le partage des fréquences entre le service de radioastronomie et le service de radiodiffusion par satellite. Les possibilités d'un partage géographique dans la bande partagée sont à explorer. Il importe que les administrations, quand elles procèdent à des assignations, ne perdent pas de vue les difficultés soulevées par la transmission dans la bande adjacente, difficultés qui sont analysées dans les Rapports 224 et 807.

5. Partage dans la bande 11,7 à 12,75 GHz

On trouvera ci-après les conditions à remplir pour un partage des fréquences dans la bande des 12 GHz entre le service de radiodiffusion par satellite et le service de radiodiffusion de Terre. La question du partage entre le service de radiodiffusion par satellite et le service fixe par satellite dans la bande 11,7 à 12,2 GHz (pour la Région 2) est traitée dans le Rapports 561 et 809.

Dans certaines zones climatiques, l'affaiblissement résultant de la pluie peut exiger des marges d'affaiblissement contre les effets des précipitations plus élevées pour obtenir une meilleure fiabilité de service. Cette marge devrait être prise en considération dans les problèmes de partage.

5.1 *Conditions pour protéger des systèmes de Terre contre le brouillage causé par des satellites de radiodiffusion*

5.1.1 *Considérations générales*

Dans le Rapport 215, on indique que la largeur de bande d'une émission de télévision 625 lignes par satellite est de 27 MHz. Lorsqu'aucun signal vidéo n'est présent ou lorsque le signal vidéo présente certaines répétitions, la puissance peut se rassembler sous forme de pointes d'énergie. Etant donné que certains services de Terre risquent d'être affectés par la densité spectrale de puissance plutôt que par la puissance totale de brouillage, il est important d'essayer de rapporter la puissance d'une émission de radiodiffusion par satellite à la puissance dans différentes largeurs de bande. Cela conduit à envisager l'application de la dispersion d'énergie à l'émission du satellite de radiodiffusion ou au service qui subit le brouillage.

Pour les systèmes de téléphonie MRF-MF analogique de Terre, dans lesquels on se fonde sur une largeur de bande de 4 kHz lorsqu'on évalue les niveaux de brouillages, les bénéfices obtenus de la dispersion d'énergie sont sensibles. Des études de la dispersion d'énergie en radiodiffusion par satellite ont révélé l'existence de valeurs de dispersion «naturelle» de l'ordre de 10 dB [CCIR, 1974-78a, b et c].

La Conférence administrative mondiale des radiocommunications de radiodiffusion par satellite (Genève, 1977) a adopté pour le Plan l'utilisation de la dispersion de l'énergie pour le service de radiodiffusion par satellite, en spécifiant la valeur 600 kHz. En incorporant dans le Règlement des radiocommunications le Plan du service de radiodiffusion par satellite adopté par la CARR SAT-83, la CAMR ORB-85 a précisé que la dispersion d'énergie doit être utilisée de telle sorte que la densité spectrale de puissance surfacique mesurée dans une largeur de bande de 4 kHz soit réduite de 22 dB par rapport à la mesure faite dans la largeur de bande intégrale. Cette diminution correspond à une excursion crête-à-crête approximativement égale à 600 kHz.

Avec une telle valeur, l'avantage pour les systèmes de Terre qui transmettent des signaux de télévision semble être négligeable. L'effet subjectif d'un signal MF avec dispersion d'énergie sur un signal de télévision MA se traduit en fait par une réduction du rapport de protection d'environ 1,5 dB par MHz de l'excursion crête-à-crête du signal transmis avec dispersion de l'énergie (voir le Rapport 634).

Il est peu probable que la dispersion de l'énergie sera utilisée de manière intensive par les services de Terre tels que le service fixe.

On peut obtenir la puissance surfacique dans une largeur de bande de 4 kHz de l'émission d'un satellite de radiodiffusion simplement en soustrayant la valeur appropriée indiquée dans le Tableau IV de la puissance surfacique totale dans la largeur de bande de 27 MHz.

TABLEAU IV — *Avantage procuré par la dispersion d'énergie pour une bande de 4 kHz*

Condition de dispersion	Dispersion d'énergie crête-à-crête (dB)
Dispersion naturelle (crête-à-crête)	10
Dispersion à 600 kHz (CAMR-RS)	22
Dispersion à 1 MHz	25
Dispersion à 2 MHz	27
Dispersion à 4 MHz	30

Un supplément de protection, qui est fonction du spectre de l'émission d'un satellite de radiodiffusion, peut être obtenu en décalant, dans certaines circonstances, les canaux de Terre par rapport aux canaux du satellite de radiodiffusion. On ne pourra bien entendu obtenir cette protection que si l'émission de Terre a une largeur de bande égale ou inférieure à l'espacement entre les canaux de radiodiffusion par satellite; la protection réellement obtenue sera fonction du spectre des deux signaux. Des études complémentaires sont nécessaires pour obtenir des valeurs numériques mais on peut situer celles-ci entre 0 et 10 dB compte tenu des facteurs susmentionnés. Etant donné que le Rapport 634 indique que la dispersion d'énergie a un effet défavorable sur les rapports de protection des canaux adjacents, il s'ensuit que la dispersion d'énergie peut avoir un effet défavorable sur la protection des services de Terre si l'on décale leurs émissions par rapport à celles des satellites de radiodiffusion.

La CAMR-RS-77 et la CARR SAT-83 ont adopté la polarisation circulaire pour le service de radiodiffusion par satellite. Les systèmes de Terre qui utilisent la polarisation rectiligne ne devraient pas s'attendre à une discrimination de polarisation supérieure à 3 dB.

5.1.2 *Brouillage causé au service de radiodiffusion de Terre par le service de radiodiffusion par satellite*

Dans le présent paragraphe, le brouillage causé à un récepteur de radiodiffusion de Terre par l'émetteur d'un satellite de radiodiffusion est traité comme le dépeint la Fig. 6. Cette figure montre les deux principaux éléments qui entrent alors en jeu: la discrimination angulaire due à la directivité de l'antenne de l'émetteur du satellite (qui peut être exprimée en fonction de l'angle, φ par rapport à l'axe) et la discrimination de l'antenne du récepteur de Terre (qui peut être exprimée en fonction de l'angle d'arrivée, θ).

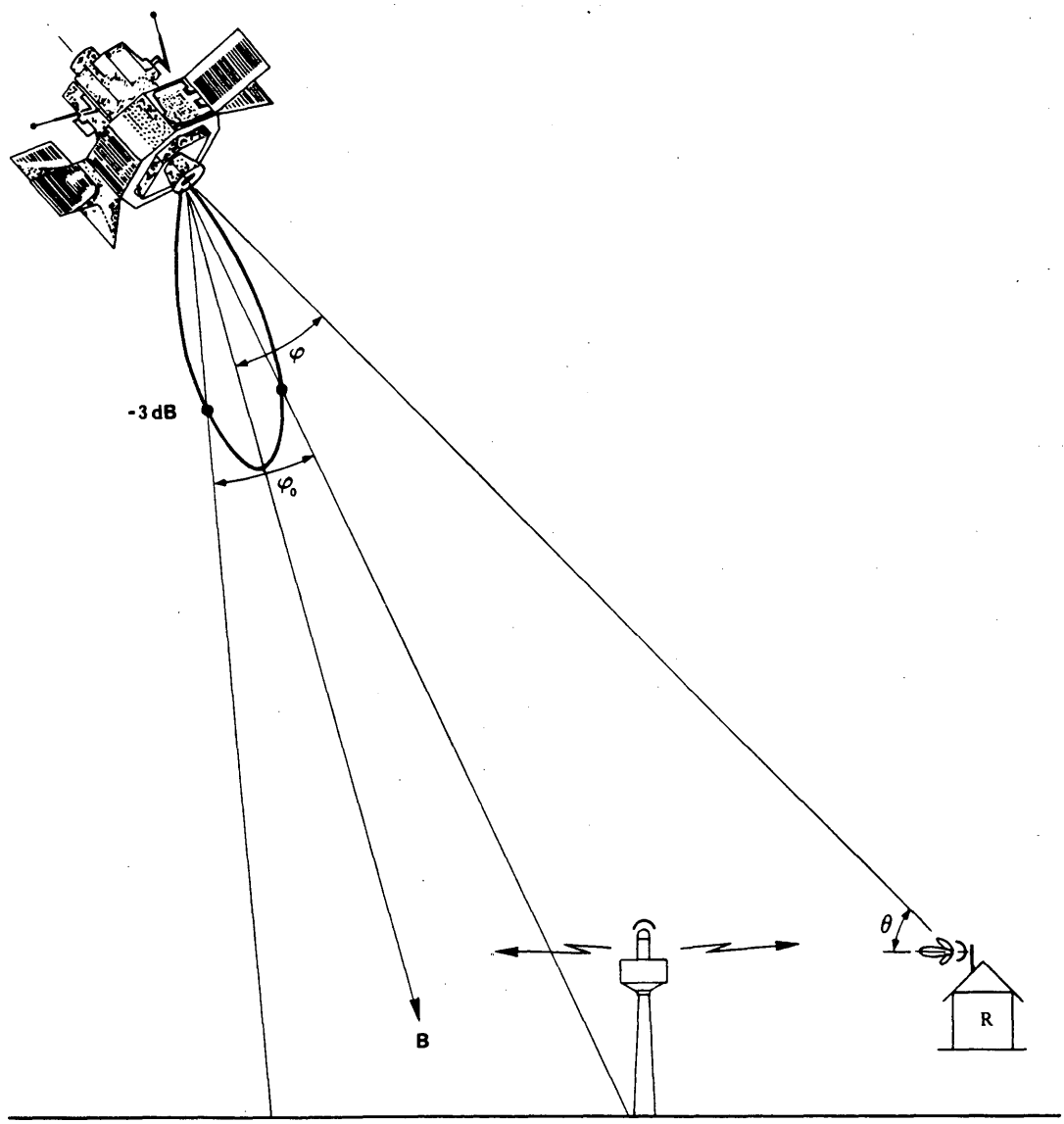


FIGURE 6 — *Brouillage causé à un récepteur de radiodiffusion de Terre par l'émetteur d'un satellite de radiodiffusion*

φ : Angle par rapport à l'axe principal de l'antenne du satellite

B : Axe du faisceau

θ : Angle d'arrivée

R : Récepteur de terre

Pour illustrer les principes sur lesquels est fondé ce modèle de partage, on admet que le centre du faisceau indiqué dans la Fig. 6 est dirigé vers un point situé à 40° Nord et que l'ouverture du faisceau de l'antenne du satellite est de 2°. La puissance surfacique, pour cette longitude, est représentée dans la Fig. 7 par la ligne en trait plein. Les différentes valeurs obtenues résultent de la discrimination de l'antenne du satellite. La ligne en tirets indique, dans le cas d'un faisceau hertzien transmettant des programmes de télévision (ligne 2 du Tableau V), la puissance surfacique brouilleuse que l'on peut admettre. Les diverses valeurs indiquées sont le résultat de la discrimination d'antenne du faisceau hertzien. Lorsque la ligne en tirets se trouve au-dessus de la ligne en trait plein, le partage est possible quelle que soit la direction azimutale du récepteur de Terre. En revanche, lorsque la ligne en trait plein est au-dessus de la ligne en tirets, le partage n'est possible que lorsqu'on déplace, d'une valeur appropriée, l'azimut de l'antenne du faisceau hertzien par rapport à la position du satellite sur l'orbite géostationnaire. Cet exemple est représenté à la Fig. 8 sous forme d'une carte de contours. Dans cet exemple particulier de système de Terre, le partage est possible dans les parties non hachurées, sans restriction. Dans les parties hachurées, le partage n'est possible que sous réserve de certaines restrictions quant à la direction de pointage de l'antenne du faisceau hertzien.

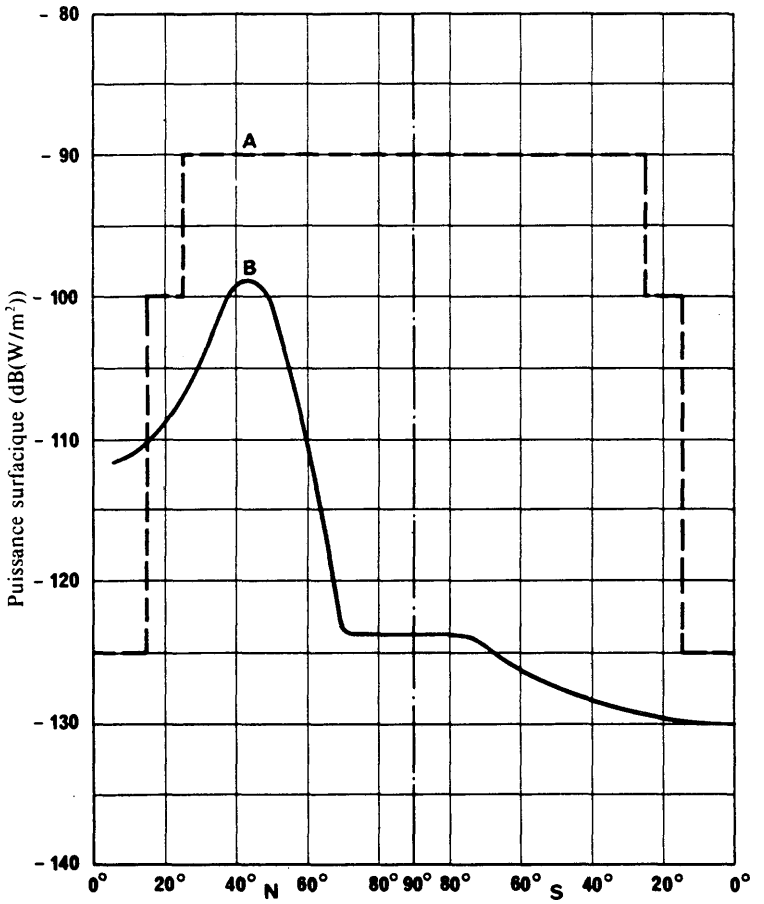


FIGURE 7 – *Exemple pour le modèle 2 montrant la possibilité de partage des fréquences entre un satellite de radiodiffusion pour réception individuelle et un faisceau hertzien de télévision*

——— Puissance surfacique due au satellite de radiodiffusion; pointage du faisceau du satellite à 40° N ouverture du faisceau de l'antenne du satellite = 2°

– – – – Puissance surfacique brouilleuse maximale admissible dans un faisceau hertzien de télévision (exemple dans [CCIR, 1974-78e]).

—·—·— Equateur

Courbe A: système de Terre
B : satellite

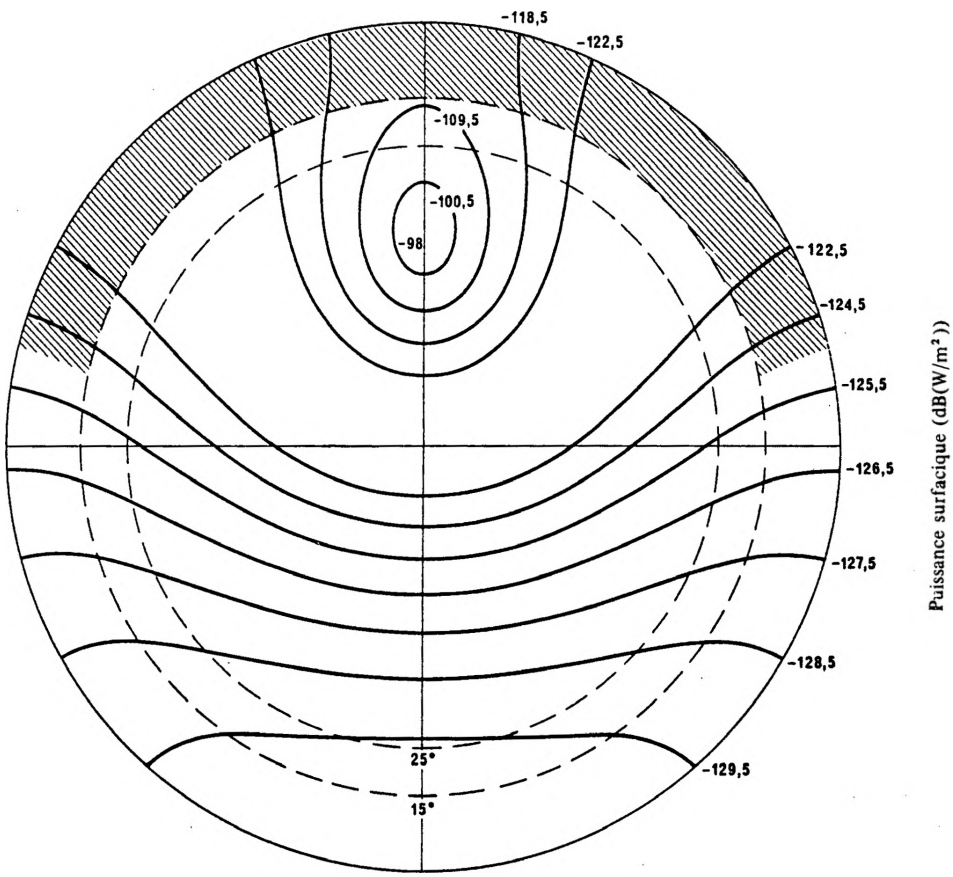


FIGURE 8 – *Puissance surfacique d'un satellite de radiodiffusion ayant un faisceau de 2° pointé vers 40° de latitude Nord*

Note. – Les zones hachurées du diagramme représentent la zone de la surface de la Terre dans laquelle la valeur maximale acceptable de la puissance surfacique brouilleuse est dépassée dans un faisceau hertzien de télévision (limites tirées de [CCIR, 1974-78f]).

TABLEAU V – *Exemples de puissances surfaciques brouilleuses admissibles pour des systèmes fonctionnant dans la bande des 12 GHz*

(Tirés de [CCIR, 1974-78a])

Système utile	Pourcentage du temps	Puissance surfacique maximale brouilleuse (dB(W/m²)) pour un angle d'arrivée de 0° par rapport à l'axe principal de l'antenne du service de Terre	Discrimination d'antenne par rapport à l'axe (1)
1	2	3	4
Faisceau hertzien en visibilité directe à modulation de fréquence transmettant des liaisons téléphoniques (3)	99,9	—128/4 kHz (2) pour un angle d'arrivée quelconque	$35-25 \log \varphi$
Faisceau hertzien à modulation de fréquence en visibilité directe transmettant des programmes de télévision (3)	99,9	—125/5 MHz	$10,5+25 \log (\varphi / \varphi_0)$
Faisceau hertzien multivoie à modulation d'amplitude en visibilité directe transmettant des programmes de télévision (3)	99,9	—134/5 MHz	$10,5+25 \log (\varphi / \varphi_0)$
Radiodiffusion sonore ou visuelle de Terre à modulation d'amplitude	99	—130/5 MHz	$9+20 \log (\varphi / \varphi_0)$
Radiodiffusion sonore ou visuelle de Terre à modulation de fréquence	99	—130/27 MHz	$9+20 \log (\varphi / \varphi_0)$
Radiodiffusion par satellite (réception individuelle)	99	—131/27 MHz	$-(9+20 \log (\varphi / \varphi_0))$ (2) pour $0,707 \varphi_0 < \varphi \leq 1,26 \varphi_0$ $-(8,5+25 \log (\varphi / \varphi_0))$ pour $1,26 \varphi_0 < \varphi \leq 9,55 \varphi_0$

(1) Gain d'antenne hors axe.

(2) Voir le Rapport 810.

(3) Pour plus de renseignements sur les caractéristiques de ces systèmes, voir le Rapport 608 (Kyoto, 1978).

Il convient de noter que dans l'exemple ci-dessus on n'envisage que le cas d'un seul faisceau de satellite. Alors qu'un faisceau de 2° à une latitude de 40° Nord est considéré comme un cas défavorable, la zone géographique précise pour laquelle le partage est possible dépend du résultat du plan d'assignation de fréquence/position orbitale réellement établi. La zone géographique dépend aussi pour beaucoup de la sensibilité des services de Terre utilisant la bande considérée.

L'exemple ci-dessus s'applique à une seule valeur d'ouverture de faisceau de l'antenne du satellite. On peut exprimer d'une manière plus générale les normes de partage s'appliquant à une valeur quelconque de l'ouverture du faisceau d'un satellite; ce cas est illustré par l'exemple ci-après d'un système de radiodiffusion de Terre [CCIR, 1974-78d].

Dans l'exemple, la valeur du rapport de protection nécessaire, PR_0, pour un brouillage tout juste perceptible, est de 56 dB (signal utile: MA-BLR, 625 lignes, signal brouilleur: MF, excursion de fréquence nominale crête-à-crête, 8 MHz). Toutefois, compte tenu de l'effet de masque du brouillage produit par le bruit erratique, une valeur plus faible, PR_1, pour le rapport de protection, calculée d'après la formule:

$$PR_1 = PR_0 - (49 - S/N) \tag{5}$$

a été adoptée dans les calculs, où S/N est le rapport signal de luminance crête-à-crête/bruit quadratique moyen pondéré, dépassé pendant 99% du temps à la limite de la zone de couverture du système de radiodiffusion de Terre. On suppose que le rapport signal/bruit est de 39 dB.

On a ainsi:

$$PR_1 = 56 - (49 - 39) = 46 \text{ dB} \tag{6}$$

La puissance surfacique minimale du signal utile à la limite de la zone de couverture du système de radiodiffusion de Terre, dépassée pendant 99% du temps est de $-85{,}5$ dB(W/m^2). Ainsi, la puissance surfacique brouilleuse d'un signal arrivant de la direction la moins favorable dans le plan horizontal ne doit pas dépasser $-131{,}5$ dB(W/m^2).

En admettant qu'une puissance surfacique type produite sur la surface de la Terre par le satellite de radiodiffusion au centre du faisceau est, par temps clair, de -98 dB(W/m^2), il faut une discrimination d'environ 33,5 dB.

On admet que les lobes latéraux des antennes de réception du système de radiodiffusion de Terre sont conformes à la courbe de référence A figurant dans le Rapport 810, Fig. 2. Les valeurs du gain d'antenne déterminées d'après cette courbe de référence sont indiquées dans le Tableau VI.

Il ressort du Tableau VI que la discrimination requise de 33,5 dB ne peut être obtenue par la directivité de l'antenne de réception dans le seul système de radiodiffusion de Terre. Ainsi, l'utilisation d'un même canal entre un service de Terre utilisant la modulation d'amplitude et un satellite de radiodiffusion n'est pas possible dans la zone de service du satellite de radiodiffusion.

TABLEAU VI – *Gain et discrimination angulaire pour les antennes de réception du système de radiodiffusion de Terre*

Angle par rapport à l'axe (θ) (degrés)	Gain d'antenne (dB)	
	Par rapport à une antenne isotrope	Par rapport au gain maximal dans le lobe principal (34,5 dB)
10	13,5	−21,0
15	8,0	−26,5
20	5,5	−29,0
25	3,0	−31,5
⩾ 29,65	1,5	−33,0

Toutefois, en dehors de la zone de service du satellite de radiodiffusion, on obtient une discrimination angulaire supplémentaire en raison de la directivité de l'antenne de l'émetteur du satellite de radiodiffusion (voir la Fig. 6).

On admet que le gain relatif de l'antenne d'émission du satellite de radiodiffusion est conforme à la courbe A de la Fig. 1 du Rapport 810. La valeur de φ/φ_0 (Fig. 6) nécessaire pour obtenir un supplément suffisant de discrimination angulaire a été calculée et fait l'objet du Tableau VII.

TABLEAU VII – *Valeur nécessaire pour la discrimination angulaire supplémentaire de l'antenne de l'émetteur du satellite de radiodiffusion*

Angle de site du satellite de radiodiffusion au point de réception (degrés)	Valeur nécessaire de la discrimination angulaire de l'antenne de l'émetteur du satellite (dB)	Valeur nécessaire de φ/φ_0
10	12,5	0,98
15	7,0	0,60
20	4,5	0,54
25	2,0	0,33
$\geqslant 29{,}65$	0,5	0,25

Dans un autre exemple de système de radiodiffusion de Terre, pour lequel on admet que la puissance surfacique minimale, à la limite de la zone de service est de $-78{,}2$ dB(W/m^2), on peut tolérer une puissance surfacique brouilleuse arrivant de la direction la moins favorable dans le plan horizontal et ne dépassant pas $-124{,}2$ dB(W/m^2). Cette valeur permet le partage pour des zones géographiques plus étendues que l'indique l'exemple du Tableau VII.

D'autres exemples figurent dans les docs. [CCIR, 1974-78g, h, i, j et k].

Des expériences, réalisées au Japon avec des signaux de télévision NTSC à 525 lignes [CCIR, 1978-82a], ont montré que les signaux de radiodiffusion par satellite ne causaient pas de brouillage préjudiciable à un système de radiodiffusion de Terre MA-BLR à 12 GHz, dans la zone de couverture de celui-ci même s'il y avait chevauchement entre les canaux, si la puissance surfacique du satellite BSE était de -106 dB(W/m^2) (pour un angle de site d'environ 40°) tandis que, pour le service de Terre, on admettait une portée maximale correspondant à une puissance surfacique de -70 dB(W/m^2).

5.1.3 *Brouillage causé à un récepteur du service fixe par l'émetteur d'un satellite de radiodiffusion*

Les émissions des satellites de radiodiffusion peuvent être cause de brouillage pour les faisceaux hertziens de Terre. La puissance surfacique produite à la surface de la Terre par une station spatiale quelconque du service de radiodiffusion par satellite sur le territoire d'autres pays est limitée à une valeur de l'ordre de -128 dB(W/(m^2 · 4 kHz)) quel que soit l'angle d'arrivée.

Dans ces conditions, on peut imposer au choix du trajet d'un faisceau hertzien des restrictions telles que la puissance de brouillage totale dans une voie téléphonique du faisceau hertzien de référence comportant 50 stations de relais ne dépasse pas 1000 pW lorsque la puissance surfacique produite à la surface de la Terre est égale à -128 dB(W/(m^2 · 4 kHz)), quel que soit l'angle d'arrivée.

On utilise dans les calculs l'approximation suivante:

$$P = P_{tn} \cdot W \cdot (G(\theta)/S_i)^* \qquad (7)$$

où:

W: puissance surfacique admissible à la surface de la Terre, soit en l'occurrence: -128 dB(W/(m^2 · 4 kHz));

P: puissance de brouillage à la sortie d'une voie téléphonique (W);

P_{tn}: puissance de bruit thermique dans une voie téléphonique (W); on admet qu'elle est de 20 pW;

* Il faut veiller à ce que les unités utilisées dans les calculs soient cohérentes.

$G(\theta)$: gain de l'antenne de réception du faisceau hertzien dans la direction d'arrivée du signal brouilleur d'une station spatiale.

On a:

$$10 \log G(\theta) = 35 - 25 \log (\theta)$$

$S_i = 4\pi kTB/\lambda^2$

$k = 1{,}38 \times 10^{-23}$

$\lambda = 2{,}5$ cm

$T = 890$ K

$B = 4$ kHz

Comme le montrent les calculs, avec les hypothèses faites, la puissance de brouillage totale ne dépasse pas 1000 pW, si, par exemple, la direction d'une antenne de réception de faisceau hertzien diffère de celle du satellite brouilleur de 3° et si la direction des autres antennes diffère de celle des stations spatiales brouilleuses de 16° ou encore si la direction de toutes les antennes diffère de celle des stations spatiales brouilleuses d'environ 13°.

Les limites indiquées peuvent être respectées pour des latitudes basses ou élevées. De plus, il va de soi que les restrictions applicables au choix des trajets de faisceaux hertziens diffèrent selon la latitude.

5.1.3.1 *Brouillage causé aux faisceaux hertziens de Terre MRF-MF*

Comme l'indique une étude effectuée aux Etats-Unis [Akima, 1980] et dont est extraite une grande partie du présent paragraphe, nombre de systèmes téléphoniques MRF-MF à courte distance du service fixe sont, aux Etats-Unis, exploités dans cette bande.

Les largeurs de bandes types des récepteurs sont de 12 MHz et de 20 MHz. Dans un système téléphonique MRF-MF, la dégradation de la qualité de fonctionnement du système due à un signal brouilleur dépend de la densité spectrale de puissance du signal brouilleur, ainsi que de la puissance totale de ce signal. Même si la puissance totale du signal brouilleur est si faible que le système MRF-MF continue à fonctionner au-dessus du seuil spécifié dans son cas, la qualité de certaines voies téléphoniques peut être sérieusement dégradée quand la densité spectrale de puissance du signal brouilleur y est très élevée.

Nous comparerons d'abord la puissance totale du signal brouilleur de la station spatiale de radiodiffusion avec la puissance totale de bruit. Celle-ci est de -123 dBW dans une bande de 12 MHz et de -121 dBW dans une bande de 20 MHz. Ces valeurs dépassent de plusieurs décibels la valeur de -127 dBW qui est, dans le cas le plus défavorable donné dans le Tableau VIII, celle de la puissance du signal brouilleur de la station spatiale de radiodiffusion. Ce tableau montre la valeur *maximale* de puissance du signal de radiodiffusion par satellite reçu dans un récepteur du service fixe, pour différentes valeurs de l'angle par rapport à l'axe et pour différents diamètres d'antenne de réception. Les valeurs données dans ce tableau ont été obtenues pour le diagramme de référence du Rapport 614 et pour une densité spectrale (Région 2) de -102 dB(W/m^2) pendant au moins 99% du mois le plus défavorable. On suppose que les puissances brouilleuses types sont de 3,8 dB inférieures à ces valeurs maximales, sur la base des variations de la densité spectrale entre zones du service de radiodiffusion par satellite indiquées dans le Plan (CAMR-RS-77) pour les Régions 1 et 3. Ces variations sont probablement semblables à celles que l'on observera dans les plans d'allotissement. Dans ce cas, l'ensemble de la puissance totale de bruit et de la puissance du signal brouilleur ne dépasse qu'au plus d'un décibel la seule puissance de bruit. En conséquence, l'exploitation du système utile MRF-MF doit demeurer dans tous les cas au-dessus du seuil si ce système est conçu avec une valeur raisonnable de la marge applicable au rapport signal/bruit (S/N).

TABLEAU VIII – *Valeur maximale de la puissance du signal de radiodiffusion par satellite reçu par un récepteur du service fixe (θ représente l'angle par rapport à l'axe et D représente le diamètre de l'antenne de réception du service fixe)*

(Une valeur de bruit de 10 dB à la réception est admise comme hypothèse)

θ (degrés)	Puissance du signal (dBW)				
	$D = 0{,}6$ m	1,0	1,5	2,0	⩾2,41
20	−134,5	−136,7	−138,4	−139,7	−140,0
15	−131,4	−133,6	−135,3	−136,6	−137,4
10	−127,0	−129,2	−130,9	−132,2	−133,0

On compare ensuite la densité spectrale de puissance du signal brouilleur avec celle du bruit. La CAMR-RS-77 spécifie que la dispersion d'énergie qui correspond à une excursion crête-à-crête de 600 kHz doit être utilisée pour les satellites de radiodiffusion dans le Plan de Genève pour les Régions 1 et 3. En incorporant le Plan de la CARR SAT-83 pour la Région 2 dans le Règlement des radiocommunications, la CAMR ORB-85 a précisé qu'il est nécessaire d'utiliser la dispersion d'énergie conformément aux indications données dans le § 5.1.1. On suppose donc que, pour le cas le plus défavorable, la puissance totale du signal de radiodiffusion par satellite est contenue dans une largeur de bande de 600 kHz.

Dans une largeur de bande de 600 kHz, on estime la puissance de bruit à $-134 + 10 \log 0{,}6 = -136{,}2$ dBW, y compris un bruit de récepteur de 10 dB. Puisque cette valeur est à peu près du même ordre de grandeur que celle de la puissance du signal de radiodiffusion par satellite indiquée dans le Tableau VIII, l'effet du signal brouilleur de radiodiffusion par satellite n'est pas jugé négligeable. Dans une voie téléphonique, la puissance de bruit dans la bande de base est, après démodulation, supérieure de 3 dB (bruit plus brouillage) à ce qu'elle serait en ne comptant que le bruit, quand la densité spectrale de puissance du signal brouilleur est égale à celle du bruit. Les Tableaux IX et X montrent l'augmentation de la puissance du bruit dans la bande de base sous l'effet du signal brouilleur de radiodiffusion par satellite, calculé à l'aide du Tableau VIII. Les Tableaux IX et X montrent la relation entre, l'angle par rapport à l'axe du faisceau pour le satellite de radiodiffusion et le faisceau principal de l'antenne de réception du service fixe, le diamètre de l'antenne de réception du service fixe, et enfin la marge nominale contre les brouillages dans un système du service fixe. Dans le cas le plus défavorable où $\theta = 10°$ et $D = 0{,}6$ m, considéré dans le Tableau X, il faut une marge de 10 dB. La marge nécessaire décroît à mesure qu'augmente l'angle par rapport à l'axe et/ou le diamètre de l'antenne. A l'emplacement de réception, où l'angle de site du satellite de radiodiffusion est de 20°, la marge est inférieure à 4 dB, quel que soit le diamètre de l'antenne. Lorsque celui-ci est égal ou supérieur à 2,4 m, la marge pour la protection du système du service fixe est inférieure à 5 dB même si l'angle de site est de 10°.

TABLEAU IX – *Augmentation de la puissance de bruit dans la bande de base sous l'effet d'un signal brouilleur de radiodiffusion par satellite. (On a utilisé des valeurs types de la puissance du signal de radiodiffusion par satellite inférieures de 3,8 dB à celles indiquées dans le Tableau VIII. θ représente l'angle par rapport à l'axe et D représente le diamètre de l'antenne du récepteur du service fixe)*

θ (degrés)	Augmentation de la puissance de bruit dans la base (dB)				
	$D = 0{,}6$ m	1,0	1,5	2,0	⩾2,41
20	2,1	1,4	1,0	0,7	0,7
15	3,5	2,4	1,8	1,4	1,2
10	6,5	4,9	3,8	3,1	2,7

TABLEAU X – *Augmentation de la puissance de bruit dans la bande de base sous l'effet du signal brouilleur de radiodiffusion par satellite. (On a utilisé les valeurs maximales de la puissance du signal de radiodiffusion par satellite indiquées dans le Tableau VIII. θ représente l'angle par rapport à l'axe et D représente le diamètre de l'antenne du récepteur du service fixe)*

θ (degrés)	Augmentation de la puissance de bruit dans la bande de base (dB)				
	$D = 0{,}6$ m	1,0	1,5	2,0	⩾2,41
20	3,9	2,8	2,0	1,6	1,5
15	5,3	4,5	3,5	2,8	2,5
10	9,3	7,8	6,4	5,5	4,9

5.1.3.2 *Brouillage causé à un système de faisceaux hertziens de télévision MF*

Un faisceau hertzien de télévision MF ne comportant qu'un petit nombre de bonds (cinq au maximum) est, dans cette bande, considéré comme un système du service fixe. Pour ce système, on admet que la largeur de bande du canal est de 27 MHz (aux Etats-Unis, le système du service fixe considéré dans le paragraphe précédent sert aussi à transmettre des signaux de télévision MF). L'étude du brouillage causé à un faisceau hertzien de télévision MF est, pour l'essentiel, la même que celle du brouillage causé à un système de téléphonie MRF-MF: il faut en effet prendre en considération aussi bien la puissance totale que la densité spectrale de puissance du signal brouilleur.

En ce qui concerne la puissance totale du signal brouilleur, les considérations exposées dans le paragraphe précédent au sujet du système de téléphonie MRF-MF demeurent valides. Même avec le signal brouilleur, le système continue à fonctionner au-dessus de son seuil.

Puisque, pour étudier les brouillages, on considère que le spectre de la puissance d'un signal de radiodiffusion par satellite est uniforme dans une largeur de bande de 600 kHz, les considérations exposées dans le paragraphe précédent au sujet du brouillage causé à un système de téléphonie MRF-MF restent également valables dans le cas du brouillage causé à un système de télévision MF. Le signal brouilleur de radiodiffusion par satellite entraîne dans une partie de la bande de base de télévision par satellite une augmentation de la densité spectrale de puissance (voir les Tableaux IX et X). Si la marge couvre l'augmentation indiquée, on considère que le brouillage est tolérable.

5.1.3.3 *Brouillage causé à des faisceaux hertziens de télévision MA-BLR*

Les conditions de protection de faisceaux hertziens TV utilisant la MA-BLR contre le brouillage par des satellites de radiodiffusion sont données dans le Rapport 789. La puissance surfacique brouilleuse maximale admissible ne devrait pas dépasser:

-134 dB(W/(m^2 · 5 MHz)) pour un angle d'arrivée $\theta = 0°$ (8)

$-134 + 10{,}5 + 25 \log (\theta/\theta_0)$ pour $\theta > \theta_0/2$ pour des gains de réception de 40,5 dBi (9)

La RPC pour la CARR SAT-83 a suggéré qu'à l'intérieur du faisceau principal de l'antenne de faisceau hertzien, une puissance surfacique de:

$$-134 + 12\,(\theta/\theta_0)^2 \text{ dB(W/(m}^2 \cdot 5 \text{ MHz))} \qquad \text{pour } 0 \leqslant \theta \leqslant \theta_0/2 \tag{10}$$

(où θ_0 est l'ouverture à mi-puissance de l'antenne de réception), pourrait convenir pour protéger des faisceaux hertziens avec les caractéristiques spécifiques admises dans le Rapport 789 et utilisant la MA-BLR.

Il n'existe à présent aucune méthode normalisée pour déterminer la puissance surfacique dans une bande aussi large que 5 MHz, bande de référence qui intéresse le service de radiodiffusion de Terre (à MA-BLR) et les faisceaux hertziens TV à MA-BLR. Dans l'hypothèse la plus défavorable, toute la puissance émise par le satellite du SRS serait contenue dans une bande de 5 MHz. On a souvent recours à des méthodes d'extrapolation de la puissance pour calculer cette valeur. Il conviendrait cependant de mettre au point et d'adopter une méthode normalisée.

Il est à prévoir que le grand espacement géographique entre la Région 2 et les zones de service des Régions 1 et 3 créera des conditions favorables à une coexistence du service fixe et du SRS.

A titre d'exemple, on a constaté que les valeurs de la puissance surfacique dans une largeur de bande de 4 kHz, mesurées sur le territoire du Sénégal (Région 1) et provenant d'un satellite placé de manière à desservir les parties situées le plus à l'ouest de la Région 2 (c'est-à-dire entre 65° O et 95° O pour le Brésil) sont situées à plus de 16 dB en dessous des limites indiquées dans l'Annexe 5 à l'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications, 1982. De même, pour des satellites limités à des positions sur l'orbite à l'est de 85° O, la protection du service de radiodiffusion à modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle du Sénégal est également assurée. Entre 85° O et 95° O, l'utilisation de faisceaux modelés et l'affaiblissement plus important découlant d'angles d'arrivée plus petits pourraient aussi conduire au respect de ces limites. Il convient de noter que l'on évitera probablement les positions à l'ouest de 86° O pour des satellites du SRS desservant la partie N-E du Brésil, étant donné que les faibles angles de site des stations terriennes de réception donneraient des valeurs élevées pour l'affaiblissement par la pluie.

Toutefois, il est très vraisemblable que les satellites du SRS de la Région 2 situés le plus à l'ouest causeraient un brouillage aux systèmes du SF dans la partie orientale de la Région 1.

La Fig. 9 donne à titre d'exemple, les valeurs de la puissance surfacique qui seraient produites dans la partie située le plus à l'est de la Région 1, c'est-à-dire sur le territoire de l'URSS, par un satellite du SRS de la Région 2 situé à 175° O destiné à desservir l'Alaska et équipé d'une antenne à faisceau elliptique de 3° × 1°, en utilisant le diagramme de référence d'émission de satellite de la CAMR-RS-77.

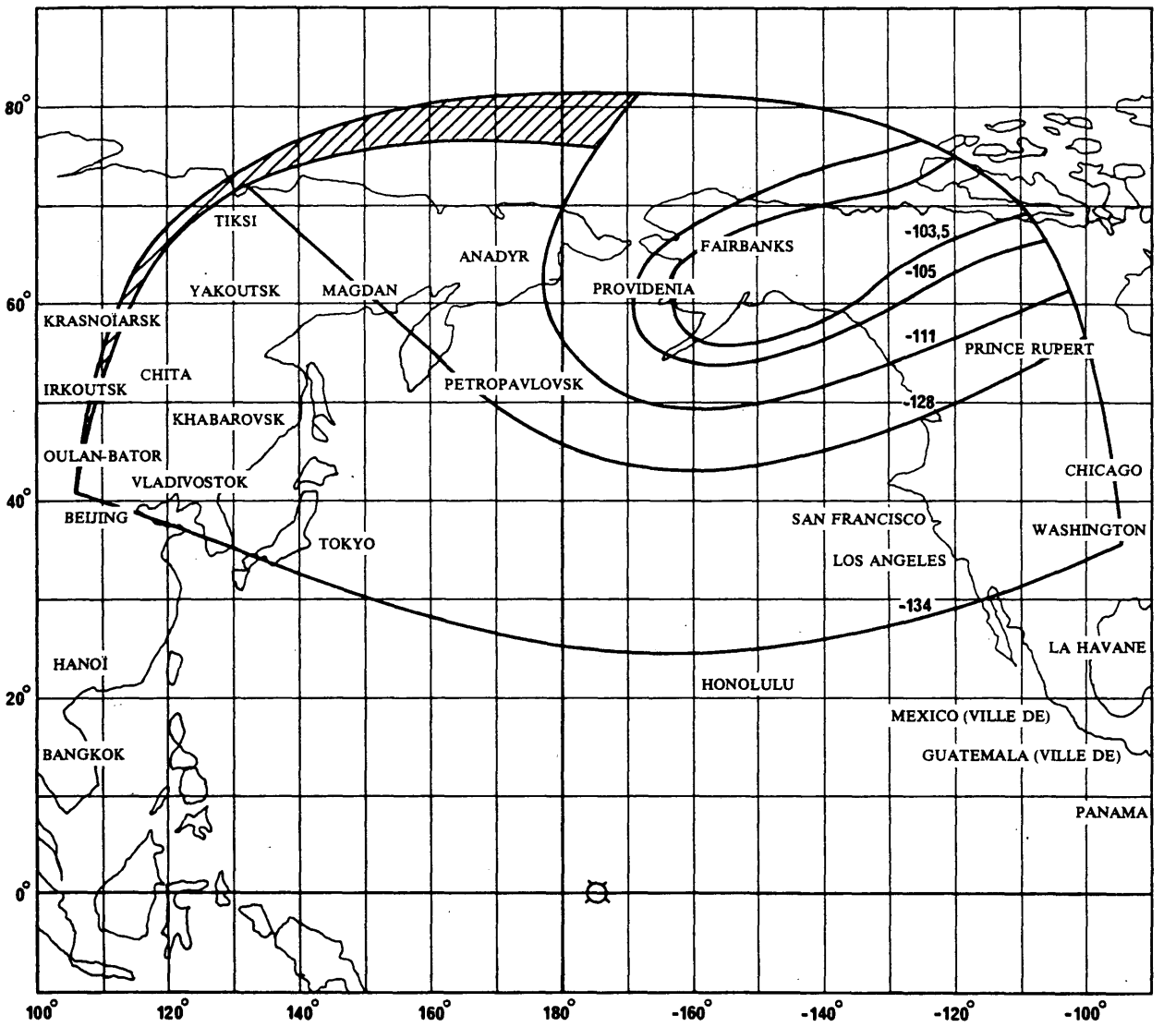


FIGURE 9 – *Contours de puissance surfacique d'un satellite du SRS de la Région 2 situé à 175° O (antenne à faisceau elliptique de 3° × 1°)*

Il existe une zone (ombrée dans la Fig. 9) dans laquelle les limites de la puissance surfacique données dans les formules (8), (9) et (10) pour les liaisons en faisceaux hertziens acheminant des signaux TV-BLR seraient dépassées.

Les conclusions de la RPC à la CARR SAT-83 sur les possibilités d'améliorer le partage et sur leur influence sont résumées dans le Tableau XI.

TABLEAU XI – *Possibilités d'amélioration du partage interrégional et leurs incidences*

Possibilités d'amélioration du partage		Incidences
1	Réduire la p.i.r.e. du satellite de radiodiffusion	Nécessité d'une antenne de réception au sol plus grande; la réception individuelle pourrait être impossible
2	Réduire la couverture en utilisant des faisceaux à petite empreinte	La population de la zone de service désirée pourrait ne pas être desservie en totalité
3	N'utiliser la réception individuelle que dans les zones très peuplées éloignées de l'interface régionale	Réception communautaire nécessaire dans d'autres parties de la zone de service désirée
4	Modelage du faisceau de l'antenne d'émission du satellite	Puissance surfacique plus uniforme dans la zone de service et moins en dehors
5	Déplacer le satellite	Cela pourrait augmenter la discrimination d'antenne des récepteurs du SF dans les zones de brouillage potentiel
6	N'assigner certains segments de fréquences au SRS que d'un côté de l'interface régionale et assigner (ou réassigner) d'autres fréquences aux systèmes du SF de l'autre côté de l'interface	Nécessité d'une coordination UIT ou bilatérale, mais élimination de toutes les considérations relatives au brouillage
7	Utiliser sur le satellite une polarisation perpendiculaire à celle de l'antenne de réception du SF	En utilisant la polarisation circulaire pour le SRS et la polarisation rectiligne pour le SF, on peut espérer atteindre une discrimination de 3 dB
8	Améliorer le diagramme de rayonnement de l'antenne de réception du SF	Réduction du couplage avec les émissions du SRS
9	Evitement de l'orbite par l'antenne de réception du SF	Possibilité d'obtenir une discrimination atteignant 40 dB
10	Dispersion d'énergie	Efficace pour étaler le brouillage sur la largeur de bande de référence du signal brouillé. Pour une largeur de bande de référence de 4 kHz, on peut obtenir une dispersion de 22 dB avec un étalement de 600 kHz (1)

(1) Non efficace pour protéger un signal MA-BLR à 5 MHz.

L'absorption gazeuse peut constituer un facteur important dans la réduction du brouillage sur les trajets satellite-Terre à des fréquences supérieures à 10 GHz lorsque le signal atteint la Terre avec un faible angle de site.

On peut conclure d'une manière générale, que le partage entre le SRS et le SF est possible. Il existe cependant des situations où des difficultés pourraient se présenter. Certaines solutions techniques pourraient être appliquées (faisceaux modelés, discrimination de polarisation de l'antenne, amélioration de la conception des antennes de Terre, réduction de la p.i.r.e. du satellite, restrictions de pointage dans le SF, planification des fréquences, réduction des zones de service), mais à cet égard, il pourrait être nécessaire de procéder à des entretiens bilatéraux ou multilatéraux entre les administrations intéressées.

5.1.3.4 *Brouillage causé par le service de radiodiffusion par satellite au service fixe – Résumé*

En tenant compte des hypothèses admises, les résultats des études et des analyses indiqués dans le présent paragraphe montrent que le brouillage causé aux services fixes de Terre par le service de radiodiffusion par satellite ne posera pas de grands problèmes si une coordination adéquate est assurée.

5.2 *Brouillage causé au service de radiodiffusion par satellite par les services de Terre*

On a indiqué dans le Tableau XII les valeurs caractéristiques de la p.i.r.e. pour quelques services de Terre qui utilisent ou sont susceptibles d'utiliser la bande 11,7 à 12,5 GHz et qui peuvent ainsi causer des brouillages aux récepteurs du service de radiodiffusion par satellite.

TABLEAU XII – *Exemples de p.i.r.e. d'émetteurs fonctionnant dans la bande des 12 GHz*

Service	p.i.r.e. (dBW)
Faisceaux hertziens en visibilité directe:	
Téléphonie	36
Distribution de programmes de télévision	41
Télévision multivoie	23,5 à 46
Radiodiffusion:	
Modulation d'amplitude	23,5 à 38
Modulation de fréquence	26
MF (système à satellite)	67,5

La formule (1) s'applique également à la protection du système à satellite, à condition de prendre d'autres facteurs, *mutatis mutandis*, de façon à représenter les paramètres correspondants du système à satellite.

Si on ne connaît pas le rapport de protection idoine, on peut procéder d'une autre manière pour déterminer le maximum de la puissance surfacique brouilleuse dans le récepteur de la station terrienne, en considérant la puissance de bruit effective à l'entrée du récepteur. Supposons que le niveau de brouillage maximal acceptable soit limité à 10% de cette puissance de bruit; alors, même si le signal utile subit un évanouissement profond, le brouillage n'entraînera pas une diminution supplémentaire du rapport signal/bruit à la sortie du récepteur, pourvu que l'évanouissement n'amène pas le niveau du signal utile au-dessous du niveau de seuil de la porteuse.

Si l'on connaît les rapports de protection, des courbes similaires à celles de la Fig. 8 peuvent être établies. L'exemple représenté à la Fig. 10 du présent Rapport pour un système à 625 lignes est fondé sur une puissance surfacique de -103 dB(W/m^2) et un rapport de protection à entrée unique de 35 dB du service de radiodiffusion par satellite vis-à-vis du signal brouilleur. La Fig. 10 permet de déterminer les valeurs maximales admissibles de la densité de puissance surfacique brouilleuse en fonction de l'angle de site de l'antenne de réception de la station terrienne et de la différence d'azimut entre la direction du satellite et celle du signal brouilleur. (Ces valeurs de la puissance surfacique sont spécifiées par la CAMR-RS-77, pour les Régions 1 et 3.)

Il convient de noter que l'expression $D_d = 8{,}5 + 25 \log(\varphi/\varphi_0)$ dB pour la discrimination d'antenne représente l'enveloppe des maximums, les lobes latéraux de l'antenne et, par conséquent, la discrimination minimale (voir le Rapport 810, Fig. 2).

Si l'on admet que la discrimination moyenne pour un angle donné est d'environ 3 dB supérieure à la discrimination minimale pour cet angle, on peut affirmer que, par exemple pour 90% des emplacements, l'intensité du signal brouilleur ne dépasse pas un niveau de 1,7 dB au-dessous du maximum admis.

Lorsque, pour une direction quelconque à partir du récepteur de radiodiffusion par satellite, on a déterminé, à l'aide de la Fig. 10, la valeur maximale acceptable de la puissance surfacique, on peut ensuite évaluer, d'après la Fig. 11, la distance de séparation nécessaire entre une liaison de radiodiffusion de reportage et le récepteur de radiodiffusion par satellite.

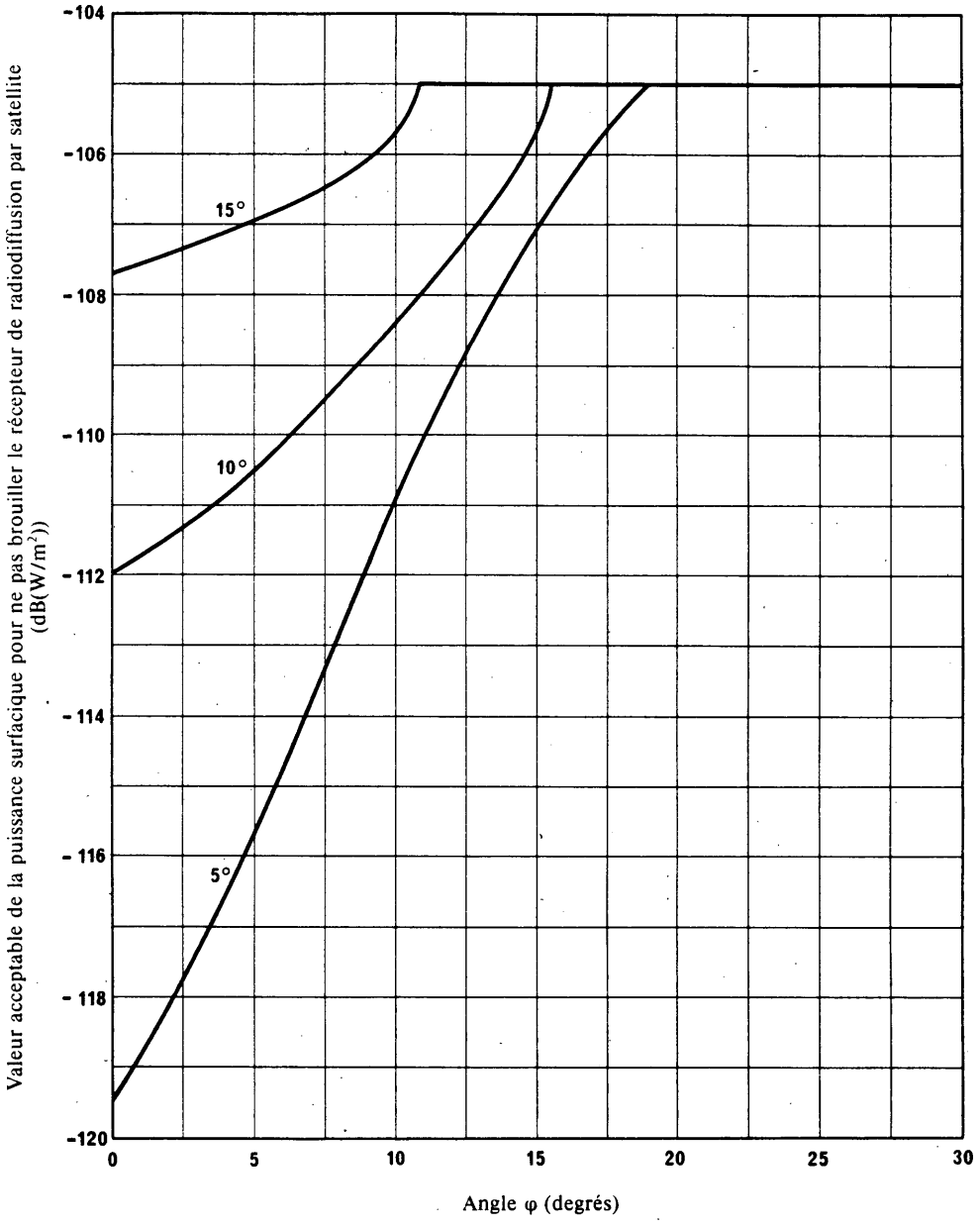


FIGURE 10 - *Valeur acceptable de la puissance surfacique d'un émetteur de Terre à ne pas dépasser, pendant 99% du temps, pour ne pas brouiller un récepteur de radiodiffusion par satellite (réception individuelle), pour l'exemple donné au § 5.2*
(L'angle de site du satellite est donné comme paramètre)

φ est la différence des azimuts des directions du satellite et du signal brouilleur.
Pour le gain maximal de l'antenne du récepteur de radiodiffusion par satellite en dehors du lobe principal: voir la courbe A de la Fig. 2 du Rapport 810,
où: φ_0: ouverture du faisceau d'antenne à 3 dB
= 2,0° (pour la réception individuelle dans la Région 3) d'après les Actes Finals de la CAMR-RS-77

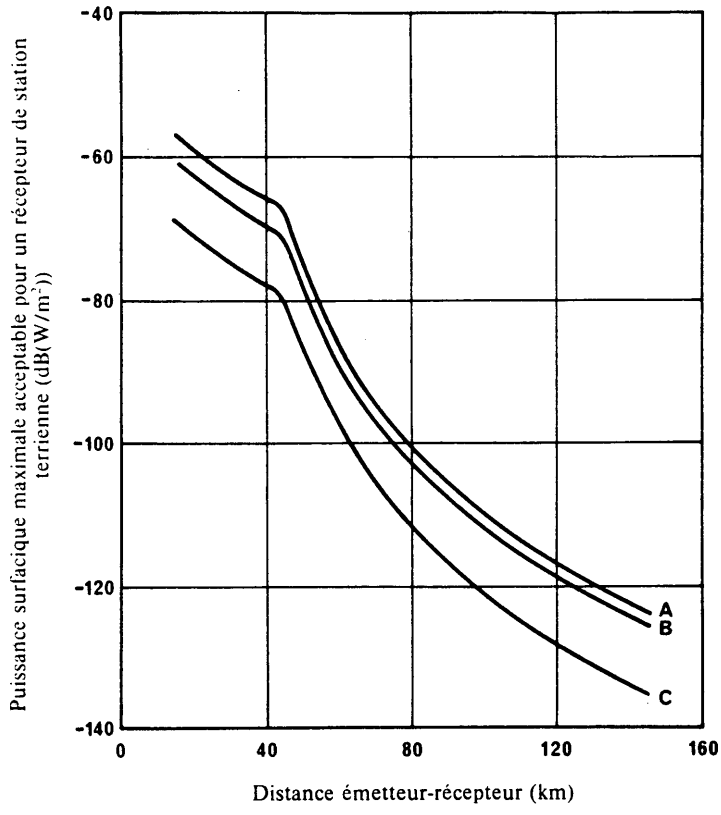


FIGURE 11 – *Distance nécessaire pour protéger un récepteur de radiodiffusion par satellite contre des émetteurs de Terre*

(fondée sur les courbes de propagation pour 50% des emplacements et 1% du temps)

Puissance surfacique produite par:

A: un émetteur de reportages de radiodiffusion (p.i.r.e.: 34 dBW)

B: un émetteur de télévision de Terre à modulation d'amplitude (p.i.r.e.: 38 dBW; hauteur de l'antenne d'émission au-dessus du sol: 75 m)

C: un émetteur de télévision de Terre à modulation de fréquence (p.i.r.e.: 26 dBW; hauteur de l'antenne d'émission au-dessus du sol: 75 m)

La Fig. 11 indique également, pour une valeur donnée de la puissance surfacique, les distances de séparation nécessaires entre un récepteur de radiodiffusion par satellite et des émetteurs de télévision de Terre à modulation d'amplitude et à modulation de fréquence. La courbe de propagation de Schmeller et Ulonska pour 50% des emplacements et 1% du temps [Goes et autres, 1968] a été utilisée pour la Fig. 11.

Afin de protéger un pourcentage plus élevé d'emplacements de récepteurs de radiodiffusion par satellite, ce qui peut être nécessaire en raison de la répartition uniforme de la puissance surfacique utile dans la zone de service, il convient d'appliquer, pour la valeur maximale admissible de la puissance surfacique brouilleuse, une correction similaire à celle qui est indiquée dans la Fig. 12 de la Recommandation 370.

La valeur de M_i, représentant la marge à prévoir dans l'éventualité de multiples contributions de brouillage, dépend du nombre et du type des stations brouilleuses possibles. Dans la bande 12,2 à 12,7 GHz, le brouillage causé à un récepteur de radiodiffusion par satellite peut être dû à d'autres émetteurs de satellites de radiodiffusion, à des émetteurs de satellites du service fixe ou à des émetteurs des services fixe, mobile et de radiodiffusion de Terre. Les travaux doivent se poursuivre pour déterminer comment attribuer le brouillage total admissible.

D'après la Fig. 11, il est évident que, pour des zones étendues, le partage des fréquences à l'intérieur d'une zone donnée à desservir par un satellite de radiodiffusion serait réalisé au mieux dans une notable partie de cette zone si, comme le suggère le doc. [CCIR, 1974-78l], le service de Terre utilisait certaines portions de la bande de fréquences qui ne seraient pas employées par le service de radiodiffusion par satellite pour desservir cette zone. Des recherches expérimentales faites au Japon dans le cas d'un service de radiodiffusion de Terre MA-BLR ont fourni un exemple de séparation en fréquence assurant un degré utile de protection [CCIR, 78-82a et b]. Le récepteur des signaux du satellite comportait un étage d'entrée avec mélangeur [Konishi, 1980] et une largeur de bande aux fréquences intermédiaires d'environ 25 MHz. Dans un exemple, la réception était exempte de brouillage si les émissions du satellite BSE étaient séparées par 16 MHz (du bord de la bande au bord de la bande) de la plus proche d'une série de sept émissions MA-BLR dans des canaux alternés de 6 MHz, et le rapport signal utile/signal brouilleur était de 0 dB à l'entrée du récepteur. D'autres expériences, faites en laboratoire, ont montré que l'intermodulation dans le récepteur ne constituait pas une limite a priori. Il faudra d'autres mesures, avec une série de récepteurs de types différents pour obtenir des données plus complètes sur la sélectivité. Sur la base de ces travaux, on a pu élaborer des directives sur la séparation en fréquence pour protéger la réception de la radiodiffusion par satellite, compte tenu de la directivité des antennes, des caractéristiques du signal et des niveaux du signal applicable dans tous les cas pratiques.

5.2.1 *Brouillage causé par le service fixe au service de radiodiffusion par satellite*

La question du brouillage causé par le service fixe au service de radiodiffusion par satellite, y compris une méthode générale de détermination de la puissance surfacique brouilleuse en bordure d'une zone de service de radiodiffusion par satellite, est traitée dans l'Annexe 3 à l'Appendice 30 au Règlement des radiocommunications.

Le présent paragraphe porte sur le brouillage spécifiquement causé par des émetteurs types du service fixe exploités aux Etats-Unis; on y calcule les distances de séparation pour permettre aux récepteurs de radiodiffusion par satellite de fonctionner sans brouillage préjudiciable.

Le brouillage causé par le service fixe au service de radiodiffusion par satellite (c'est-à-dire par un émetteur du service fixe à un récepteur du service de radiodiffusion par satellite) n'est pas uniforme sur toute l'étendue d'une zone de service de radiodiffusion par satellite; sa distribution dépend de l'emplacement du récepteur par rapport à l'emplacement et à la direction du faisceau principal de l'antenne d'émission de la station fixe.

La puissance maximale admissible du signal brouilleur dépend de la puissance du signal de radiodiffusion par satellite et du rapport de protection.

Il convient d'abord de déterminer la puissance du signal utile. La puissance surfacique à dépasser pendant 99% du mois le plus défavorable en bordure de la zone de service a été spécifiée – à titre intérimaire – par la CAMR-RS-77 pour la Région 2: -105 dB(W/m^2). La puissance reçue peut être déterminée en utilisant la surface efficace de l'antenne du récepteur de radiodiffusion par satellite.

Pour la réception individuelle dans la Région 2, l'ouverture du faisceau de l'antenne de réception entre points à demi-puissance est spécifiée: 1,8°, ce qui correspond à un gain de 39,3 dBi dans le faisceau principal. A 12 GHz, cela demande une ouverture équivalente de 0,4 m^2 (c'est-à-dire un diamètre réel d'environ 1 m pour les antennes circulaires, paraboliques avec rendement de 55%).

La puissance surfacique produite par le signal utile à l'entrée du récepteur de radiodiffusion par satellite, en bordure de la zone de service, est donc la suivante:

$$-105 \text{ dB(W/m}^2\text{)} - 4 \text{ dB(m}^2\text{)} = -109 \text{ dBW}$$

L'Annexe 6 à l'Appendice 30 au Règlement des radiocommunications (ORB-85) fixe à 35 dB (une seule contribution) le rapport de protection dans le même canal; ce rapport décroît de façon linéaire, jusqu'à 0 dB pour les signaux brouilleurs situés à 35 MHz du signal utile. Le rapport de protection est réduit à 22,1 dB quand le signal brouilleur tombe au centre du canal adjacent de radiodiffusion par satellite (c'est-à-dire à 19,18 MHz du signal à protéger) et à 0 dB lorsque le signal brouilleur est distant de deux canaux (38,4 MHz) ou plus. Dans ces conditions, il ne faut considérer que le brouillage dans le même canal et le brouillage dans le canal immédiatement adjacent.

Les puissances maximales admissibles des signaux brouilleurs deviennent alors:

-109 dBW $-$ 35 dB $= -144$ dBW, même canal, et

-109 dBW $-$ 22,1 dB $= -131{,}1$ dBW, canal adjacent.

La puissance du signal brouilleur dépend de la puissance de l'émetteur brouilleur, du gain de l'antenne d'émission dans la direction du récepteur de radiodiffusion par satellite, de l'affaiblissement de propagation et du gain de l'antenne du récepteur de radiodiffusion par satellite dans la direction de l'émetteur brouilleur du service fixe.

La puissance de l'émetteur varie de système à système (lorsque la largeur de bande du signal brouilleur est plus grande que celle du récepteur de radiodiffusion par satellite, seule sera considérée la puissance du signal brouilleur tombant dans la largeur de bande de ce récepteur).

Les diagrammes de référence des antennes circulaires des faisceaux hertziens du service fixe sont indiqués dans le Rapport 614. Dans l'axe du faisceau, le gain est fonction de D/λ et l'enveloppe du diagramme de rayonnement dans les lobes latéraux est à la fois fonction de D/λ et de φ, D représentant le diamètre de l'antenne, λ la longueur d'onde et φ l'angle par rapport à l'axe. Dans les lobes latéraux écartés, on admet que le gain est celui d'une antenne isotrope (0 dBi). Pour les lobes intermédiaires, le diagramme donné dans le Rapport 614 est applicable entre le premier lobe latéral et le point où le gain est celui d'une antenne isotrope. Pour des raisons de simplicité, on admet qu'au voisinage du lobe principal, le gain (exprimé en dB) décroît de façon parabolique entre l'angle par rapport à l'axe jusqu'au premier lobe latéral, qu'il demeure constant du premier lobe latéral jusqu'à l'angle où le gain serait celui d'une antenne isotrope et qu'il est nul ailleurs. C'est là une hypothèse simplificatrice et prudente, le gain réel étant égal ou inférieur aux valeurs admises.

La relation entre l'affaiblissement de propagation, la longueur du trajet et le type du trajet est également indiquée dans l'Appendice 30 au Règlement des radiocommunications. Ici, nous admettons que tous les trajets sont des trajets terrestres.

Pour les antennes de réception de radiodiffusion par satellite dans la Région 2, le diagramme de référence est donné sous la forme du rapport gain par rapport à l'axe/gain dans l'axe (39,3 dB). Ainsi, pour des angles par rapport à l'axe de 10°, 15°, 20° et 27°, le gain est de 12,2 dB, 7,8 dB, 4,7 dB et 0 dB respectivement.

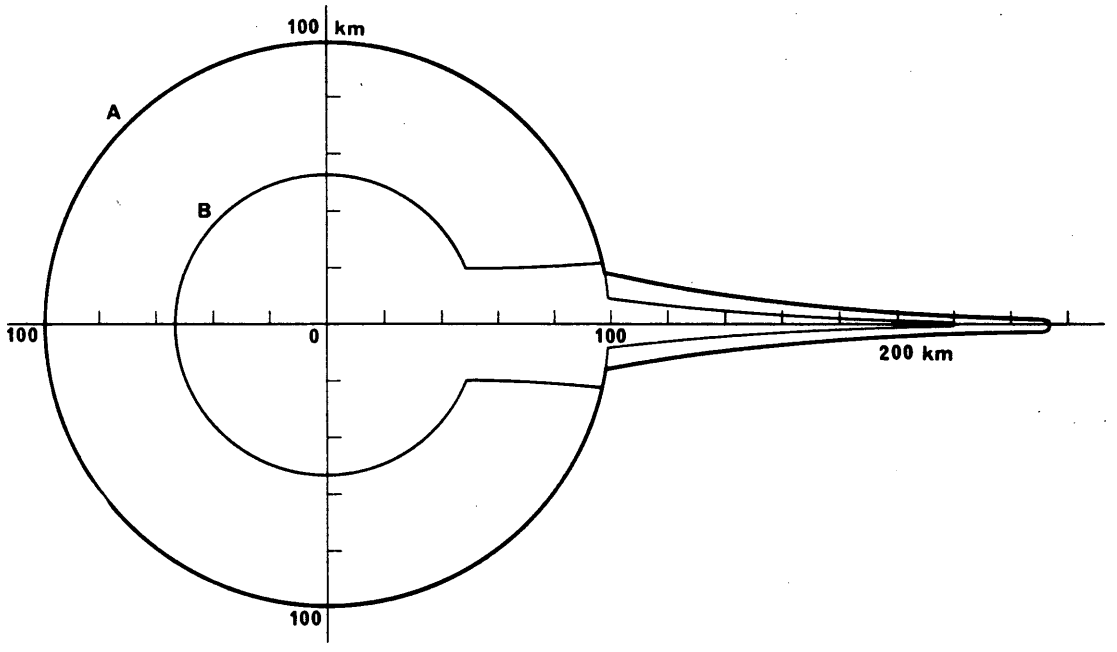
A l'aide de ces relations, on peut calculer la puissance du signal brouilleur ou déterminer les distances de séparation nécessaires. Pour chaque émetteur brouilleur, on indique la distance minimale entre les deux emplacements en fonction de l'angle par rapport à l'axe de l'antenne de l'émetteur brouilleur, en prenant pour origine l'emplacement de la station brouilleuse. La courbe obtenue indique le contour déterminé par les distances où le signal brouilleur reçu atteint la limite admissible. A l'intérieur du contour, le niveau des signaux sera supérieur à cette limite. On trouve à la Fig. 12 un exemple de ces contours. Les courbes ont été établies pour le cas, représentatif aux Etats-Unis, d'un système de Terre avec émetteur de 1 watt et antenne de 1,8 m de diamètre. La Fig. 12*a)* s'applique au brouillage dans le même canal tandis que la Fig. 12*b)* s'applique au brouillage entre canaux adjacents.

Dans les Fig. 12*a)* et 12*b)*, le contour extérieur correspond au cas le plus défavorable, avec des angles de site des antennes de réception de radiodiffusion par satellite de 15°. Le contour intérieur s'applique au cas le plus favorable où les angles de site de l'antenne de réception de radiodiffusion par satellite dépassent 27°, la région de gain étant celle du gain isotrope (on peut interpréter la différence entre le contour intérieur et le contour extérieur comme représentant l'effet de la discrimination de l'antenne du récepteur de radiodiffusion par satellite).

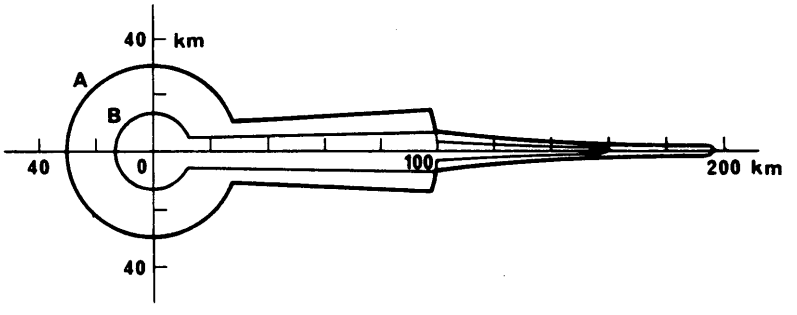
Sur chaque contour, on observe une pointe aiguë dans la direction de l'axe de l'antenne de la station brouilleuse, alors que le reste du contour est un arc de cercle (azimuts nettement distincts de celui du faisceau principal). Les distances correspondant aux deux régions sont données dans les Tableaux XIII et XIV (brouillage dans le même canal et brouillage dans le canal adjacent), pour l'émetteur de 1 W représenté dans la Fig. 12 et pour un système à p.i.r.e. moins élevée (Type «B») utilisant un émetteur de 10 mW (−20 dBW) et une antenne d'un diamètre de 0,6 m.

TABLEAU XIII – *Distances de séparation minimales nécessaires dans le cas d'un brouillage causé dans le même canal par le service fixe au service de radiodiffusion par satellite*

Système du service fixe (typique aux Etats-Unis)	Diamètre de l'antenne (m)	Puissance de l'émetteur (dBW)	Distance (km)			
			Cas le plus défavorable		Cas le plus favorable	
			Dans l'axe	Eloigné	Dans l'axe	Eloigné
Type «A»	1,8	Type 0,0 Max. 10,0	254,0 297,0	100,0 104,1	220,4 263,4	53,1 100,0
Type «B»	0,6	Type −20,0 Max. −3,0	126,8 200,0	13,0 92,2	100,0 166,4	5,3 37,6



a) Brouillage dans le même canal



b) Brouillage dans le canal adjacent

FIGURE 12 – *Contours où la puissance reçue du signal brouilleur du service fixe est égale à la limite maximale admissible pour un système à 1 W (0 dBW) du service fixe aux Etats-Unis*

Angle de site θ de la station terrienne du service de radiodiffusion par satellite:
A: θ = 15° (contour extérieur)
B: θ = 27° (contour intérieur)

TABLEAU XIV – *Distances de séparation minimales nécessaires dans le cas d'un brouillage causé dans le canal adjacent par le service fixe au service de radiodiffusion par satellite*

Système du service fixe (typique aux Etats-Unis)	Diamètre de l'antenne (m)	Puissance de l'émetteur (dBW)	Distance (km)			
			Cas le plus défavorable		Cas le plus favorable	
			Dans l'axe	Eloigné	Dans l'axe	Eloigné
Type «A»	1,8	Type 0,0 Max. 10,0	198,4 241,5	29,5 93,3	164,9 207,9	12,0 38,0
Type «B»	0,6	Type −20,0 Max. −3,0	100,0 144,5	3,0 20,9	69,8 110,9	1,2 8,5

5.2.2 *Brouillage causé par les services de Terre au service de radiodiffusion par satellite – Résumé*

D'après les analyses ci-dessus exposées et les études mentionnées on peut constater que le brouillage causé par les services fixes aux stations terriennes du service de radiodiffusion par satellite posera un grave problème.

Les deux services peuvent partager les mêmes fréquences (en observant les limites de brouillage préjudiciable spécifiées dans l'Appendice 30 au Règlement des radiocommunications) à condition que les émetteurs de Terre soient suffisamment éloignés de la zone de service d'un satellite de radiodiffusion.

Ce partage peut être réalisé en utilisant, dans une zone géographique donnée, certaines des fréquences de la bande pour le service de radiodiffusion par satellite, les autres fréquences de la bande étant utilisées par les services de Terre.

5.3 *Effets de la propagation*

En calculant les brouillages, il convient de tenir compte des effets de la propagation, en appliquant les plus récentes méthodes recommandées en la matière par le CCIR. En particulier, il convient de tenir compte des effets d'absorption atmosphérique dus à l'oxygène et à la vapeur d'eau. L'Appendice 30 au Règlement des radiocommunications et les Actes finals de la CARR SAT-83, Partie I, dans leurs annexes respectives (concernant les modifications à apporter aux Plans respectifs), donnent les valeurs de la puissance surfacique induite par le SRS d'une région dans une autre région, pour lesquelles il faudrait entreprendre la coordination, vis-à-vis du SF. D'autre part, l'Annexe 5 à l'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications (1982) indique les valeurs de la puissance surfacique à prendre en considération pour la protection des services de Terre des Régions 1 et 3 à l'égard du SRS et du SFS de la Région 2. La CARR SAT-83 a décidé, en principe, que l'absorption atmosphérique serait prise en compte dans les calculs effectués pour déterminer si les critères de coordination et les valeurs limites de la puissance surfacique sont respectés. D'autre part, la Résolution N° 9 de la CARR SAT-83 concerne l'utilisation de l'absorption atmosphérique dans toutes les procédures de coordination intrarégionales et interrégionales. Les calculs dans le sens des Régions 1 et 3 vers la Région 2 sont fondés sur l'utilisation de l'absorption atmosphérique. La Résolution N° 9 traite, *entre autres*, de l'utilisation de l'absorption atmosphérique en sens opposé également.

Le Rapport 719 analyse le phénomène de l'absorption atmosphérique et indique comment ce phénomène peut être modélisé. A 12 GHz, l'absorption atmosphérique pour des angles d'arrivée θ, et une densité de vapeur d'eau ρ(g/m^3) dans la station de réception, est donnée par:

$$A_a = (7{,}226 \times 10^{-3} + 12{,}75\,\rho \times 10^{-4})\, R_0 \quad \text{dB} \qquad \text{pour } \theta \simeq 0°$$

$$A_a = \frac{0{,}1156}{\sin\theta + \sqrt{\sin^2\theta + 0{,}0019}} + \frac{0{,}00511\,\rho}{\sin\theta + \sqrt{\sin^2\theta + 0{,}0005}} \qquad \text{pour } 0° < \theta \leqslant 10°$$

$$A_a = \frac{0{,}0578 + 25{,}502\,\rho \times 10^{-4}}{\sin\theta} \qquad \text{pour } \theta > 10°$$

où:

R_0 : distance horizontale sur le trajet ($\theta \simeq 0°$).

La Fig. 13 donne les valeurs de l'absorption atmosphérique pour les petits angles de site et pour trois valeurs de ρ: 2, 7,5 et 11,1 g/m^3. La première de ces valeurs est caractéristique des conditions hivernales sur les grandes masses continentales situées aux latitudes élevées, la deuxième représente des conditions estivales (voir les Fig. 9 et 10 du Rapport 563), et la dernière est une moyenne globale, utilisée dans le Rapport 719. Dans la généralité des cas, on peut rencontrer des valeurs de ρ comprises entre 25 et 30 g/m^3.

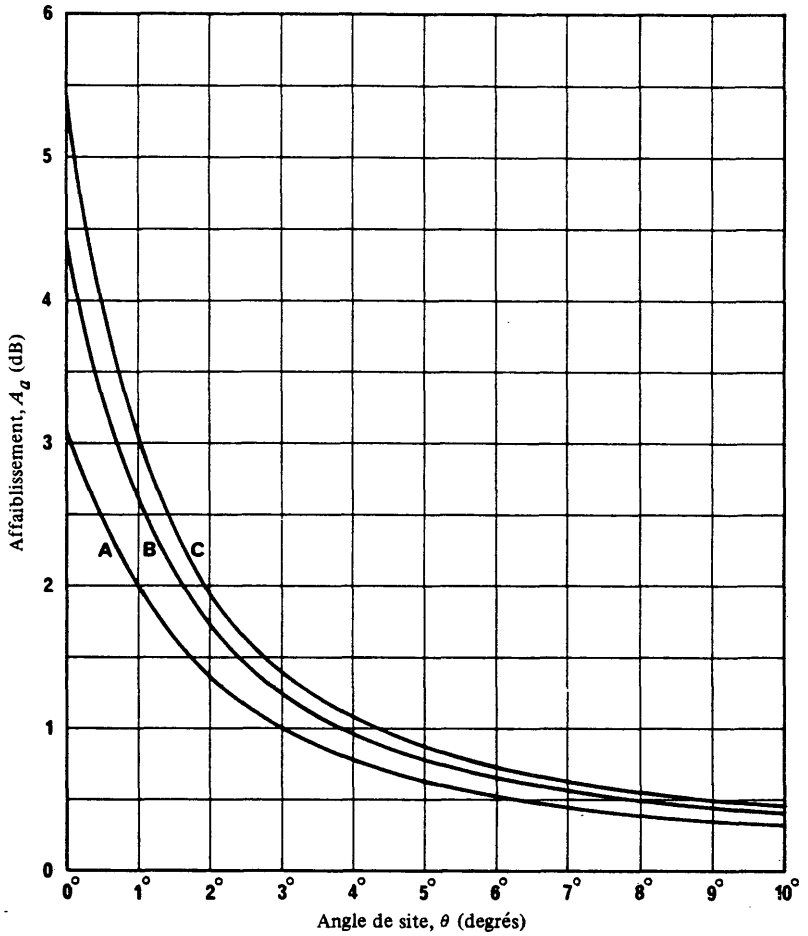


FIGURE 13 – *Affaiblissement atmosphérique A_a en fonction de l'angle de site θ*

Courbes A: $\rho = 2{,}0$ g/m^3
B: $\rho = 7{,}5$ g/m^3
C: $\rho = 11{,}1$ g/m^3
ρ désigne la densité de vapeur d'eau

Le Rapport 719 indique que, dans des atmosphères parfaitement sèches, l'affaiblissement sera d'environ 2 dB à 12 GHz sur les trajets espace vers Terre avec un angle d'arrivée voisin de zéro, et qu'il sera d'environ 3 dB sur des trajets à 22 GHz. En présence d'importantes quantités de vapeur d'eau, comme c'est le cas pendant la plus grande partie de l'année, l'absorption atmosphérique à 12 et à 22 GHz sera très importante.

5.3.1 *Conclusions relatives à l'absorption atmosphérique sur des trajets presque horizontaux*

Au-dessus de 10 GHz, sur les trajets Terre-espace et espace-Terre à incidence presque rasante, les signaux subissent un affaiblissement non négligeable dû à la présence des gaz de l'atmosphère.

Même dans une atmosphère parfaitement sèche, à 12 GHz, on peut s'attendre à un affaiblissement d'au moins 2 dB dû à l'oxygène seul. A 22 GHz, on peut s'attendre à un affaiblissement d'au moins 3 dB.

Il n'a pas été tenu compte de cet affaiblissement lorsque l'on a fixé des limites à la puissance surfacique entre régions ou entre services.

On peut donc avec confiance tenir compte de cet affaiblissement lorsque l'on détermine les niveaux des signaux brouilleurs auxquels il y a lieu de s'attendre sur les trajets Terre-espace et sur les trajets espace-Terre autour de 12 et de 22 GHz.

Pour déterminer l'importance de l'affaiblissement à attendre, il conviendra d'utiliser la version du Rapport 719 en vigueur.

6. Partage dans les bandes supérieures à 12,75 GHz

La CAMR-79 a attribué au service de radiodiffusion par satellite trois bandes de fréquences supérieures à 12,75 GHz: 22,5 à 23 GHz, 40,5 à 42,5 GHz et 84 à 86 GHz. Dans la bande 40,5 à 42,5 GHz, le service de radiodiffusion par satellite est le seul service primaire et, du point de vue de ce service, le partage des fréquences n'est donc pas nécessaire. Dans la bande 84 à 86 GHz, les services de radiodiffusion par satellite, fixe, mobile et de radiodiffusion sont tous des services primaires. Toutefois, le renvoi 907 du Règlement des radiocommunications applicable à cette bande stipule que les stations des services autres que le service de radiodiffusion par satellite «ne doivent pas causer de brouillages préjudiciables aux stations de radiodiffusion par satellite fonctionnant conformément aux décisions de la Conférence qui sera chargée de la planification des assignations de fréquences pour le service de radiodiffusion par satellite». Ce renvoi, joint au manque de renseignements détaillés sur les caractéristiques techniques des systèmes qui pourront fonctionner dans cette bande, rendent difficile une analyse détaillée du partage dans cette partie du spectre.

6.1 *Partage des fréquences de la bande 22,5 à 23 GHz entre le service de radiodiffusion par satellite et les autres services*

6.1.1 *Brouillage entre le service de radiodiffusion par satellite et le service intersatellites*

Le brouillage entre le service de radiodiffusion par satellite et le service intersatellites est traité dans le Rapport 951.

6.1.2 *Partage entre le service de radiodiffusion par satellite et le service fixe*

6.1.2.1 *Caractéristiques du système fixe de Terre*

En Amérique du Nord, le SF n'utilise pas beaucoup pour le moment la bande 22,5-23,0 GHz. Les réseaux fonctionnant dans cette bande appartiennent à deux catégories dont les applications types sont les suivantes:

- circuits téléphoniques de faible capacité tels que les connexions entre les autocommutateurs d'abonné et les centraux. La capacité habituelle de ces systèmes, qui utilisent des techniques de transmission numérique est de 24/48 circuits téléphoniques;
- liaisons vidéo telles que la télésurveillance, les reportages électroniques d'actualités, etc., qui emploient des techniques de transmission analogiques (modulation d'amplitude). La portée des systèmes est typiquement de quelques kilomètres.

Les caractéristiques d'un système radioélectrique de Terre type peuvent être les suivantes:

Fréquence (GHz)	22,4-23,0
Puissance d'émission (mW)	100
Gain d'antenne (dBi)	34-40
Ouverture du faisceau d'antenne (degrés)	2-3
Facteur de bruit du récepteur (dB)	8,0
Largeur de bande radioélectrique (espacement entre les canaux) (MHz)	50
Modulation: numérique (MA-MDF)	téléphonie/données
analogique (MF)	vidéo
Portée du système (km)	0,5-8

6.1.2.2 *Caractéristiques du système de transmission du SRS*

Le type de SRS examiné dans le présent document est la télévision à haute définition (TVHD). Ce service étant encore au stade expérimental, on n'a pas encore établi de normes de transmission pour définir le format du signal, la modulation et les caractéristiques de fonctionnement du système.

Toutefois, le Rapport 1075 traite des aspects de transmission de la TVHD par satellite et le tableau II de ce Rapport donne des exemples de systèmes de TVHD analogique et numérique utilisant la bande 22,5-23,0 GHz. Le Tableau XV ci-après présente certains paramètres pertinents pour le partage.

TABLEAU XV – *Exemples de systèmes possibles de TVHD utilisant la bande 22,5-23,0 GHz*
(Extrait du Tableau II du Rapport 1075)

Paramètre	Analogique	Numérique
Type de modulation	MF-MRT	MICD
Largeur de bande radioélectrique (MHz)	60	195
Puissance surfacique (en bordure de la zone de service) (dB(W/m^2))	– 104,7	– 93,2
Affaiblissement par la pluie (99% du mois le plus défavorable) (dB)	4,5	4,5
Diamètre de l'antenne de réception du SRS (m)	2,5	0,62
P.i.r.e. du satellite (axe de visée) (dBW)	66,3	78,0

L'exemple de la télévision à haute définition analogique montre que, grâce à sa plus grande antenne de réception et à la plus faible puissance nécessaire pour le satellite, ce système pourrait être utilisé pour la réception communautaire, tandis que la télévision à haute définition numérique, qui suppose l'emploi d'une antenne de petit diamètre pourrait s'appliquer à des systèmes de réception individuelle qui seraient utilisés dans un avenir plus lointain en raison des contraintes techniques actuelles.

Ces deux exemples de système ainsi que les caractéristiques supposées pour les systèmes radioélectriques de Terre mentionnées au § 6.1.2.1 serviront à déterminer les distances de coordination nécessaires par rapport à un emplacement de réception du SRS.

6.1.2.3 *Zones de coordination pour un emplacement de réception du SRS*

On peut avoir une indication de la faisabilité du partage entre le SRS et le SF du point de vue géographique en déterminant la zone de coordination nécessaire autour d'un emplacement de réception du SRS (dans le cas de la réception communautaire, la distance de coordination peut être envisagée par rapport à un emplacement de réception déterminé du SRS, mais pour la réception directe la distance de coordination doit être envisagée par rapport à la limite de la zone de service).

La zone de coordination fournit une estimation prudente de la distance de séparation nécessaire; en effet, on retient l'hypothèse du cas le plus défavorable pour déterminer les contours et on ne tient pas compte des facteurs qui permettraient de réduire les brouillages, par exemple:

– la discrimination hors axe de l'antenne d'émission de Terre;
– l'effet d'écran du terrain naturel et des bâtiments environnants;

en outre, on utilise les paramètres de propagation du cas le plus défavorable.

La méthode permettant d'établir les contours de coordination est indiquée dans l'Appendice 28 du Règlement des radiocommunications. L'affaiblissement sur le trajet entre la station d'émission brouilleuse et l'emplacement de réception du SRS qui doit être dépassé pendant $p\%$ du temps, $L(p\%)$ peut s'exprimer par:

$$L(p\%) = P_t - P_r(p\%) \qquad (11)$$

où:

P_t : p.i.r.e. dans l'axe de visée de la station d'émission brouilleuse

$P_r(p\%)$: niveau admissible de puissance brouilleuse à l'entrée du récepteur du SRS, qui ne doit pas être dépassé pendant $p\%$ du temps.

La relation qui lie $P_r(p\%)$ avec le niveau du signal utile $P_w(p\%)$ et le rapport de protection souhaité, R, est la suivante:

$$P_r(p\%) = P_w(p\%) - R \qquad (12)$$

A l'aide des valeurs des paramètres du système indiquées aux § 6.1.2.1 et 6.1.2.2, l'affaiblissement nécessaire le long du trajet est donné par la formule suivante:

$$L_p = R - PFD_w(p\%) - D(\varphi) + 78{,}5 \qquad (13)$$

où:

$PFD_w(p\%)$: puissance surfacique du signal utile dans le récepteur du SRS dépassée pendant $p\%$ du temps

$D(\varphi)$: discrimination de l'antenne de réception du SRS pour un angle φ en degrés par rapport à l'axe principal.

Pour déterminer l'affaiblissement sur le trajet, on s'est fondé sur les hypothèses suivantes:

- pour les distances de coordination supérieures à 100 km, on a utilisé le mode de propagation (1) (c'est-à-dire dans le plan du grand cercle);
- pour des distances inférieures à 100 km, on a utilisé la propagation en visibilité directe;
- une seule zone climatique (Zone A2);
- facteur de site de l'horizon de 0 dB (cas le plus défavorable);
- densité de vapeur d'eau, $\rho = 1$ g/m^3;
- fréquence, $f = 22{,}5$ GHz;
- pourcentage du temps, $p = 0{,}29\%$ (correspond à 1% du mois le plus défavorable).

Pour établir les contours de coordination des systèmes analogiques et numériques du SRS, on a examiné les deux cas suivants:

Hypothèses du cas A: (le plus favorable)

- signal brouilleur affaibli par la pluie dans les mêmes proportions que le signal utile;
- récepteur du SRS placé au centre de la zone de service.

Hypothèses du cas B: (le plus défavorable)

- signal brouilleur non affaibli par la pluie;
- récepteur du SRS placé en limite de la zone de service.

6.1.2.4 *Zone de coordination pour la TVHD analogique par satellite*

Caractéristiques de l'antenne de réception du SRS

Si l'on suppose dans ce cas un diamètre d'antenne de 2,5 m ($D/\lambda > 100$), le gain copolaire hors axe est donné par la formule suivante (Appendice 28 au Règlement des radiocommunications):

$$G(\varphi) = \begin{cases} 53{,}2 - 89{,}9\,\varphi^2 & \text{pour } 0 < \varphi \leq 0{,}44 \\ 36{,}1 & \text{pour } 0{,}44 < \varphi \leq 0{,}686 \\ 32{,}0 - 25 \log(\varphi) & \text{pour } 0{,}686 < \varphi \leq 48{,}0 \\ -10 & \text{pour } \varphi > 48{,}0 \end{cases} \text{ dBi}$$

où φ est l'angle en degrés par rapport à l'axe principal.

Rapport de protection nécessaire

Etant donné que l'on ne sait pas quel est le rapport de protection nécessaire pour la TVHD, on a admis que les données concernant les systèmes de télévision classique sont applicables. D'après les données contenues dans l'Annexe I au Rapport 634, il semble approprié de prévoir le rapport de protection ci-après:

Type de brouillage	*Rapport de protection*
Cohérent (par exemple, télévision MA-BLR)	35 dB
Non cohérent (par exemple, numérique)	25 dB

La Fig. 14 indique les zones de coordination pour les hypothèses du cas le plus favorable (cas A) et du cas le plus défavorable (cas B), pour des brouillages cohérents et non cohérents. Le Tableau XVI résume les limites supérieure et inférieure des distances de coordination.

Bien que les distances de coordination maximales, qui correspondent à des directions proches de l'axe de visée, soient très importantes, elles correspondent à un angle de site de 0°. Pour des angles de site conformes à la réalité (10° ou plus), ces distances sont réduites à 100 km, voire moins de 100 km.

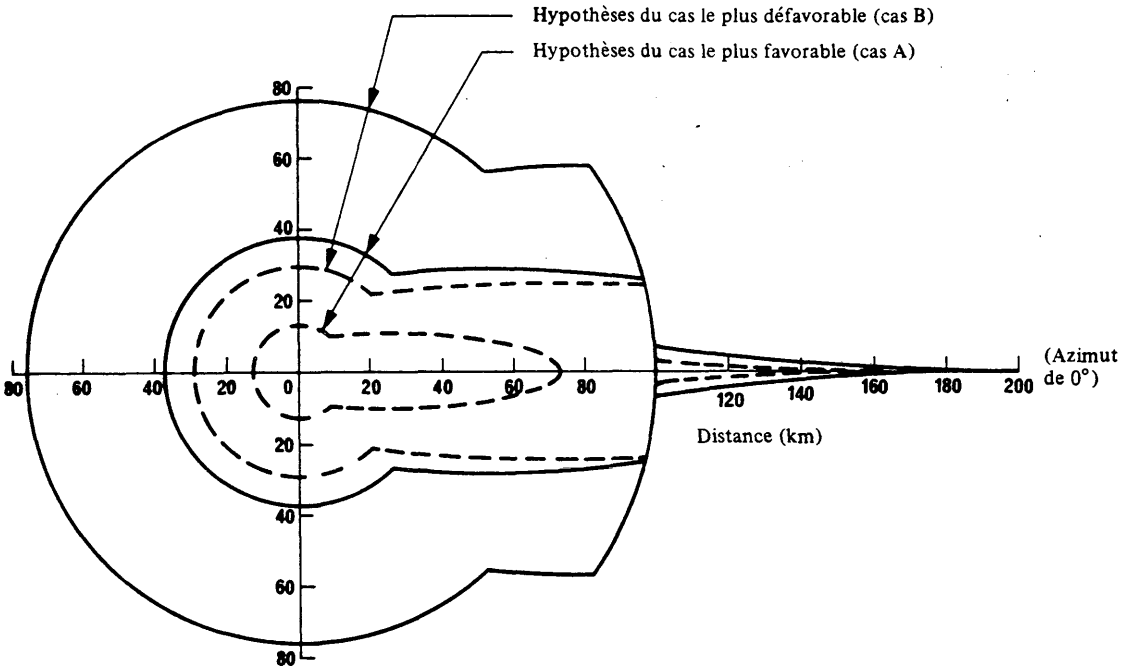


FIGURE 14 – *Zone de coordination pour des systèmes de TVHD analogique*

——— Brouillage cohérent (par exemple, télévision MA-BLR)

– – – Brouillage non cohérent (par exemple, téléphonie numérique)

TABLEAU XVI – *Résumé des distances (km) de coordination pour la TVHD analogique*

	Cohérent		Non cohérent	
	Maximum	Minimum	Maximum	Minimum
Cas le plus favorable (cas A)	100	37	73,4	12,9
Cas le plus défavorable (cas B)	197	75,6	168	28,9

6.1.2.5 *Zones de coordination pour la TVHD numérique*

Caractéristiques de l'antenne de réception du SRS

Pour la TVHD numérique, on suppose un diamètre d'antenne de 0,62 m ($D/\lambda < 100$). Le gain copolaire hors axe est donné par la formule suivante (Appendice 28 au Règlement des radiocommunications):

$$G(\varphi) = \begin{cases} 41{,}0 - 5{,}41\,\varphi^2 \\ 27{,}0 \\ 35{,}3 - 25\log(\varphi) \\ -6{,}7 \end{cases} \text{dBi} \qquad \begin{array}{l} \text{pour } 0 < \varphi \leqslant 1{,}61 \\ \text{pour } 1{,}61 < \varphi \leqslant 2{,}15 \\ \text{pour } 2{,}15 < \varphi \leqslant 48{,}0 \\ \text{pour } \varphi > 48{,}0 \end{array}$$

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

Rapport de protection nécessaire

Selon les données relatives aux systèmes de télévision classique à codage numérique (système M/NTSC), le rapport de protection nécessaire pour un brouillage «juste perceptible» est de 25 dB environ (voir l'Annexe I au Rapport 634). C'est la valeur que l'on admet également pour la TVHD numérique.

Sources de brouillage multiple

La largeur de bande nécessaire au système de TVHD numérique est grande comparée à celle qu'utilisent les systèmes de Terre (espacement type de 50 MHz entre canaux radioélectriques). En outre, étant donné que le brouillage sera un brouillage à caractère de bruit (c'est-à-dire non cohérent), son incidence sur la dégradation de l'image ne devrait pas dépendre du décalage de la porteuse brouilleuse (c'est-à-dire brouillage co-canal ou non co-canal). Pour tenir compte de la possibilité de plusieurs sources de brouillage dans le canal TVHD, on a donc supposé, dans le cas le plus défavorable, un facteur d'exposition multiple de 10 log (195/50) = 5,9 dB.

La Fig. 15 indique les zones de coordination pour les systèmes de TVHD numérique en supposant les scénarios du cas le plus favorable (cas A) et du cas le plus défavorable (cas B) et pour un facteur d'exposition simple et multiple. Le Tableau XVII ci-après résume les distances de coordination maximales et minimales dans tous ces cas.

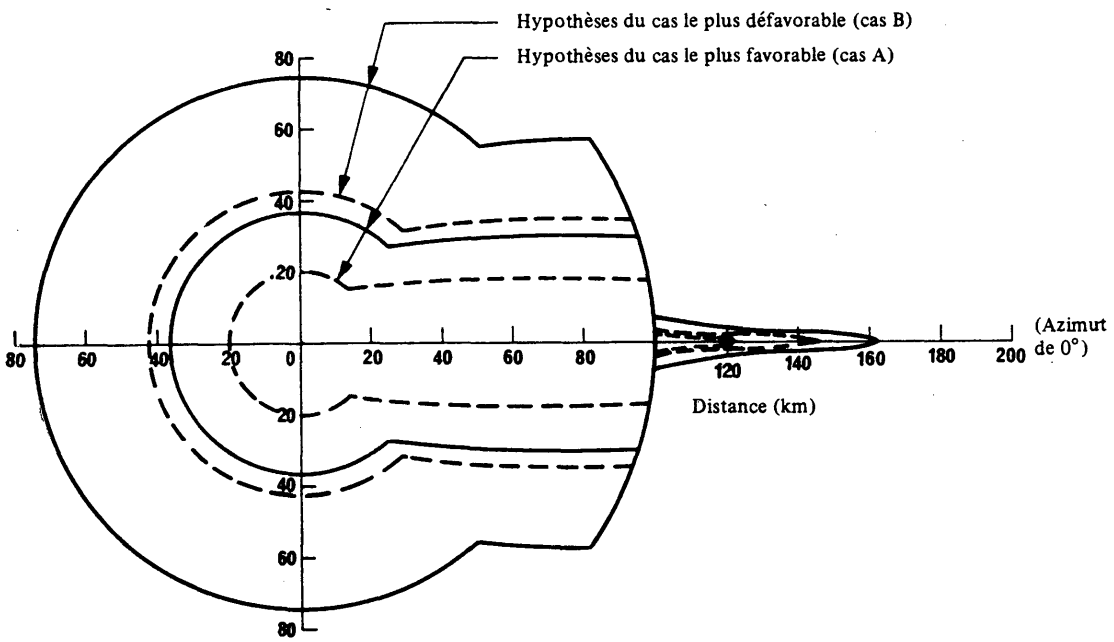


FIGURE 15 – *Zones de coordination pour les systèmes de TVHD numérique*

——— Facteur d'exposition multiple: 5,9 dB

– – – Facteur d'exposition multiple: 0 dB

TABLEAU XVII – *Distances (km) de coordination pour des récepteurs de TVHD numérique*

	Exposition simple		Expositions multiples	
	Maximum	Minimum	Maximum	Minimum
Cas le plus favorable (cas A)	123,4	19,7	140,7	36,4
Cas le plus défavorable (cas B)	145,4	42,6	162,7	74,8

Comme dans le cas de la TVHD analogique, les grandes distances de coordination correspondent à des angles hors axe faible et/ou à des angles de site peu élevés. Pour des angles de site de 10° ou plus, la distance de coordination maximale est réduite à 100 km, voire moins de 100 km.

Par rapport au cas de la TVHD analogique de la Fig. 14, les zones de coordination de la TVHD numérique se trouvent à l'intérieur des zones de coordination de la TVHD analogique pour le cas le plus défavorable (cohérent) et pour le cas le plus favorable (non cohérent).

6.1.2.6 *Brouillage causé par le SRS à des systèmes de Terre*

Pour montrer la sensibilité des systèmes de radiocommunication de Terre au brouillage provenant du SRS, on a déterminé le rapport entre la puissance brouilleuse et la puissance de bruit dans une largeur de bande d'un canal radioélectrique à l'entrée du récepteur (voir le Tableau XVIII). On suppose que le cas de la TVHD numérique du SRS est le cas le plus défavorable en raison de son niveau élevé de puissance surfacique et l'on considère que les paramètres du système radioélectrique de Terre utilisés sont les paramètres types pour des applications de la transmission vidéo (transmissions télévisuelles MA-BLR).

TABLEAU XVIII – *Exemple de brouillage causé par le SRS à des services de radiocommunication de Terre*

Largeur de bande radioélectrique dans un canal de Terre (MHz)	5
Facteur de bruit du récepteur (dB)	8
Gain d'antenne dans l'axe de visée (dBi)	34
Puissance de bruit à l'entrée du récepteur (kTB) (dBW)	−127,7
Puissance surfacique de la TVHD dans l'axe de visée (atmosphère claire) (dB(W/m^2))	−85,7
Discrimination de l'antenne d'émission du satellite ([1]) (dB)	12,7
Facteur de largeur de bande ([2]) (dB)	15,9
Affaiblissement atmosphérique (atmosphère claire) (dB)	4,0
Gain à 22,5 GHz (ouverture équivalente d'antenne de 1 m^2) (dB)	48,5
Niveau de brouillage à l'entrée du récepteur (dBW)	−132,8
Rapport brouillage/bruit (I/N) (dB)	−5,1

([1]) On suppose un angle de site minimum de 20° en limite de la zone de couverture du SRS et une largeur de faisceau de l'antenne d'émission du satellite de 1°.

([2]) Pour la modulation numérique, on suppose que l'énergie est répartie uniformément sur toute la largeur de bande du canal TVHD, ce qui se traduit par une diminution de la puissance de brouillage de 10 log (195/5) = 15,9 dB.

On a effectué une analyse d'un brouillage à un système de terre de capacité moyenne utilisant une modulation MDPD-4 et capable de fournir jusqu'à 672 voies téléphoniques pour chaque porteuse RF. Les hypothèses retenues et les caractéristiques du système figurent à l'Annexe II.

L'analyse indique qu'on peut prévoir un TEB minimal de 1 x 10^{-7} au cours de conditions médianes (temps clair) avec des marges de dépassement de C/I. La valeur de marge de dépassement dépend de la longueur du trajet du système numérique et du type de brouillage causé par le SRS TVHD. On peut prévoir les marges les plus faibles sur les trajets les plus longs (8 km) et à partir de signaux analogiques TVHD brouilleur du signal pour lesquels la puissance surfacique a été fixée dans le cas de réception individuelle.

Cependant ces marges de dépassement de C/I entraînent qu'aucune restriction intervenant dans l'emplacement de l'antenne de réception de Terre ou l'évitement de l'orbite ne soit nécessaire en ce qui concerne ce mode de brouillage. Ces marges positives entraînent également que l'hypothèse sur l'angle minimal de site en bordure de la zone de couverture du SRS (à savoir 20°) puisse être moins stricte et satisfaire encore au critère de protection pour tous les trajets excepté les plus longs. Les marges seraient même plus grandes dans le cas de réception communautaire en raison des niveaux plus faibles de puissance surfacique.

Les effets du brouillage sur la qualité du système au cours d'évanouissement dû à la pluie devront réduire légèrement la marge d'évanouissement au seuil du TEB à la réception. En supposant que les signaux du satellite subissent aussi un évanouissement au moins du même ordre que le signal de Terre, la réduction de la marge d'évanouissement le long du trajet sera inférieure à 1 dB.

Il convient de noter cependant que ces conclusions ne s'appliquent qu'aux systèmes numériques dont la modulation comporte le même nombre d'états et est du même type que ci-dessus, et pour des caractéristiques de système semblable. Par exemple, ces conclusions ne peuvent pas s'appliquer aux systèmes actuellement en cours de développement et de mise au point utilisant un nombre d'états de modulation plus élevé tel que la modulation MAQ 64 qui est plus sensible au brouillage, ou employant des antennes de réception vectorielles où dans ce cas les évanouissements dus à la pluie le long des deux trajets ne peuvent plus être complètement corrélés.

6.1.2.7 *Résumé et conclusions*

Après examen de la faisabilité du partage entre le SRS et le SF, on peut tirer les conclusions suivantes:

- l'analyse des distances de coordination pour le cas du SRS de TVHD analogique (réception communautaire) montre que, pour des angles de site supérieurs à 10° environ, la distance de coordination maximale est comprise entre 73 et 100 km, ce qui correspond aux azimuts proches de l'axe de visée, et les distances de coordination minimales sont comprises entre 13 et 37 km pour les azimuts correspondant au lobe arrière de l'antenne de réception;
- les distances de coordination pour le cas de la TVHD numérique (réception individuelle) sont comprises entre les contours de coordination maximum et minimum de la TVHD analogique;
- compte tenu des zones de coordination relativement peu étendues nécessaires dans cette bande, le partage du point de vue géographique sera un peu plus facile que dans la bande des 12 GHz;
- l'analyse du brouillage causé à des services de radiocommunication de Terre par le SRS indiquée au § 6.1.2.6 montre que, pour les hypothèses du cas le plus défavorable, on obtient un rapport (I/N) de −5,1 dB. Un complément d'étude est nécessaire pour déterminer si cette marge est suffisante pour les types de services de Terre envisagés dans cette bande.

6.2 Partage entre le service de radioastronomie et le SRS au voisinage de 22 GHz*

La radioastronomie (RA) s'intéresse à plusieurs bandes de fréquences au voisinage de 22 GHz:

de 22,01 à 22,21 GHz
de 22,21 à 22,50 GHz
de 22,81 à 22,86 GHz
de 23,07 à 23,12 GHz

Ces bandes intéressent également le SRS pour les émissions de TVHD à large bande de radiofréquences (voir la Résolution 521).

Ce paragraphe traite de la protection requise par la radioastronomie et de la largeur des bandes de garde que nécessiterait une protection complète de la RA.

---

* Ce paragraphe doit être porté à l'attention de la Commission d'études 2 du CCIR.

6.2.1 Limites requises de densité surfacique de puissance

Les limités de densité surfacique de puissance nécessaires pour protéger le service de radioastronomie sont données dans le Rapport 224 du CCIR. Les limites figurant dans le tableau sont établies en faisant l'hypothèse qu'on utilise une antenne isotrope. Comme, en pratique, les observations de radioastronomie se font avec des antennes fortement directives, on peut admettre un facteur supplémentaire de 15 dB par rapport aux limites de densité surfacique de puissance tabulées. Cette hypothèse est fondée sur l'utilisation d'un diagramme d'antenne de référence de 32-25 log φ pour représenter le gain du lobe latéral en dBi de l'antenne RA. On admet en outre dans ce cas que l'antenne RA ne sera pas pointée à moins de 5° de l'orbite des satellites géostationnaires (OSG) de sorte que le gain de l'antenne RA en direction de l'OSG ne dépassera pas 32-25 log(5°)$\cong$ 15 dBi.

La limite de densité surfacique de puissance dans cette bande est calculée comme suit: le Tableau I du Rapport 224 du CCIR indique une densité spectrale de puissance de -233 dB(W/(m^2·Hz)), ce qui correspond à un gain d'antenne supposé de 0 dBi.

Ce niveau de densité surfacique de puissance est à nouveau diminué de 15 dB (ce qui le ramène à -248 dB(W/(m^2·Hz)) pour permettre des observations de radioastronomie jusqu'à 5° hors de l'orbite du satellite géostationnaire, d'après la discussion qui précède.

Le Rapport 1075 indique que la densité surfacique de puissannce en espace libre d'un service de TVHD par satellite sera de l'ordre de -90 à -100 dBW/m^2 dans la zone de service. Le Tableau 1 donne la densité spectrale de puissance dans une bande de 1 Hz en supposant l'existence soit d'une répartition spectrale uniforme de l'énergie (comme on l'obtiendrait en diffusion numérique), soit d'unedispersion d'énergie sur 4 MHz, dans le cas d'une émission MF. De nouvelles études seront peut-être nécessaires pour déterminer si la dispersion d'énergie normalement utilisée dans les systèmes MF conviendrait pour protéger le service de radioastronomie.

TABLEAU XIX

Densité surfacique de puissance dans une bande de 1 Hz (dB(W/(m^2.Hz))

Bande passante sur laquelle l'énergie est répartie (MHz)	Densité spectrale de puissance surfacique (dBW/(m^2.Hz))	
	Densité de puissance surfacique de la TVHD = -90 dB(W/m^2)	Densité de puissance surfacique de la TVHD = -100 dB(W/m^2)
4	-156	-166
40	-166	-176
50	-167	-177
100	-170	-180

Les valeurs de ce tableau montrent qu'un affaiblissement sensible du signal de TVHD est requis avant qu'il puisse utiliser une bande de radioastronomie sans causer de brouillage excessif.

6.2.2 Conséquences

Les niveaux de rayonnement hors bande devraient être plus faibles. Les systèmes de modulation adoptés devront prévoir une mise en forme du spectre et le filtre de sortie du satellite pourra introduire un affaiblissement.

Pour obtenir le niveau souhaitable de -248 dB(W/(m^2.Hz)), un affaiblissement supplémentaire compris entre 68 et 92 dB serait nécessaire.

6.2.2.1 Systèmes MF

Le spectre des systèmes MF décroit très rapidement en-dehors de la bande. La Fig.16 donne un exemple typique de gabarit spectral. Ce spectre est défini à partir des informations données par le Rapport 807-2 du CCIR traitant du rayonnement hors bande typique d'un satellite de diffusion de la télévision. L'hypothèse de l'emploi d'un système de télévision classique correspond presque au cas le plus défavorable. Des approximations sont nécessaires pour extrapoler du cas des systèmes classiques à celui de la TVHD. La prise en compte d'un facteur d'échelle des fréquences des signaux est valable sous certaines conditions. Les calculs été faits pour des bandes passantes RF de 54 MHz <voir le système B au Tableau 9 du Rapport 1075 (MOD I)> et de 100 MHz. On peut donc admettre un facteur d'échelle des fréquences de deux dans le premier exemple et de quatre dans le second.

On voit d'après les courbes de la Fig. 16qu'un certain affaiblissement supplémentaire est requis pour protéger la radioastronomie.* La figure montre aussi que pour un système MF sans filtrage supplémentaire, la bande de garde doit être comprise entre 65 et 120 MHz, selon l'exemple utilisé. Un filtrage complémentaire du signal de sortie serait utile.

6.2.2.2 Systèmes numériques

Une vaste gamme de systèmes numériques possibles est à l'étude. Certains ont une enveloppe constante et peuvent être organisés pour avoir un spectre qui ne se dégrade pas quand le signal passe par un amplificateur non linéaire. D'autres n'ont pas une enveloppe d'amplitude constante et leur spectre peut être modifié par les non-linéarités, notamment dans les amplificateurs dotés de tubes à onde progressive, ce qui entraîne un accroissement du rayonnement hors bande. Deux des exemples du Rapport 1075 (QPSK et 16 QAM) peuvent être considérés comme des cas limites. La Fig.17 montre que dans un système QPSK, les niveaux de rayonnement hors bande seraient trop élevés pour permettre aux radioastronomes de travailler convenablement. De même, avec les hypothèses faites, le 16 QAM poserait des problèmes (les enveloppes spectrales de la Fig. 17 correspondent à la sortie du tube à onde progressive et à un roll off cosinus de 50%). Un filtrage complémentaire est donc indispensable pour les systèmes numériques.

6.2.2.3 Exigences concernant les bandes de garde et le filtrage

Il est possible de calculer le filtrage nécessaire pour protéger la radioastronomie au minimum d'écart en fréquence relativement à la TVHD par satellite.

L'étude de la Fig. 16 montre que les systèmes MF utilisés dans les exemples demandent des filtres dont la bande passante est de 50 et 100 MHz. Une certaine réjection est souhaitable à la fréquence distante du centre du canal d'environ une bande passante. On admet comme objectif, exigeant, mais probablement possible à atteindre, un affaiblissement de 20 dB pour améliorer l'efficacité de l'utilisation du spectre.

Le filtre de sortie doit assurer une atténuation destinée à abaisser les niveaux du rayonnement hors bande en-dessous de ceux proposés pour protéger la radioastronomie. On voit d'après la Fig.17 qu'un affaiblissement d'environ 50 dB est requis pour cela.

Plus précisément, une voie QAM à 140 Mbit/s exigerait un affaiblissement d'au moins 50 dB à une distance en fréquence minimale de 68 MHz par rapport au centre du canal, alors qu'une voie QPSK à 140 Mbit/s demanderait un affaiblissement d'au moins 60 dB pour une distance en fréquence minimale de 70 MHz.

---

* Les valeurs de la Figure 1 supposent l'emploi d'une dispersion d'énergie.

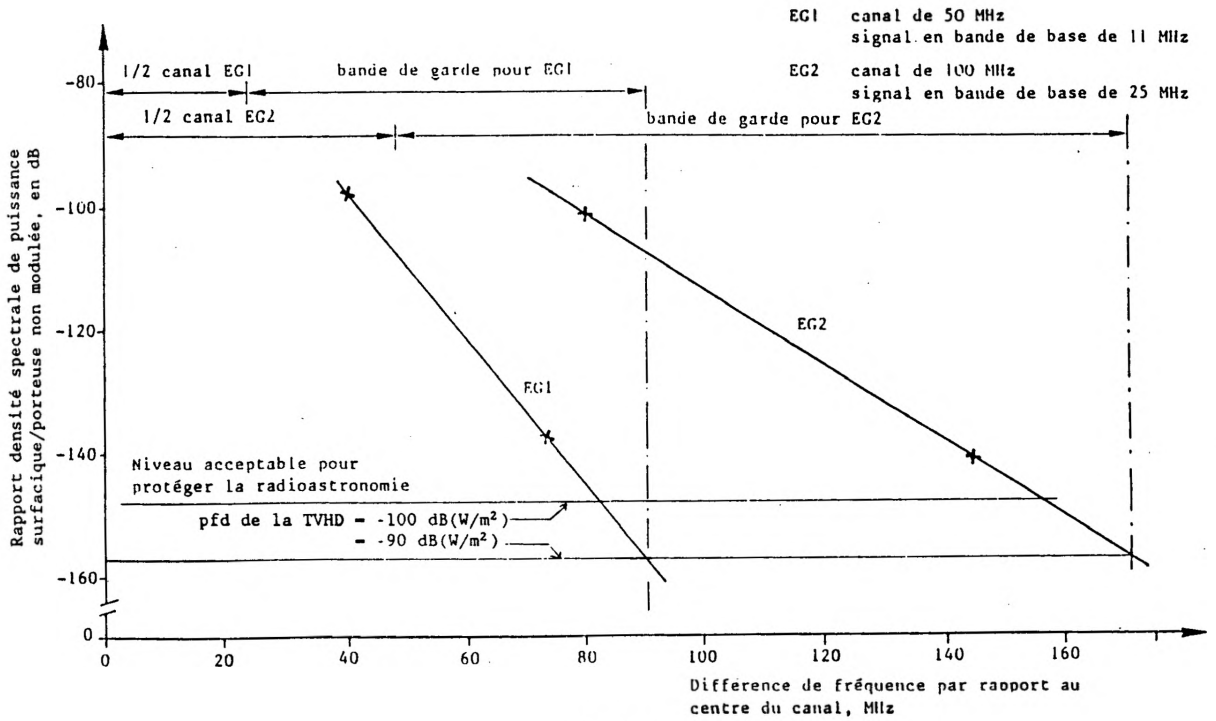


FIGURE 16

Gabarit de spectre pour les systèmes MF

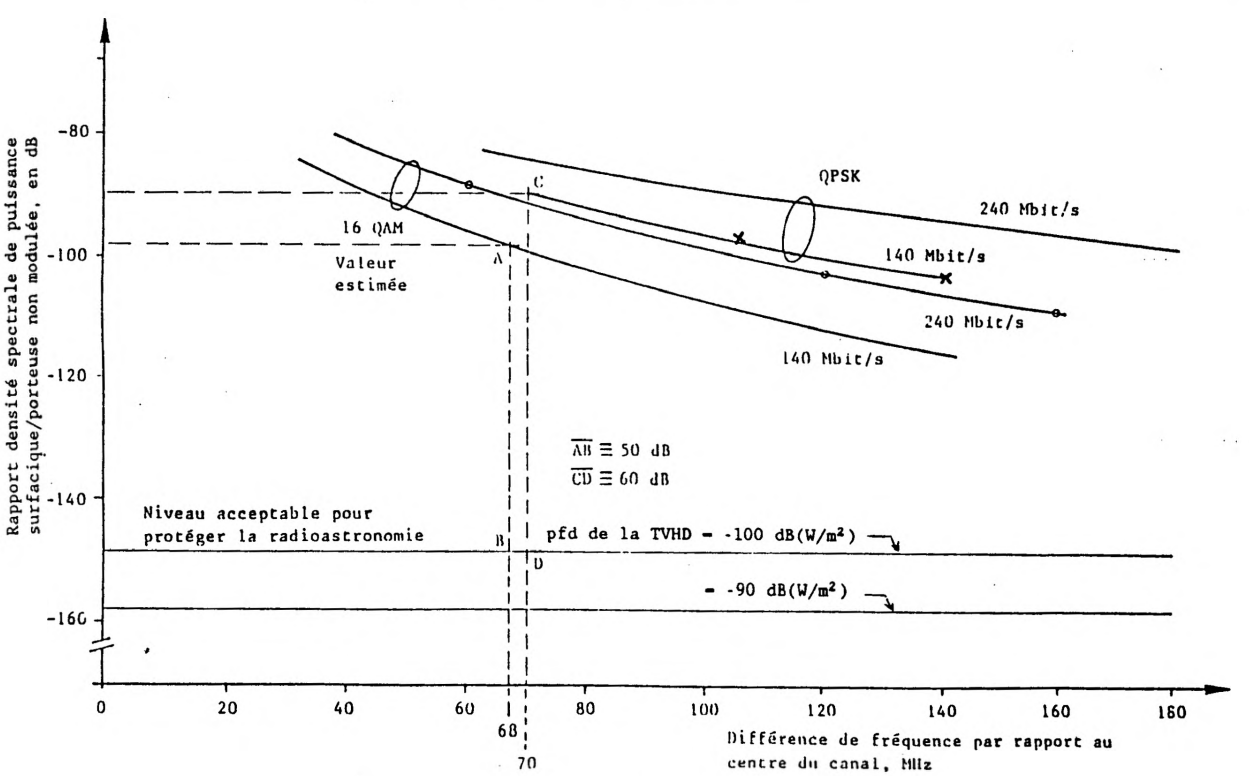


FIGURE 17

Enveloppe spectrale pour les systèmes numériques

pfd: puissance surfacique

6.2.2.4 Exemple de calcul: QPSK à 140 Mbit/s au voisinage de 22 GHz

On peut calculer ainsi dans ce cas la bande de fréquences totale à laisser libre pour la radioastronomie :

- bande de la radioastronomie : 50 MHz
- écart minimal entre la limite de la bande de radioastronomie et la fréquence centrale du plus proche canal de TVHD : 70 MHz
- demi-largeur du canal RF pour un signal QPSK à 140 Mbit/s avec un "roll-off" de 50%

$$B(\text{libre}) = 50 + 2 \times 70 - 2 \times 52{,}5 = 85 \text{ MHz}.$$

Il en résulte qu'une large bande doit rester inoccupée et que les exigences en matière de filtrage sont très strites.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

AKIMA, H. [janvier 1980] Sharing of the band 12.2 to 12.7 GHz between the broadcasting-satellite and fixed services, NTIA Report, 80-32, US Department of Commerce, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique.

GOES, O. W., HEINZELMANN, G. et VOGT, K. [octobre 1968] Transmitter-network planning for terrestrial television broadcasting in the 11.7 to 12.7 GHz band. *Rev. de l'UER (Technique)*, Partie A, **111-A**, 216-226.

KELLEY, R. L. et autres [1976] Communications systems technology assessment study, Fairchild Space & Electronics Company, Germantown, MD. (Etude faite pour le Centre de recherche Lewis de la NASA au titre du contrat NAS 3-20364).

KONISHI, Y. [1980] Satellite broadcasting receiver – present and future. IEEE MTT-S, International Microwave Symposium Digest, 293-295.

Documents du CCIR

[1974-78]: **a.** 11/112 (Allemagne (République fédérale d')); **b.** 11/415 (France); **c.** 11/420 (France); **d.** 11/172 (Pays-Bas); **e.** 11/142 (Royaume-Uni); **f.** 9/83 (Royaume-Uni); **g.** 11/170 (Pays-Bas); **h.** 11/143 (ASE); **i.** 11/163 (Suisse); **j.** 9/92 (Allemagne (République fédérale d')); **k.** 11/152 (URSS); **l.** 11/174 (Australie).

[1978-82]: **a.** 11/247 (Japon); **b.** 10-11S/114 (Japon).

BIBLIOGRAPHIE

ALTSHULER, E. E., GALLOP, M. A. Jr et TELFORD, L. E. [septembre-octobre 1978] Atmospheric attenuation statistics at 15 and 35 GHz for very low elevation angles. *Radio Sci.*, Vol. 13, **5**, 839-852.

BOROVKOV, V. A. et LOKCHINE, M. G. [1979] Problème de compatibilité électromagnétique dans les services de télévision. *Elektrosviaz*, 7, 1-4 (en russe).

DOLUKHANOV, M. «Propagation of Radio Waves», Mir Publishers, Moscou, URSS, 1971. Révision de l'édition 1965.

ESA "Study of the applicability of the 20 GHz band for high-definition TV satellite broadcasting", Contract Study Report, TP 8566, 1988.

ROGERS, D. W. [janvier 1985] Propagation considerations for satellite broadcasting at frequencies above 10 GHz, *IEEE J. Select. Areas in Comm.*, Vol. SAC-3, **1**, 100-110.

Documents du CCIR

[1974-78]: 11/19 (Royaume-Uni); 11/22 (Suisse); 11/34 (Japon); 11/108 (Canada); 11/141 (Royaume-Uni); 11/153 (Etats-Unis d'Amérique); 11/156 (Allemagne (République fédérale d')).

[1978-82]: 10-11S/11 (UER); 10-11S/12 (Royaume-Uni); 10-11S/25 (Etats-Unis d'Amérique); 10-11S/53 (URSS); 11/116 (URSS).

ANNEXE I

EXEMPLES DE LIMITES DE LA PUISSANCE SURFACIQUE NÉCESSAIRES POUR PROTÉGER LE SERVICE MOBILE TERRESTRE AUX ENVIRONS DE 800 MHz

S'il y a un seul satellite géostationnaire de radiodiffusion sur la partie visible de l'orbite, la valeur acceptable de la puissance surfacique produite à la surface de la Terre par le satellite est la suivante:

- pour protéger un service de haute qualité:
  - -133 dB(W/(m^2 · 16 kHz)) à l'antenne de réception de la station mobile;
  - -146 dB(W/(m^2 · 16 kHz)) à l'antenne de réception de la station de base;
- et pour protéger un service de qualité minimale:
  - -127 dB(W/(m^2 · 40 kHz)) à l'antenne de réception de la station mobile;
  - -134 dB(W/(m^2 · 40 kHz)) à l'antenne de réception de la station de base.

Ces valeurs s'appliquent uniquement au service mobile terrestre aux environs de 800 MHz.

La valeur de -146 dB(W/(m^2 · 16 kHz)) est fondée sur les renseignements normalement disponibles et est nécessaire, par exemple, pour assurer la protection d'un système mobile terrestre fonctionnant aux environs de 800 MHz avec les caractéristiques suivantes:

- espacement entre canaux: 25 kHz,
- largeur de bande du récepteur: 16 kHz,
- facteur de bruit du récepteur: 10 dB,
- facteur d'amélioration: 12 dB,
- gain d'antenne: 15 dBi,
- rapport de protection aux fréquences radioélectriques: 18 dB,
- discrimination de polarisation: 3 dB.

Pour des caractéristiques différentes ou additionnelles du système mobile terrestre, la puissance surfacique mentionnée ci-dessus sera à modifier en conséquence. La valeur indiquée pour cette puissance surfacique tient compte des faibles angles de site du satellite de radiodiffusion.

Il convient de noter également que si plusieurs satellites géostationnaires sont en visibilité, la valeur de la puissance surfacique produite par chaque satellite doit être réduite en conséquence.

Il serait souhaitable que l'on puisse obtenir d'autres administrations davantage de données concernant les caractéristiques des systèmes en exploitation, ou en cours d'étude, avant que l'on puisse parvenir à une valeur générale de la puissance surfacique assurant la protection des systèmes mobiles terrestres. Il convient donc de poursuivre les études pour pouvoir disposer de données supplémentaires.

Actuellement, il semble prématuré d'apprécier si le partage de fréquences est possible entre le service de radiodiffusion par satellite et le service mobile terrestre aux environs de 800 MHz.

ANNEXE II

Caractéristiques d'un système de terre numérique fonctionnant à 23 GHz et étude des brouillages

La présente annexe fournit des détails sur les caractéristiques des systèmes de Terre numériques examinés au § 7.3.2.2.1. Les hypothèses émises et la méthode employée pour les analyses de l'influence des brouillages sont également indiquées.

1. Systèmes radioélectriques numériques à 23 GHz pour les transmissions téléphoniques et de données

En raison de l'évolution rapide du réseau numérique téléphonique et de données, l'emploi de la bande des 23 GHz pour les transmissions téléphoniques et de données utilisera sans doute des techniques de transmission numérique. Les limitations des performances des dispositifs actuels à ces fréquences restreindront vraisemblablement les possibilités de choix de la modulation aux techniques à enveloppe constante (par exemple MDP-2 ou 4) permettant le fonctionnement au voisinage de saturation du dispositif. De tels systèmes de modulation fourniront une capacité de voies téléphoniques et de données allant de 96 voies téléphoniques (faible capacité) à environ 672 voies téléphoniques (capacité moyenne) dans un seul canal RF. Les paramètres de transmission du système radioélectrique de base sont supposés semblables à ceux qui figurent dans le § 6.1.2.1 du présent Rapport.

Les principales applications de ces systèmes pourraient consister en liaisons entre bâtiments dans des zones urbaines utilisant dans ce cas des trajets relativement courts (1 à 8 km) afin de limiter l'affaiblissement du trajet dû aux précipitations qui peut être très important à ces fréquences. En examinant les possibilités des dispositions géométriques, on constate que les angles de site des antennes d'émission et de réception des systèmes radioélectriques de Terre peuvent s'échelonner jusqu'à 10°. L'angle de site de l'antenne de réception du système numérique présente de l'importance dans la mesure où il influe sur l'emplacement pour lequel il est possible que l'axe de visée de l'antenne du récepteur du système de Terre soit dirigé vers le satellite brouilleur.

2. Remarques relatives au partage et analyse du brouillage

A ces fréquences très élevées et avec des systèmes empruntant des trajets relativement courts, l'indisponibilité du trajet résulte principalement des évanouissements dus à la pluie. De plus, un brouillage d'une certaine importance provoqué par le satellite se produira dans les cas où les angles d'azimut et de site du trajet du signal de Terre sont presque les mêmes que ceux du trajet du signal provenant du satellite brouilleur; autrement une discrimination suffisante serait assurée par l'antenne de réception du système de Terre. D'ailleurs il est possible d'admettre que le signal provenant du satellite subira des évanouissements de même niveau et au même moment que le signal de Terre au cours des périodes de pluie.

L'analyse du partage présenté dans cette annexe repose sur l'obtention d'un rapport porteuse/brouillage (C/I) nécessaire pour garantir une performance d'erreur du système acceptable au cours de conditions de propagation médianes ou par temps clair.

(Cette approche est différente de celle du § 6.1.2.6 du présent Rapport qui repose sur l'obtention d'un rapport brouillage/bruit (I/N) acceptable ce qui implique ainsi une indépendance d'évanouissement du signal au moins partielle entre les trajets utile et brouilleur.)

En supposant que l'influence du brouillage sur le TEB du système est équivalente à celle du bruit gaussien, pour une modulation MDPD-4, un rapport C/I de 13,8 dB conduira alors à un TEB théorique de 1×10^{-7}. En admettant une marge de mise en oeuvre de 3 dB, le C/I nécessaire en l'absence de bruit thermique ($C/N = \infty$) sera de 16,8 dB.

Par un raisonnement analogue, l'hypothèse d'un seuil de TEB de 10^3 comme performance acceptable minimale (c'est-à-dire interruption du système) correspond à une valeur de C/N avec évanouissement égale à 9,8 dB pour une modulation MDPD-4. Cette valeur C/N de seuil s'applique en l'absence de brouillage. La présence de brouillage dans le cas d'évanouissement aura pour effet d'accroître légèrement la valeur C/N de seuil ce qui aboutit à une faible diminution de la marge d'évanouissement. Par exemple, en admettant que le signal du satellite subisse un évanouissement de même niveau que le signal de Terre, pour un C/I = 16,8 dB, le C/N nécessaire pour un TEB de 10^3 est approximativement de 10,3 dB, ce qui représente une diminution de 0,5 dB de la marge d'évanouissement.

Le Tableau XX indique les caractéristiques de trajet du système de Terre pour des longueurs de trajets s'échelonnant de 2 à 8 km et pour deux dimensions d'antenne d'émission/de réception de Terre. Le niveau de puissance surfacique brouilleur maximal admissible à l'emplacement du récepteur de Terre est établi à partir du rapport C/I donné ci-dessus et dans l'hypothèse qu'il n'existe pas de discrimination de l'antenne de Terre en direction du satellite brouilleur.

TABLEAU XX

Paramètres du trajet du système de Terre

Longueur de trajet (km)	Niveau médian du signal de réception[1] (dBW)		Marge d'évanouissement au-dessus du seuil[2] (dB)		Niveau de brouillage admissible[3] (dBW)		Puissance surfacique de brouillage admissible (dB(W/m^2))	
	30 cm	68 cm	30 cm	68 cm	30 cm	68 cm	30 cm	68 cm
2	-74,8	-60,6	34,7	48,9	-91,6	-77,4	-77,1	-70,0
4	-81,1	-66,9	28,4	42,6	-97,9	-83,7	-83,4	-76,3
6	-84,8	-70,6	24,7	38,9	-101,6	-87,4	-87,1	-80,0
8	-87,6	-73,4	21,9	36,1	-104,4	-90,2	-89,9	-82,5

(1) On admet un niveau de sortie de l'émetteur, P_t égal à 13 dBm.

(2) On admet un facteur de bruit de 8 dB: TEB = 10^3 (seuil): (C/I) = ∞.

(3) On admet un (C/I) médian égal à 16,8 dB (TEB de 10^7 + marge de 3 dB).

TABLEAU XXI - Niveaux de brouillage produits par le SRS TVHD (réception individuelle)

Paramètre	Numérique	Analogique	
Puissance surfacique en bordure de la zone de couverture	-94,3	-94,7	dB(W/m^2)
Largeur de bande RF	195	60	MHz
Marge de pluie	4,5	4,5	dB
Ouverture du faisceau de l'antenne d'émission du satellite	1,0	1,0	deg.
Angle de site minimal en bordure de la zone de couverture	20,0	20,0	deg.
Angle de site maximal de l'antenne de réception de Terre	10,0	10,0	deg.
Puissance surfacique sur l'axe de visée (temps clair)	-86,8	-87,2	dB(W/m^2)
Discrimination de l'antenne d'émission du satellite en direction du récepteur de Terre	9,6	9,6	dB
Affaiblissement par temps clair supplémentaire	1,26	1,26	dB
Facteur[1] de dispersion de largeur de bande	5,9	0	dB

	Diamètre de l'antenne de réception de Terre				
Dépassement de C/I pour: longueur de trajet (km)	30	68	30	68	cm
2	26,6	33,7	21,0	28,1	dB
4	20,3	27,4	14,7	21,8	
6	16,6	23,7	11,0	18,1	
8	13,8	21,2	8,2	15,6	

[1] Facteur de dispersion par largeur de bande applicable à la SRS TVHD numérique.

Note - Il y a des différences entre le Rapport 951, partage entre le service inter-satellites et le service de radiodiffusion par satellite au voisinage de 23 GHz, et la section 7.3.2.2.7 du Rapport du GTIM 10-11/1 qui traite du brouillage causé par le SBS au SIS.

Toutefois, aucune contribution n'a été présentée sur ce sujet aux réunions intérimaires et les administrations sont notammment priées de présenter des contributions appropriées aux réunions finales.

RAPPORT 634-4*

SERVICE DE RADIODIFFUSION SONORE ET DE TÉLÉVISION PAR SATELLITE

Mesures des rapports de protection contre le brouillage pour la planification des systèmes de radiodiffusion de télévision

(Question 1/10 et 11, Programmes d'études 1C/10 et 11, 1D/10 et 11 et 2C/10 et 11)

(1974-1978-1982-1986-1990)

1. Introduction

Pour établir les plans des systèmes de télévision, il est indispensable de connaître les rapports de protection contre le brouillage (rapport de la puissance du signal utile à la puissance du signal brouilleur, à l'entrée du récepteur) en fonction de la qualité de l'image, évaluée subjectivement. C'est ainsi que, depuis longtemps, ceux qui étudient des systèmes de radiodiffusion de Terre ont besoin des rapports de protection contre le brouillage entre deux signaux à modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle (MA-BLR). A l'heure actuelle, avec les nombreuses attributions de bandes de fréquences au service de radiodiffusion par satellite, la question des rapports de protection qu'exigent les différentes méthodes de modulation adoptées a acquis une grande importance. Par ailleurs, avec l'imminence de l'introduction des techniques de transmission numériques, dont les signaux jouent à la fois le rôle de signaux brouilleurs et de signaux utiles, il est indispensable de connaître les rapports de protection de ces signaux entre eux et entre ces signaux et les signaux analogiques.

Le présent Rapport est un exposé succinct des résultats des essais de détermination du rapport de protection faits par plusieurs administrations dans les cas où le signal utile et le signal brouilleur sont tous deux modulés par des signaux de télévision en couleur ou d'autres émissions telles que voies son multiples (voir la Note). En considérant ces résultats, on gardera présent à l'esprit que, en général, les différentes combinaisons de signaux peuvent se présenter dans plusieurs bandes de fréquences. Aussi bien les résultats sur les rapports de protection contre le brouillage entre les signaux MF et MA-BLR sont importants pour le partage des fréquences, non seulement dans la bande 620 à 790 MHz, mais encore dans les bandes 2500 à 2690 MHz et 11,7 à 12,5 GHz.

Note. – On trouvera dans le Rapport 449 des données sur les rapports de protection contre le brouillage entre un signal de télévision à modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle ou à modulation de fréquences et les signaux utilisés dans les services fixe et mobile.

2. Mesure des rapports de protection

2.1 *Mesures subjectives en télévision*

Les mesures subjectives des rapports de protection en télévision doivent être effectuées conformément aux dispositions de la Recommandation 600.

2.2 *Mesures objectives pour les émissions sonores*

Dans tous les cas de radiodiffusion sonore, il est plus commode d'effectuer la mesure du rapport de protection en utilisant une méthode objective. Celle-ci consiste à effectuer la mesure du bruit après démodulation afin que le rapport signal/bruit dans le canal radiophonique ne dépasse pas une valeur donnée. Le Tableau I donne une liste de facteurs qui ont une influence sur le rapport de protection des signaux radiophoniques, ainsi qu'une proposition de «cas de référence» destinée à établir un ensemble commun de conditions d'essai pour les mesures effectuées par différentes administrations.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la CEI. (WG 8, SC 12A).

TABLEAU I – *Facteurs affectant les rapports de protection mesurés objectivement pour les signaux radiophoniques et ensemble de conditions du cas de référence pour ces facteurs*

Facteur	Conditions du cas de référence	
Récepteurs Caractéristiques du signal utile Caractéristiques du signal brouilleur Décalage de fréquence porteuse	Note 1 Note 2 Note 3 Note 4	
	Son de haute qualité	Son associé au signal de télévision
Rapport signal/bruit pondéré (Note 6) La valeur proposée du cas de référence peut être obtenue à partir de deux éléments qui sont:	⩾ 47 dB	⩾ 42 dB
le rapport signal/bruit thermique pondéré	⩾ 50 dB	⩾ 45 dB
le rapport signal/bruit pondéré dû au brouillage (Note 7)	⩾ 50 dB	⩾ 45 dB
Autres brouillages et sources de dégradation du son	Note 5	

Note 1. – Les récepteurs utilisés dans les essais doivent représenter un équipement assez sensible au type de dégradation étudié. Il faut tenir compte des récepteurs domestiques ainsi que du type de récepteurs susceptibles d'être utilisés dans les stations de réémetteurs. On mesure les caractéristiques des filtres radioélectriques et des filtres FI, afin de faciliter l'interprétation des résultats obtenus en présence de l'écart de fréquence entre les signaux utile et brouilleur. Autant que possible, les caractéristiques des filtres doivent être adaptées aux normes applicables au signal utile. Les fréquences de sortie de la bande de base doivent être limitées au minimum spécifié dans le cas de la norme de télévision utilisée pour le signal utile. Des filtres ayant des largeurs de bande excessives, conduisent à observer un bruit et des brouillages qui ne se produiraient pas avec des récepteurs convenablement réglés.

Note 2. – Dans le cas où le signal utile est un système à son multiple, plusieurs systèmes peuvent être envisagés, qui nécessitent la même largeur de bande ou une largeur de bande inférieure à celle d'une voie de télévision. On trouvera un exemple de ce système dans l'Annexe I, § 4.

Note 3. – Dans la plupart des cas, le signal brouilleur a les mêmes caractéristiques que le signal utile. Cependant, il convient aussi de déterminer le rapport de protection entre deux systèmes dissemblables. En pareil cas, le signal brouilleur peut avoir des caractéristiques différentes de celles du signal utile et peut appartenir à un autre type d'émission, telle que voies son multiples.

Note 4. – Pour mesurer le rapport de protection dans le même canal, il n'y a pas de décalage des fréquences porteuses. On définit le décalage des fréquences porteuses par la différence entre les fréquences porteuses non modulées du signal brouilleur et du signal utile ($f_{\text{brouil.}} - f_{\text{ut.}}$), étant entendu que le même type de modulateur est utilisé dans les deux cas. Cependant, si le brouillage est sensible à des décalages particuliers des fréquences, ceux-ci doivent être identifiés par le programme d'essai. Pour les rapports de protection entre voies adjacentes, il convient d'effectuer une série de mesure pour les fréquences du signal brouilleur situées dans une plage d'environ ± 30 MHz par rapport à celle du signal utile.

Note 5. – Il ne faut pas tenir compte d'autres sources de brouillage (sauf le bruit thermique comme il est indiqué plus haut), lorsqu'on évalue le rapport de protection.

Note 6. – Les valeurs indiquées représentent la différence entre le niveau maximal du signal et le bruit mesuré conformément aux indications données dans la Recommandation 468 (valeur quasi-crête et nouveau réseau de pondération).

Note 7. – La méthode objective de mesure des rapports de protection dans les voies son figure dans le Rapport 796.

3. Rapports de protection pour un signal utile de télévision

Le présent paragraphe étudie les rapports de protection nécessaires pour les signaux de télévision. Le rapport de protection dépend des caractéristiques de modulation des signaux utiles et brouilleurs. Certaines valeurs du rapport de protection pour les signaux de télévision ont déjà été utilisées aux fins de la planification par la CAMR-RS-77. Ces valeurs, qui sont fondées sur des mesures effectuées à cette période, sont indiquées au § 3.1.1. Des valeurs du rapport de protection fondées sur des mesures récentes ont été utilisées aux fins de la planification par la CARR SAT-83. Ces valeurs sont indiquées également au § 3.1.1.

Le reste du § 3.1 décrit des mesures portant sur le rapport de protection à adopter pour les signaux de télévision brouillés par d'autres signaux de télévision utilisant les modulations analogique et numérique. Le § 3.2 décrit des mesures portant sur le rapport de protection contre le brouillage causé à un signal de télévision par d'autres types de signaux.

Le § 3.3 étudie les effets de plusieurs écarts par rapport aux conditions d'essai correspondant au cas de référence établi dans la Recommandation 600.

Les mesures du rapport de protection nécessaire qui sont décrites dans le présent Rapport ont été effectuées dans des conditions d'essai très variables, conformes à différents critères subjectifs. Il est souhaitable d'effectuer d'autres études conformément aux dispositions de la Recommandation 600 et ce, pour toutes les combinaisons de méthodes de modulation des signaux utiles et brouilleurs que l'on peut rencontrer dans la pratique. Cela permettra de convenir de certaines valeurs à adopter aux fins de la planification future. L'Annexe II contient des suggestions relatives à certains essais supplémentaires.

3.1 *Brouillage causé par un signal de télévision*

3.1.1 *Gabarits de rapport de protection utilisés pour la planification*

La Fig. 1a et le Tableau II donnent le gabarit de rapport de protection utilisé pour la planification à la CAMR-RS-77, qui est basé sur des mesures effectuées jusqu'à cette conférence.

Des mesures faites au Canada et aux Etats-Unis d'Amérique ont porté sur plusieurs aspects du brouillage entre signaux de télévision à modulation de fréquence de système M/NTSC. En particulier:

- une relation entre le niveau de dégradation des images et le brouillage unique dans le même canal a été établie;
- l'effet subjectif du brouillage par les canaux adjacents a été analysé;
- l'effet composite du brouillage dans le même canal et du brouillage par les canaux adjacents a été évalué.

D'après les résultats de ces mesures, le gabarit du rapport de protection de la Fig. 1b a été obtenu pour la Région 2 avec un rapport de protection de 28 dB dans le même canal.

On trouvera des renseignements détaillés sur les conditions d'essai et les résultats des mesures au § 3.1 de l'Annexe I et dans [CCIR, 1982-86a, b].

3.1.2 *Brouillage entre deux signaux de télévision à modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle*

Dans ce cas, qui revêt une grande importance, les valeurs du rapport de protection figurent dans le Rapport 306.

3.1.3 *Brouillage causé à un signal de télévision en modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle par un signal de télévision à modulation de fréquence*

Les données qui figurent en Annexe I pour ce cas sont récapitulées dans le Tableau III qui donne les valeurs du rapport de protection dans le même canal (PR_0) pour un brouillage tout juste perceptible.

Des renseignements plus détaillés concernant différents systèmes sont donnés dans l'Annexe I, § 1.1.

3.1.4 *Brouillage causé à un signal de télévision à modulation de fréquence par un signal de télévision à modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle*

Dans ce cas, les mesures ont été effectuées pour un signal utile conforme aux systèmes M/NTSC à 525 lignes et K/SECAM à 625 lignes. Pour le système M, les valeurs du rapport de protection dans le même canal allant d'environ 28 à 32 dB sont indiquées pour le cas de référence. Les rapports de protection entre canaux adjacents sont indiqués dans l'Annexe I (§ 2), pour une excursion de 18 MHz/V. Il s'agit de résultats préliminaires, mais ces résultats peuvent servir de guide jusqu'à ce que des mesures plus complètes soient effectuées.

Pour le système K/SECAM, on trouvera de plus amples détails dans le § 5 de l'Annexe I.

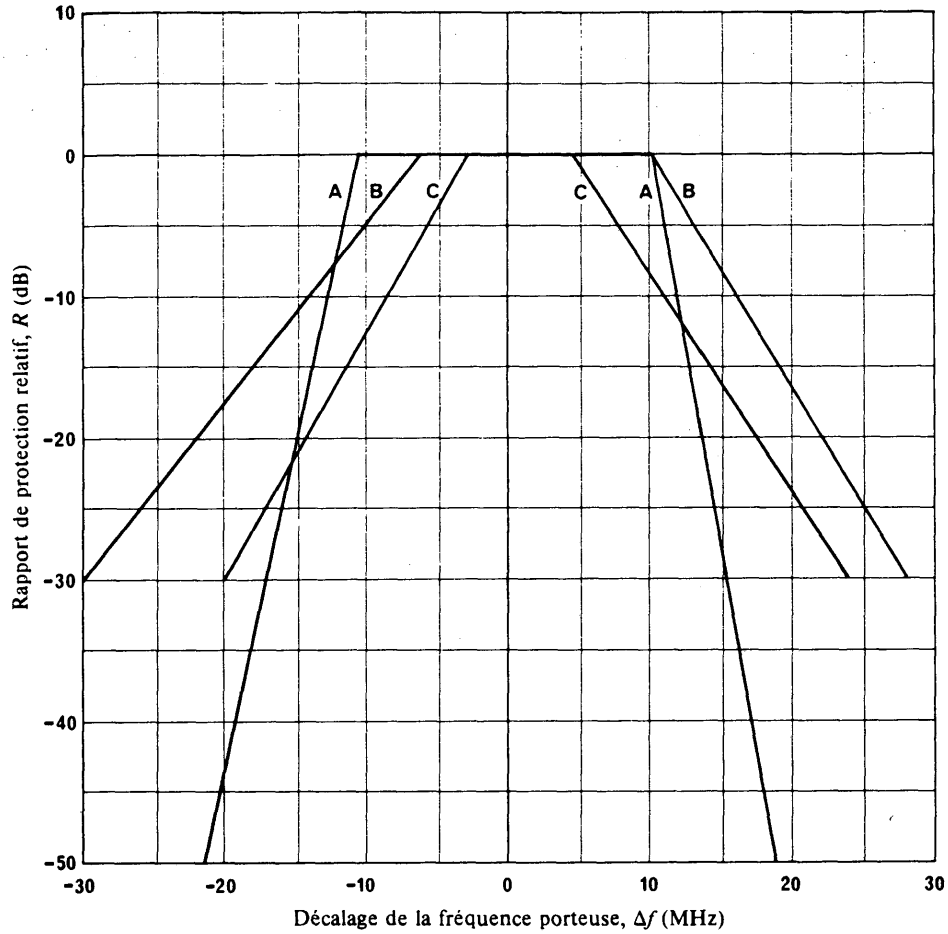


FIGURE 1a – *Rapport de protection dans les conditions de référence en fonction du décalage de fréquence*

Δf: ($f_{brouilleuse} - f_{utile}$)

Courbes A: pour un signal utile télévision/bande latérale résiduelle et un signal brouilleur télévision/modulation de fréquence, valeur pour le même canal: 50 dB

B: pour un signal utile télévision/modulation de fréquence et un signal brouilleur télévision/modulation de fréquence, valeur pour le même canal: 30 dB (Régions 1 et 3).

C: pour un signal utile télévision/modulation de fréquence et un signal brouilleur télévision/bande latérale résiduelle, valeur pour le même canal: 30 dB

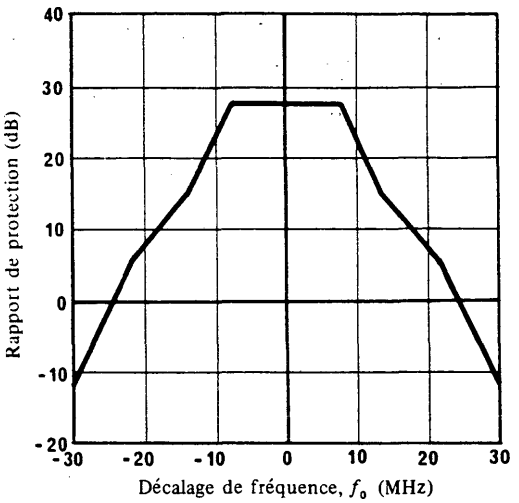


FIGURE 1b – *Gabarit du rapport de protection (télévision MF) Région 2*

Rapport de protection (excursion de fréquence crête-à-crête, D_v = 12 MHz):

$$28{,}0 \text{ dB pour } |f_0| \leqslant 8{,}36 \text{ MHz}$$
$$-2{,}762\,|f_0| + 51{,}09 \text{ dB pour } 8{,}36 < |f_0| \leqslant 12{,}87 \text{ MHz}$$
$$-1{,}154\,|f_0| + 30{,}4 \text{ dB pour } 12{,}87 < |f_0| \leqslant 21{,}25 \text{ MHz}$$
$$-2{,}00\,|f_0| + 48{,}38 \text{ dB pour } |f_0| > 21{,}25 \text{ MHz}$$

TABLEAU II

Signal utile	Signal brouilleur	Rapport de protection		Région
		Dans le même canal (dB)	Dans des canaux adjacents	
Modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle	Modulation de fréquence	50	Fig. 1a, courbe A	1, 2, 3
Modulation de fréquence	Modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle	30	Fig. 1a, courbe C	1, 2, 3
Modulation de fréquence	Modulation de fréquence	30	Fig. 1a, courbe B	1, 3
Modulation de fréquence	Modulation de fréquence	28	Fig. 1b	2

TABLEAU III

Signal utile	Excursion D_v(1) du signal brouilleur (MHz)	PR_0 (dB)
Systèmes I/PAL, G/PAL à 625 lignes	12	54
Système K/SECAM à 625 lignes	22	46
Systèmes M/NTSC à 525 lignes et L/SECAM à 625 lignes	12	50

(1) D_v = excursion de fréquence nominale crête-à-crête.

3.1.5 *Brouillage entre deux signaux de télévision à modulation de fréquence*

Lorsque les types de modulation du signal utile et du signal brouilleur sont les mêmes et qu'il n'y a pas de décalage des porteuses, la valeur, PR_0, du rapport de protection mesuré dans les conditions du cas de référence spécifiées dans la Recommandation 600 peut être représentée par les formules suivantes:

– pour tous les systèmes, à l'exception du M/NTSC à 525 lignes

$$PR_0 = C - 20 \log (D_v/12) - Q + 1{,}1\ Q^2 \qquad (1a)$$

dans laquelle:

D_v: excursion de fréquence nominale crête-à-crête (MHz);

Q: note de dégradation concernant uniquement l'effet du brouillage, mesuré selon l'échelle à 5 notes recommandée dans la Recommandation 500 [CCIR, 1970-74a];

C: constante dépendant du système de télévision et dont la valeur est de:

12,5 pour les systèmes I/PAL, G/PAL et L/SECAM à 625 lignes,

18,5 pour le système K/SECAM à 625 lignes.

Pour les valeurs élevées de Q (4 à 4,5), on a constaté que les valeurs mesurées des rapports de protection mentionnées dans le § 3 de l'Annexe I concordaient, à 1 dB près, avec les valeurs obtenues au moyen de la formule (1a), après ajustement pour tenir compte des écarts par rapport au «cas de référence». Les valeurs du rapport de protection du Rapport 449 concordent également à 1 dB près avec les valeurs découlant de la formule (1a). Les données limitées dont on dispose pour les faibles valeurs de Q (voir le § 3.1 de l'Annexe I) accusent une différence d'environ 4 dB par rapport aux valeurs de la formule (1a). La formule (1a) est utile pour la réalisation de systèmes qui exigent généralement des valeurs élevées de Q. Pour adapter la formule (1a) à des valeurs peu élevées de Q, de nouvelles études sont nécessaires.

– pour la norme M/NTSC à 525 lignes

$$PR_0 = 16{,}9 - 8{,}7 \log I_u - 20 \log (D_v/12) \qquad (1b)$$

où:

$$I_u = \frac{5 - Q}{Q - 1} \qquad \text{pour } 1 < Q < 5 \qquad \text{(voir le Rapport 405)}$$

La formule (1b) est fondée sur les données obtenues à partir de mesures effectuées au Canada et aux Etats-Unis d'Amérique en utilisant le système M/NTSC à 525 lignes [Bouchard et autres, 1984; CCIR, 1982-86c]. Il s'est avéré que cette formule fournissait une approximation assez satisfaisante des résultats dans toute la gamme des valeurs de Q.

On trouvera des renseignements détaillés sur les brouillages entre deux signaux de télévision à modulation de fréquence dans l'Annexe I, § 3 et dans le doc. [CCIR, 1974-78a].

3.1.6 *Brouillage d'un signal de télévision modulé en fréquence par des signaux de télévision modulés en fréquence multiples*

Des mesures ont été faites récemment au Canada et aux Etats-Unis d'Amérique avec le système M/NTSC à 525 lignes pour étudier comment les brouillages multiples dans le même canal se combinent entre eux. Les résultats d'essais subjectifs montrent que la combinaison de ces brouillages équivaut pratiquement à une addition des puissances.

Des mesures supplémentaires faites aux Etats-Unis d'Amérique ont montré que les brouillages multiples par les canaux adjacents, se combinent entre eux pour produire des effets de 2 à 6 dB plus marqués qu'avec l'addition des puissances.

L'effet combiné des brouillages dans le même canal et des brouillages par les canaux adjacents est une addition des puissances des effets de brouillage individuels sur toute la gamme des valeurs du rapport C/I. Quand la valeur de ce rapport est élevée, les effets subjectifs sont dominés par le brouillage dans le même canal, alors que le canal adjacent est dominant pour un rapport C/I faible.

On trouvera des renseignements détaillés sur le brouillage causé à un signal de télévision MF par des signaux de télévision MF multiples aux § 3.1.6.4, 3.1.7.2, 3.1.7.4 et 3.1.7.5 de l'Annexe I et dans [CCIR, 1982-86a, b].

3.1.7 *Brouillages entre signaux de télévision MF avec modulation numérique et multiplexage temporel pour le son et les données (systèmes à 625 lignes)*

Des mesures subjectives (pour l'image) et objectives (pour le son) ont été effectuées par l'UER, [CCIR, 1982-86d] en vue de démontrer la compatibilité du système C-MAC/paquets (voir les Rapports 1073 et 632) avec les dispositions de la CAMR-RS-77.

Les résultats sont exprimés, pour l'image dans le Tableau IV, en termes de dégradation relative due à l'addition du signal brouilleur sur l'échelle de dégradation à 5 notes et, pour le son dans le Tableau V, en termes de taux d'erreur binaire.

TABLEAU IV – *Notes subjectives de l'image sur l'échelle de dégradation à 5 notes en présence de brouillage*

(Moyenne et écart type (ET))

(Brouillage à – 31 dB dans le même canal et à – 15 dB pour les canaux adjacents)

Dégradation relative de l'image		Même canal	Canal adjacent supérieur	Canal adjacent inférieur	Pas de brouillage
Brouillage d'un signal C-MAC/paquets sur un signal C-MAC/paquets					
C/N élevé (25 dB)	moyenne	4,8	4,9	4,6	4,9
	ET	0,40	0,35	0,60	0,31
C/N faible (10 dB)	moyenne	4,8	4,7	4,7	4,8
	ET	0,49	0,46	0,52	0,39
Brouillage d'un signal C-MAC/paquets sur un signal de référence CAMR-RS-77					
C/N élevé (25 dB)	moyenne	4,9	4,9	4,9	4,9
	ET	0,35	0,23	0,31	0,31
C/N faible (10 dB)	moyenne	4,2	4,5	3,9	4,7
	ET	0,71	0,66	0,78	0,52

TABLEAU V – *Taux d'erreur binaire mesuré dans une voie audio numérique pour un faible rapport C/N (7 dB)*

Utile	Brouilleur	Même canal – 31 dB	Canaux adjacents		Pas de brouillage (1)
			supérieur – 15 dB	inférieur – 15 dB	
C-MAC	C-MAC	$2{,}7 \times 10^{-3}$	$2{,}6 \times 10^{-3}$	$2{,}6 \times 10^{-3}$	$2{,}3 \times 10^{-3}$

(1) Sans utilisation de simulateur de satellite dans le canal utile.

Si l'on se reporte au fait que les niveaux les plus défavorables de brouillage prévus par la CAMR-RS-77 pour le même canal (– 31 dB) et pour les canaux adjacents (– 15 dB) correspondent à une note de dégradation de 4,5 (avec un rapport *C/N* élevé), on peut conclure de ces résultats que le système C-MAC est compatible avec le Plan pour les liaisons descendantes des Régions 1 et 3.

Des mesures ont été effectuées en France [CCIR, 1982-86e], pour étudier la compatibilité du système D2-MAC/paquets (voir les Rapports 1073 et 632) avec les dispositions des Actes finals de la CAMR-RS-77. Ces mesures ont porté sur le système D2-MAC/paquets et un système correspondant à la référence utilisée pour la CAMR-RS-77 (système PAL/SECAM avec une sous-porteuse son MF).

Les résultats sont donnés dans le Tableau VI pour l'image en termes de rapport *C/I* correspondant au seuil de visibilité du brouillage.

TABLEAU VI – *Rapports de protection entre systèmes D2-MAC/paquets et PAL/SECAM (CAMR-RS-77)*

Signal utile	Signal brouilleur	*C/I* correspondant au seuil de visibilité		
		Même canal (dB)	Canal adjacent inférieur (dB)	Canal adjacent supérieur (dB)
D2-MAC/ paquets	D2-MAC/ paquets	20	11	12
PAL/SECAM (CAMR-RS-77)	D2-MAC/ paquets	27	12	13

Les résultats correspondent aux cas les plus critiques aussi bien en ce qui concerne le signal utile que le signal brouilleur.

Vis-à-vis de la composante numérique du signal D2-MAC/paquets, la dégradation équivalente exprimée en termes de rapport *C/N* reste toujours inférieure à 0,5 dB pour un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3}, ceci lorsque les rapports *C/I* sont respectivement égaux à 15 et 31 dB pour le canal adjacent et le même canal.

Ces mesures démontrent que le système D2-MAC/paquets satisfait les critères de rapports de protection adoptés par la CAMR-RS-77.

Des mesures ont été faites au Royaume-Uni [Priestman et O'Neill, 1987] pour étudier la compatibilité du système D-MAC/paquet utilisant la modulation de fréquence (voir le Rapport 1073) avec les dispositions des Actes finals de la CAMR RS-77.

Les signaux utiles étaient à la norme PAL (c'est-à-dire le système de référence défini par la CAMR RS-77) et à la norme D-MAC/paquet avec modulation de fréquence.

Au cours des essais, le signal brouilleur a été transmis par un équipement simulant les voies par satellite et constitué d'un émetteur à klystron de forte puissance, et d'un répéteur simulé de satellite doté d'un tube à ondes progressives de faible puissance.

Les résultats de ces mesures, qui figurent dans le Tableau VII, portent sur les rapports de protection évalués de manière subjective pour le signal utile du canal image et s'appliquent aux combinaisons d'images les plus critiques.

On peut constater que dans tous les cas il y a une marge positive par rapport aux rapports de protection adoptés par la CAMR RS-77 (c'est-à-dire 31 dB pour le brouillage dans le même canal et 15 dB pour le brouillage par un canal adjacent).

Par rapport à la composante numérique du signal D-MAC/paquet, la dégradation équivalente exprimée en rapport porteuse/bruit reste toujours au-dessous de 0,5 dB pour un taux d'erreur binaire de 10^{-3}, avec des rapports de protection contre les brouillages dans le même canal et dans le canal adjacent respectivement de 15 et de 31 dB.

Ces mesures montrent que le système D-MAC/paquet satisfait les critères de rapports de protection adoptés par la CAMR RS-77.

TABLEAU VII

Rapports de protection pour le système D-MAC/paquet utilisant la modulation de fréquence

Rapport de protection nécessaire pour obtenir un brouillage juste perceptible de l'image du canal utile (dB)

Signal utile (1)	Signal brouilleur (1)	Même canal	Canal adjacent inférieur	Canal adjacent supérieur
D-MAC/paquet	Données continues D-MAC/paquet	17	3	1
D-MAC/paquet	C-MAC/paquet	27	10	6
Système PAL (CAMR RS-77) (2)	Données continues D-MAC/paquet	22	7	6
Système PAL	C-MAC/paquet	29	11	8

(1) Les images du canal utile et du canal brouilleur ont été synchronisées avec un décalage d'une demi-ligne.

(2) Excursion de fréquence 13,5 MHz/V.

De plus, l'UER a procédé à des essais subjectifs concernant la perceptibilité des brouillages lors de la mise en œuvre des opérations d'embrouillage et de désembrouillage sur des signaux diffusés par satellite dans le système C-MAC/paquets décrit dans le Rapport 1073.

Ces essais, conduits selon les principes des Recommandations 500 et 600, montrent que les rapports de protection peuvent être un peu moins stricts pour un signal C-MAC/paquets embrouillé que pour le même signal non embrouillé *.

Le Tableau VIII indique la réduction moyenne du rapport de protection entraînée par l'embrouillage.

* On prévoit que des résultats analogues seraient obtenus pour les systèmes D-MAC/paquet et D2-MAC/paquet.

TABLEAU VIII

	Réduction moyenne du rapport de protection (dB)
Canal adjacent inférieur (– 19,18 MHz)	2,6
Canal adjacent supérieur (+ 19,18 MHz)	1,8
Même canal	2,0

On peut déduire du Tableau VIII que l'embrouillage réduit les brouillages par les canaux adjacents et dans le même canal, ce qui reste vrai pour n'importe quel système d'embrouillage et aussi quand le rapport C/N est mauvais.

Ces essais subjectifs indiquent que les rapports de protection pour le signal C-MAC/paquets embrouillé respectent parfaitement les conditions imposées par la CAMR-RS-77.

Des essais complémentaires avec des signaux C-MAC effectués grâce à un simulateur complet de voie de radiodiffusion par satellite (comprenant une liaison de connexion et une liaison descendante représentatives), font apparaître une faible différence dans l'effet du brouillage causé à la liaison de connexion par rapport à celui qui a été obtenu avec la même valeur de brouillage sur la liaison descendante, avec un répéteur ayant une valeur faible de conversion MA/MP ($< 2°$/dB) [Shelswell, 1984]. Des valeurs plus élevées de conversion MA/MP pourraient influer sur l'effet apparent du brouillage sur la liaison de connexion, essentiellement en ce sens que le rapport porteuse/bruit effectif de la liaison de connexion est réduit (voir le Rapport 952, § 3.3 et 4.5). Ce résultat devrait être valable pour n'importe quel système, mais des études complémentaires sont nécessaires.

3.1.8 *Brouillage entre signaux de télévision MF utilisant la modulation numérique et le multiplexage temporel pour le son et les données (systèmes à 525 lignes)*

Des mesures subjectives ont été effectuées au Canada [Chouinard et Barry, 1984] pour déterminer les caractéristiques de bruit et de brouillage de la partie vidéo du système B-MAC. Les essais de brouillage ont consisté à comparer la sensibilité des signaux vidéo codés MAC et NTSC vis-à-vis de signaux brouilleurs codés MAC ou NTSC.

Le signal vidéo NTSC, produisant une excursion de 12 MHz (crête-à-crête) de la porteuse MF, était accompagné de 3 sous-porteuses son produisant chacune une excursion de 2 MHz (crête-à-crête) de la porteuse principale. La préaccentuation utilisée était conforme à la Recommandation 405. Le signal MAC (voir le Rapport 1073 pour une description détaillée) produisait également une excursion de 12 MHz de la porteuse MF. La salve de données pendant l'intervalle de suppression de ligne était remplacée par une salve de synchronisation de 7 MHz à pleine amplitude. La préaccentuation utilisée était une version légèrement modifiée de celle qui est spécifiée dans le Rapport 1073 avec une fréquence de transition à 2,335 MHz. Le signal utile et le signal brouilleur avaient les mêmes caractéristiques de modulation.

Les essais ont été effectués avec une voie RF linéaire et la démodulation de fréquence était assurée à l'aide d'un récepteur limiteur-discriminateur classique. Le filtre de prédétection était un filtre à quatre pôles de type Tchebytchev, avec largeur de bande de bruit équivalente de 22,7 MHz et sans égalisation du temps de propagation de groupe. Les essais ont été effectués conformément à la Recommandation 500 avec des observateurs entraînés assis à une distance égale à 5 fois la hauteur d'image; ils étaient fondés sur le seuil de perceptibilité des dégradations de l'image.

3.1.8.1 *Brouillage dans le même canal*

Les résultats des essais de brouillage dans le même canal, avec moyenne établie sur 4 diapositives d'essai et 17 observateurs, sont indiqués dans le Tableau IX. Les résultats montrent que le rapport C/I (dB) se situe au niveau de dégradation à peine perceptible pour deux signaux brouilleurs: le signal d'essai multisalve (MB) et le signal d'essai à 75% de barres de couleur (CB). La moyenne pour ces deux signaux d'essai est également donnée. On a constaté que le signal MAC était un peu moins sensible au brouillage dans le même canal que le signal NTSC. Dans le cas de l'excursion plus large spécifiée dans le Rapport 1073 pour le signal B-MAC, il est probable que la protection nécessaire pour le signal B-MAC sera inférieure de 3 à 4 dB à celle du signal de référence NTSC. Dans le cas d'une situation de brouillage mixte, on a constaté que le brouillage n'était pas plus défavorable que dans le cas de brouillage de référence NTSC/NTSC. Avec l'excursion plus large spécifiée pour le signal B-MAC, il est probable que ces cas de brouillage mixte seront moins défavorables de 1 à 3 dB que le cas de référence. On peut donc conclure que l'utilisation du signal B-MAC est compatible avec les caractéristiques de brouillage dans le même canal spécifiées dans le Plan de la CARR SAT-83.

TABLEAU IX – *Résultats des essais de brouillage dans le même canal (C/I en dB)*

		Signal brouilleur	
		NTSC	B-MAC
Signal utile	NTSC	MB = 24,3 CB = 26,1 Moyenne = 25,2	MB = 24,4 CB = 26,2 Moyenne = 25,3
	B-MAC	MB = 24,3 CB = 25,1 Moyenne = 24,4	MB = 23,6 CB = 25,1 Moyenne = 24,4

MB: signal d'essai vidéo multisalve

CB: signal d'essai à 75% de barres de couleur

3.1.8.2 *Brouillage par les canaux adjacents*

Les résultats des essais subjectifs portant sur le brouillage par le canal adjacent supérieur et le canal adjacent inférieur, avec moyenne établie sur 4 diapositives d'essai et 17 observateurs, sont indiqués respectivement dans les Tableaux X et XI. Le niveau du rapport *C/I* (dB) pour la dégradation à peine perceptible est indiqué pour deux signaux brouilleurs différents: le signal d'essai multisalve (MB) et le signal d'essai à 75% de barres de couleur (CB). La moyenne des résultats obtenus pour les deux signaux brouilleurs est également indiquée. Les résultats montrent que le signal B-MAC produit un brouillage plus important que le signal NTSC aussi bien par le canal adjacent supérieur que par le canal adjacent inférieur. On constate que la protection d'un signal B-MAC contre un autre signal B-MAC est supérieure de 2 à 5 dB à la protection nécessaire dans le cas de brouillage de référence NTSC/NTSC, bien qu'elle soit inférieure à la valeur utilisée pour la planification du SRS à la CARR SAT-83 (13,6 dB). Il convient de noter cependant que le brouillage par les canaux adjacents est un problème purement national dans le cas du SRS nord-américain, puisque tous les canaux provenant du même emplacement orbital ont été assignés à la même administration dans le Plan.

On a également constaté que la salve de synchronisation n'était contraignante que dans un très petit nombre de cas. La salve de données dans le système B-MAC étant spécifiée à une amplitude plus faible, il est peu probable que la salve de données se révèle contraignante dans les situations de brouillage.

TABLEAU X – *Résultats des essais de brouillage par le canal adjacent supérieur (C/I en dB)*

		Signal brouilleur	
		NTSC	B-MAC
Signal utile	NTSC	MB = 4,3 CB = 4,4 Moyenne = 4,3	MB = 7,4 CB = 7,2 Moyenne = 7,3
	B-MAC	MB = 4,2 CB = 2,4 Moyenne = 4,3	MB = 6,1 CB = 6,8 Moyenne = 6,5

MB: signal d'essai vidéo multisalve

CB: signal d'essai à 75% de barres de couleur

TABLEAU XI - *Résultats des essais de brouillage par le canal adjacent inférieur (C/I en dB)*

		Signal brouilleur	
		NTSC	B-MAC
Signal utile	NTSC	MB = 5,5 CB = 2,9 Moyenne = 4,2	MB = 7,2 CB = 5,1 Moyenne = 6,2
	B-MAC	MB = 5,7 CB = 3,9 Moyenne = 4,8	MB = 9,1 CB = 9,2 Moyenne = 9,2

MB: signal d'essai vidéo multisalve

CB: signal d'essai à 75% de barres de couleur

3.1.9 *Brouillage entre signaux de télévision MF ayant des sous-porteuses numériques pour le son et les données (systèmes à 525 lignes)*

On a effectué des essais d'évaluation subjective au Japon [CCIR, 1982-86f] en utilisant le système M/NTSC à 525 lignes avec une excursion de fréquence crête-à-crête de 17 MHz due aux signaux d'image qui sont accompagnés d'une sous-porteuse son à modulation numérique. La distance d'observation était égale à 4 fois la hauteur de l'image. Des barres de couleur étaient utilisées pour le signal utile ainsi que pour le signal brouilleur.

Parmi les paramètres de modulation, le débit binaire, l'excursion crête-à-crête de la porteuse principale sous l'effet de la sous-porteuse à modulation numérique et la fréquence de la sous-porteuse sont respectivement 2,048 Mbit/s, 6,5 MHz et 5,727272 MHz. Les résultats indiquent ce qui suit:

- les valeurs moyennes des niveaux de brouillage tout juste perceptibles pour la dégradation de l'image sont respectivement de 29,8 et 9,4 dB pour le brouillage dans le même canal et pour le brouillage par le canal adjacent (espacement des canaux: 19,18 MHz);
- en ce qui concerne le son, il n'y a pas de dégradation de qualité du son même lorsque la dégradation de qualité de l'image est tout juste perceptible.

Ces essais ont donc démontré que le système de modulation susmentionné, tel qu'il est spécifié, satisfait aux conditions requises pour les rapports de protection adoptés par la CAMR-RS-77.

3.1.10 *Brouillage entre deux signaux à modulation de fréquence dissemblables*

La BBC et la TDF ont procédé à des mesures du brouillage entre les systèmes PAL et SECAM à 625 lignes; le Japon a effectué des mesures du brouillage entre le système M/NTSC à 525 lignes et différents systèmes à 625 lignes. La conclusion générale qui se dégage des résultats obtenus est la suivante: le rapport de protection mesuré pour deux systèmes de télévision dissemblables ne diffère pas sensiblement du rapport de protection mesuré lorsque les brouillages se produisent au sein du plus exigeant des systèmes.

3.1.11 *Brouillages provoqués par des signaux numériques (télévision et données) sur un signal de télévision en modulation de fréquence*

Des mesures du rapport de protection pour le système M/NTSC ont été effectuées avec, comme signal brouilleur, un signal de télévision numérique MDP-4 à 43 Mbit/s. Les résultats montrent qu'un système de télévision à modulation de fréquence avec un rapport signal/bruit apparent (signal/brouillage) compris entre 45 et 35 dB demande des rapports de protection dans le même canal correspondant respectivement à 24 et 14 dB.

Les détails de ces mesures sont donnés au § 4.1.3 de l'Annexe I.

Le gabarit du rapport de protection qui a servi à évaluer le brouillage entre signaux de télévision MF ne s'applique pas directement entre signaux télévisuels MF et signaux numériques (voir la Fig. 1b). Cependant, à condition que le rapport débit binaire/largeur de bande (R_{bt}/B) soit de l'ordre de 1,7 ou moins (en utilisant la modulation MDP-4 décalée), le brouillage obtenu pour un décalage de fréquence donné est comparable aux valeurs correspondantes du brouillage entre signaux de télévision MF. En veillant à ce que le rapport R_{bt}/B soit inférieur à 1,7 environ, on réduit au minimum les effets d'étalement du spectre sur le second canal adjacent.

Il s'ensuit qu'un signal numérique en MDP-4 à 40 Mbit/s (avec réduction de puissance de 4 dB à l'entrée de l'amplificateur à tube à ondes progressives) pourrait être transmis sur un canal de 24 MHz avec seulement une dégradation nominale du canal deuxième adjacent, même s'il est copolaire; on trouvera de plus amples détails dans le Document [RPC SAT-R2, 1982]. Le brouillage entre signaux TV-MF et signaux numériques télévisuels ne constitue pas un facteur déterminant dans la planification des systèmes.

Des mesures des rapports de protection pour le système D/PAL brouillé par une porteuse pure et un signal MDP et MDA aux débits de 2,048 Mbit/s et 8,448 Mbit/s ont été effectuées. Les détails de ces mesures sont donnés dans l'Annexe I, au § 4.1.3.

Un certain nombre d'expériences ont été faites pour déterminer les valeurs requises pour le rapport C/I dans le cas du brouillage causé par des signaux MDP-4 à des signaux de télévision MF et inversement [CCIR, 1982-86g]. On a utilisé un débit binaire de 24,6 Mbit/s pour les signaux MDP-4 et la norme NTSC à 525 lignes avec sous-porteuses son numériques pour les signaux de télévision MF (voir le Rapport 1073). Les Tableaux XIIa et XIIb donnent les valeurs du rapport C/I obtenu pour une dégradation juste perceptible.

3.1.12 *Brouillage causé à des signaux de télévision à codage numérique*

Pour les signaux de télévision M/NTSC à codage numérique, on a mesuré les rapports de protection contre des signaux brouilleurs de télévision MF analogiques. Les résultats sont indiqués au Tableau XII où E_b/N_0 est le rapport d'énergie par bit/densité spectrale de puissance de bruit.

TABLEAU XIIa – *Rapport C/I correspondant à une dégradation juste perceptible dans le cas du brouillage causé par des signaux de télévision MF à des signaux MDP-4*

	Rapport C/I juste perceptible pour l'image (1)		Rapport C/I pour lequel l'influence sur le TEB devient négligeable, pour le son (2)
	Barre de couleur	Femme	
Dans le même canal (dB)	29,1	25,0	24,0-28,0
Canal adjacent supérieur (dB)	11,1	7,2	10,0-14,0

(1) Avec un rapport C/N de 26 dB, une distance d'observation de 4 H, un récepteur de contrôle couleur de 20 pouces (50,8 cm) et 10 experts.

(2) Avec un rapport C/N de 8 à 12 dB.

TABLEAU XIIb – *Rapport C/I correspondant à une dégradation juste perceptible dans le cas du brouillage causé par des signaux MDP-4 à des signaux de télévision MF*

	Rapport C/I pour lequel l'influence sur le TEB devient négligeable (1)
Dans le même canal (dB)	28,0
Canal adjacent supérieur et inférieur (dB)	8,0

(1) Avec un rapport C/N de 7 à 11 dB.

TABLEAU XIII – *Rapports de protection maximaux contre le brouillage causé à un signal de télévision numérique par des signaux de télévision à modulation de fréquence*

E_b/N_0 (dB)	Rapport de protection pour un TEB de 1×10^{-8} (dB)	E_b/N_0 (dB)	Rapport de protection pour un TEB de 1×10^{-6} (dB)
15,1	24,2	13,6	22
18,1	14,5	16,6	13

Pour les mêmes signaux de télévision M/NTSC à codage numérique, on a mesuré les rapports de protection vis-à-vis d'autres signaux brouilleurs à codage numérique (y compris des signaux de télévision numérique et des signaux de données pseudo-aléatoires) [CCIR, 1982-86h]. Pour un rapport (E_b/N_0) de 14,7 dB, le rapport de protection dans le même canal avec un TEB de 2×10^{-8} était d'environ 22 dB pour un brouillage causé par des signaux de télévision numérique ou des signaux de données pseudo-aléatoires de même débit binaire. Ces mesures ont également montré que la largeur de bande relative (liée aux débits binaires) entre les signaux utile et brouilleur a un effet significatif sur le rapport C/I admissible dans le même canal et pour le canal adjacent. Des signaux brouilleurs dont la largeur de bande est inférieure à celle du signal utile nécessitent une plus grande protection dans le même canal que des signaux brouilleurs dont la largeur de bande est plus grande que celle du signal utile. De plus, la décroissance du rapport de protection en fonction du décalage de fréquence est plus rapide lorsque le débit binaire du signal brouilleur est inférieur à celui du signal utile (c'est-à-dire que ce dernier occupe une largeur de bande relative plus faible).

Les détails de ces mesures sont donnés au § 4.2 de l'Annexe I.

3.1.13 Brouillage entre systèmes de télévision numérique

Lorsque la modulation numérique sert à acheminer des signaux son ou image, la qualité observée dépend du taux d'erreurs binaires (TEB). Les erreurs binaires résultent de l'effet combiné du bruit et du brouillage. Contrairement à ce qui se passe en transmission analogique, on peut trouver des compromis entre leurs effets et répartir l'influence de chacun d'eux pour obtenir un bilan de liaison et un rapport de protection raisonnables, donc une utilisation efficace du spectre.

On trouve dans [Newland, 1988] une étude du compromis entre le C/N et le C/I pour une modulation numérique de type MDP. Cette étude montre que l'effet d'un brouilleur cocanal unique ou prépondérant est semblable à celle d'un signal sinusoïdal, donc moins sévère que le niveau équivalent de bruit gaussien. Plus il y a de brouilleurs, plus l'effet du brouillage se rapproche de celui d'un bruit additionnel de niveau équivalent; ce que confirme [Priestman et O'Neill, 1987]. On peut généraliser ces résultats pour inclure le brouillage par le canal adjacent, compte tenu du filtrage du canal.

A titre d'exemple de compromis possible entre C/N et C/I (rapport de protection dans le même canal), le Tableau XIV indique des valeurs types assorties des conditions suivantes:

- modulation numérique dans un système à 2 bits/Hz
- largeur de bande équivalente de bruit: débit binaire/2
- TEB requis: 10^{-5}
- marge (y compris l'effet de dégradation du canal): 1,5 dB
- contribution du brouillage par les canaux adjacents: 1 dB

Dans ces conditions, le rapport $C/_{(N+I)}$ total est 15 dB.

TABLEAU XIV

C/N (dB)	C/I (dB)
16	22
17	19,5
18	18
20	16,5
22	16

Une autre étude sur l'utilisation du codage convolutionnel [CCIR, 1986-90a] a montré expérimentalement qu'avec un décodage de Viterbi un brouillage mutuel est encore mieux toléré. Par exemple, avec un codage de taux 1/2 et de longueur de contrainte égale à 6, la dégradation causée par un brouillage unique (C/I = 10 dB) est équivalente à une diminution de 1 dB seulement du C/N, même pour un TEB de 10^{-2}. Ici aussi, il faut distinguer le cas d'un brouilleur unique ou prépondérant de celui de brouilleurs multiples; ces derniers doivent être traités comme du bruit supplémentaire.

3.1.14 Rapport de protection pour les systèmes de TVHD et de télévision conventionnels utilisant la modulation de fréquence dans la bande des 12 GHz planifiée

Il a été procédé à des essais dans le cadre du projet EUREKA-95.

Les résultats de ces essais ont été obtenus avec la première chaîne expérimentale de TVHD, en 1989, à l'aide du satellite français TDF-1 et d'un simulateur de satellite [CCIR, 1986-90b].

On a mesuré les brouillages co-canal et canal premier adjacent (± 19,18 MHz) qui dégradent l'image de façon tout juste perceptible, dans les deux cas suivants:

- brouillage entre deux signaux HD-MAC,
- brouillage par HDMAC de la norme de référence de la CAMR-77 (SECAM avec sous-porteuse son).

Ces études de brouillage des canaux ont été effectuées selon le procédé appelé méthode des limites. A partir d'un niveau où le brouillage est clairement visible, on réduit progressivement le niveau de brouillage jusqu'à ce qu'on ait dépassé le moment où il n'est plus visible, puis on augmente le niveau jusqu'au-delà du point où il réapparaît. On demande à plusieurs reprises aux observateurs si la dégradation est visible ou non. On choisit 7 niveaux autour de la valeur ainsi estimée. Le seuil de visibilité est la moyenne entre le dernier niveau visible (seuil à la décroissance) et le premier (seuil à la croissance).

On peut tirer de ces essais les conclusions préliminaires suivantes:

- Lorsque le signal désiré est le signal de référence de la CAMR, on satisfait aux rapports de protection prescrites par la CAMR-77 avec une marge supérieure à 9 dB. Le signal HDMAC n'est pas plus critique que le signal MAC habituel;
- Deux signaux HDMAC peuvent coexister dans le plan de radiodiffusion de la CAMR-77.

Un récepteur HDMAC équipé du filtre de référence de la CAMR (Butterworth du 4ème ordre avec une largeur de bande de 27 MHz à 3 dB) n'aura pas la réjection suffisante à l'égard des brouillages par d'autres signaux "classiques" du type CAMR présents dans le canal adjacent. Toutefois, on a incorporé dans le récepteur un filtre à ondes acoustiques de surface pour obtenir les rapports de protection dans la voie adjacente indiqués dans le Tableau XV, sans compromettre les autres aspects relatifs à la qualité de fonctionnement du récepteur.

Des essais ont été effectués au Japon en 1989 [CCIR, 1986-90c].

Les mesures des rapports de protection mettaient en jeu soit deux signaux MUSE, soit un signal MUSE et un signal 525 lignes M/NTSC.

Les résultats de ces essais montrent que les rapports de protection co-canal et canal adjacent pour le brouillage entre un signal MUSE et un signal M/NTSC, et entre deux signaux MUSE, satisfont aux critères posés lors de la planification du SRS dans la bande des 12 GHz, cela avec des marges suffisantes.

Les résultats des mesures MUSE et HDMAC figurent dans le Tableau XV.

A noter que certains des paramètres utilisés pour les essais avec des signaux MUSE et avec des signaux HDMAC sont les valeurs provisoires indiquées dans les notes du Tableau I de la Recommandation 710. Ces valeurs peuvent être utilisées jusqu'à ce que les valeurs recommandées dans le tableau soient techniquement réalisables.

En outre, aucune de ces méthodes ne comportait de tests "de banc d'essai" pour établir des comparaisons avec les systèmes classiques de télévision, comme indiqué aux § 3.1.5 et 3.1.6 du présent Rapport. En conséquence, les résultats des nouveaux essais doivent être considérés comme préliminaires.

TABLEAU XV

Résultats des mesures des rapports de protection pour un brouillage à peine perceptible pour certains systèmes de TVHD et de télévision classique

Signal utile (diapositives d'essai)	Signal brouilleur	Rapports de protection dans la voie (dB)			Note
		Adjacente* inférieure	Dans la même voie	Adjacente* supérieure	
NTSC SMPTE #1 SMPTE #14	MUSE	10 12	18 19	11 12	1)
MUSE "Fruits" "Salle des congrès"	NTSC	8 7	18 20	8 11	1)
MUSE "Fruits" "Salle des congrès"	MUSE	9 8	24 24	8 9	1)
HDMAC	HDMAC	6	22	7	2) 3)
SECAM	HDMAC	11	25	11	2) 4)

* Espacement des fréquences dans le canal adjacent: ± 19,18 MHz

Notes relatives au Tableau XV

Note 1 - Les conditions d'observation étaient les suivantes:

	MUSE	Système à sous-porteuse numérique M/NTSC
Images test Signal utile	Diapositives d'essai *	Diapositives d'essai
	Fruits	N° 1 de la SMPTE
	Hall du congrès	N° 14 de la SMPTE
Signal brouilleur	Barres de couleur	Barres de couleur
Rapport distance d'observation sur hauteur de l'image	3	6
Ecran de contrôle	RVB 30 pouces	NTSC 20 pouces
Luminance crête de l'écran (cd/m^2)	70	70
Rapport luminance de l'écran pour une image toute au noir observée dans un local obscur à celle du blanc crête	environ 0,01	environ 0,01
Lumière ambiante	faible	faible
Echelles de notation	de dégradation à 5 notes	de dégradation à 5 notes
Observateurs	12 non-experts	12 non-experts

* Ces diapositives sont par le contenu semblables aux diapositives d'essai N°s 1 et 14 de la SMPTE.

Note 2 - Les conditions d'observation étaient les suivantes:

- Distance d'observation: 3 H
- Luminance crête: 80 Cd/m^2
- Rapport de contraste: 30:1
- Contrôle: 1250/50/2
- Tube image: tube à masque, diagonale de 77 cm

Au cours de tous les essais, les images étaient observées par six experts.

Pour transmission sur le canal non désiré, on avait réalisé spécialement une image électronique aussi critique que possible en théorie (grille électronique pour le brouillage HDMAC par HDMAC).

Note 3 - Pour la mesure dans le même canal, la diapositive "les bateaux" a été utilisée comme signal utile; pour les mesures dans le canal adjacent, la diapositive "le cirque" a été utilisée comme signal utile.

Note 4 - Pour ces mesures, la diapositive "les bateaux" a été utilisée comme signaux utiles.

3.2 *Brouillage causé par d'autres types de signaux*

3.2.1 *Brouillage causé à des signaux de télévision à modulation de fréquence*

TDF a procédé à des mesures du brouillage causé à un signal de télévision à modulation de fréquence par un signal multiplex son à modulation de fréquence et par un signal téléphonique MDP. Pour le rapport de protection dans le même canal, PR_0 les résultats obtenus sont les suivants:

Signal utile	TV-MF		
Signal brouilleur	Multiplex son MF	Téléphonie MDP-4	
		32 Mbit/s	52 Mbit/s
Rapport de protection dans le même canal (PR_0) (dB)	27	19	19

On trouvera des renseignements plus détaillés concernant les caractéristiques des signaux aux § 4.1.1 de l'Annexe I et dans le doc. [CCIR, 1974-78b].

3.2.2 *Brouillage causé à des signaux MA-BLR*

Les Etats-Unis d'Amérique ont effectué des mesures sur le brouillage causé par des voies son multiples à un signal télévision MA-BLR du système M/NTSC. Ces essais, dans lesquels les signaux brouilleurs ont été limités à la bande de fréquences 1 à 3 MHz au-dessus de la porteuse image, ont permis de conclure qu'un rapport de protection voisin de 50 dB est nécessaire.

Des renseignements plus détaillés sont donnés au § 1.2 de l'Annexe I.

3.3 *Ecarts à partir du cas de référence*

En se fondant sur les données contenues dans l'Annexe I, on peut, de la façon décrite ci-après, évaluer quantitativement et qualitativement les effets de différents écarts par rapport au cas de référence (voir la Recommandation 600).

3.3.1 *Compétence des observateurs*

On a étudié la relation existant entre les opinions respectivement exprimées par des experts et par des non-spécialistes; il s'agissait du rapport de protection du système M/NTSC à 525 lignes, avec modulation d'amplitude et bande latérale résiduelle, contre un brouillage à peine perceptible à modulation de fréquence. Pour les experts, la valeur du rapport de protection était plus élevée de 2 à 4 dB (voir le § 1.1 de l'Annexe I). Pour les autres signaux utile et brouilleur, il se peut que la relation soit différente; elle doit donc être déterminée en procédant à de nouvelles expériences.

3.3.2 *Excursion de la porteuse due à la sous-porteuse son*

Les mesures faites par la BBC au sujet du brouillage entre deux signaux de télévision à modulation de fréquence (système I/PAL), indiquent la possibilité d'une légère diminution du rapport de protection pour le canal adjacent si l'on réduit la valeur de l'excursion de la porteuse principale sous l'effet de la sous-porteuse son (à partir d'une valeur de $\pm$ 2,8 MHz). Les mesures faites au Japon au sujet du brouillage entre deux signaux de télévision à modulation de fréquence (système M/NTSC), ont montré que la présence d'une ou deux sous-porteuses son avait un effet négligeable sur le rapport de protection.

3.3.3 *Synchronisation d'exploration*

Si les fréquences d'exploration de ligne des émissions utile et brouilleuse ne sont pas verrouillées en fréquence, il est probable que le rapport de protection dépassera légèrement la condition de référence.

3.3.4 *Type de l'image*

Des mesures ——— faites aux Etats-Unis d'Amérique [CCIR, 1982-86b] indiquent qu'une diminution de 5 à 6 dB du rapport de protection mesuré dans le même canal pourrait amener à utiliser un programme normal au lieu de scènes fixes raisonnablement critiques.

3.3.5 *Taux de modulation*

Dans le cas de deux signaux à modulation de fréquence, l'augmentation du taux de modulation diminue le rapport de protection dans le même canal, comme l'indiquent les formules (1a) et (1b). Pour comparer les rapports de protection dans le même canal, mesurés avec une excursion crête-à-crête différente de celle du cas de référence (c'est-à-dire 12 MHz/V), il convient de modifier les résultats des mesures en ajoutant une constante de correction de 20 log $D_v/12$, où D_v représente l'excursion de fréquence crête-à-crête, en MHz.

Cette correction s'applique en première approximation aux signaux MA-BLR affectant des signaux à modulation de fréquence, mais une correction plus petite s'applique aux signaux à modulation de fréquence affectant des signaux à MA-BLR (voir les exemples du Tableau XVII de l'Annexe I). Cette correction n'est pas applicable dans le cas des grands écarts de fréquences.

3.3.6 *Préaccentuation*

Dans le cas de brouillage causé à un système à modulation d'amplitude et à bande latérale résiduelle par un système à modulation de fréquence, la valeur du rapport de protection dans le même canal diminue de 1,0 dB lorsque la préaccentuation n'est pas appliquée au signal brouilleur. Pour comparer le résultat des mesures avec les conditions de référence, les rapports de protection mesurés doivent, dans ce cas, être modifiés en ajoutant une constante de 1,0 dB. Dans le cas d'un brouillage entre deux systèmes à modulation de fréquence, la préaccentuation exerce un effet négligeable sur le rapport de protection dans le même canal, tandis que, pour le canal adjacent, il faut un décalage un peu plus important de la porteuse, pour parvenir, en l'absence de préaccentuation, au même rapport de protection.

3.3.7 *Dispersion d'énergie*

Dans le cas d'un brouillage causé à un système à modulation d'amplitude et à bande latérale résiduelle par un système à modulation de fréquence, l'emploi de la dispersion d'énergie réduit la valeur du rapport de protection dans le même canal de 1,5 dB par MHz de l'excursion crête-à-crête causée par la dispersion d'énergie. Pour comparer les mesures faites en appliquant la dispersion d'énergie avec les mesures faites dans les conditions de référence, il convient de modifier, par l'addition d'une constante de 1,5 dB/MHz le rapport de protection mesuré dans le même canal.

3.3.8 *Léger décalage des fréquences porteuses*

En règle générale, pour un décalage de fréquences voisin de zéro, le rapport de protection a une valeur constante. Dans certains cas, des variations sont introduites par la vulnérabilité au brouillage de certaines composantes du signal, telles que la sous-porteuse couleur.

3.3.9 *Effets du bruit*

Certaines administrations estiment que, dans la planification des systèmes, on pourrait tenir compte du fait que les brouillages sont masqués par le bruit aléatoire. En pareil cas, on pourrait adopter pour le rapport de protection une valeur plus faible PR_1. Si le rapport signal de luminance crête-à-crête/bruit pondéré efficace est représenté par S/N, les résultats obtenus pour le système M à 525 lignes suggèrent que:

$$\left.\begin{array}{ll} PR_1 = PR_0 - (49 - S/N) & \text{pour } S/N < 49 \text{ dB} \\ PR_1 = PR_0 & \text{pour } S/N \geqslant 49 \text{ dB} \end{array}\right\} \quad (2)$$

PR_0 étant le rapport de protection dans les conditions de référence (voir la Recommandation 600). D'autres administrations ont obtenu des résultats indiquant que la présence de bruit tend à élever la valeur du rapport de protection. Les données pour les effets de bruit figurent dans les § 1.1.1.3, 1.1.1.4, 1.3, 3.1 et 3.3 de l'Annexe I.

Des mesures ——— faites aux Etats-Unis d'Amérique [CCIR, 1982-86b] montrent l'effet du brouillage et du bruit sur le rapport de protection dans le même canal. L'effet combiné du brouillage et du rapport signal/bruit du système détermine le rapport de protection pour une qualité du service spécifiée. Le détail des mesures figure au § 3.1.7 de l'Annexe I.

Des essais ont été faits au Canada sur la dégradation due au bruit et au brouillage pour déterminer la validité de la loi d'addition des unités de dégradation. Les résultats obtenus montrent que la loi d'addition donne des valeurs calculées des notes d'opinion légèrement inférieures aux valeurs observées, jusqu'à une différence maximale de 0,3. Des détails sont donnés dans le Rapport 405.

3.3.10 *Conditions d'observation*

La plupart des mesures du rapport de protection ont été effectuées avec un rapport distance d'observation/hauteur d'image de 4 à 6, conformément à la Recommandation 500. Des mesures ——— effectuées au Japon [CCIR, 1978-82a], avec un rapport de distance d'observation de 1 à 1,5 ont permis d'obtenir, pour un brouillage juste perceptible, un rapport de protection de 38 dB entre deux signaux de télévision à modulation de fréquence du système M/NTSC.

Des renseignements plus détaillés sur ces essais sont donnés aux § 3.1, 4.1.2 et 4.1.3 de l'Annexe I.

4. Brouillage causé à un signal multiplex son par d'autres signaux

TDF a mesuré les rapports de protection dans le même canal dans le cas d'un brouillage causé à un signal radiophonique multiplex à modulation de fréquence par un signal de télévision à modulation de fréquence, par un signal téléphonique MDP et par un signal radiophonique multiplex à modulation de fréquence. Les résultats obtenus sont les suivants:

Signal utile	Multiplex son MF			
Signal brouilleur	TV-MF	Téléphonie MDP-4		Multiplex son MF
		32 Mbit/s	52 Mbit/s	
Rapport de protection dans le même canal (PR_0) (dB)	19	18	18	25

il convient maintenant de mener à bien les mesures du rapport de protection entre canaux adjacents. On trouvera dans le § 4 de l'Annexe I des renseignements supplémentaires à ce sujet.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BOUCHARD, M., CHOUINARD, G. et TRENHOLM, R. [décembre 1984] Subjective evaluation of the effect of noise and interference on frequency modulated NTSC television signals, Report N° 1357. Communications Research Centre, Ministère des Communications, Ottawa, Canada.

CHOUINARD, G. et BARRY, J. N. [octobre 1984] NTSC and MAC television signals in noise and interference environments, *SMPTE Journal*, Vol. 93, **10**, 930-942.

NEWLAND, J.D. [1988] - Investigation of mutual interference between digitally modulated signals. BBC Research Department Report N° BBC RD 1988/13.

PRIESTMAN, S.R. et O'NEILL, H.J. [1987] - The results of tests on D-MAC Signals Utilising a Breadboard Satellite Transponder. IBA Experimental and Development Department Report 137/87.

RPC SAT-R2 [1982] Document A/39: Considérations relatives au brouillage et au partage entre les signaux analogiques et les signaux numériques dans le service de radiodiffusion par satellite (Etats-Unis d'Amérique).

SHELSWELL, P. [1984] Satellite broadcasting: The performance of C-MAC in a hardware simulation of a DBS transmission chain. BBC Research Department Report, BBC RD 1984/9.

Documents du CCIR

[1970-74]: **a.** 11/318 (UER).

[1974-78]: **a.** 11/25 (UER); **b.** 11/101 + 11/114 (France).

[1978-82]: **a.** 10-11S/19 (Japon).

[1982-86]: **a.** 10-11S/190 (Canada); **b.** 10-11S/49 + Corr.1 (Etats-Unis d'Amérique); **c.** 10-11S/55 + Add.1 (Canada); **d.** 10-11S/40 (UER); **e.** 10-11S/173 (France); **f.** 10-11S/5 (Japon); **g.** 10-11S/136 (Japon); **h.** 10-11S/161 + Corr.1 (Etats-Unis d'Amérique).

[1986-90]: a. 10-11S/12 (Royaume-Uni); b. 10-11S/115 + 138 (Allemagne (République fédérale d'), Finlande, France, Pays-Bas, Royaume-Uni, Suède); c. 10-11S/106 (Japon).

ANNEXE I

RÉSULTATS DES MESURES DU RAPPORT DE PROTECTION

La présente Annexe récapitule les résultats de mesure des rapports de protection obtenus par plusieurs administrations, pour la télévision à modulation de fréquence et à modulation d'amplitude, pour des signaux vidéo de types suivants: M/NTSC, B/PAL, G/PAL, D/PAL, I/PAL, K/SECAM et L/SECAM. On trouvera également des renseignements sur un système multiplex son et des systèmes de téléphonie numérique utilisés dans la mesure des rapports de protection. Le Tableau XVI ci-après peut être utilisé pour faciliter la compréhension de l'Annexe I.

1. Brouillage causé à un signal de télévision MA, à bandes latérales résiduelles (MA-BLR)

1.1 *Brouillage causé à un signal de télévision MA-BLR par un signal de télévision MF*

1.1.1 *Système M à 525 lignes (NTSC)*

Les renseignements ci-après se basent sur les résultats de mesures effectuées aux Etats-Unis et au Japon [Kaneda, 1972]. On utilisait le système M aussi bien pour le signal de télévision à modulation de fréquence que pour le signal de télévision en couleur à modulation d'amplitude avec bandes latérales résiduelles.

1.1.1.1 *Rapport de protection dans le même canal*

Dans l'évaluation subjective du rapport de protection dans le même canal, pour un signal de télévision MA-BLR brouillé par un signal de télévision MF, les conditions les plus importantes adoptées pour les mesures effectuées au Japon étaient les suivantes:

- le rapport signal d'image/bruit non pondéré est au moins égal à 42 dB;
- utilisation des diapositives N^{os} 1, 9 et 14 de la SMPTE, et du signal barre de couleur;
- nombre d'observateurs: 24, dont 12 experts;
- distance d'observation: 6 fois la hauteur de l'image.

1.1.1.2 *Rapport de protection en fonction du décalage de la fréquence porteuse*

Dans les mesures effectuées aux Etats-Unis d'Amérique (§ 1.1.1.2, 1.1.1.3 et 1.1.1.4), les conditions expérimentales étaient les suivantes. Les rapports de protection mesurés correspondent à un brouillage visuel juste perceptible. Les essais ne portaient pas sur le brouillage audiofréquence. Le tube image mesurait 38 cm en diagonale, et les distances d'observation étaient comprises entre 135 et 165 cm. Le centre de l'image observée se trouvait au niveau des yeux de l'observateur, et l'angle de vision latérale avait une valeur maximale de 30°. Le niveau de crête du blanc correspondait à une luminance de l'ordre de 200 lux. La luminance produite par la surface entourant le tube image était d'environ 1 lux. Le signal utile MA-BLR était le support d'un programme reçu directement lors de sa diffusion. La porteuse brouilleuse MF transmettait divers signaux d'essai fixes et avait une excursion de fréquence crête-à-crête de 18 MHz. La polarité du signal modulant était telle que l'excursion produite par les impulsions de synchronisation allait dans le sens des fréquences décroissantes. Le signal MF ne comportait pas de préaccentuation.

La Fig. 2 [Miller et Myhre, 1970] donne le rapport de protection de la modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle à l'égard de la modulation de fréquence en fonction du décalage de la fréquence porteuse. Pour ces essais, le rapport signal (MA-BLR)/bruit aléatoire était de 49 dB (pondéré). L'appréciation du brouillage juste perceptible était faite par un seul observateur, qui était un expert.

Les courbes de la Fig. 2 montrent que le brouillage produit par des images fixes est plus facilement perceptible que le brouillage dû à des objets en mouvement. La zone hachurée de la Fig. 3 contient les résultats correspondant aux diverses courbes expérimentales, et indique les limites supérieure et inférieure du rapport de protection pour la modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle. Si l'on veut empêcher tout brouillage perceptible imputable à des images fixes et à des images animées, il convient d'utiliser un rapport de protection dépassant la limite supérieure de la zone hachurée de la Fig. 3.

TABLEAU XVI – *Index relatif aux mesures des rapports de protection données dans la présente Annexe*

Paragraphe	Système	Signal utile	Signal brouilleur	Essai/Condition de brouillage	Administration
1.1.1.1	M/NTSC	MA-BLR	TV-MF	Dans le même canal/ Juste perceptible	Japon
1.1.1.2	M/NTSC	MA-BLR	TV-MF	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	USA
1.1.1.3	M/NTSC	MA-BLR	TV-MF	Fonction de S/N du signal MA-BLR	USA
1.1.1.4	M/NTSC	MA-BLR	TV-MF	Juste perceptible (Expert/non spécialiste)	USA
1.2	M/NTSC, K/SECAM, G/PAL	MA-BLR	Plusieurs progr. son	Dans le même canal/ Juste perceptible	USA, URSS
1.3	I/PAL	MA-BLR	TV-MF	Dégradation du C/I / dans le même canal	BBC
1.4	G/PAL	MA-BLR	TV-MF	Dans le même canal/ Juste perceptible	IRT
1.5	L/SECAM	MA-BLR	TV-MF	Dans le même canal/ Juste perceptible	TDF
1.6	K/SECAM, B/PAL, M/NTSC	MA-BLR	TV-MF	Calcul de RP_0 pour la MA-BLR	URSS
1.7	G/PAL, L/SECAM	MA-BLR	TV-MF	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	(Européenne)
2.1	M/NTSC	TV-MF	MA-BLR	Décalage de fréquence dans le même canal/ Juste perceptible	USA
2.2	K/SECAM	TV-MF	MA-BLR	(Détails dans le § 5)	URSS
3.1.1	M/NTSC	TV-MF	TV-MF	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	USA
3.1.2	M/NTSC	TV-MF	TV-MF	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	Canada
3.1.3	Divers M/NTSC, PAL, SECAM	TV-MF	TV-MF	Dans le même canal/ Juste perceptible	Japon
3.1.4	M/NTSC	TV-MF	TV-MF	Dans le même canal/ Juste perceptible (1,5 la hauteur d'image)	Japon
3.1.5	M/NTSC	TV-MF	TV-MF	Dégradation du C/I / dans le même canal	USA
3.1.6	M/NTSC	TV-MF	TV-MF	Brouillage dans le même canal Brouillage par le canal adjacent Bruit Brouillages multiples Bruit et brouillage	Canada
3.1.7	M/NTSC	TV-MF	TV-MF	Brouillage dans le même canal Brouillage par le canal adjacent Bruit Brouillages multiples Bruit et brouillage	USA

TABLEAU XVI *(suite)*

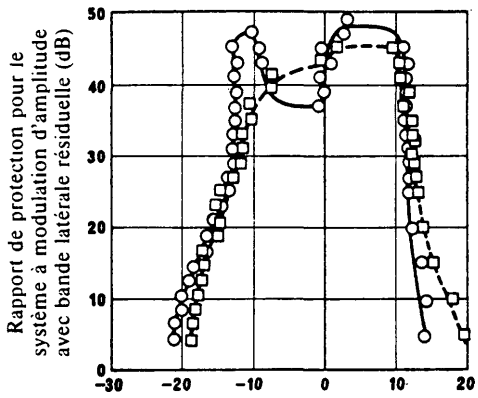
Paragraphe	Système	Signal utile	Signal brouilleur	Essai/Condition de brouillage	Administration
3.2	B/PAL, G/PAL, I/PAL, L/SECAM	TV-MF	TV-MF	Décalages de fréquence Gabarit de la (CAMR-RS-77)	(Européenne)
3.3		Son FM à grande excursion	Idem	Dans le même canal/ Juste perceptible	BBC
4.1.1	PAL	TV-MF	Son MF Multiplex		TDF
4.1.2	M/NTSC	TV-MF	Multiplex, MRF-MF		Japon
4.1.3	M/NTSC, D/PAL	TV-MF	TV numérique, données	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	USA, Chine (République populaire de)
4.2.1	M/NTSC	TV numérique	TV-MF	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	USA
4.2.2	M/NTSC	TV numérique	TV numérique, données	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	USA
4.2.3	M/NTSC	Données numériques	TV numérique	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	USA
5.	K/SECAM	TV-MF	Onde entretenue	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	URSS
	K/SECAM	TV-MF	MA-BLR	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	URSS
	K/SECAM	TV-MF	TV-MF	Décalage de fréquence/ Juste perceptible	URSS
	K/SECAM	TV-MF	TV-MF	S/N en fonction du rapport de protection, dans le même canal/ Juste perceptible	URSS
6.	Considérations relatives au brouillage par le PTT (protection des signaux de télévision)				
7.	Discussion des résultats				

Le Tableau XVII récapitule les valeurs du rapport de protection dans le même canal, pour un brouillage juste perceptible. Il apparaît que ces résultats concordent assez bien avec ceux du § 1.1.1.2.

TABLEAU XVII - *Récapitulation des valeurs du rapport de protection dans le même canal*

Signal utile: télévision à modulation d'amplitude bande latérale résiduelle Signal brouilleur: télévision à modulation de fréquence			Signal utile: télévision à modulation de fréquence Signal brouilleur: télévision à modulation d'amplitude, bande latérale résiduelle		
D_v(1) (MHz)	Pour brouillage juste perceptible (dB)	Pour note de dégradation 3,5 (dB)	D_v(1) (MHz)	Pour brouillage juste perceptible (dB)	Pour note de dégradation 3,5 (dB)
8	52	46	8	36	28
16	49	42	16	30	24
24	48	43	20	28	22

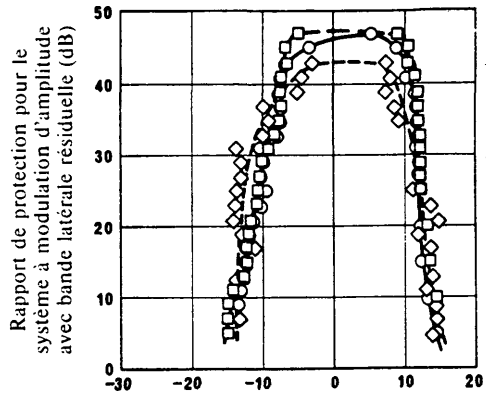
(1) D_v est l'excursion de fréquence crête-à-crête du signal de télévision à modulation de fréquence.



Fenêtre blanche appliquée au système à modulaton de fréquence

Barres appliquées au système à modulation de fréquence

a) Fenêtre blanche et barres de couleur appliquées au système à modulation de fréquence



«Scène de cuisine» appliquée au système à modulation de fréquence

Diapositive «jeune fille» appliquée au système à modulation de fréquence

Programme reçu directement sur le système à modulation de fréquence

b) «Scène de cuisine», diapositive «jeune fille» et programme reçu directement appliqués au système à modulation de fréquence

FIGURE 2 – *Rapport de protection pour un système à modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle en fonction du décalage des fréquences porteuses*

$$\frac{(P_{CR\ SYNC\ MOY})_{MA\text{-}BLR}}{(P_{MOY})_{MF}}$$

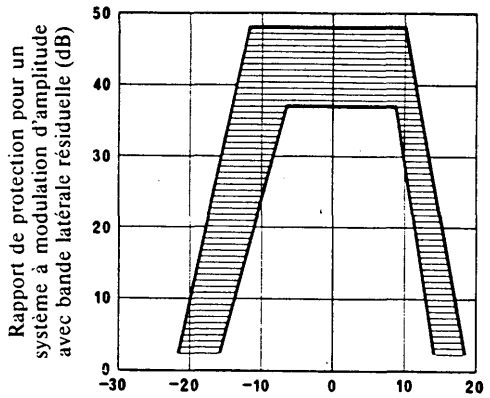


FIGURE 3 – *Rapport de protection nécessaire pour obtenir un brouillage tout juste perceptible dans un système de télévision à modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle brouillé par un système de télévision à modulation de fréquence*

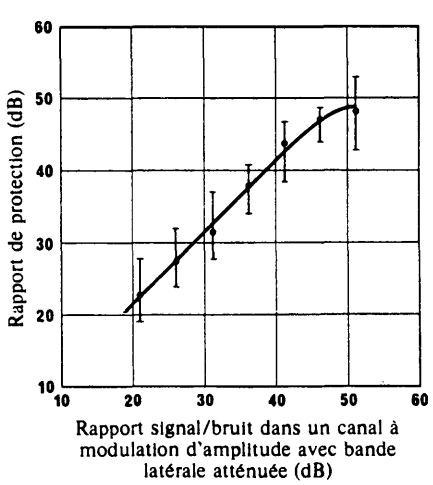
$$\frac{(P_{CR\ SYNC\ MOY})_{MA\text{-}BLR}}{(P_{MOY})_{MF}}$$

Plus récemment, des essais ont été effectués aux Etats-Unis d'Amérique [Barnes et Miller, 1978]. Cette série d'essais portait sur une grande variété de caractéristiques de signaux utiles et brouilleurs du système M/NTSC. Au nombre de ces caractéristiques, figurent les décalages de fréquence, des excursions crête-à-crête de 12 et 18 MHz pour les signaux modulés en fréquence, des filtres à 3 et 4 sections, plusieurs diapositives d'essai et des barres de couleurs qui font office de signal utile, ainsi que la préaccentuation pour les signaux modulés en fréquence. En raison du nombre élevé d'essais, un seul expert a été utilisé pour juger les brouillages juste perceptibles, par contre, les autres conditions d'essai sont conformes à la Recommandation 600. Dans le cas du brouillage causé à un signal de télévision MA-BLR par un signal de télévision MF, les rapports de protection mesurés dans le même canal ont été de 55 dB, ce qui est comparable à la valeur de 50 dB obtenue dans les mesures décrites plus haut. Cette différence est attribuée au changement du contenu de l'image utile et à l'utilisation de préaccentuation. Il est conclu que les conditions d'essai du cas de référence établi dans la Recommandation 600 permettent d'obtenir des rapports de protection supérieurs à ceux résultant des conditions d'essai décrites plus haut dans la présente section.

1.1.1.3 *Rapport de protection en fonction du rapport signal/bruit*

La Fig. 4 représente la variation du rapport de protection pour la modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle contre un brouillage juste perceptible causé par un signal MF, en fonction du rapport signal image de sortie/bruit pondéré sur le système MA-BLR [Miller et Myhre, 1970]. Les résultats représentés à la Fig. 4 ont été fournis par des essais effectués avec des programmes reçus directement, aussi bien par le système à modulation d'amplitude que par le système à modulation de fréquence. Pour des rapports signal/bruit inférieurs à 45 dB, la Fig. 4 montre que le rapport de protection moyen peut s'exprimer par:

$$R_{MA/MF} = S/B_{pond.} + 2 \quad \text{dB} \qquad (3)$$



Décalage de la fréquence porteuse: 0,5 MHz
Excursion de fréquence crête-à-crête: 18 MHz

Rapport de protection pour un brouillage juste perceptible

34 observations faites par un observateur expert: moyenne pour chaque valeur du rapport signal/bruit *(S/B)*

$$S/B = \frac{\text{Différence de tension blanc-suppression}}{\text{Tension efficace du bruit à 4,2 MHz (Pondéré)}}$$

Pas de préaccentuation dans le système à modulation de fréquence

FIGURE 4 – *Rapport de protection pour un système à modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle en fonction du rapport signal/bruit dans le canal à modulation d'amplitude*

Dans la Fig. 4, les segments de droite verticaux qui coupent la courbe représentent l'étalement des résultats expérimentaux pour plusieurs valeurs du rapport signal/bruit. Les variations de ces résultats expérimentaux s'expliquent en grande partie par un changement de programme pendant les essais. Le brouillage est plus perceptible dans les plages colorées sombres que dans les plages colorées claires. Des images présentant des plages étendues de même couleur révèlent plus facilement le brouillage que des scènes multicolores. Si l'on veut éviter un brouillage perceptible pour différentes sortes de progammes dans les deux systèmes, il convient de choisir pour le programme MA-BLR un rapport de protection supérieur aux maximums des résultats expérimentaux. En ce cas, le rapport de protection correspondant à des rapports signal/bruit inférieurs à 45 dB aurait pour expression:

$$R_{MA/MF} = S/B_{pond.} + 7 \qquad \text{dB} \tag{4}$$

1.1.1.4 *Essais de détermination du rapport de protection avec un grand nombre d'observateurs*

La Fig. 5 donne des résultats obtenus dans des essais pour lesquels on avait fait appel à 30 observateurs; il s'agissait de déterminer le rapport de protection d'une modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle contre un brouillage juste perceptible produit par une modulation de fréquence. Chaque observateur voyait une suite aléatoire d'images dans lesquelles on faisait varier le rapport de puissance signal utile/signal brouilleur. On demandait aux observateurs de dire seulement s'ils percevaient ou non un brouillage de l'image. L'image MA-BLR était fournie par un programme reçu directement. Le signal brouilleur MF représentait une scène filmée dans une cuisine, les barres de couleur, la fenêtre blanche, ou encore un programme reçu directement. La courbe de la Fig. 5 représente la moyenne des résultats en pourcentage pour les quatre signaux modulants différents appliqués au système MF. Les segments de droite verticaux indiquent l'étalement des pourcentages correspondant aux quatre essais. Pour une valeur donnée du rapport de puissance, le pourcentage d'observateurs qui ne perçoivent pas de brouillage dépend de la nature du programme MA-BLR. De même que dans les essais effectués avec un seul observateur expert, les images fixes présentant des plages sombres ou de grandes plages de la même couleur nécessitaient un rapport de puissance plus grand pour donner un brouillage imperceptible. Les conditions expérimentales étaient les suivantes:

Rapport signal (MA-BLR)/bruit: 46 dB (pondéré);

Décalage de la fréquence porteuse: 0,5 MHz.

Sur les 30 observateurs, 3 étaient des experts. Le groupe était constitué de 3 femmes et de 27 hommes.

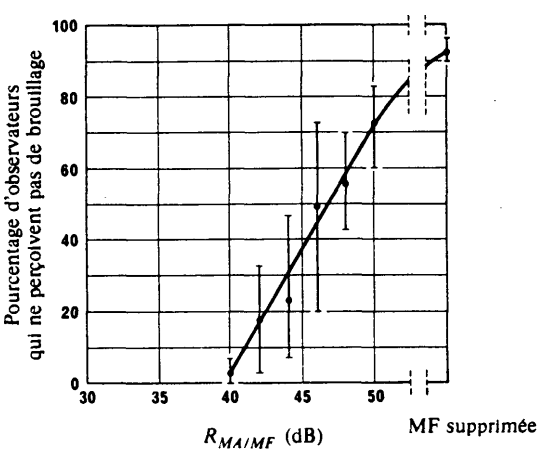


FIGURE 5 —*Pourcentage d'observateurs qui ne perçoivent pas de brouillage en fonction du rapport de protection, $R_{MA/MF}$*

Compte tenu des résultats donnés par ces essais de portée limitée, on peut écrire l'expression suivante pour le rapport de protection en MA-BLR, tel que 50% des observateurs ne perçoivent pas de brouillage:

$$R_{MA/MF} = S/B_{pond.} \qquad \text{dB} \tag{5}$$

On a fait le même essai avec les observateurs experts, qui ont donné les résultats représentés par les figures (essai de brouillage à peine perceptible). Pour que ces observateurs experts ne perçoivent pas de brouillage, il faut que l'on ait l'expression suivante pour le rapport de protection mesuré en MA-BLR:

$$R_{MA/MF} = S/B_{pond.} + 4 \qquad \text{dB} \qquad (6)$$

Ces résultats montrent que l'appréciation des observateurs experts qui avaient participé aux autres essais correspond à une amélioration de 4 dB par rapport à l'appréciation du groupe des 30 observateurs.

Les formules (3) et (6) sont fondées sur deux critères de dégradation différents, ce qui fait que l'on ne peut pas les comparer directement. La formule (3) exprime le rapport de protection mesuré tel qu'un observateur expert perçoit un brouillage tout juste perceptible; par contre, la formule (6) exprime le rapport de protection mesuré tel que des observateurs experts ne perçoivent pas de brouillage.

1.2 *Brouillage causé à un signal de télévision MA-BLR par plusieurs voies son*

Des essais ont été effectués aux Etats-Unis d'Amérique [CCIR, 1978-82a] avec comme signal utile un signal de télévision MA-BLR et comme signaux brouilleurs des signaux provenant de plusieurs voies son. Les conditions d'essai ont été établies conformément aux dispositions de la Recommandation 600. Le signal utile était un signal de télévision MA-BLR du système M/NTSC avec un rapport signal/bruit (non pondéré) de 40 dB. Comme signaux brouilleurs, on a utilisé des signaux provenant de plusieurs voies son à bande étroite modulées en fréquence, avec une excursion de crête de 20 kHz, ainsi que des voies à large bande avec une excursion de crête de 75 kHz. Les voies son ont été placées dans la bande des fréquences comprises entre 1 et 3 MHz au-dessus de la porteuse visuelle. La dégradation subie par l'image de télévision était évaluée subjectivement par quatre experts et cinq non-experts. Pour déterminer la valeur du rapport de protection $R_{MA/MF}$, c'est-à-dire le rapport de la puissance de l'onde porteuse utile MA-BLR (à la crête du signal de synchronisation) à la moyenne de la puissance totale de toutes les voies son brouilleuses, on la faisait correspondre au seuil de perceptibilité de la dégradation due au brouillage. Les résultats de ces essais sont indiqués aux Tableaux XVIII et XIX.

TABLEAU XVIII–*Rapports de protection ($R_{MA/MF}$)* évalués au seuil de perceptibilité de la dégradation causée à une image de télévision MA-BLR par des voies son MF à bande étroite*

Nombre de voies son N	Espacement entre voies (kHz)	$R_{MA/MF}$ (dB)				
		Emission de télévision			Diapositive Philips N° 14	Diapositive SMPTE N° 1
		A	B	C	B	B
2	50	45-52(1)	44-50(1)	39-46(1)	47-53(1)	48-57(1)
4	50	47-56(1)	46-54(1)	42-49(1)	50-55(1)	51-56(1)
10	50	50-53(1)	50-53(1)	43-46(1)	50-54(1)	52-53(1)
20	100	50	50	46	50	49
40	50	53	52	49	50	48

* $R_{MA/MF} = \dfrac{(P_{CR\ SYNC\ MOY})_{MA-BLR}}{\sum_{(i=1)}^{N} (P_i)_{MF}}$

(1) Les évaluations de $R_{MA/MF}$ variaient, entre les limites indiquées, en fonction de la position de la fréquence centrale des différentes voies dans la bande du signal de télévision, de 2 MHz de largeur.

A: moyennes des évaluations de 4 experts, porteuses son non modulées

B: moyennes des évaluations de 4 experts, porteuses son modulées par une onde sinusoïdale de 400 Hz

C: moyennes des évaluations de 5 non-experts, porteuses son modulées par une onde sinusoïdale de 400 Hz.

TABLEAU XIX – *Rapports de protection ($R_{MA/MF}$)* évalués au seuil de perceptibilité de la dégradation causée à une image de télévision MA-BLR par des voies son MF à large bande*

(image radiodiffusée: diapositive Philips N° 14)

Nombre de voies son N	$R_{MA/MF}$ (dB)	
	A	B
2	44-46(1)	43-53(1)
4	46-53(1)	44-51(1)
10	49	46

* $R_{MA/MF} = \dfrac{(P_{CR\ SYNC\ MOY})_{MA-BLR}}{\sum_{(i=1)}^{N} (P_i)_{MF}}$

(1) Les évaluations de $R_{MA/MF}$ variaient, entre les limites indiquées, en fonction de la position de la fréquence centrale des différentes voies dans la bande du signal de télévision, de 2 MHz de largeur.

A: moyennes des évaluations de 4 experts, porteuses son non modulées

B: moyennes des évaluations de 4 experts, porteuses son modulées par une onde sinusoïdale de 15 kHz.

Cette série d'essais conduit aux conclusions suivantes:

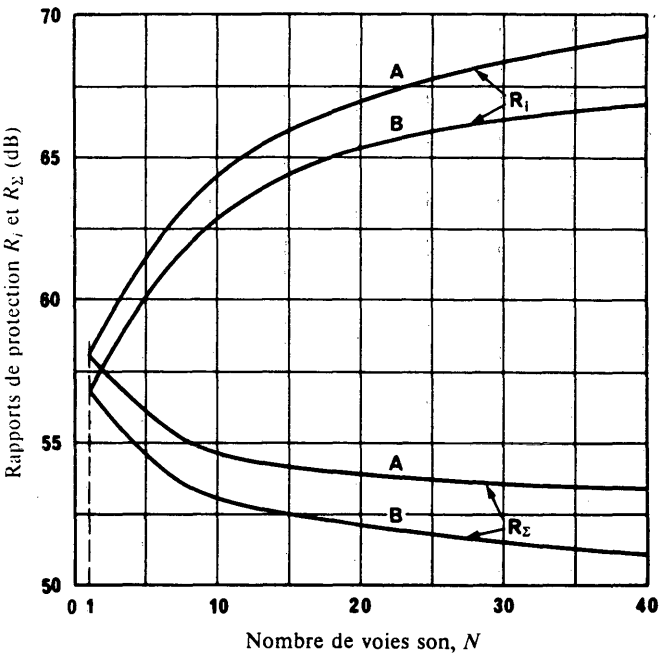
- des rapports de protection voisins de 50 dB sont applicables au cas de la réception d'émissions de télévision MA-BLR du système M/NTSC à protéger contre plusieurs voies son MF. L'évaluation du rapport de protection ne dépend pas beaucoup de la largeur de bande de ces voies son, mais elle est légèrement plus petite pour les voies à large bande;
- les résultats expérimentaux confirment l'hypothèse que la puissance totale émise par de nombreuses sources de brouillage a presque le même effet que la même puissance émise par une seule source de brouillage;
- quand les signaux brouilleurs sont des ondes porteuses modulées, au lieu d'être des ondes entretenues, le rapport de protection à prévoir est légèrement inférieur (de 1 à 3 dB).

Des études des rapports de protection pour un cas analogue d'interaction entre le signal utile et des brouillages ont été effectuées en URSS [CCIR, 1978-82b] pour des systèmes de télévision en couleur M/NTSC, G/PAL et K/SECAM. Les conditions de mesure étaient conformes aux dispositions de la Recommandation 600. 46 observateurs en tout, experts et non experts, ont participé aux travaux. On a utilisé comme images d'essai un programme de télévision réel et la diapositive SMPTE N° 14. On a pris un rapport signal/bruit non pondéré dans le canal de télévision égal à 40 dB. Comme brouillage, on a utilisé de 1 à 40 porteuses non modulées ou modulées en fréquence. La modulation en fréquence des porteuses était effectuée au moyen d'une onde sinusoïdale à 1000 Hz; l'excursion crête-à-crête des porteuses était de 40 kHz et l'espacement entre les fréquences des porteuses adjacentes de 50 kHz.

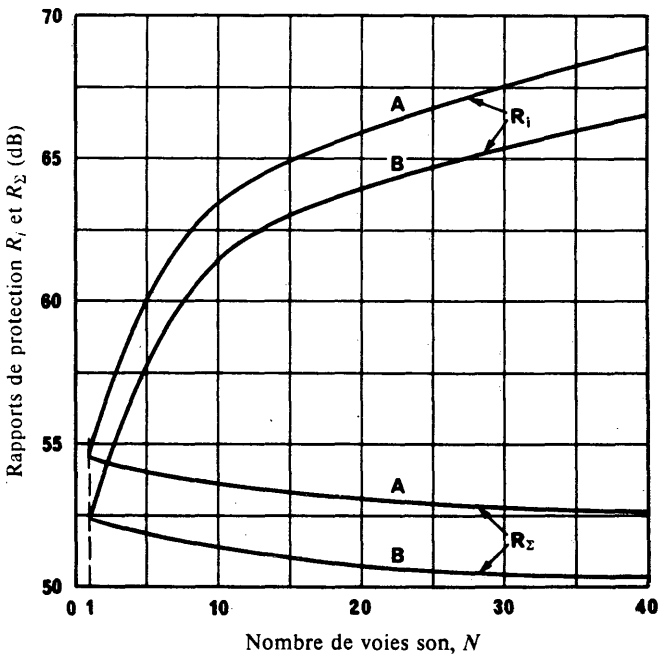
Le rapport de protection pour tous les cas a été déterminé pour le seuil de perceptibilité du brouillage (note 4,5 sur l'échelle de dégradation du CCIR).

Au cours des essais, on a établi que les relations entre les valeurs admissibles des rapports de protection et le nombre de signaux brouilleurs pour trois systèmes de télévision couleur étudiés étaient suffisamment proches les unes des autres (les différences entre des valeurs mesurées n'excédant pas 1 dB) pour qu'on puisse les réunir et présenter des résultats définitifs des travaux sous forme de courbes communes (pour les trois systèmes de télévision étudiés).

Ces résultats sont présentés sur les Fig. 6a) et 6b) pour montrer les relations entre la valeur admissible du rapport de protection pour une somme de signaux brouilleurs à bande étroite (R_Σ) et pour un signal brouilleur unique (tiré de la somme donnée) (R_i) en fonction du nombre de signaux brouilleurs respectivement non modulés et modulés en fréquence.



a) porteuse son non modulée



b) porteuse son modulée

FIGURE 6 – *Rapports de protection R_i et R_Σ pour le brouillage juste perceptible de la télévision MA-BLR par des voies son MF à bande étroite*

Courbes A: une diapositive SMPTE N° 14
B: un programme de télévision

$$R_i = \frac{(P_{CR\ SYNC\ MOY})_{MA\text{-}BLR}}{(P_i)_{MF}}, \quad R_\Sigma = \frac{(P_{CR\ SYNC\ MOY})_{MA\text{-}BLR}}{\sum_{i=1}^{N} (P_i)_{MF}}$$

Sur ces figures, les courbes supérieures pour R_Σ et R_i ont été obtenues pour une image d'essai SMPTE N° 14, les courbes inférieures pour un programme de télévision réel.

On peut tirer les conclusions ci-après des résultats obtenus:

- l'effet des brouillages, sous forme de nombreux signaux MF à bande étroite, causés au signal de télévision MA-BLR est à peu près le même pour les différents systèmes de télévision couleur et est plus perceptible lorsque le brouillage tombe dans la bande d'émission du signal de luminance;
- la valeur admissible du rapport de protection pour le brouillage total diminue à mesure qu'augmente le nombre de signaux brouilleurs; cette diminution est surtout notable lorsque le nombre de signaux brouilleurs passe de 1 à 10;
- la suppression de la modulation des porteuses MF de brouillage entraîne un accroissement insignifiant du rapport de protection pour le brouillage total (pas plus de 1,5 dB) pour $N > 10$ mais un accroissement significatif (jusqu'à 3 ou 4 dB) pour $N < 10$.

1.3 *Système I à 625 lignes (PAL)*

La Fig. 7 présente, de façon condensée, les résultats de mesures subjectives effectuées récemment par la BBC [Brown, 1971a]. La porteuse utile MA-BLR était modulée par une image fixe (des livres, une boîte et de l'argenterie) et avait un rapport luminance/bruit pondéré de 43 dB. La porteuse brouilleuse MF était modulée par une barre couleur, avec une excursion de fréquence de 8 MHz (valeur crête-à-crête nominale) et une préaccentuation selon la courbe B de la Recommandation 405, sans dispersion d'énergie.

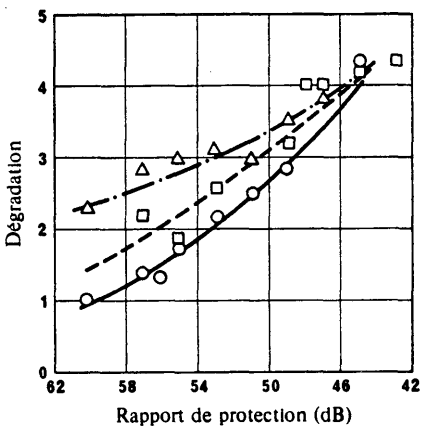
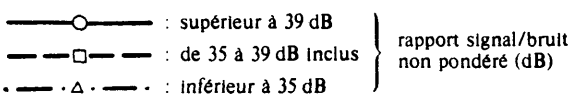


FIGURE 7 – *Dégradation causée par un bruit aléatoire combiné simultanément avec un brouillage transmis dans le même canal*



Il s'agit, dans cette figure, de rapports signal image/bruit non pondéré; pour le bruit pondéré (pondération selon le système I), la valeur numérique doit être augmentée de 6,5 dB.

Il ressort des résultats expérimentaux que, si le signal utile a un rapport signal/bruit de 36,5 dB (bruit non pondéré) ou de 43 dB (bruit pondéré), une valeur pratique de 53 dB pour le rapport de protection modifie la dégradation subjective: celle-ci passe d'une note inférieure à 2,0 (dans le cas d'un rapport signal/bruit non pondéré supérieur à 39 dB) à la note 2,5 environ.

Note. – L'échelle de dégradation utilisée était celle de l'UER:

Brouillage	*Note*
imperceptible	1
juste perceptible	2
nettement perceptible, mais non gênant	3
légèrement gênant	4
nettement gênant	5
inutilisable	6

Pour des rapports signal/bruit élevés, le rapport de protection, dans les tests de la BBC, était de 56 dB. On peut noter, d'après la forme des courbes de la Fig. 7, que la dégradation causée par le brouillage n'est pas notablement masquée par le bruit.

Moyennant l'observation des conditions suivantes, une réduction de ce rapport de protection serait admissible:

- sans préaccentuation: réduction de 1,5 dB;
- excursion portée de 8 à 12 MHz crête-à-crête: réduction de 2 dB;
- emploi de la dispersion d'énergie: réduction d'environ 2 dB par MHz d'excursion crête-à-crête.

En revanche, on a constaté qu'une modulation du signal brouilleur au niveau du noir nécessite une augmentation du rapport de protection (de 5 dB environ). Ainsi, pour la condition de référence, on peut adopter la valeur 54 dB pour le rapport de protection.

1.4 *Système G à 625 lignes (PAL)*

L'IRT, en République fédérale d'Allemagne, a effectué des essais sur le système B/PAL qui du point de vue examiné ici peut être considéré comme équivalent au système G/PAL. Le rapport signal/bruit pondéré était d'environ 50 dB. Le rapport de protection a été estimé par une note de dégradation de 2 sur l'échelle à 6 notes. Avec une excursion crête-à-crête de 8 MHz pour le signal brouilleur et sans préaccentuation, la valeur moyenne du rapport de protection était de 59,7 dB. Une série d'essais séparés ont indiqué qu'en moyenne la préaccentuation n'affecte pas les résultats d'une manière notable (cette conclusion diffère quelque peu de celle des essais de la BBC qui indiquait qu'on pouvait s'attendre à ce que la préaccentuation augmente le rapport de protection d'environ 1,5 dB. Cette différence peut être due au contenu d'images différent du signal brouilleur).

Les observateurs de cet essai étaient tous expérimentés et l'image utilisée tendait à être extrêmement sensible aux effets du brouillage. D'autre part, il faut se souvenir que la note de dégradation correspondait à une dégradation quelque peu supérieure aux conditions de référence. En tenant compte de ces facteurs, le rapport de protection pour la condition de référence peut être pris égal à environ 54 dB (voir la Recommandation 600).

1.5 *Système L à 625 lignes (SECAM)*

L'ORTF en France [CCIR, 1970-74a et b], a étudié le cas où le signal utile est aux normes du système L/SECAM, le signal brouilleur étant du PAL. Dans ce cas, la note de dégradation a été de 4 sur l'échelle à 5 notes. Dans certains essais séparés, on a trouvé que pour une note de dégradation à peine perceptible, c'est-à-dire note 2 sur l'échelle à 6 notes, le rapport de protection doit être augmenté d'environ 5 dB. En utilisant la formule de conversion proposée dans l'Annexe à la Recommandation 500 on trouve qu'il faut ajouter plus de 5 dB pour obtenir une note de dégradation de 4,5 (échelle à 5 notes).

On utilisait la préaccentuation. L'excursion aux fréquences basses était 3,8 MHz/V de sorte que la valeur équivalente à la fréquence de perte d'insertion nulle (c'est-à-dire environ 1,5 MHz) serait de 13,5 MHz crête-à-crête et il faut effectuer une autre correction (voir § 3.3.5 du présent Rapport) pour obtenir des résultats applicables à la condition de référence de 12 MHz.

En se rapportant aux conditions de référence (voir la Recommandation 600), les mesures de la TDF conduisent aux résultats suivants:

Rapport de protection mesuré pour la note 4: 45 dB

Correction pour rapporter les résultats à la note 4,5: +5 dB

Correction pour rapporter les résultats à l'excursion de 12 MHz: +0,5 dB

La valeur finale du rapport de protection pour les conditions de référence devient donc 50,5 dB.

1.6 *Système K/SECAM à 625 lignes*

Des études ont été effectuées en URSS [CCIR, 1978-82c, Borovkov et Lokshin, 1979] pour déterminer la valeur des rapports de protection pour les signaux MA-BLR des systèmes de télévision en couleur les plus communément utilisés.

Les conditions d'essais étaient conformes à celles que spécifie la Recommandation 500:

- contenu d'image MA-BLR: diapositives en couleur SMPTE N° 14 et Philips N° 8;
- signal utile: M/NTSC, G/PAL, K/SECAM;
- composition du signal brouilleur: barres de couleurs;
- signal brouilleur: excursion crête-à-crête 8 MHz, 16 MHz et 22 MHz;
- échelle d'évaluation: échelle de dégradation à 5 notes; seuil de perceptibilité: note 4,5 (Q = 4,5);
- observateurs: 40, dont environ la moitié sont des experts;
- distance d'observation: 6 fois la hauteur de l'image;
- rapport amplitude crête-à-crête du signal vidéo utile/tension de bruit non pondéré au récepteur: supérieur à 40 dB;
- les fréquences porteuses des signaux utiles et brouilleurs sont voisines: cela permet un maximum de perceptibilité du brouillage;
- le signal brouilleur utilise une préaccentuation normale.

La variation de la dégradation de l'image en fonction du niveau du signal MF brouilleur n'ayant pas beaucoup varié d'un système à l'autre, il a été possible de grouper ces caractéristiques et de les représenter sur une seule courbe (voir la Fig. 8).

Les essais ont aussi montré que la dispersion de l'énergie d'un signal brouilleur MF par un signal en dents de scie atténue les effets brouilleurs, alors que l'avantage résultant de la dispersion d'énergie diminue à mesure qu'augmente l'amplitude crête-à-crête de l'excursion de fréquence, comme le montre la Fig. 9.

Dans le cas général, c'est-à-dire quelle que soit l'amplitude crête-à-crête de l'excursion de fréquence du signal MF brouilleur et quel que soit le degré de dispersion, on peut utiliser la formule suivante (pour une dégradation de l'image $Q \leqslant 4{,}5$) signal de télévision MA-BLR contre les brouillages provenant d'un signal de télévision MF:

$$R_q = R_{oq} - 0{,}45\,(D_v - D_{ov}) - M_d\,D_{dv} \qquad \text{pour } Q \leqslant 4{,}5 \tag{7}$$

où

R_q : étant le rapport de protection, exprimé en dB;

R_{oq} : le rapport de protection pour la valeur de l'excursion de fréquence D_{ov} prise comme valeur de référence (peut être déterminé à partir de la courbe correspondante de la Fig. 8);

D_{dv} : l'amplitude crête-à-crête de l'excursion de fréquence due à la dispersion, exprimée en MHz, et

M_d : un coefficient déterminé d'après la Fig. 9.

1.7 *Décalage de fréquence*

Si les fréquences sont décalées de quelques MHz, il est possible d'accepter une certaine réduction du rapport de protection. Il existe une différence suivant que le signal brouilleur est sur une fréquence plus élevée ou plus basse que le signal utile. Les essais faits par la BBC, l'IRT et la TDF ont tous montré que le rapport de protection ne varie que lentement en fonction de l'écartement des fréquences. Les Fig. 10 et 11 donnent des exemples de résultats obtenus respectivement par l'IRT et la TDF (avec des excursions légèrement supérieures à la condition de référence). Comme la largeur de canal de Terre est de 8 MHz dans les systèmes G, I et L, le meilleur décalage que l'on puisse utiliser est tel que les rapports de protection soient les mêmes à ± 4 MHz par rapport à l'axe de symétrie du spectre du signal brouilleur. Les Fig. 10 et 11 montrent que dans ce cas la réduction du rapport de protection ne dépasserait probablement pas 3 dB par rapport au cas du décalage nul.

2. Brouillage causé à un signal de télévision MF par un signal de télévision MA-BLR

2.1 *Système M à 525 lignes (NTSC)*

Les données dont on dispose dans ce cas ont été fournies par les Etats-Unis d'Amérique [Miller et Myhre, 1970] et par le Japon [Kaneda, 1972]. Aux Etats-Unis, on les a obtenues en transmettant un signal de télévision MF sur les mêmes fréquences qu'un signal de télévision MA-BLR. Pour évaluer le brouillage, on a étudié le signal de sortie vidéo d'un récepteur de télévision MF réglé sur le signal à modulation de fréquence. Les signaux employés dans les mesures étaient les mêmes que ceux décrits au § 1.1.1.2 de cette Annexe, avec cette différence que le signal MF devenait le signal utile et le signal MA-BLR devenait le signal brouilleur.

Les résultats de ces essais sont représentés à la Fig. 12. Le rapport signal de luminance/bruit pondéré était de l'ordre de 54 dB. L'appréciation du brouillage juste perceptible était faite par un seul observateur, qui était un expert. La largeur de bande du récepteur MF était de 30 MHz.

Les courbes de la Fig. 12 montrent que le brouillage produit par des images fixes qui présentent de grandes plages de couleur uniforme est plus facilement perceptible que le brouillage produit par des images animées; c'est le cas pour la plupart des programmes reçus directement. A la Fig. 13, la zone hachurée contient les courbes représentatives des rapports de protection mesurés. Si l'on veut éviter que des images fixes et des images animées produisent un brouillage perceptible, il convient de choisir un rapport de protection qui dépasse la limite supérieure de la zone hachurée de la Fig. 13.

Le Tableau XVII donne également les résultats de l'essai d'évaluation subjective effectué au Japon, pour un brouillage à peine perceptible entre un signal de télévision MF utile et un signal de télévision MA-BLR brouilleur, cela dans les conditions décrites au § 1.1.1.1 de la présente Annexe.

Des essais effectués ultérieurement aux Etats-Unis d'Amérique [Barnes et Miller, 1978] ont utilisé les directives de la Recommandation 600, à l'exception des conditions indiquées au § 1.1.1.2 de la présente Annexe.

Le Tableau XX résume les résultats de ces essais.

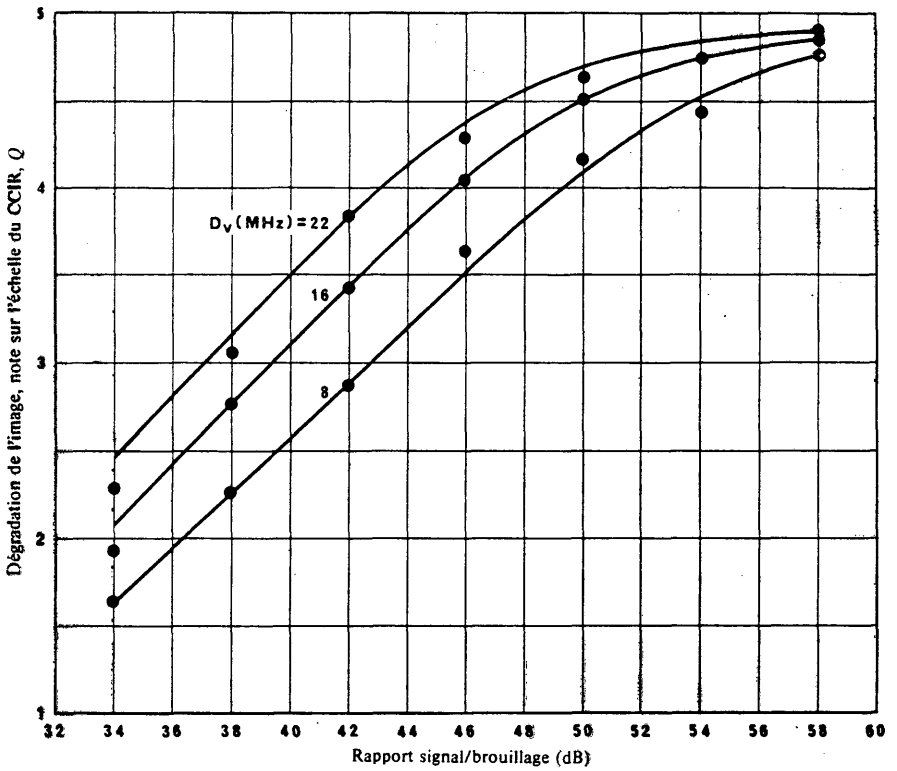


FIGURE 8 – *Dégradation de l'image de télévision (signal MA-BLR) en fonction du niveau du signal MF brouilleur, pour différentes valeurs d'excursion crête-à-crête*

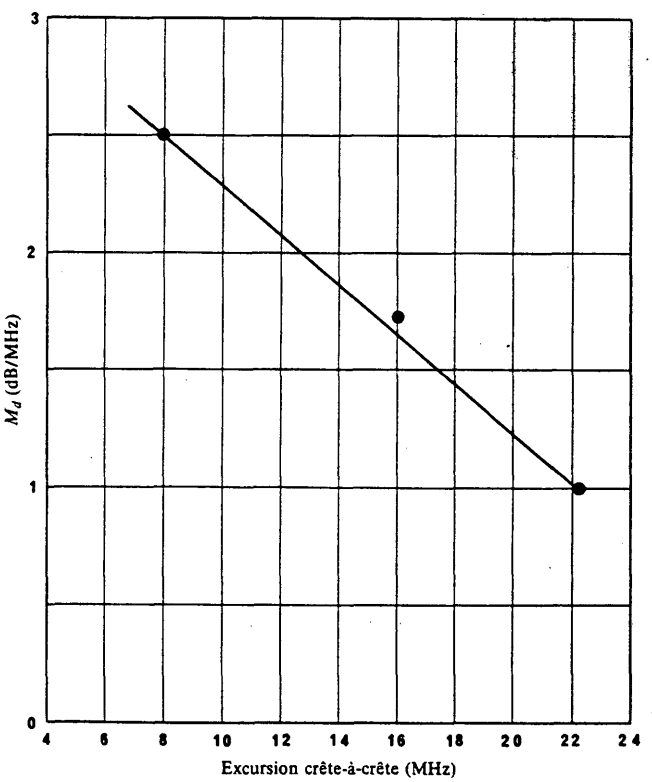


FIGURE 9 – *Coefficient M_d en fonction de l'excursion crête-à-crête du signal brouilleur*

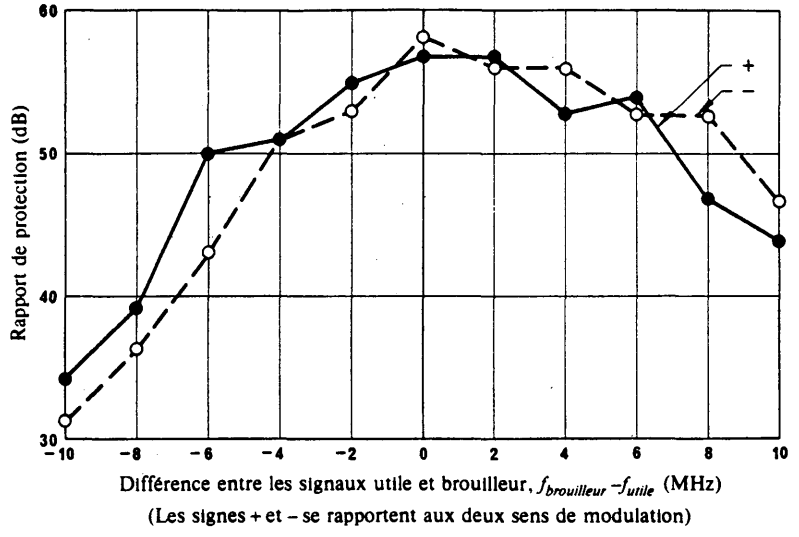


FIGURE 10 – *Rapport de protection par rapport au décalage de fréquence pour le système G/PAL*

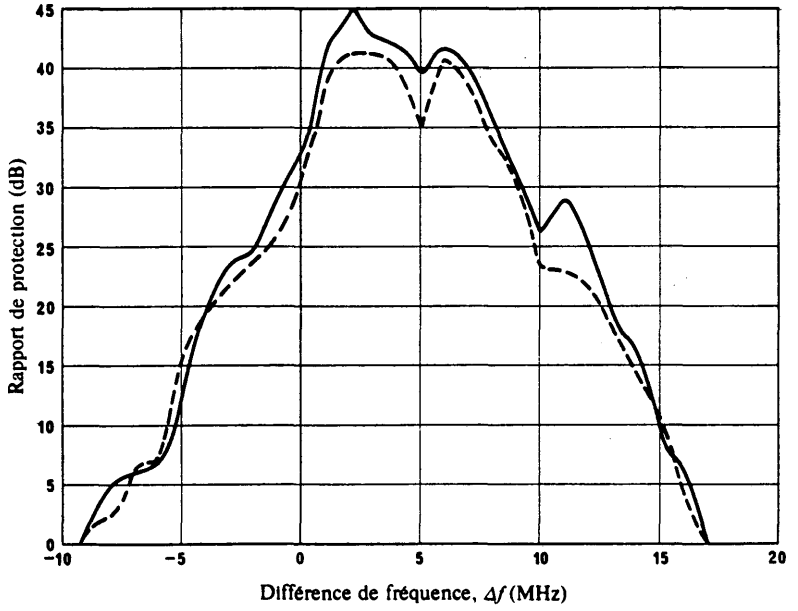


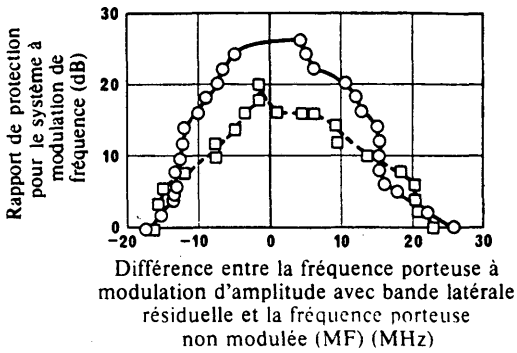
FIGURE 11 – *Rapport de protection par rapport au décalage de fréquence*

Signal utile: barres de couleur L/SECAM (niveau radiofréquence: 60 dB (μV/m))

Signal brouilleur: diapositive G/PAL, balayage synchronisé

——— Courbe établie sans dispersion d'énergie du signal G/PAL

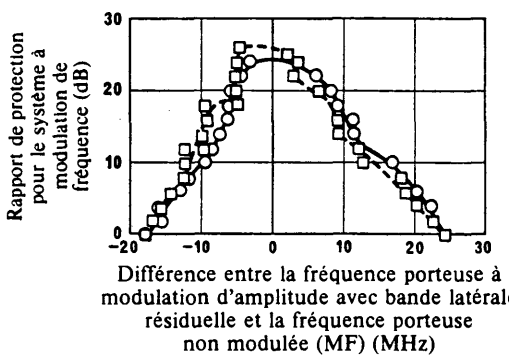
– – – Courbe établie avec dispersion d'énergie (2 MHz) du signal G/PAL



Barres de couleur sur le système à modulation de fréquence

Programme reçu directement sur le système à modulation de fréquence

a) Barres de couleur et programme reçu directement dans le système à modulation de fréquence



« Scène de cuisine » sur le système à modulation de fréquence

Diapositive « jeune fille » sur le système à modulation de fréquence

b) « Scène de cuisine » et diapositive « jeune fille » sur le système à modulation de fréquence

FIGURE 12 – *Rapport de protection pour un système à modulation de fréquence en fonction du décalage des porteuses*

$$\frac{(P_{MOY})_{MF}}{(P_{CR\ SYNC\ MOY})_{MA\text{-}BLR}}$$

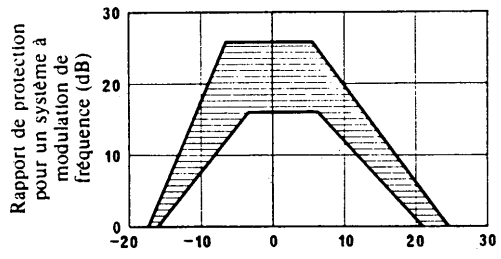


FIGURE 13 – *Rapport de protection nécessaire pour que le brouillage soit juste perceptible dans un système de télévision à modulation de fréquence brouillé par un système de télévision à modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle*

$$\frac{(P_{MOY})_{MF}}{(P_{CR\ SYNC\ MOY})_{MA\text{-}BLR}}$$

TABLEAU XX – *Rapport de protection dans le même canal mesuré pour un brouillage juste perceptible avec, comme image utile, la diapositive d'essai SMPTE N° 14 du système M/NTSC*

Signal utile	Signal brouilleur	Rapport de protection dans le même canal (dB)
MF, excursion 12 MHz	MA-BLR	23 (1)
MF, excursion 18 MHz	MA-BLR	19

(1) Moyenne pour des filtres de Tchebychev à quatre et six sections.

Pour une excursion de 18 MHz, le rapport de protection mesuré est de 4 dB inférieur à celui obtenu pour une excursion de 12 MHz. Cela tend à montrer que le rapport de protection entre un signal utile MF et un signal brouilleur MA diminue à raison de 20 log (D_v/12), comme l'indique l'équation (1a) du présent Rapport.

2.2 *Système K à 625 lignes (SECAM)*

Des mesures effectuées en URSS [CCIR, 1970-74c] ont permis de déterminer les rapports de protection de signaux MF monochromes et en couleur contre les brouillages par des signaux d'ondes entretenues CW, MA-BLR et MF. Afin de faciliter la comparaison entre les résultats des mesures portant sur le système K, nous avons présenté ces résultats séparément au § 5 de cette Annexe.

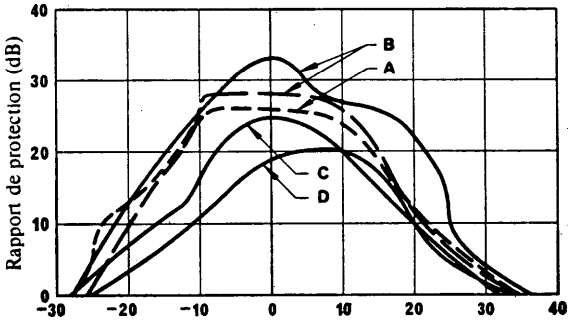
3. Brouillage entre deux signaux de télévision MF

Le Rapport 449 contient des résultats de mesure du brouillage entre des signaux de télévision à modulation de fréquence tels qu'ils sont utilisés dans le service fixe par satellite et le service fixe de Terre. D'autres évaluations relatives au service de radiodiffusion par satellite sont indiquées ci-après.

3.1 *Système M/NTSC à 525 lignes*

3.1.1 *Essais effectués aux Etats-Unis d'Amérique sur deux signaux à modulation de fréquence décalés*

On a fait, aux Etats-Unis, des essais avec deux signaux à modulation de fréquence transmis avec des décalages de fréquences porteuses compris entre −30 MHz et +36 MHz, au moyen d'un dispositif d'expérimentation analogue à celui qui est décrit au § 1.1.1.2 de cette Annexe. Pour évaluer le brouillage, un observateur expert étudiait le signal image à la sortie d'un récepteur de télévision à modulation de fréquence réglé sur le signal utile; il s'agissait de relever un brouillage juste perceptible pour un rapport signal image/bruit pondéré de 50 dB. La largeur de bande du récepteur MF était de 30 MHz. La Fig. 14 représente la variation des valeurs mesurées du rapport de protection en fonction du décalage des fréquences porteuses, dans le cas suivant: programmes reçus directement pour le signal brouilleur et plusieurs programmes différents pour le signal utile. Ces courbes montrent qu'un programme reçu directement, contenant des images d'objets en mouvement, est moins sensible au brouillage que des images fixes contenant de grandes plages de couleur uniforme.



	Système utile	Système brouilleur
Excursion crête-à-crête	18 MHz	18 MHz
Rapport signal/bruit (pondéré)	50 dB	
Préaccentuation et désaccentuation	néant	néant

Courbe	Combinaison des programmes	
	signal utile	signal brouilleur
A	fenêtre blanche	reçu directement
B	barres de couleur	reçu directement
C	scène de cuisine	reçu directement
D	reçu directement	reçu directement

FIGURE 14 – *Rapport de protection pour que le brouillage soit juste perceptible dans un système de télévision à modulation de fréquence brouillé par un autre système de télévision à modulation de fréquence*

$$R_{MF/MF} = \frac{(P_{MOY})_{MF}\ \text{(utile)}}{(P_{MOY})_{MF}\ \text{(brouilleur)}}$$

La zone hachurée de la Fig. 15 contient les différentes valeurs mesurées du rapport de protection. Si l'on veut empêcher que des images fixes et des images animées produisent un brouillage perceptible, il convient de choisir un rapport de protection qui dépasse la limite supérieure de la zone hachurée.

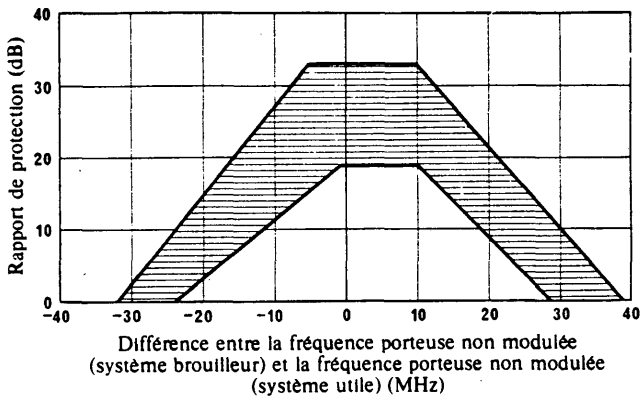


FIGURE 15 – *Rapport de protection pour que le brouillage soit juste perceptible dans un système de télévision à modulation de fréquence brouillé par des signaux de télévision à modulation de fréquence*

	Système utile	Système brouilleur
Excursion crête-à-crête	18 MHz	18 MHz
Rapport signal/bruit (pondéré)	50 dB	
Préaccentuation et désaccentuation	néant	néant

Dans des mesures plus récentes du rapport de protection effectuées aux Etats-Unis, pour deux signaux de télévision modulés en fréquence [Barnes et Miller, 1978], on a appliqué les dispositions de la Recommandation 600, sauf indications contraires données au § 1.1.1.2 de la présente Annexe. Les résultats de ces mesures sont consignés dans la Fig. 16 et le Tableau XXI.

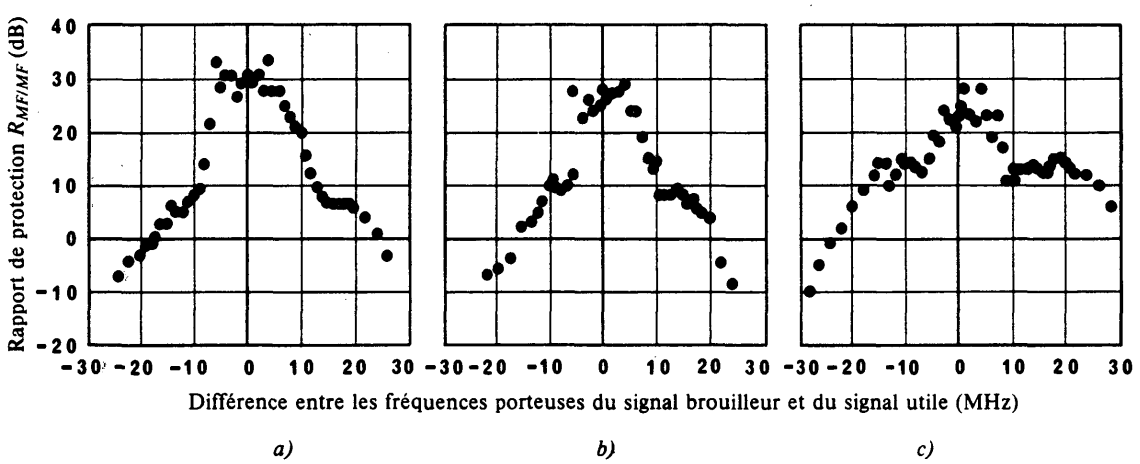


FIGURE 16 – *Rapports de protection mesurés en présence d'un brouillage juste perceptible entre deux systèmes de télévision MF*

	Excursion MF crête-à-crête (MHz)	*Nombre de sections du filtre*
a)	12	4
b)	12	6
c)	18	6

TABLEAU XXI – *Valeurs mesurées du rapport de protection dans le même canal, pour un brouillage juste perceptible. Système M/NTSC. Image utile: diapositive SMPTE N° 14*

Signal utile	Signal brouilleur	Rapport de protection dans le même canal (dB)
MF, excursion 12 MHz	MF, excursion 12 MHz	31 (1)
MF, excursion 18 MHz	MF, excursion 18 MHz	28

(1) Moyenne pour des filtres Tchebytchev à quatre et six sections.

Les rapports de protection dans le même canal, mesurés pour le brouillage entre deux signaux de télévision MF concordent presque entièrement avec des extrapolations antérieures jusqu'aux conditions du cas de référence, et démontrent ainsi la justesse de ces extrapolations. De même, la diminution du rapport de protection MF d'une quantité d'environ 20 log (D_v/12), comme indiqué dans l'équation (1a) de la partie principale du présent Rapport, est confirmée par les mesures.

Les Fig. 16a) et 16b) montrent qu'en décalant la porteuse brouilleuse de 10 à 12 MHz, on peut diminuer le rapport de protection de 15 dB. On obtient ainsi une meilleure qualité de fonctionnement que celle illustrée par la Fig. 1a) de la partie principale du présent Rapport.

3.1.2 *Essais effectués au Canada sur deux signaux à modulation de fréquence décalés*

On a effectué au Canada [CCIR, 1978-82d] des mesures pour déterminer le rapport de protection entre deux signaux de télévision MF du système M/NTSC à 525 lignes. Les conditions expérimentales étaient celles indiquées dans la Recommandation 600. Certains des caractéristiques et paramètres les plus importants utilisés pour ces mesures étaient les suivants:

- application de la méthode de comparaison, la dégradation du signal de référence étant fixée sur la base de l'échelle de dégradation à 5 notes (voir la Recommandation 500) sur la base des résultats TASO relatifs à la dégradation due au bruit aléatoire;
- le signal utile était fourni par les diapositives N^{os} 1 et 14 de la SMPTE;
- le signal brouilleur était constitué par des barres de couleur à champ divisé;
- 15 observateurs: experts et non experts;
- on n'employait pas de sous-porteuse son;
- pas de dispersion d'énergie;
- application d'une préaccentuation conforme à la Recommandation 401 pour le système M/NTSC.

On trouvera ci-après un résumé des résultats les plus importants fournis par ces mesures du rapport de protection dans un même canal:

- la variation du rapport de protection avec l'excursion de fréquence et le niveau de dégradation était en bon accord avec l'équation (1);
- dans l'intervalle 42-50 dB, la variation du rapport signal utile/bruit pondéré, avec un niveau de dégradation constant (4,5), n'a mis en évidence aucun effet de masquage du brouillage par le bruit aléatoire. En fait, les résultats montrent que pour une faible valeur du rapport signal/bruit, le rapport de protection a tendance à augmenter afin de maintenir le signal à un niveau de dégradation constant;
- pendant l'exécution du programme de mesures, il est apparu que la note de dégradation 4,5, découlant des résultats TASO, n'équivalait pas à un brouillage juste perceptible; d'autres essais, avec brouillage juste perceptible, ont donné des rapports de protection supérieurs de 5,4 à 8,8 dB aux valeurs obtenues pour la note TASO 4,5.

La Fig. 17 donne les résultats de mesures avec décalage de fréquence, effectuées avec un filtre de réception FI à 3 pôles, pour un niveau de dégradation de 4,5, ajusté de 8,8 dB pour obtenir un brouillage juste perceptible.

Cette figure montre que le rapport de protection est très sensible aux effets des décalages de fréquences égaux à des multiples de la fréquence de la sous-porteuse couleur.

D'autres mesures, faites avec un filtre de réception à 4 pôles, ont donné pour le rapport de protection des valeurs inférieures à celles indiquées dans la Fig. 17 pour le même décalage de fréquence.

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

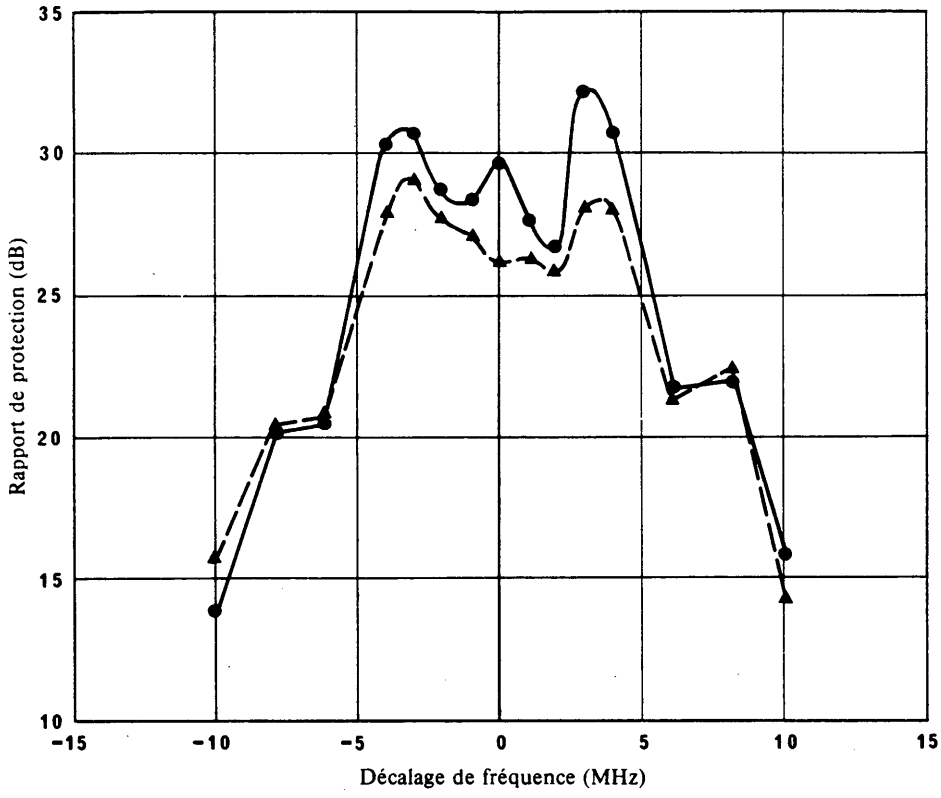


FIGURE 17 – *Rapport de protection en fonction du décalage de fréquence, avec un filtre FI à 3 pôles (excursion crête-à-crête: 8,4 MHz)*

—●— : diapositive d'essai SMPTE N° 1
—▲— : diapositive d'essai SMPTE N° 14

3.1.3 *Essais effectués au Japon sur des signaux à modulation de fréquence de systèmes différents*

Dans une étude faite au Japon [CCIR, 1974-78a], on a mesuré les rapports de protection dans le même canal entre deux signaux de télévision MF du système M à 525 lignes, et entre un signal MF à 525 lignes et un signal MF à 625 lignes, dans les conditions suivantes:

- polarité de la modulation de fréquence: cette polarité est telle que la fréquence du noir est inférieure à celle du blanc;
- largeurs de bandes de réception: 23 MHz pour le signal M/NTSC à 525 lignes et 27 MHz pour les signaux PAL et SECAM à 625 lignes;
- excursions de fréquence crête-à-crête des signaux d'image: 12 MHz pour le système à 525 lignes, 13 MHz pour le système à 625 lignes;
- sous-porteuse son: trois cas différents pour le système M à 525 lignes (pas de sous-porteuse, ou 4,5 MHz, ou 4,5 et 5,05 MHz); pas de sous-porteuse son pour les systèmes à 625 lignes;
- caractéristiques de préaccentuation du signal d'image: ce sont les caractéristiques indiquées dans la Recommandation 405 pour le système M. On a utilisé le même circuit pour le système à 625 lignes, car on n'en disposait pas d'autres au moment des mesures;
- la valeur du rapport de protection considérée dans ce document correspond à un brouillage juste perceptible, défini de la façon suivante: rapport de puissance porteuse/brouillage à l'entrée du récepteur, lorsque 50% des observateurs donnent la note 4 et les autres la note 5;

- la diapositive N° 14 de la SMPTE est utilisée pour le signal utile et la diapositive N° 1 pour le signal brouilleur;
- rapport de la distance d'observation à la hauteur de l'image: 6;
- nombre d'observateurs: 45, dont 22 experts.

Le Tableau XXII donne la valeur du rapport de protection pour un brouillage juste perceptible, défini comme suit: rapport de puissance porteuse/brouillage à l'entrée du récepteur, lorsque 50% des observateurs donnent la note 4 et 50% la note 5.

On peut conclure de ce tableau qu'il n'y a pas de différence notable entre les rapports de protection, pour des systèmes utilisant des normes de télévision différentes. D'après les mesures décrites dans le doc. [CCIR, 1974-78b], on peut conclure que la présence d'une ou de deux sous-porteuses son a une influence négligeable sur le rapport de protection.

TABLEAU XXII – *Rapports de protection dans le même canal (dB) mesurés entre deux signaux de télévision MF*

			Signal utile		
			525 lignes Système M/NTSC	625 lignes Système L/SECAM	625 lignes Système I/PAL
Signal brouilleur	↓ Excursion crête-à-crête du signal vidéo (MHz) →		12	13	13
Système M/NTSC à 525 lignes	12	sans préaccentuation	31,5	32	32
		avec préaccentuation	31,5	31(1)	31,5(1)
Système L/SECAM à 625 lignes	13	sans préaccentuation	31,5	——	——
		avec préaccentuation	29,5(1)		
Système B, G/PAL à 625 lignes	13	sans préaccentuation	30,5	——	——
		avec préaccentuation	29,0(1)		

(1) Valeurs données à titres de référence, car on a utilisé le réseau de préaccentuation uniquement pour le système M.

3.1.4 *Essais effectués au Japon sur deux signaux à modulation de fréquence*

On a effectué au Japon [CCIR, 1978-82e] des essais pour déterminer le brouillage entre deux signaux de télévision MF dans des conditions correspondant à l'observation de la qualité des images en studio; dans ces essais, on a adopté la valeur 1-1,5 pour le rapport de la distance d'observation à la hauteur de l'image, ce qui représente une distance d'observation plus petite que celle indiquée dans la Recommandation 600. On a ainsi obtenu un rapport de protection de 38 dB pour un brouillage juste perceptible.

Les caractéristiques des signaux de télévision MF étaient les suivantes:
- excursion sous l'effet du signal vidéo à 525 lignes: 12 MHz de crête-à-crête;
- préaccentuation: Recommandation 405;
- excursion pour la dispersion d'énergie: 600 kHz;
- excursion de la sous-porteuse son de 4,5 MHz: ± 1 MHz.

3.1.5 *Essais d'évaluation du rapport de protection en fonction de la note de dégradation*

Des mesures effectuées aux Etats-Unis [CCIR, 1978-82f] ont permis d'examiner la variation du rapport de protection en fonction de la note de dégradation. Les évaluations subjectives de la dégradation ont été effectuées pour un brouillage causé à un système à modulation de fréquence par un autre système de télévision à modulation de fréquence. Les conditions des essais étaient les suivantes:

Signal utile

Fréquence porteuse modulée avec signaux couleur système M/NTSC, avec préaccentuation conformément à la Recommandation 405. Sous-porteuse son modulée en fréquence à 7,4 MHz. Excursion de fréquence crête-à-crête de 12 MHz (blanc au niveau de la crête de synchronisation), le blanc produisant la fréquence la plus élevée. Pas de dispersion d'énergie. Quatre diapositives d'essais (SMPTE N^{os} 1 et 14 et Philips N° 8 et N° 14) ont fourni les signaux d'image. Rapport signal image/bruit, 42 dB non pondéré.

Signal brouilleur

Même chose que pour le signal utile sauf que l'image représentait des objets en mouvement. Synchronisation verrouillée sur l'image utile mais déplacée de sorte que les barres de synchronisation verticale et horizontale se trouvent dans la porteuse visible de l'image utile. Sous-porteuses son à 7,6 MHz. Les essais ont été effectués dans le même canal, le signal brouilleur ayant la même fréquence que le signal utile.

Conditions d'observation

Ecrans de contrôle de qualité commerciale de 64 cm (mesurés en diagonale). Distance d'observation égale à cinq fois la hauteur de l'image. Commande de la brillance de l'image et de l'éclairage de la pièce. 147 observateurs non experts ont participé aux essais. Les évaluations ont été faites selon l'échelle de dégradation à cinq notes recommandée dans la Recommandation 500.

Les résultats des essais sont présentés dans la Fig. 18. La courbe montre que, pour la catégorie d'observateurs ayant participé à ces essais, une augmentation de la valeur du rapport porteuse/brouillage (C/I) au-delà de 25 dB ne donne qu'une très faible amélioration de la note moyenne de dégradation. La note moyenne de dégradation obtenue pour les scènes d'essais sans brouillage a pu être limitée par le rapport signal/bruit vidéo utilisé pendant les essais.

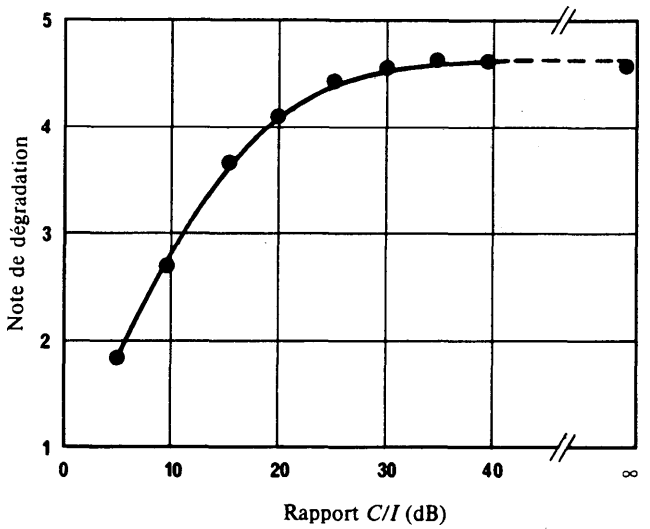


FIGURE 18 – *Note de dégradation en fonction du rapport porteuse/brouillage (C/I)*

Moyenne des données pour:
4 diapositives
147 observateurs

3.1.6 *Mesures effectuées au Canada*

En préparation de la CARR SAT-83, des mesures faites au Canada ont porté sur différents aspects du brouillage entre des signaux de télévision à modulation de fréquence de système M/NTSC. Ces essais ont été effectués avec une excursion de 9,52 MHz/V et un filtre de prédétection dans le récepteur ayant une largeur de bande de bruit équivalente de 22,7 MHz (du type Tchebytchev à 4 pôles). Une préaccentuation conforme à la Recommandation 405 a été utilisée. Les diapositives utilisées pendant les essais pour le signal utile étaient trois des quatre diapositives suggérées dans la Recommandation 600: jeune fille en robe verte, panier de fruits et scène de plage. Les signaux brouilleurs utilisés étaient des programmes diffusés non synchronisés.

Les procédures d'essai étaient conformes aux Recommandations 500-2 et 600. Vingt-sept observateurs concernés ont eu des temps d'observation de 15 s, séparés par 10 s de l'échelle des gris 50 IRE. On entend par observateur concerné quelqu'un qui a une connaissance relativement étendue des télécommunications par satellite, mais qui n'est pas un observateur expert. Parmi les vingt-sept observateurs qui ont subi l'essai à l'origine, deux ont donné des appréciations inutilisables qui n'ont pas été prises en considération dans l'analyse des résultats. L'échelle de dégradation à cinq notes du CCIR a été utilisée pendant toute la durée des essais.

3.1.6.1 *Dégradation due au bruit*

La Fig. 19 donne les résultats pour une image dégradée par le bruit MF thermique pour la moyenne des trois diapositives. Le haut niveau de note d'opinion pour l'image non dégradée (repère maximal pour un rapport S/N_w de 56 dB) indique que les résultats de l'essai n'ont pas été limités de manière significative par les appareils utilisés. La figure indique que le rapport S/N_w correspondant à une note d'opinion de 4,5 est de 47,3 dB.

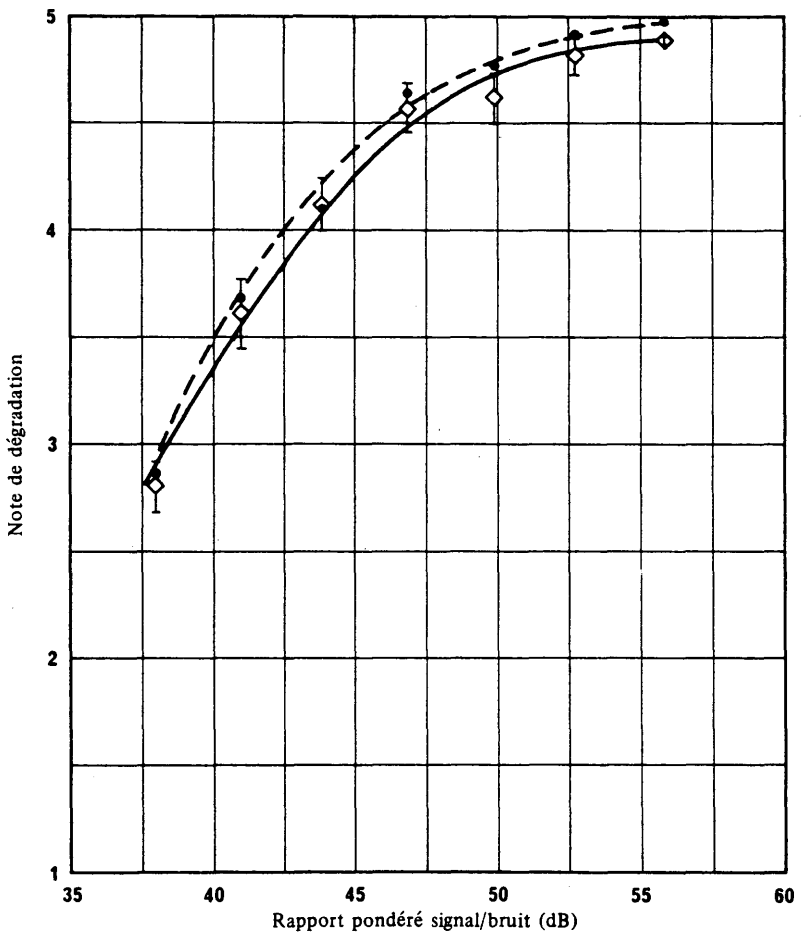


FIGURE 19 – *Dégradation due au bruit (moyenne des 3 diapositives)*

◇ Note moyenne des 3 diapositives

• Médiane des 3 diapositives

3.1.6.2 *Dégradation due au brouillage dans le même canal*

La Fig. 20 donne les résultats pour un brouillage unique dans le même canal. Le Tableau XXIII montre la relation entre la note d'opinion et le rapport *C/I* pour un brouillage unique dans le même canal.

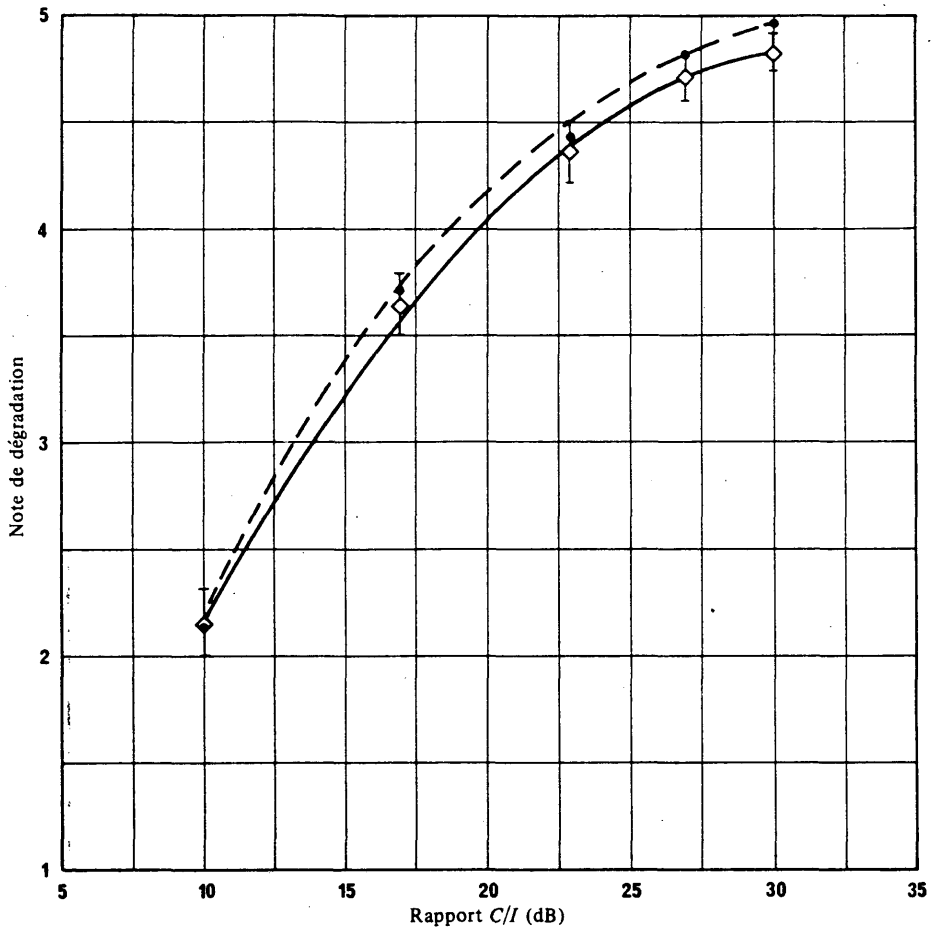


FIGURE 20 – *Dégradation due à un brouillage unique dans le même canal (moyenne des 3 diapositives)*

◇ Note moyenne des 3 diapositives

• Médiane des 3 diapositives

TABLEAU XXIII – *Relation entre la note d'opinion et le rapport moyen C/I pour un brouillage unique dans le même canal pour la moyenne des trois diapositives*

Note d'opinion	Rapport *C/I* pour un brouillage unique dans le même canal (dB)
4,3	22,2
4,5	24,2
4,7	26,8
4,8	29,0

Une série d'essais utilisant une excursion crête-à-crête de 19,04 MHz a fait apparaître que, pour une large gamme de notes d'opinion, la caractéristique du rapport de protection diminue comme le carré de l'excursion crête-à-crête, vérifiant ainsi le facteur de normalisation en termes d'excursion de la porteuse des équations (1a) et (1b) du présent Rapport.

Les essais subjectifs effectués sur le brouillage composite dans le même canal ont montré que la loi d'addition des puissances des brouilleurs n'est pas vérifiée dans tous les cas. On a constaté que le niveau de dégradation produit par trois brouilleurs de puissance égale pouvait être obtenu à partir d'un seul brouilleur plus puissant de 3 à 5 dB avec une moyenne de 3,8 dB pour les notes de dégradation entre 4 et 5. L'addition des puissances aurait donné 4,8 dB. Toutefois, la loi d'addition des puissances est censée être représentative au cas de brouillage le plus défavorable pour plusieurs porteuses brouilleuses.

3.1.6.3 *Dégradation due au brouillage par les canaux adjacents*

On a procédé à des essais sur l'effet du brouillage composite provenant de deux canaux adjacents, l'un inférieur et l'autre supérieur. Cet arrangement des porteuses a été répété pour un espacement de 13 MHz et de 15 MHz. La Fig. 21 donne les résultats des essais effectués sur le brouillage composite par les canaux adjacents pour un espacement de 15 MHz.

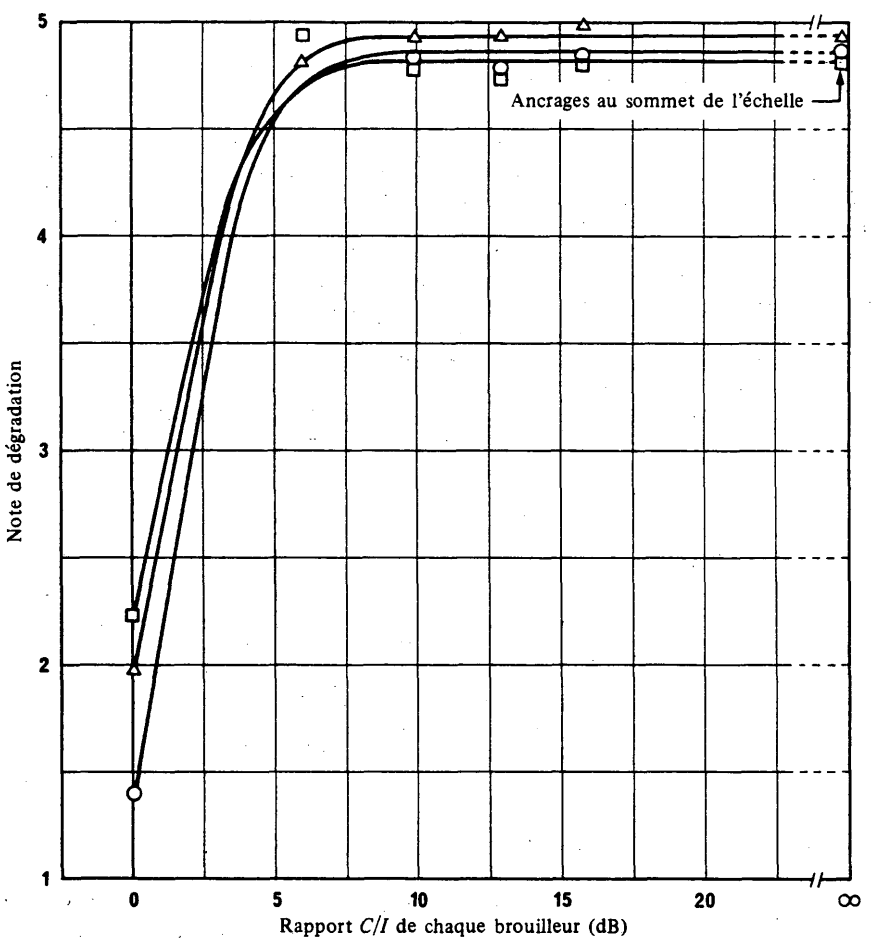


FIGURE 21 – *Dégradation due à un brouillage composite par les canaux adjacents pour chaque diapositive. Deux canaux adjacents sont présents (101) un canal supérieur et un canal inférieur, séparés de 15 MHz de la porteuse utile*

○ Diapositive 1
△ Diapositive 2
□ Diapositive 3

La figure montre que la note d'opinion reste voisine du niveau exempt de dégradation pour des valeurs élevées du rapport C/I mais qu'elle diminue rapidement pour de faibles valeurs de ce rapport. Cette diminution subite de la note d'opinion pour le brouillage par les canaux adjacents indique la nécessité de conserver dans un système en exploitation un rapport C/I supérieur au «seuil critique».

3.1.6.4 *Brouillage composite (brouillage par les canaux adjacents et brouillage dans le même canal)*

Des essais ont été effectués sur les dispositions de porteuses* 121 et 111 dans lesquelles le rapport des puissances entre chaque signal brouilleur dans le même canal et chaque signal brouilleur dans les canaux adjacents a été maintenu à une valeur constante de 17 dB pour toute la gamme des rapports C/I étudiés, avec un espacement entre les porteuses de 15 MHz.

La Fig. 22 donne les résultats pour la diapositive 1, «jeune fille en robe verte» et pour la disposition de porteuses 121. Des résultats similaires ont été obtenus pour l'autre disposition de porteuses et les deux autres diapositives. La figure montre aussi à des fins de comparaison, le brouillage par les canaux adjacents seulement et le brouillage dans le même canal seulement.

La figure montre que pour un rapport élevé C/I, la note d'opinion est principalement fonction du brouillage dans le même canal et que, pour un faible rapport C/I, la note d'opinion est fonction du brouillage par les canaux adjacents. La transition entre les deux types de brouillage se produit à proximité du «seuil critique» du brouillage par les canaux adjacents, entre 6 et 8 dB pour un espacement entre les porteuses de 15 MHz.

3.1.7 *Mesures effectuées aux Etats-Unis d'Amérique*

Des mesures ont été faites aux Etats-Unis d'Amérique, dans le cadre des préparatifs de la CARR SAT-83, portant sur divers aspects de brouillage entre signaux de télévision modulés en fréquence de système M/NTSC. Les essais ont été généralement conformes aux Recommandations 600 et 500-2. Les essais ont été faits dans deux laboratoires distincts employant chacun des caractéristiques de système et des procédures légèrement différentes. Des précisions sur les mesures ont été données par les deux laboratoires dans [CCIR, 1982-86a]. Les différences sensibles ont été identifiées chaque fois qu'il y avait lieu. Les caractéristiques communes aux deux séries de mesures étaient les suivantes: excursion crête-à-crête de 12 MHz/V, distance d'observation de cinq fois la hauteur de l'image, utilisation de diapositives d'essai critiques pour le signal utile, emploi de programmes sur bande vidéo pour le signal brouilleur, et verrouillage des barres de synchronisation horizontales ou verticales du signal brouilleur sur la portion vidéo du signal utile. L'échelle de dégradation du CCIR à cinq notes a été utilisée pendant toute la durée des essais. La préaccentuation et la désaccentuation ont été utilisées conformément à la Recommandation 405.

3.1.7.1 *Dégradation due au bruit*

La Fig. 23 montre les résultats des évaluations subjectives de la dégradation en fonction du rapport S/N, sans brouillage. Il existe une relation simple entre la dégradation et le rapport S/N. Une augmentation de 6 dB du rapport S/N se traduit par une augmentation d'un échelon de dégradation environ dans la plage des rapports signal/bruit pondérés allant de 28 à 52 dB, en tenant compte à la fois des effets du bruit et de la préaccentuation/désaccentuation. Pour une note de dégradation de 4,5, la Fig. 23 indique une valeur du rapport signal/bruit pondéré d'environ 49 dB.

3.1.7.2 *Dégradation due au brouillage dans le même canal*

Les résultats des essais de brouillage dans le même canal sont donnés à la Fig. 24. Pour un taux de dégradation de 4,5, le rapport C/I nécessaire est d'environ 28 dB. Une faible amélioration de la qualité moyenne de dégradation est possible par un nouvel accroissement du rapport C/I. Des essais supplémentaires avec une excursion crête-à-crête de 16 MHz ont justifié le facteur de correction de 20 log (D_v/12), où D_v est l'excursion crête-à-crête de fréquence. Pour ces essais, on a utilisé un rapport signal/bruit pondéré de 55 dB, en tenant compte à la fois des effets du bruit et de la préaccentuation/désaccentuation.

* La disposition de porteuses XYZ signifie que X porteuses, Y porteuses et Z porteuses sont respectivement au-dessous du canal utile, dans ce canal et au-dessus.

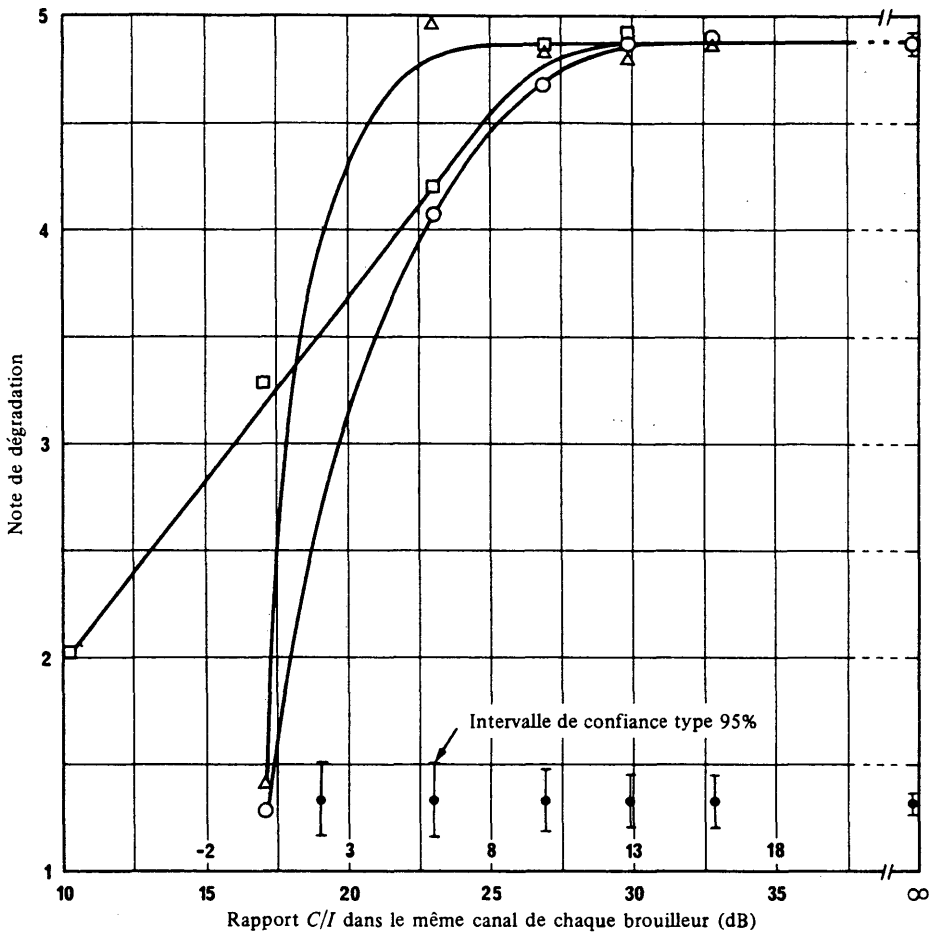


FIGURE 22 – *Dégradation due au brouillage composite (brouillage par les canaux adjacents et brouillage dans le même canal)*

(Disposition des porteuses 121, Δf = 15 MHz)

Diapositive 1: jeune fille en robe verte

□ 020 : deux brouilleurs dans le même canal

△ 101 : un brouilleur dans chaque canal adjacent (canal adjacent supérieur et canal adjacent inférieur)

○ 121 : deux brouilleurs dans le même canal et un brouilleur dans chaque canal adjacent

Note. – L'échelle horizontale supérieure sur la figure se réfère au canal adjacent.

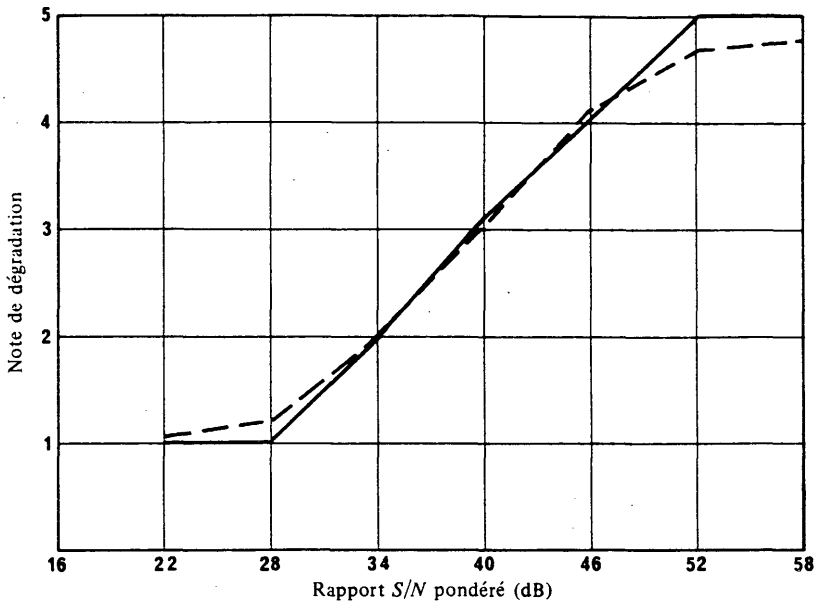


FIGURE 23 – *Dégradation due seulement au bruit pour les systèmes M/NTSC*
(Aucun brouillage, aucune sous-porteuse)

——— Dégradation médiane
— — — Dégradation moyenne

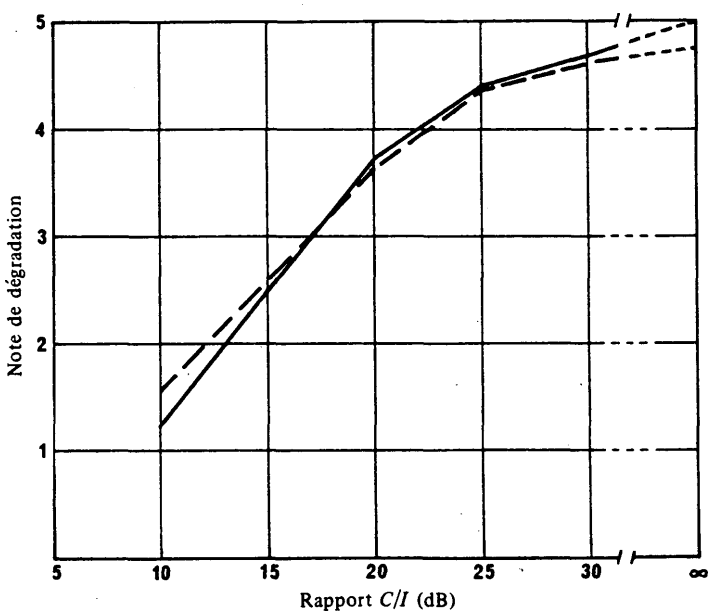


FIGURE 24 – *Dégradation due à un brouillage unique dans le même canal*

Δf = 12 MHz crête-à-crête
S/N = 55 dB (pondéré)
C/N = 23,8 dB

——— Dégradation médiane
— — — Dégradation moyenne

On a procédé à des essais sur les rapports de protection mesurés pour des sources multiples de télévision MF dans le même canal qui brouillaient un système de télévision MF unique. Ces résultats indiquent que les sources multiples de brouillage dans le même canal s'additionnent en termes de puissance. Pour cette raison, l'effet subjectif de ces brouilleurs multiples est équivalent à celui d'un brouilleur unique pour le même rapport global porteuse/brouillage, c'est-à-dire lorsque:

$$C/I_{unique} = C/I_{\Sigma\ multiple}$$

où:

C/I_{unique} : rapport porteuse/brouillage pour un seul brouilleur

$C/I_{\Sigma\ multiple}$: rapport global porteuse/brouillage pour plus d'un brouilleur

Les essais ont montré que sur une gamme de rapports porteuse/brouillage entre 10 et 25 dB, l'effet de brouillage global de deux et de quatre brouilleurs s'écarte respectivement de 0,5 et 0,75 dB au plus de l'addition des puissances.

3.1.7.3 *Dégradation due au bruit et au brouillage*

Lors du choix d'un échelon de dégradation approprié pour la planification du système, il est nécessaire d'examiner la dégradation combinée du bruit et du brouillage. Il est souhaitable de planifier des systèmes qui soient limités par le bruit plutôt que par le brouillage (c'est-à-dire que le bruit est l'élément de dégradation dominant de l'image reçue).

La Fig. 23 montre qu'en l'absence de brouillage, un rapport signal/bruit pondéré de 46 dB produit une dégradation moyenne de 4,1. La Fig. 24 montre l'effet du brouillage lorsque le bruit est pratiquement nul (un rapport signal/bruit pondéré de 55 dB a donné la meilleure image pouvant être obtenue dans les conditions de l'essai). Au rapport C/I de 28 dB, on a mesuré une dégradation moyenne de 4,5. La Fig. 25 montre l'effet combiné du bruit et du brouillage. A un rapport S/N de 46 dB (pondéré) et un rapport C/I de 28 dB, on a mesuré une dégradation moyenne de 4,0. La Fig. 25 montre que, pour des rapports C/I supérieurs à 28 dB, on ne peut obtenir qu'une très faible amélioration en matière de dégradation. Dans cette combinaison de bruit et de brouillage, c'est le bruit qui contribue le plus à l'aggravation de la dégradation.

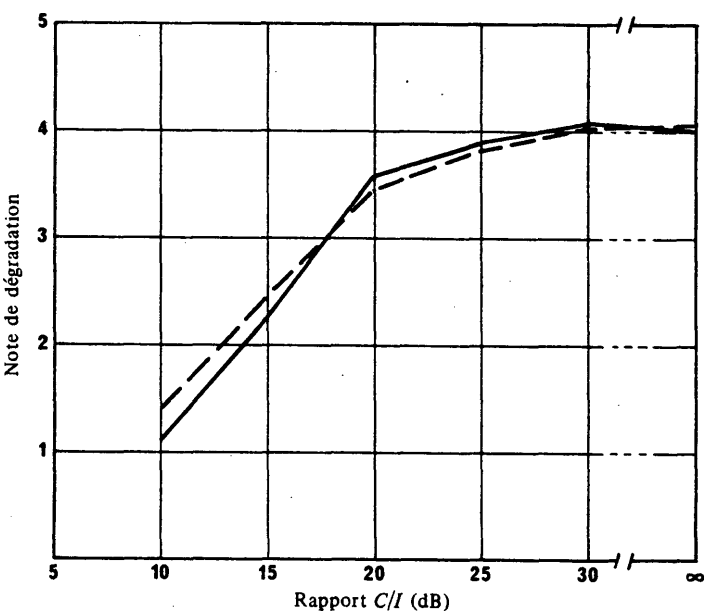


FIGURE 25 – *Dégradation due à un brouillage unique dans le même canal*

Δf = 12 MHz crête-à-crête

S/N = 46 dB (pondéré)

C/N = 14,8 dB

——— Dégradation médiane

— — — Dégradation moyenne

L'Annexe II au Rapport 405 présente une «loi d'addition» pour dégradations non liées. Cette «loi» prévoit que, pour une dégradation de 4,1 par le bruit seul et une dégradation de 4,5 par le brouillage seul, la dégradation qui résulte de l'effet combiné du bruit et du brouillage serait de 3,8. Cette valeur prévue est quelque peu en deçà de la vérité si on se base sur la valeur mesurée 4,0 donnée dans la Fig. 25. Cependant, pour la planification des systèmes avec des rapports S/N autres que 46 dB (pondéré), la «loi d'addition» des dégradations procure une estimation raisonnable, quoique prudente, de la dégradation totale lorsqu'elle est utilisée avec les Fig. 23 et 24.

3.1.7.4 *Dégradation due au brouillage par les canaux adjacents*

Les Fig. 26, 27 et 28 montrent les résultats de mesures faites pour étudier l'effet global du brouillage par les canaux adjacents. A la fois les brouilleurs uniques et les brouilleurs multiples dans le canal adjacent ont été étudiés. Le filtre de réception était du type Tchebytchev à 4 pôles avec une largeur de bande de bruit équivalente de 22,5 MHz. L'espacement de canaux utilisé était de 13 MHz.

En ce qui concerne les taux de dégradation intéressants (4,0-4,5), l'effet de brouillage composite d'un brouilleur dans le canal adjacent inférieur et d'un brouilleur dans le canal adjacent supérieur (101) est aggravé de 2-3 dB par rapport à l'addition des puissances, lorsqu'on le compare aux courbes d'un brouilleur dans un seul canal adjacent. Dans le cas de deux brouilleurs dans le canal adjacent inférieur (200) et deux brouilleurs dans le canal adjacent supérieur (002), l'effet de brouillage global est aggravé respectivement de 3-4 dB et 5-6 dB par rapport à la loi d'addition des puissances*. Le Tableau XXIV présente des données pour chacune des sept conditions relatives aux niveaux de C/I globaux requis pour obtenir un échelon de dégradation spécifié.

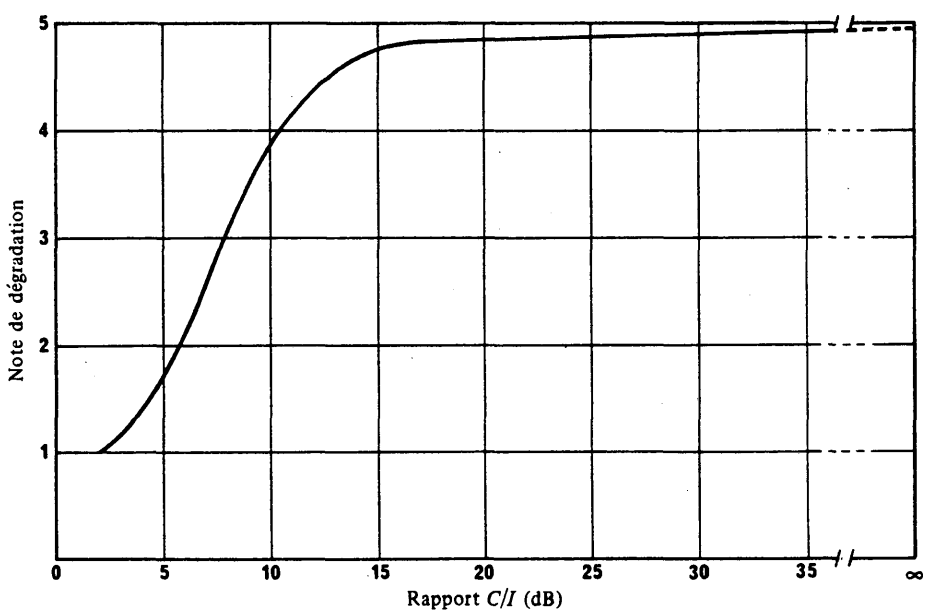


FIGURE 26 – *Dégradation due à un brouillage unique par canal adjacent supérieur (001) espacé de 13 MHz par rapport à la porteuse utile*

* La disposition de porteuses XYZ signifie que X porteuses, Y porteuses et Z porteuses sont respectivement au-dessous, dans ce canal et au-dessus du canal utile.

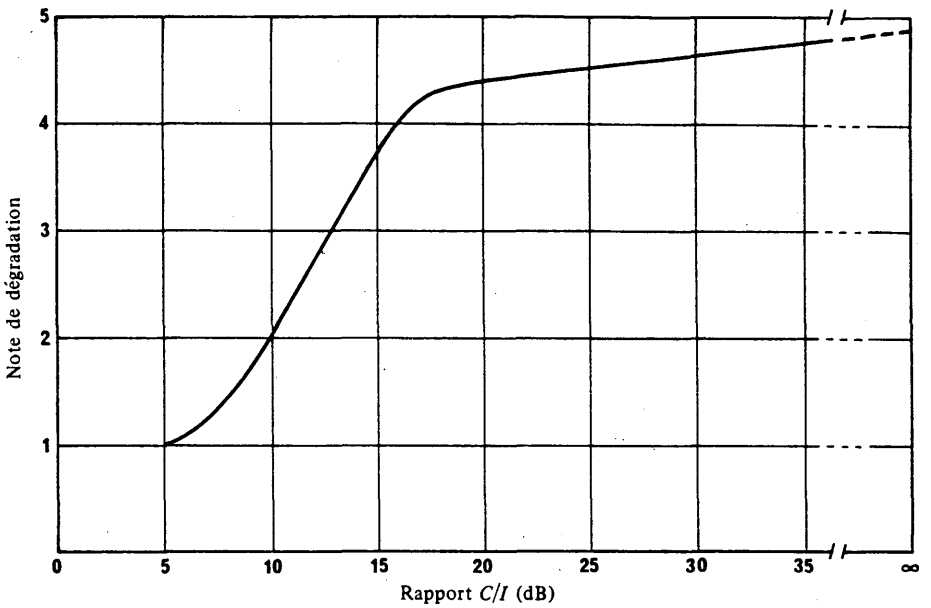


FIGURE 27 – *Dégradation due à un brouillage composite par le canal adjacent. Deux brouilleurs dans le canal adjacent supérieur (002) décalés de 13 MHz par rapport à la porteuse utile*

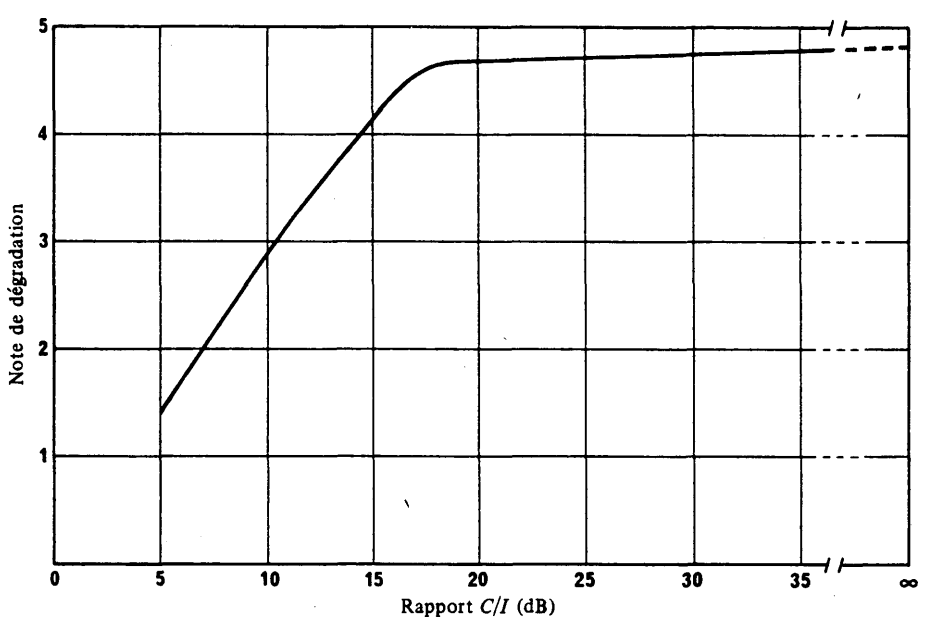


FIGURE 28 – *Dégradation due au brouillage composite par les canaux adjacents. Un brouilleur dans le canal adjacent supérieur et un brouilleur dans le canal adjacent inférieur (101) décalés de 13 MHz par rapport à la porteuse utile*

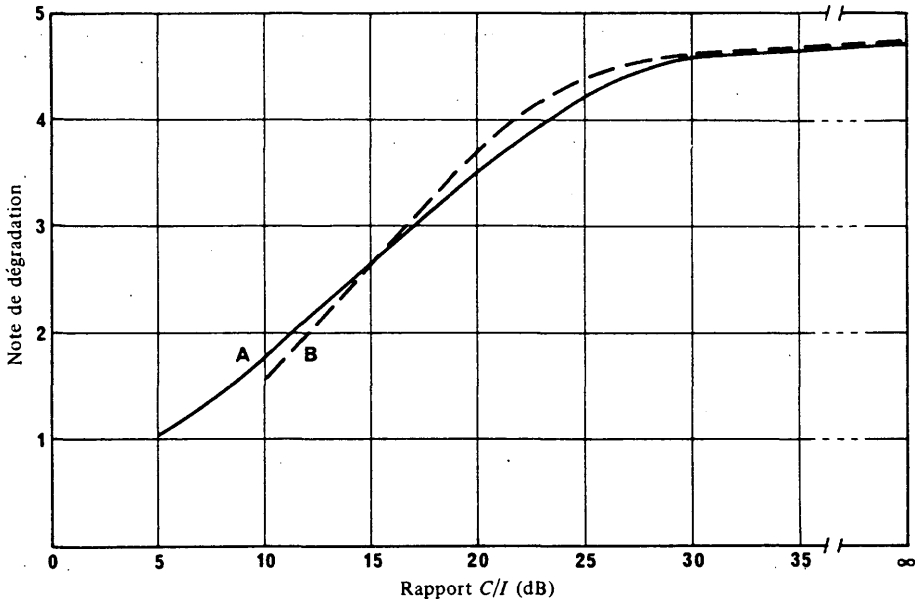


FIGURE 29 – *Dégradation due à un brouillage unique dans le même canal*

Courbes A : essais réalisés par le Lewis Research Center de la NASA

B : essais réalisés par les Laboratoires de la CBS

TABLEAU XXIV – *Rapports C/I requis pour des niveaux de dégradation intéressant tous les cas (dB)*

Cas \ Q	3,50	3,75	4,00	4,25	4,50
001	9,0	9,7	10,5	11,7	13,0
100	10,0	11,0	11,75	12,8	13,9
002	14,5	15,3	16,3	17,1	19,0
200	13,0	14,0	15,0	16,0	17,8
101	12,4	13,3	14,4	15,4	16,8
010	19,7	21,4	23,1	25,3	28,7
111	22,7	24,1	25,5	27,5	31,0

3.1.7.5 *Brouillage composite (brouillage par les canaux adjacents et brouillage dans le même canal)*

Les effets combinés du brouillage par les canaux adjacents et dans le même canal (111) ont été examinés et les résultats sont présentés sur la Fig. 30. Les niveaux relatifs étaient réglés de telle façon que l'effet du brouillage dans le même canal et par les canaux adjacents soit approximativement égal à une dégradation comprise entre 4 et 4,5. Chaque source de brouillage des canaux adjacents était réglée à 6 dB au-dessus de la source de brouillage dans le même canal, de sorte que le brouillage composite par les deux canaux adjacents était supérieur de 9 dB au brouillage dans le même canal. En examinant les Fig. 28 et 29, on constate une différence de 8 à 10 dB entre les valeurs du C/I composite, pour des dégradations comprises entre 4,0 et 4,5. On a donc choisi une valeur de 9 dB comme différence relative entre le niveau de brouillage dans le même canal et le niveau de brouillage composite par les deux canaux adjacents pour le cas 111.

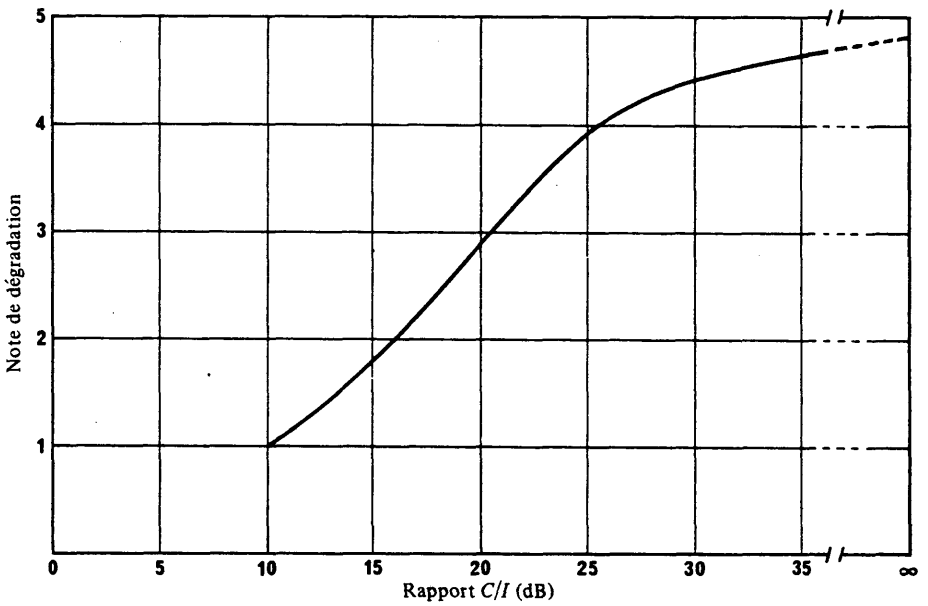


FIGURE 30 – *Dégradation due à un brouillage composite (brouillage dans le même canal et brouillage par les canaux adjacents supérieur et inférieur (111)). Brouilleurs dans les canaux adjacents décalés de 13 MHz par rapport à la porteuse utile*

La Fig. 31 donne des courbes établies à partir des Fig. 28 à 30. Le cas 101, courbe C, a été réglé à 9 dB pour être en accord avec la condition pour laquelle le cas 111 était testé. Si les valeurs des cas 010 et 101 (courbes B et C) sont additionnées en puissance, le résultat (courbe D) se situera à 1 dB au maximum du cas 111 mesuré (courbe A). Pour des dégradations dépassant la note 4,0, la différence est inférieure à 0,5 dB. La courbe d'addition en puissance se situe à droite du cas 111 mesuré, ce qui indique que les résultats mesurés se combinent un peu en dessous de l'addition en puissance. On estime donc que le brouillage dans le même canal et le brouillage composite par les canaux adjacents s'ajoutent effectivement en puissance. Ce résultat est fondé sur l'hypothèse de contributions de brouillage égales par le brouillage dans le même canal et par le brouillage composite par les canaux adjacents.

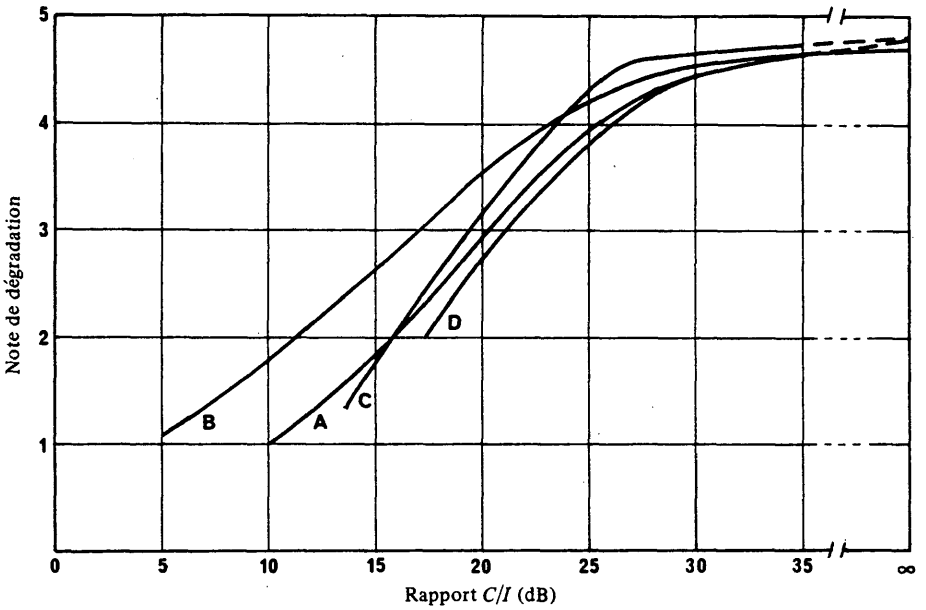


FIGURE 31 – *Comparaison des effets des dégradations*

Courbes A: mesurés (111)
B: mesurés (010)
C: mesurés (101)
D: calculés par addition de puissance (010 + 101)

3.2 *Systèmes à 625 lignes, B/PAL, G/PAL, I/PAL et L/SECAM*

La BBC du Royaume-Uni a effectué des mesures du rapport de protection pour deux signaux de télévision à modulation de fréquence, avec la même excursion [Brown, 1971b]. Des mesures du même genre ont été faites en Italie par la RAI, en France par la TDF et en République fédérale d'Allemagne par l'IRT et le DBP. On trouvera un résumé des résultats de ces mesures [CCIR, 1974-78c] au § 3.1.5 et dans la courbe B de la Fig. 1a) du présent Rapport. Dans toutes ces mesures du rapport de protection, l'excursion de la sous-porteuse son modulant la porteuse principale était de ± 2,8 MHz. La fréquence de la sous-porteuse son avait les valeurs suivantes: 6 MHz pour le système I utilisé par la BBC, 5,5 MHz pour les systèmes B et G utilisés par la RAI, l'IRT et le DBP, enfin 7,5 MHz pour les mesures de TDF. Le gabarit du rapport de protection (courbe B de la Fig. 1a) est asymétrique par rapport à la fréquence centrale de la porteuse. Pour les exercices de planification, il serait souvent utile d'avoir la même valeur pour les rapports de protection relatifs au canal adjacent inférieur et au canal adjacent supérieur. En pareil cas, on peut adopter, à titre de compromis, les valeurs suivantes:

Ecartement des canaux (MHz)	16	18	20	22	24	26	28	30
Rapport de protection (dB)	20	16	13	10	7	4	2	0

Des renseignements plus détaillés figurent dans le doc. [CCIR, 1974-78c].

Dans leurs essais décrits ci-dessus, les diverses administrations employaient généralement un discriminateur classique (à circuit décalé ou à ligne à retard). Si on employait un discriminateur à boucle verrouillée en phase (PLL), le rapport de protection obtenu pourrait être quelque peu différent. Des mesures faites en France [CCIR, 1978-82g] montrent que, par rapport à l'emploi d'un discriminateur classique, celui d'un discriminateur PLL:

- ne change pas le rapport de protection dans le cas d'un brouillage dans le même canal;
- permet de diminuer de 5 dB le rapport de protection dans le cas d'un brouillage par canaux adjacents, pour des décalages de fréquence compris entre 12 et 20 MHz;
- augmente le rapport de protection pour des décalages de fréquence compris entre 24 et 30 MHz.

Dans ces essais, on n'employait pas de sous-porteuse son ni de forme d'onde à dispersion d'énergie.

Il faudra poursuivre les études avec un grand nombre de discriminateurs PLL si l'on veut confirmer ces résultats et en obtenir d'autres avec des décalages de fréquence plus grands.

3.3 *Rapport de protection dans le même canal entre porteuses son modulées en fréquence avec grande excursion*

Dans le service de radiodiffusion par satellite, il peut y avoir intérêt à utiliser une porteuse distincte, au lieu d'une sous-porteuse, pour transmettre le son de la télévision. En pareil cas, on peut être amené à appliquer une excursion d'environ ± 300 kHz [CCIR, 1970-74d]. Il est donc important de connaître le rapport de protection dans le même canal pour de tels signaux et de trouver la valeur minimale possible de l'écart entre ces porteuses pour le cas où plusieurs de celles-ci seraient groupées dans une partie du spectre des fréquences.

La BBC a effectué des mesures objectives de brouillage entre deux signaux son modulés en fréquence. Le signal brouilleur était modulé par une sinusoïde de 1 kHz avec une excursion crête de ± 300 kHz; le rapport signal/bruit correspondant du signal son utile a été mesuré à l'aide d'un mesureur de bruit du type Niese modifié (dans le cas des mesures de bruit, cet appareil indique le rapport de la valeur quadratique moyenne du signal à la valeur quadratique moyenne du bruit) et du réseau de pondération recommandé par le CCIR (Recommandation 468).

Pour un rapport signal/bruit de 50 dB, le rapport de protection dans un même canal ne dépassait pas 5 dB mais il dépend dans une certaine mesure de la différence de fréquence exacte entre les deux porteuses (dans une gamme d'environ ± 200 kHz). Pour un rapport signal/bruit de 60 dB, le rapport de protection n'était pas supérieur à 15 dB. Les rapports de protection déterminés pour le signal son sont beaucoup plus faibles que pour le signal d'image.

D'autres essais ont été effectués pour trouver la valeur convenable de l'écart entre porteuses, c'est-à-dire entre les fréquences porteuses de deux canaux son adjacents. Comme dans le cas de signaux de télévision, on suppose que la largeur des canaux est suffisamment grande pour que le rapport de protection pour le canal adjacent soit égal à −6 dB. Dans ces conditions, les essais montrent que l'écart entre porteuses doit être d'environ 0,8 MHz.

4. Mesures du rapport de protection entre des signaux de télévision à modulation de fréquence et d'autres signaux

4.1 *Brouillage causé à un signal de télévision MF*

4.1.1 *Mesures du rapport de protection entre des signaux de télévision à modulation de fréquence, et des systèmes son multiplex modulés en fréquence*

Dans les essais effectués par TDF [CCIR, 1974-78d], les caractéristiques de modulation étaient les suivantes:

Télévision à modulation de fréquence

- Multiplexage du signal d'image et d'une sous-porteuse son: 5,5 MHz
- Excursion crête-à-crête de la porteuse: 14 MHz/V
- Largeur de bande de bruit: 27 MHz
- Préaccentuation du signal d'image: Recommandation 405
- Excursion de la sous-porteuse: ± 75 kHz
- Préaccentuation du signal son: 50 µs
- Amplitude de la sous-porteuse: 230 mV.

Multiplex son MF

La porteuse est modulée par une bande de base MRF-MF construite à partir de 15 sous-porteuses, modulées chacune par un signal audiofréquence (excursion des sous-porteuses: ± 75 kHz; préaccentuation du signal audiofréquence: 50 µs).

La largeur de bande radioélectrique est de 27 MHz. Les excursions de la porteuse sous l'effet des différentes sous-porteuses sont telles qu'on obtient la même qualité pour tous les signaux audiofréquence. On a aussi étudié d'autres méthodes de transmission s'appliquant à un groupe de voies son [Mertens et autres, 1976].

4.1.2 *Mesures du rapport de protection entre des signaux de télévision à modulation de fréquence et des signaux de téléphonie MRF-MF*

On a effectué au Japon [CCIR, 1978-82e] des essais pour déterminer le brouillage entre des signaux de télévision à modulation de fréquence et des signaux de téléphonie MRF-MF dans des conditions correspondant à l'observation de la qualité des images en studio; dans ces essais, on a adopté la valeur 1-1,5 pour le rapport de la distance d'observation à la hauteur de l'image, ce qui représente une distance d'observation plus petite que celle indiquée dans la Recommandation 600.

Les caractéristiques du signal de télévision MF étaient celles indiquées au § 3.1.3 de cette Annexe et dans [CCIR, 1978-82e]. Pour des excursions efficaces de 270 et 800 kHz pour la tonalité d'essai, correspondant à 60 et 970 voies, les valeurs mesurées du rapport de protection pour un brouillage juste perceptible étaient respectivement de 35 et 32 dB.

4.1.3 *Mesures des rapports de protection entre signaux de télévision à modulation de fréquence et signaux numériques (télévision et données)*

On a effectué au Japon [CCIR, 1978-82e] des essais dans lesquels les conditions d'observation et les caractéristiques de modulation du signal de télévision MF (signal utile) étaient celles décrites au § 3.1.3 de cette Annexe, avec un signal brouilleur MDP-4 à 64 Mbit/s. Pour un brouillage juste perceptible, ces essais ont donné un rapport de protection (mesuré) de 25 dB.

Aux Etats-Unis d'Amérique [CCIR, 1978-82h; Barnes, 1979], on a mesuré les brouillages entre un signal de télévision MDP-4 et un signal de télévision MF. Il s'agissait de deux signaux du système M/NTSC. Les autres caractéristiques sont indiquées dans le Tableau XXV.

TABLEAU XXV – *Caractéristiques de systèmes de télévision numérique et à modulation de fréquence*

Système	Télévision numérique	Télévision à modulation de fréquence
Modulation	Codage différentiel modulateur MDP-4 démodulateur MDP-4 cohérent	Modulation de fréquence, excursion de 12 MHz crête-à-crête, avec préaccentuation et désaccentuation
Largeur de spectre des signaux (filtre d'émission)	45 MHz (filtre Tchebytcheff à 3 pôles et à faible ondulation)	20 MHz
Filtre du récepteur	33 MHz filtre elliptique égalisé à 5 pôles	21 MHz filtre de Tchebytcheff à 6 pôles et à faible ondulation
Son	Multiplexé dans le train de données	Sous-porteuse à 7,5 MHz, 25 dB au-dessous de la porteuse image
Sortie du système, rapport signal/bruit (non pondéré) (dB)	45(1)	50

(1) Mesuré subjectivement.

Dans ces mesures, un signal de télévision numérique MDP-4 brouillant un système de télévision MF entraînait une dégradation semblable à du bruit de l'image reçue et du signal de bande de base. Etant donné qu'il existe des méthodes de mesure pour décrire un signal de télévision dégradé par du bruit, l'effet des brouillages du système de télévision numérique sur un système télévision MF est décrit en fonction du rapport apparent signal de bande de base/bruit.

Le brouillage a ensuite été ajouté de manière à produire des rapports apparents signal de bande de base/bruit de 45, 40 et 35 décibels. On calcule le rapport puissance du signal de télévision MF utile/puissance du signal de télévision numérique brouilleur, pour un rapport apparent signal/bruit spécifique, $R_{MF/numérique}$, au moyen de la formule:

$$R_{FM/numérique} = \frac{P_{moy\,(FM,\ utile)}}{P_{moy\,(numérique,\ brouilleur)}} \qquad (8)$$

Pour toutes les mesures, un niveau de bruit gaussien blanc était présent et s'ajoutait au signal brouilleur dans le canal de communication.

On trouvera à la Fig. 32 les résultats de mesures permettant de déterminer les rapports de protection pour une liaison de télévision MF avec des brouillages à modulation numérique. Les résultats obtenus montrent qu'il existe une relation directe entre le rapport de protection mesuré et le rapport apparent signal/bruit; les rapports de protection vont de 24 à 14 dB lorsque le rapport apparent varie entre 45 et 35 dB.

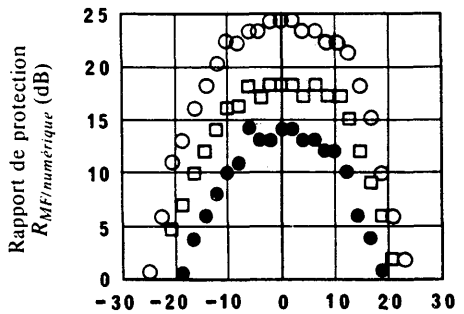


FIGURE 32 – *Rapport apparent signal de bande de base/bruit dans un système de télévision MF (non pondéré) pour des brouillages causés par des signaux numériques MDP-4*

Des mesures subjectives pour un signal de télévision à modulation de fréquence du système D/PAL soumis à des brouillages provoqués par des signaux numériques ont été effectuées en Chine [CCIR, 1982-86b]. Le signal brouilleur partageant la même bande de fréquences que le signal utile était une onde entretenue ou un signal MDP ou un signal MDA. Les essais furent effectués conformément aux Recommandations 500-2 et 600. Le groupe d'observateurs était constitué par huit spectateurs expérimentés. Deux images couleur, normalisées en Chine, furent utilisées pour les mesures subjectives et la moyenne des résultats des mesures fut calculée. L'évaluation donnée par les différents spectateurs est assez uniforme et présente une bonne reproductibilité.

Le rapport C/I donnant lieu à un brouillage juste perceptible est défini comme le rapport de protection contre les brouillages. Les résultats des mesures sont donnés aux Fig. 33 et 34 et montrent que le brouillage par une onde entretenue est le plus facilement perçu et que le rapport de protection pour l'image couleur est supérieur d'environ 1 dB à celui obtenu pour une image en noir et blanc, avec un décalage de fréquence nul entre la porteuse et le brouilleur. Au voisinage de 4,4 MHz, lorsque la fréquence centrale du signal brouilleur est proche de la fréquence de la sous-porteuse du signal de télévision couleur, apparaît une remontée de la courbe du rapport de protection. Le rapport de protection pour un brouillage provoqué par un signal MDP (8,448 Mbit/s) est inférieur d'environ 1 dB à celui obtenu avec un brouillage par signal MDP de 2,048 Mbit/s. Par rapport au brouillage provoqué par un signal MDP, le rapport de protection pour un signal MDA est généralement inférieur de 1 dB.

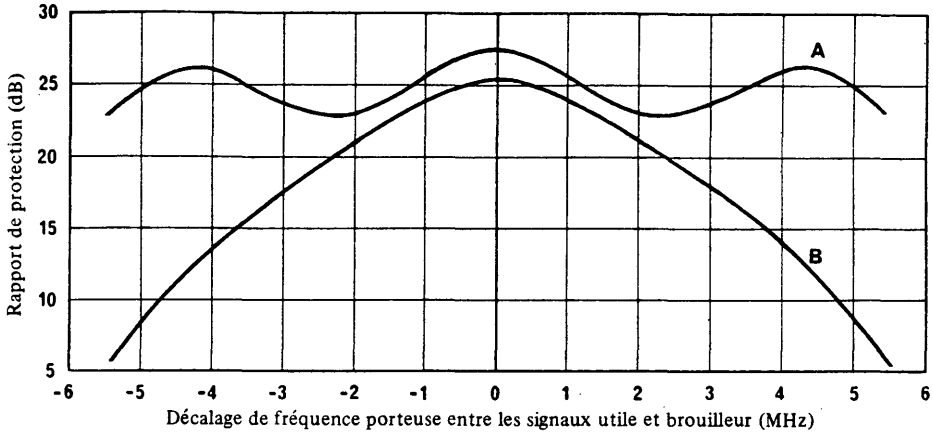


FIGURE 33 – *Rapport de protection pour des brouillages juste perceptibles dans un système de télévision MF (Δf = 8 MHz, crête-à-crête) provoqués par un brouilleur à onde entretenue*

Courbes A: image TV couleur
B: image TV monochrome

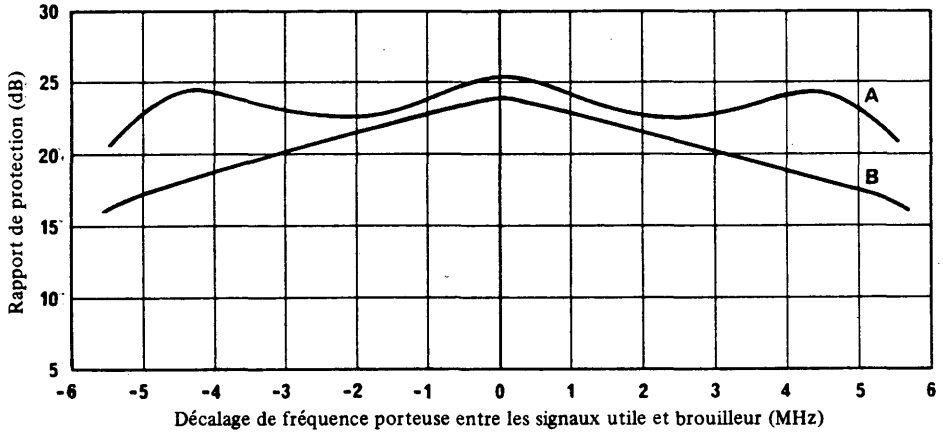


FIGURE 34 – *Rapport de protection pour des brouillages juste perceptibles dans un système de télévision MF (Δf = 8 MHz, crête-à-crête) provoqués par un signal MDP à 2,048 Mbit/s*

Courbes A: image TV couleur
B: image TV monochrome

4.2 *Brouillage causé à des signaux de télévision à codage numérique*

4.2.1 *Mesures des rapports de protection entre des signaux de télévision à codage numérique et des signaux de télévision à modulation de fréquence*

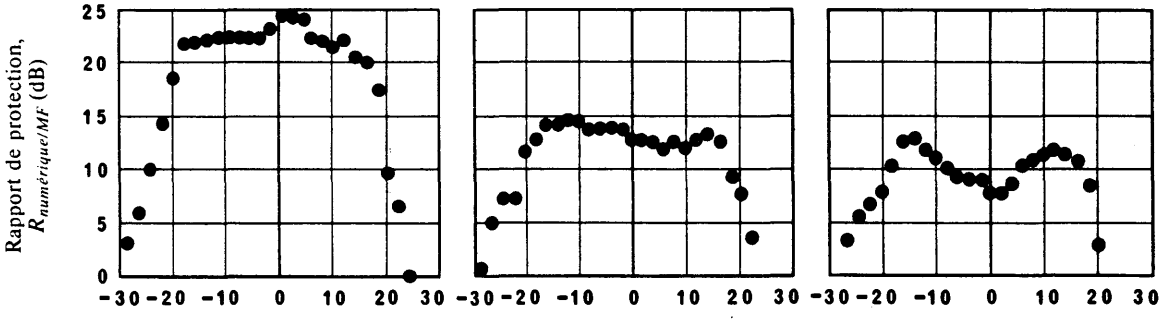
Dans des expériences faites aux Etats-Unis [CCIR, 1978-82h; Barnes, 1979] avec des signaux de télévision du système M/NTSC, on a mesuré le rapport de protection pour la télévision numérique, en présence d'un signal brouilleur analogique modulé en fréquence.

Par ailleurs, le système de télévision numérique utilisé dans ces mesures était un système à modulation par impulsions et codage (MIC) différentiel à une dimension, du quatrième ordre et intra-trame, entraînant un débit binaire de 42,95 Mbit/s pour la transmission d'un signal de télévision (système M/NTSC) de haute qualité. Le signal de télévision codé a été émis à l'aide d'un modulateur MDP-4 à codage différentiel et reçu à l'aide d'un démodulateur cohérent MDP-4. Le système de télévision numérique utilisé ne comportait ni circuit de correction d'erreur ni circuit permettant de masquer les erreurs. Les caractéristiques des systèmes de télévision numérique et MF sont énumérées au Tableau XXV.

Un taux d'erreur binaire d'environ 1×10^{-8} dans le signal de télévision numérique codé entraînait des dégradations de courte durée de l'image, à raison d'une toutes les cinq secondes, en moyenne. Ce taux d'erreur entraînait des dégradations perceptibles mais non gênantes de l'image, de l'avis d'un expert. Pour une liaison de communication avec des rapports d'énergie par bit/densité spectrale de puissance de bruit (E_b/N_0) qui, en l'absence de tout brouillage, produisaient des taux d'erreur inférieurs à 1×10^{-8}, les brouillages des signaux de télévision MF ont été ajoutés de manière à porter le taux d'erreur à 1×10^{-8}. On a procédé à des mesures supplémentaires pour déterminer les rapports de protection qui entraînaient un taux d'erreur de 1×10^{-6}. Pour le taux d'erreur binaire spécifié, on calcule le rapport puissance du signal de télévision numérique utile/puissance du signal de télévision MF brouilleur, $R_{numérique/MF}$, au moyen de la formule:

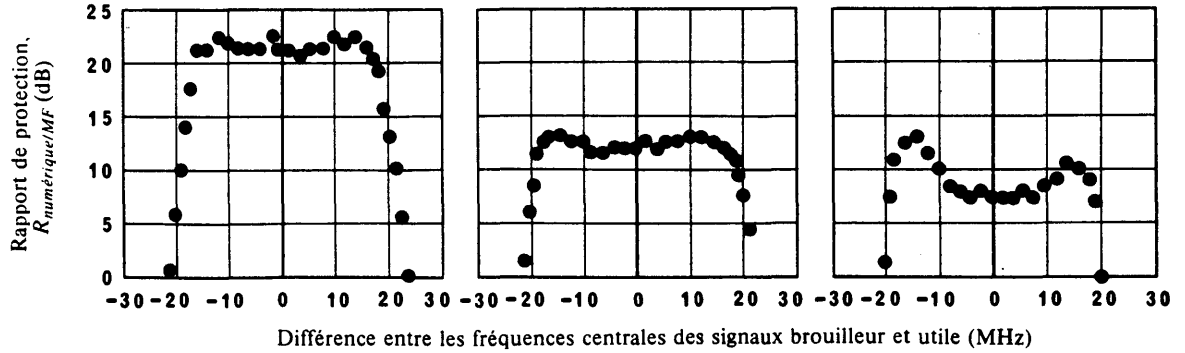
$$R_{numérique/MF} = \frac{P_{moy\,(numérique,\ utile)}}{P_{moy\,(MF,\ brouilleur)}} \qquad (9)$$

On trouvera à la Fig. 35 les rapports de protection mesurés pour le brouillage causé par un signal de télévision MF à un système de télévision numérique pour un taux d'erreur binaire de 1×10^{-8} dans le système numérique, et à la Fig. 36 pour un taux d'erreur binaire de 1×10^{-6}. Les rapports de protection sont indiqués pour trois valeurs du rapport E_b/N_0 sur la liaison. En l'absence de tout brouillage, E_b/N_0 = 15,1 dB entraîne un taux d'erreur d'environ 1×10^{-9} et E_b/N_0 = 13,6 dB un taux d'erreur d'environ 1×10^{-7}. Comme l'indique la figure, une faible augmentation de E_b/N_0 (de 15,1 à 18,1 dB pour un taux d'erreur de 1×10^{-8}, de 13,6 à 16,6 dB pour un taux d'erreur de 1×10^{-6}) entraîne une grande diminution des rapports de protection mesurés (de 9 à 10 dB). Une nouvelle augmentation notable de E_b/N_0 entraîne toutefois une réduction de 1 à 2 dB du rapport de protection mesuré.



a) E_b/N_0 = 15,1 dB *b)* E_b/N_0 = 18,1 dB *c)* E_b/N_0 = 40 dB

FIGURE 35 – *Rapports de protection mesurés pour un taux d'erreur binaire de 1×10^{-8} dans un système de télévision numérique brouillé par un système de télévision MF*



a) E_b/N_0 = 13,6 dB *b)* E_b/N_0 = 16,6 dB *c)* E_b/N_0 = 40 dB

FIGURE 36 – *Rapports de protection mesurés pour un taux d'erreur binaire de 1×10^{-6} dans un système de télévision numérique brouillé par un système de télévision MF*

4.2.2 *Mesures des rapports de protection entre des signaux de télévision à codage numérique et d'autres signaux à codage numérique (télévision et données)*

Des mesures réalisées aux Etats-Unis d'Amérique pour des systèmes M/NTSC ont permis de déterminer les rapports de protection pour des signaux de télévision à codage numérique en présence de brouillages dus à des signaux de télévision à codage numérique et des données numériques.

Le système de télévision numérique «utile» utilisé pour ces mesures était le système MICD à 42,95 Mbit/s décrit au § 4.2.1 de la présente Annexe. Le système de télévision numérique brouilleur était à codage par transformée orthogonale à deux dimensions présentant un débit de 16,1 Mbit/s permettant la transmission d'un signal de télévision du système M/NTSC de haute qualité. Le signal de télévision codé était émis en utilisant une modulation MDP-4 à codage différentiel. Les données numériques transmises par le brouilleur étaient produites par un générateur de données pseudo-aléatoire. Ce signal numérique était modulé au moyen d'un modulateur à MDP-4 différentielle identique à celui qui avait été utilisé pour le brouilleur de télévision numérique. Pour cette partie des essais, un débit binaire de 16,1 Mbit/s appliqué au brouilleur était utilisé pour la transmission des données numériques. Les caractéristiques du signal de télévision numérique utile sont données au Tableau XXV. Les caractéristiques des systèmes brouilleurs (télévision numérique et données numériques) sont énumérées de la même manière au Tableau XXVI.

TABLEAU XXVI – *Caractéristiques des signaux*

Paramètre du système	TV numérique à 16 Mbit/s	PRBS (1)
Modulation	MDP-4-D (2)	MDP-4-D (2)
Largeur de bande du signal (filtre d'émission) (MHz)	25 (filtre de Tchebytchev à 5 pôles à faible ondulation)	Filtre transversal incorporé dans le modulateur
Filtre du récepteur (MHz)		13,4 19,0 30,1 (filtres de Tchebytchev à 5 pôles à faible ondulation)
Débit binaire du signal (Mbit/s)	16,11	8,0 16,11 43,0

(1) PRBS: Séquence de bits pseudo-aléatoire.

(2) MDP-4-D: MDP-4 différentielle.

Il est indiqué au § 4.2.1 de cette Annexe que, pour le système de télévision numérique utile, un taux d'erreur binaire de 1×10^{-8} entraînait des dégradations perceptibles mais non gênantes de l'image. Toutefois, afin de faciliter le processus de mesure, un taux d'erreur binaire de 2×10^{-8} a été utilisé pour la détermination des rapports de protection. Avec ce taux d'erreur binaire, il s'est produit une dégradation de l'image de courte durée par période de 2 s. On a constaté que les niveaux des rapports de protection étaient assez voisins (à moins d'1 dB près) de ceux obtenus avec un taux d'erreur binaire de 1×10^{-8}. Afin de pouvoir disposer d'une marge suffisante pour le brouillage, le rapport de contraste en énergie E_b/N_0 de la liaison de communication a été choisi de manière à obtenir un taux d'erreur binaire de 1×10^{-9} environ en l'absence de tout brouillage. Un rapport E_b/N_0 de 14,7 dB entraînait un taux d'erreur binaire de 1×10^{-9} environ.

La Fig. 37 montre que le brouillage provoqué à un système de télévision numérique MICD était (approximativement) identique, que le brouillage soit causé par le système de télévision numérique à 16,1 Mbit/s ou par le système à données pseudo-aléatoires. Le rapport de protection dans le même canal est d'environ 22 dB.

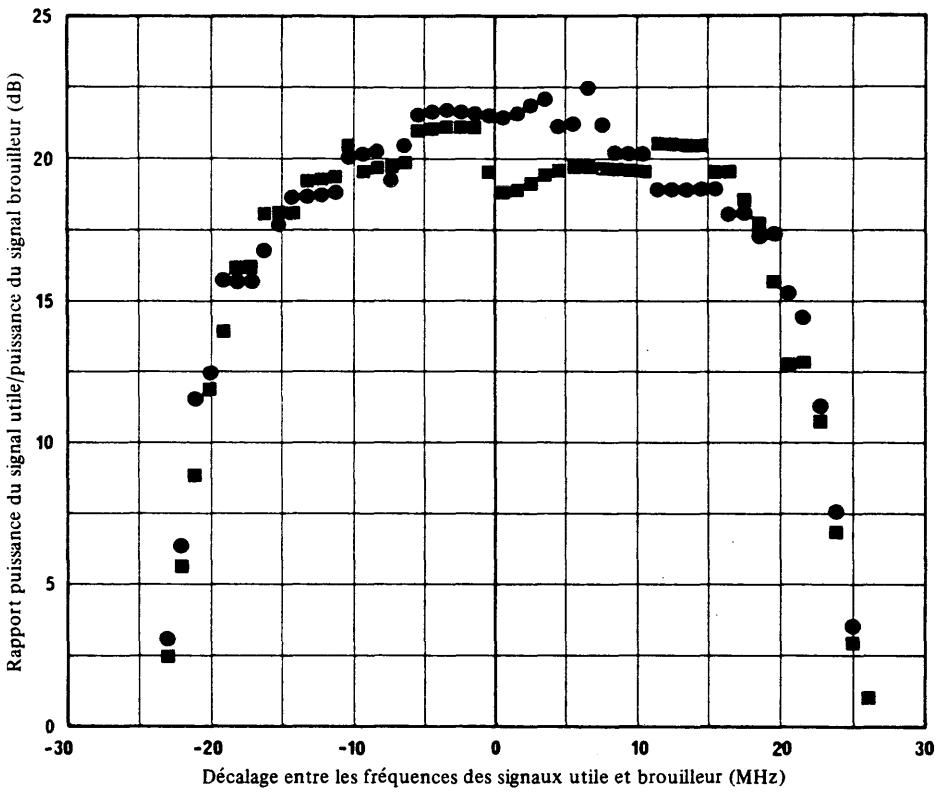


FIGURE 37 – *Brouillage de la télévision numérique à 43 Mbit/s par des signaux à 16 Mbit/s*

E_b/N_0 = 14,7 dB

TEB = 2×10^{-6}

Système brouilleur:

■ : télévision numérique à 16 Mbit/s

● : séquence pseudo-aléatoire à 16 Mbit/s

4.2.3 *Mesures des rapports de protection entre des signaux de données à codage numérique et des signaux de télévision à codage numérique*

Des expériences faites aux Etats-Unis d'Amérique comprenaient la mesure des rapports de protection pour des signaux de données modulés en MDP-4 différentielle en présence d'un brouillage provoqué par des signaux de télévision numérique.

Les systèmes numériques utilisés sont ceux qui sont décrits aux § 4.2.1 et 4.2.2 de cette Annexe. Le système utile produisait des données pseudo-aléatoires qui étaient modulées en MDP-4 différentielle à l'émission et reçues en utilisant un démodulateur cohérent MDP-4 suivi par un détecteur d'erreur. On a utilisé des débits de données du système utile de 43 et de 16,1 Mbit/s. Le brouilleur (télévision numérique) était constitué par le système MICD à 42,95 Mbit/s et le système à transformée orthogonale à 16,1 Mbit/s précédemment décrits.

Ces essais avaient pour objet de trouver les compromis entre les rapports de contraste en énergie (E_b/N_0) et les rapports porteuse/brouillage (C/I) pour un niveau donné de taux d'erreur binaire. De plus, on a déterminé l'importance de la largeur de bande relative entre le signal utile et le signal brouilleur pour des rapports C/I admissibles.

Le Tableau XXVII dresse la liste des niveaux du rapport de protection contre les brouillages dans le même canal dans le cas d'un brouillage par un signal de télévision numérique à 16 Mbit/s d'une séquence de bits pseudo-aléatoire de 43 Mbit/s. On a fait varier les conditions d'exploitation du signal utile en modifiant E_b/N_0. Les valeurs de ce rapport pour lesquelles des mesures ont été faites sont de 13,3 dB, 16,3 dB et 40,0 dB (E_b/N_0 = 13,3 dB correspond à un taux d'erreur binaire dans le canal de 1×10^{-9} environ). Dans chacune de ces conditions d'exploitation, du brouillage a été ajouté jusqu'au moment où le niveau de qualité d'exploitation voulu (exprimé par le taux d'erreur binaire) pouvait être mesuré sur le détecteur d'erreur. Trois niveaux de qualité d'exploitation ont été utilisés à cette fin: 2×10^{-6}, 2×10^{-7} et 2×10^{-8}. Les données figurant sur le Tableau XXVII permettent d'observer deux tendances:

- pour un niveau de qualité d'exploitation donné (TEB de 2×10^{-8}, par exemple), lorsque la condition d'exploitation (E_b/N_0) s'améliore, le rapport de protection requis diminue;
- pour une condition d'exploitation spécifiée (par exemple, E_b/N_0 de 13,3 dB), la valeur du rapport de protection requis augmente à mesure que le niveau de qualité d'exploitation (TEB) approche de celle du taux d'erreur dans le canal.

Ces deux tendances sont le résultat du compromis qui existe dans les systèmes numériques entre bruit et brouillage. Plus les caractéristiques du canal sont bonnes (faible niveau de bruit, E_b/N_0 élevé), plus un niveau de brouillage élevé peut être toléré.

TABLEAU XXVII – *Rapports de protection dans le même canal pour diverses valeurs du rapport E_b/N_0 et des niveaux de qualité (TEB)*

Système utile: séquence de bits pseudo-aléatoire à 43 Mbit/s

Système brouilleur: télévision numérique à 16 Mbit/s

E_b/N_0	TEB	Rapport de protection dans le même canal
13,3	2×10^{-6}	15,5
16,3	2×10^{-6}	12,1
40,0	2×10^{-6}	9,3
13,3	2×10^{-7}	18,0
16,3	2×10^{-7}	14,0
40,0	2×10^{-7}	10,0
13,3	2×10^{-8}	21,2
16,3	2×10^{-8}	14,8
40,0	2×10^{-8}	10,0

La Fig. 38 indique les valeurs du rapport de protection en fonction du décalage de fréquence pour les trois niveaux de qualité d'exploitation (TEB) du Tableau XXVII (2×10^{-6}, 2×10^{-7} et 2×10^{-8}). La différence relative des rapports de protection entre ces trois niveaux de qualité d'exploitation se maintient généralement quel que soit le décalage.

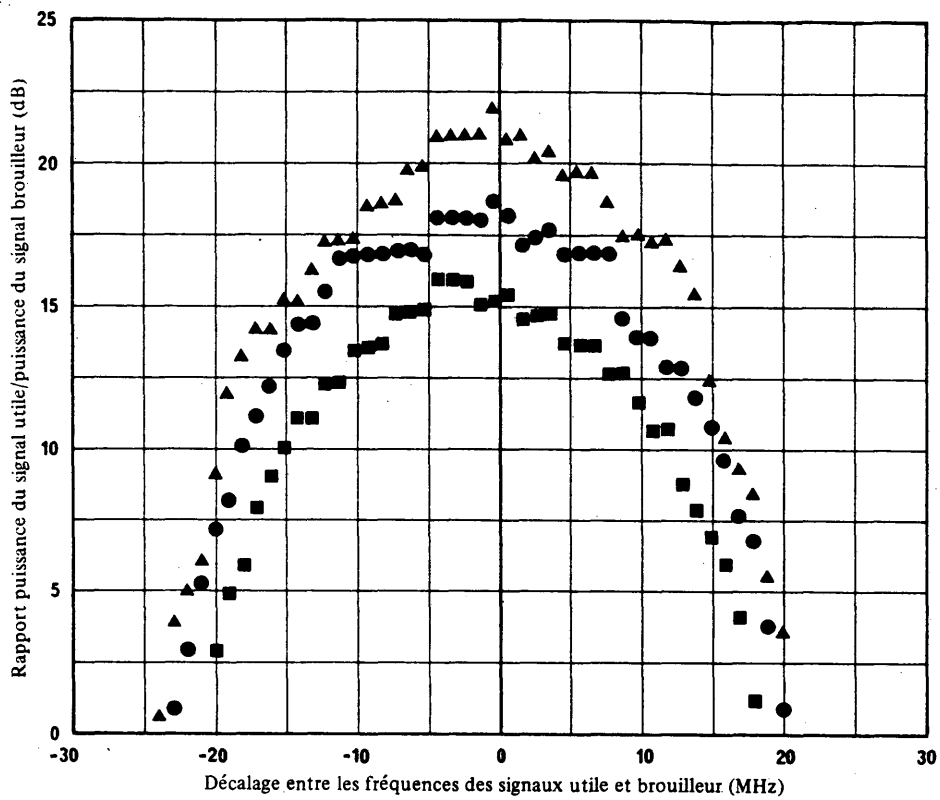


FIGURE 38 – *Brouillage d'une séquence de bits pseudo-aléatoire de 43 Mbit/s par des signaux de télévision numérique à 16 Mbit/s*

E_b/N_0 = 13,3 dB

■ : TEB = 2×10^{-6}

● : TEB = 2×10^{-7}

▲ : TEB = 2×10^{-8}

La Fig. 39 montre l'importance de la largeur de bande relative entre les signaux utile et brouilleur pour le rapport C/I admissible. Cette figure permet d'obtenir les deux résultats suivants:

– les signaux brouilleurs ayant une largeur de bande inférieure à celle du signal utile nécessitent une protection plus importante dans le même canal que les signaux brouilleurs dont la largeur de bande est supérieure à celle du signal utile;

– la décroissance du rapport de protection en fonction du décalage de fréquence est plus marquée lorsque le débit binaire du signal brouilleur est inférieur à celui du signal utile.

Ces deux résultats sont liés à l'importance de la puissance du signal brouilleur présente dans le lobe principal du spectre du signal utile. Dans le cas d'un signal brouilleur à bande étroite, l'essentiel de la puissance de ce signal se trouve à l'intérieur du lobe principal du signal utile en sorte que la protection dans le même canal doit être accrue. Mais, selon le décalage de fréquence des signaux utile et brouilleur, l'action d'un signal brouilleur à bande étroite diminue plus rapidement que celle d'un signal brouilleur à large bande.

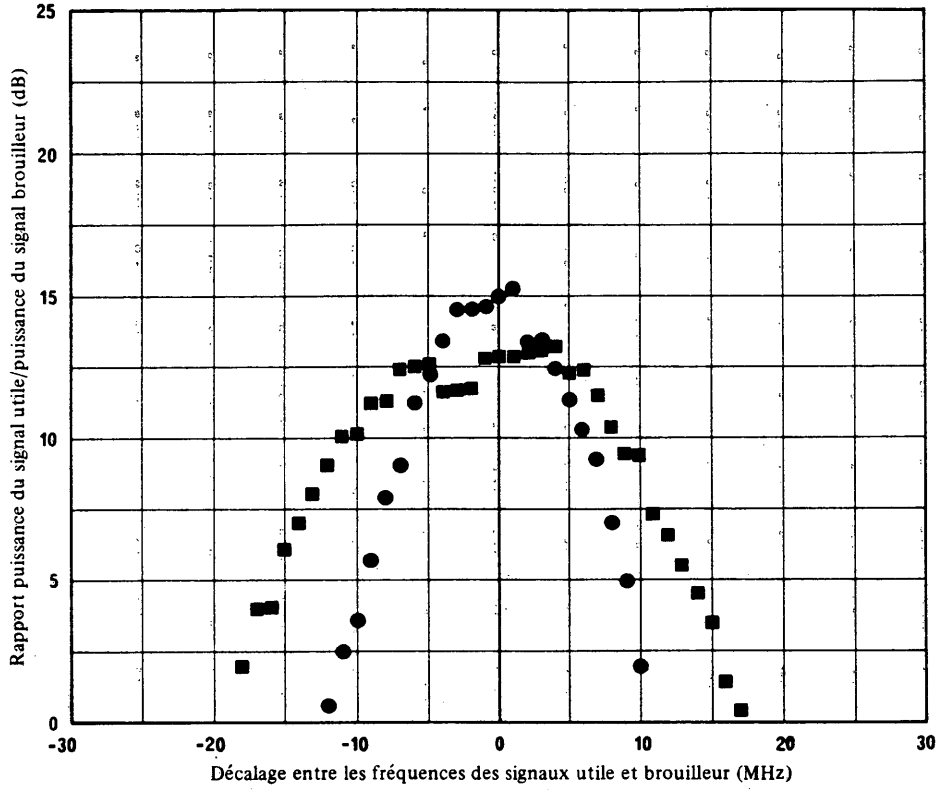


FIGURE 39 – *Brouillage d'une séquence de bits pseudo-aléatoire à 16 Mbit/s par des signaux de télévision numérique à 43 et à 16 Mbit/s*

E_b/N_0 = 13,3 dB

TEB = 2×10^{-6}

Débit de télévision numérique:

■ : 43 Mbit/s

● : 16 Mbit/s

5. Rapports de protection pour le système K à 625 lignes (SECAM)

Des mesures effectuées en URSS [CCIR, 1970-74c] ont permis de déterminer les rapports de protection pour des signaux MF contre le brouillage causé par des signaux à onde entretenue, des signaux MA-BLR et des signaux MF.

5.1 *Conditions de mesure*

Les rapports de protection ont été déterminés dans les conditions suivantes:

- l'excursion de crête de la fréquence du signal utile de télévision MF (avec transmission du signal son d'accompagnement sur une sous-porteuse; rapport signal image/sous-porteuse son = 4,5/1) était de ± 11 MHz;
- le rapport signal utile/bruit aléatoire ininterrompu pondéré, à la sortie du récepteur de télévision MF, était de 57 dB (rapport de l'amplitude crête-à-crête du signal image, compte non tenu des impulsions de synchronisation, à la tension efficace du bruit dans la bande comprise entre 10 kHz et la limite supérieure nominale de la bande des fréquences vidéo). Pour déterminer cette valeur, on a utilisé un filtre passe-bas et un réseau de pondération dont les caractéristiques étaient analogues à celles décrites dans la Recommandation 567, Annexes II et III pour le système K;
- pour les images d'essai: on a utilisé des mires en couleur et en noir et blanc, des raies en couleur et des images en couleur réelles;

- pour les signaux brouilleurs, on a utilisé des ondes entretenues, un signal de télévision à modulation d'amplitude et un signal de télévision MF;
- pour la modulation des signaux de télévision brouilleurs MA et MF, on a utilisé un signal image de mire en noir et blanc;
- pour évaluer la qualité de l'image, on s'est servi d'une constatation binaire du type «oui» - «non»;
- la plupart des observateurs n'étaient pas des experts. On a fait appel à des experts pour faire des appréciations intermédiaires. Les observateurs étaient au nombre de dix à quinze;
- dimensions de l'image d'essai: 475 × 375 mm;
- distance d'observation: 5 à 6 fois la hauteur de l'image;
- le centre de l'écran du récepteur de contrôle se trouvait au niveau des yeux des observateurs;
- les mesures ont été faites dans un local partiellement obscurci;
- le niveau d'éclairement de l'écran par des sources extérieures ne dépassait pas 0,01 de la luminance maximale de l'écran;
- la séquence des variations du niveau des brouillages était aléatoire, l'échelon de variation étant de 3 dB; dans chaque série de mesures, les observateurs étaient confrontés avec cinq valeurs du rapport signal/brouillage. Les limites de la variation du niveau du brouillage donnaient donc lieu, dans chaque cas, à une variation de l'évaluation de la qualité de l'image de ± 1 échelon;
- les rapports de protection ont été mesurés sans filtre de bande à l'entrée du récepteur à modulation de fréquence.

5.2 *Résultats des mesures*

Les Fig. 40 à 42 contiennent les résultats des mesures des rapports de protection en fonction de l'écart entre les fréquences porteuses (décalage de porteuse) des signaux utile et brouilleur, pour la transmission des images en couleur (raies en couleur, mire en couleur et image réelle en couleur); la Fig. 43 correspond à la transmission d'une mire en noir et blanc.

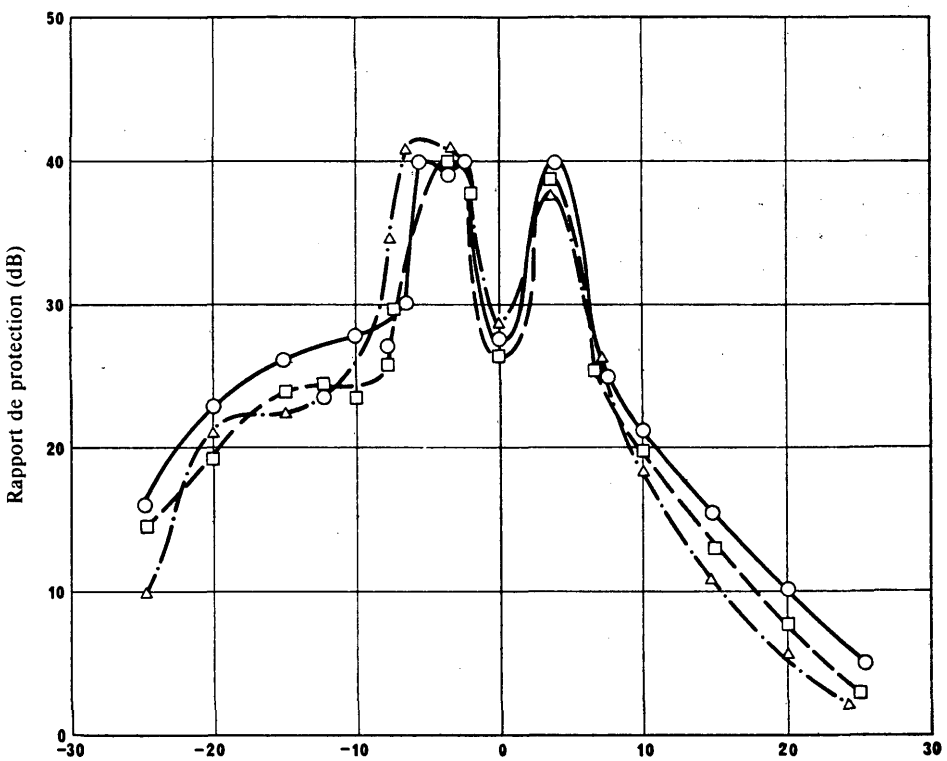


FIGURE 40 – *Rapport de protection d'un signal MF brouillé par un signal brouilleur à onde entretenue*

—○— : barres de couleur
— —□— — : image réelle en couleur
. —·△·— . : mire en couleur

} modulation sur le signal utile

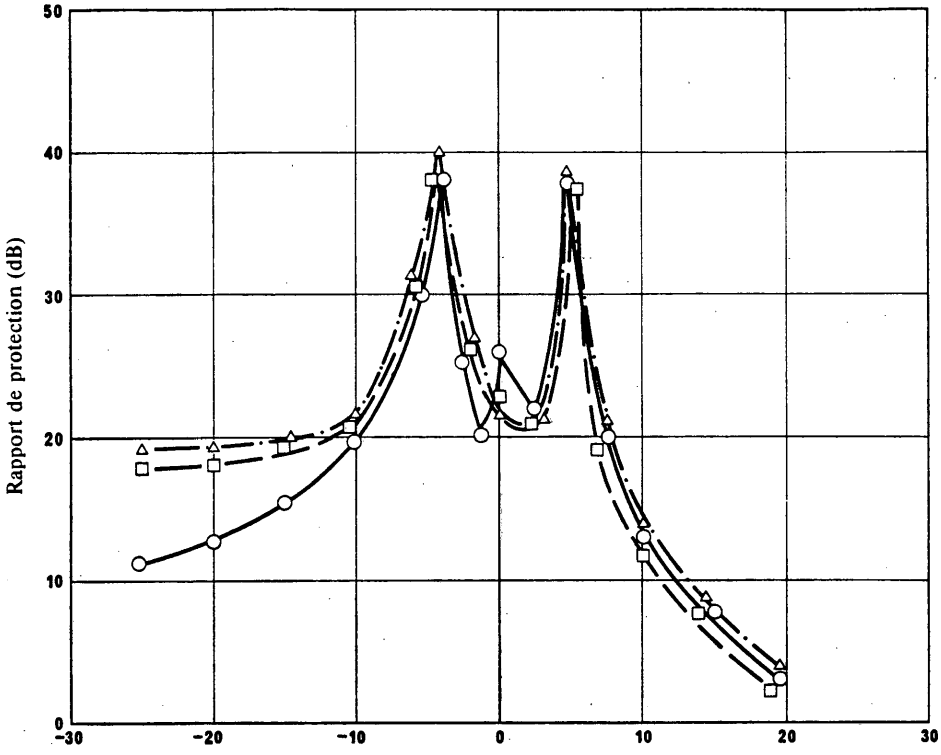


FIGURE 41 – *Rapport de protection d'un signal MF brouillé par un signal brouilleur MA-BLR*

—○— : barres de couleur
— —□— — : image réelle en couleur
• — •△• — • : mire en couleur

} modulation sur le signal utile

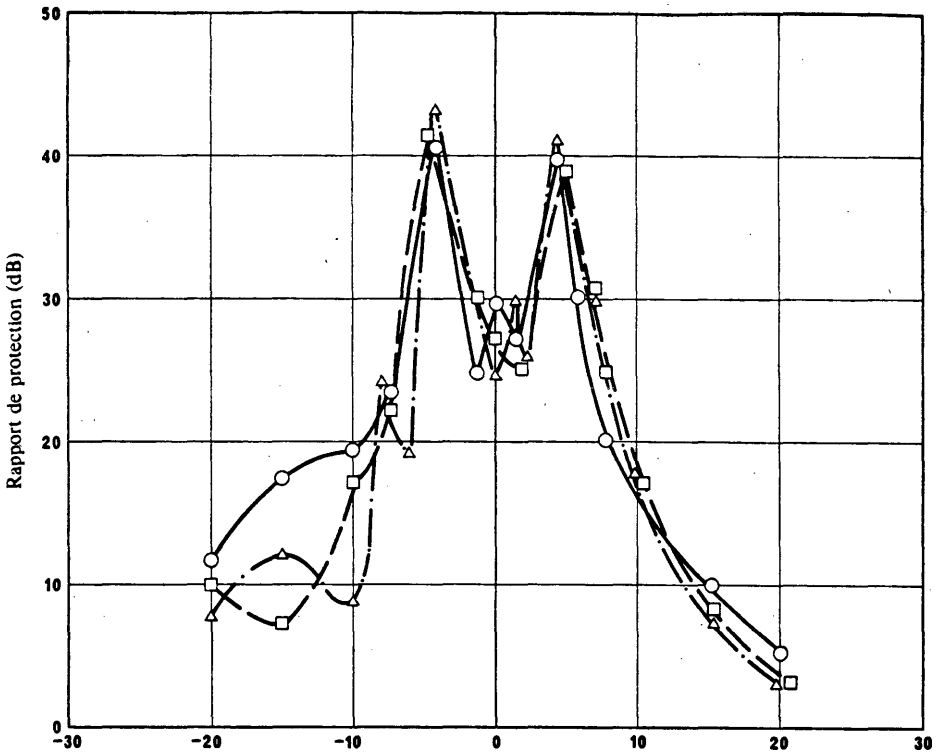


FIGURE 42 – *Rapport de protection d'un signal MF brouillé par un signal brouilleur MF*

—○— : barres de couleur
– – –□– – – : image réelle en couleur
·—·△·—· : mire en couleur
} modulation sur le signal utile

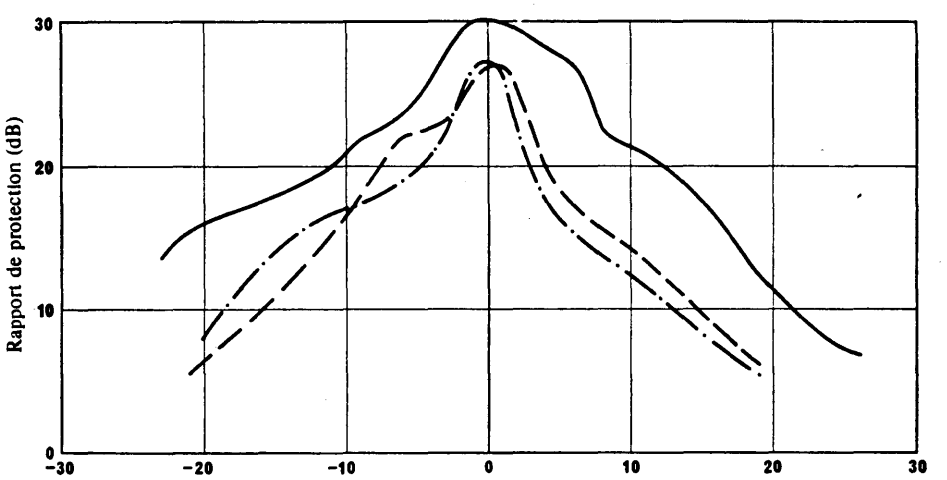


FIGURE 43 – *Rapport de protection dans le cas de la transmission en MF d'une mire en noir et blanc*

——— : brouillage télévision MF
– – – – : brouillage télévision MA
·—·—·—· : brouillage par onde entretenue
} modulation sur le signal brouilleur

La Fig. 40 illustre l'effet qu'exerce sur le signal utile de télévision MF un brouillage par ondes entretenues, la Fig. 41 l'effet d'un brouillage constitué par un signal de télévision MA et la Fig. 42 l'effet d'un brouillage se présentant sous la forme d'un signal de télévision MF ayant une excursion de crête de ± 11 MHz.

La Fig. 44 contient les résultats des mesures des rapports de protection en fonction du niveau du bruit aléatoire à la sortie du récepteur de télévision MF. Pour déterminer ces rapports, on a utilisé comme image d'essai une mire en couleur; l'écart entre les fréquences porteuses du signal utile et du signal brouilleur était fixé de manière à donner la perception maximale du brouillage sur l'écran du récepteur de contrôle.

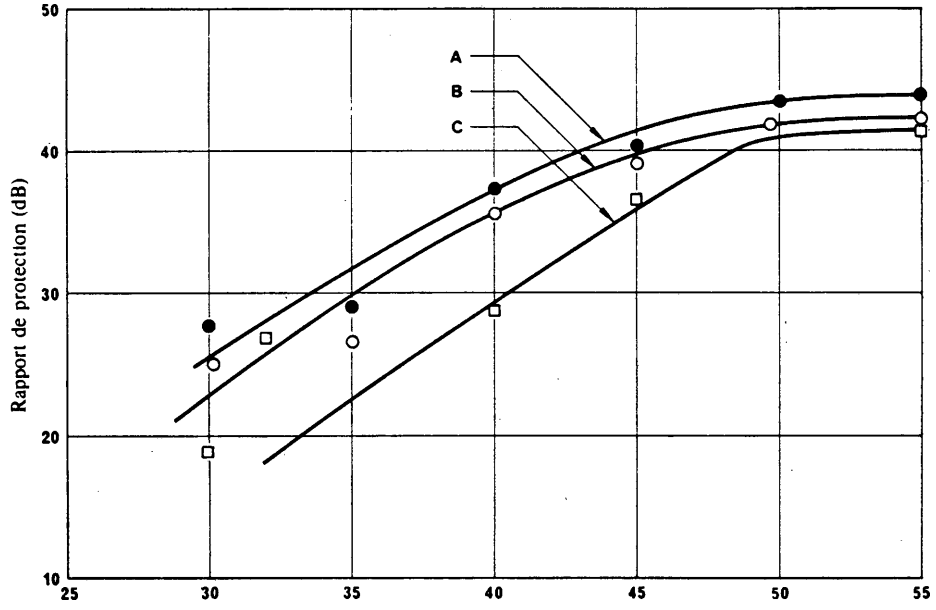


FIGURE 44 – *Rapport de protection d'un signal MF, en fonction du rapport signal/bruit*

A: brouillage par onde entretenue
B: brouillage télévision MA
C: brouillage télévision MF

5.3 *Conclusions*

Ces résultats permettent de formuler les conclusions suivantes:

Lorsque le signal utile et le signal brouilleur sont transmis dans le même canal (avec des fréquences centrales identiques), le rapport de protection pour des signaux à modulation de fréquence ne dépasse pas 30 dB, aussi bien pour la réception de signaux de télévision en noir et blanc que pour celle d'une image en couleur; ce rapport est pratiquement le même quel que soit le contenu de l'image.

S'il y a un écart entre les fréquences centrales du signal utile et du signal brouilleur, le rapport de protection, pour des signaux de télévision en noir et blanc, diminue.

Pour la réception de signaux de télévision en couleur, l'écart de fréquence a pour effet d'abord d'accroître le rapport de protection qui atteint des valeurs maximales de 40 à 42 dB pour un écart de ± 4 à 5 MHz, après quoi le rapport diminue. Ce phénomène s'explique par l'apparition dans la transmission du signal en couleur de produits de battements entre le signal utile et le signal brouilleur.

La valeur du rapport de protection dépend dans une large mesure du niveau du bruit aléatoire dans le même canal lorsque le rapport signal utile/tension efficace pondérée du bruit à la sortie du récepteur de télévision à modulation de fréquence est inférieur à 50 dB; il ne dépend pas du bruit aléatoire lorsque le rapport est égal ou supérieur à 50 dB.

6. Introduction des fonctions du service d'exploitation spatiale (PTT) dans les bandes du service de radiodiffusion par satellite et de liaisons de connexion

L'utilisation des bandes de garde attribuées par les plans de liaisons de connexion et de liaisons descendantes au service de radiodiffusion par satellite pour les fonctions du service d'exploitation spatiale pose le problème de la compatibilité entre les deux services. Des études conduisant à l'approbation de rapports de protection sont nécessaires pour protéger les signaux de télévision transmis dans le canal voisin contre ces sources de brouillage. En ce qui concerne les liaisons de connexion, ce rapport de protection est de 20 dB, on trouvera plus de détails dans le Rapport 1076.

7. Discussion des résultats

Il est difficile de comparer les données présentées dans la présente Annexe en raison du fait que les conditions d'essai ne sont pas les mêmes. Pour certains paramètres, dans le cas du brouillage causé à un système MA-BLR, on a déterminé des facteurs de correction qui permettent de rapporter les résultats aux conditions normalisées fixées dans la Recommandation 600. Ces paramètres concernent les caractéristiques suivantes:

- excursion,
- préaccentuation,
- degré de qualité,
- dispersion de l'énergie.

En modulation de fréquence, on peut citer quelques facteurs dont dépend le rapport de protection dans le cas de partage d'un canal, à savoir:

- qualité de l'évaluation du rapport de protection;
- rapport signal d'image/bruit du signal utile;
- excursion de fréquence du signal utile;
- contenu du signal utile et du signal brouilleur.

L'excursion et le rapport signal/bruit du signal brouilleur ont peu d'influence sur le rapport de protection. Pour les excursions étudiées, le rapport de protection, dans les sytèmes à modulation de fréquence, décroît à mesure que l'excursion du signal utile augmente. Les signaux utiles constitués d'images contenant de grandes plages de couleur ou de luminance uniforme sont plus sensibles aux brouillages; de même, les signaux brouilleurs contenant des composantes spectrales discrètes de grande intensité sont davantage perceptibles.

Les résultats obtenus pour le système M/NTSC à 525 lignes et le système K/SECAM à 625 lignes montrent que le bruit présent dans le signal utile a tendance à masquer le brouillage cohérent, en abaissant la qualité de la partie non brouillée de l'image et en désintégrant les moirages qui peuvent exister. D'autres mesures effectuées sur des sytèmes à 625 lignes montrent que l'effet du masquage par le bruit est peu important. Cette différence apparente entre les sensibilités des systèmes au brouillage est peut-être imputable à la nature des images transmises par les signaux utile et brouilleur, qui n'est pas la même dans toutes les mesures, et à l'emploi de réseaux de pondération différents suivant le système de télévision dont on spécifie le rapport signal de luminance/bruit pondéré. Pour élucider cette question définitivement, il faut attendre les résultats de nouvelles mesures et leur interprétation.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BARNES, S. P. [27-29 novembre 1979] Carrier-to-interference ratios for frequency sharing between satellite systems transmitting frequency modulated and digital television signals. Conf. Record IEEE National Telecommunications Conference (NTC '79), Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique.

BARNES, S. P. et MILLER, E. F. [août 1978] Carrier-interference protection ratios for frequency sharing between frequency-modulated and amplitude-modulated vestigial-sideband television systems. NASA Technical Paper 1264, Cleveland, Ohio, Etats-Unis d'Amérique.

BOROVKOV, V. A. et LOKSHIN, M. G. [1979] Voprosy elektromagnitnoi sovmestimosti sluzhb TV veshchaniya (Problèmes de compatibilité électromagnétique dans les services de télévision). *Elektrosviaz*, N° 7.

BROWN, A. [1971a] Protection ratios for 625-line System I television transmissions impaired by interfering frequency-modulated television signals. BBC Res. Dept. Rep. No. 1971/35.

BROWN, A. [1971b] Satellite broadcasting co-channel protection ratios for FM television. BBC Res. Dept. Rep. No. 1971/19.

KANEDA [mai 1972] Carrier-to-interference ratio required for frequency sharing between FM and AM-VSB television signals. NHK Lab. Note, N° 153.

MERTENS, H., ARNAUD, F., BROWN, A., GALIC, R. et PHILLIPS, G. J. [mars 1976] Radiodiffusion par satellites – Conception et planification des systèmes à 12 GHz. Document 3220-F de l'UER (Technique), 34-35.

MILLER, E. F. et MYHRE, R. W. [1970] Frequency sharing between FM and AM-VSB television transmission systems. *Communication Satellite Technology for the '70s*, Vol. III, *AIAA, Progress in Astronautics and Aeronautics, Academic Press.*

Documents du CCIR

[1970-74]: **a.** 11/107 (France); **b.** 11/339 (France); **c.** 11/332 (URSS); **d.** 11/317 (UER).

[1974-78]: **a.** 11/40 (Japon); **b.** 10/42 (Japon); **c.** 11/25 (UER); **d.** 11/101 + 11/114 (France).

[1978-82]: **a.** 11/91 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 10-11S/157 (URSS); **c.** 11/116 (URSS); **d.** 10-11S/61 (Canada); **e.** 10-11S/19 (Japon); **f.** 10-11S/138 (Etats-Unis d'Amérique); **g.** 10-11S/149 (France); **h.** 11/32 (Etats-Unis d'Amérique).

[1982-86]: **a.** 10-11S/49 + Corr.1 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 10-11S/202 (Chine (République populaire de)).

ANNEXE II

SUGGESTIONS CONCERNANT LES MESURES DU RAPPORT DE PROTECTION

Dans le cas des transmissions de télévision numériques, il convient de mesurer le rapport de protection pour déterminer la sensibilité des systèmes numériques aux signaux brouilleurs modulés, analogiques ou numériques. On suggère la matrice d'essais suivante:

Signal utile	*Signal brouilleur*
numérique	numérique
numérique	MF
MF	numérique
numérique	MA-BLR
MA-BLR	numérique

Les conditions expérimentales et les méthodes recommandées dans la Recommandation 600 pour la détermination du rapport de protection n'ont pas été formulées spécifiquement pour la modulation numérique. Il faudra poursuivre les études pour définir de façon plus précise les conditions expérimentales et les méthodes applicables à cette modulation. Entre-temps, la priorité devrait être donnée à des essais avec modulation numérique, dans les conditions spécifiées par la Recommandation 600.

RAPPORT 951*

PARTAGE ENTRE LE SERVICE INTER-SATELLITES ET LE SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE AU VOISINAGE DE 23 GHz

(Question 1/10 et 11)

(1982)

1. Introduction

La CAMR-79 a attribué la bande 22,5 à 23 GHz au service de radiodiffusion par satellite (SRS) en Régions 2 et 3; une partie de cette bande – la portion comprise entre 22,55 et 23,0 GHz – est utilisée en partage avec, entre autre, le service inter-satellites (SIS).

Basé sur des études menées aux Etats-Unis et au Japon, ce Rapport décrit une étude paramétrique de l'espacement orbital nécessaire entre des stations spatiales utilisant des liaisons inter-satellites et des satellites de radiodiffusion, du point de vue des brouillages introduits sur la liaison inter-satellites, [CCIR, 1978-82a et b] et des brouillages causés au récepteur du SRS [CCIR, 1978-82c].

Ces études utilisent de nouvelles caractéristiques des systèmes tirées d'un exemple qui figure dans le Rapport 215 et correspond à un système de télévision à haute définition utilisant une largeur de bande radiofréquences de 125 MHz. Or, un exemple de télévision de type classique est aussi donné dans le Rapport 215. Les études présentées dans le présent Rapport peuvent également s'appliquer à ce cas. Des calculs préliminaires faits aux Etats-Unis d'Amérique montrent que le cas d'un système de télévision à haute définition présenté ici serait le plus prudent.

On trouvera aux § 2.1 et 3.1 les hypothèses admises pour le SIS dans les deux études. Les valeurs figurant dans les deux paragraphes diffèrent car la définition du SIS est encore à un stade initial. Un complément d'étude s'impose.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 4.

2. Brouillage causé au service inter-satellites par des émissions du service de radiodiffusion par satellite

2.1 *Caractéristiques du service inter-satellites*

Dans la bande des 23 GHz, on prévoit que la plupart des liaisons inter-satellites occuperont des portions relativement petites d'arc orbital, par exemple 4° ; voir à ce sujet l'analyse présentée dans le Rapport 451.

On admet que l'équipement de réception d'une liaison inter-satellites se compose d'une antenne d'un gain de 52 dB, dont le faisceau circulaire a une ouverture à −3 dB de 0,4°, reliée à un récepteur dont la température de bruit est de 1000 K. La discrimination assurée par l'antenne en dehors de son axe est conforme aux données du Rapport 558. La largeur de bande du récepteur est de 850 MHz.

2.2 *Caractéristiques du service de radiodiffusion par satellite*

Le Tableau XIVa du Rapport 215 donne un exemple de caractéristiques d'un système de télévision par satellite pour réception communautaire fonctionnant sur la fréquence 22,75 GHz. On a admis dans cette analyse une largeur de bande RF de 125 MHz pour les émissions de télévision MF à haute définition et une p.i.r.e. d'environ 78 dBW dans l'axe du faisceau. On a également admis que l'ouverture du faisceau de l'antenne d'émission du satellite est de 1°, car c'est la valeur qui peut, dans la pratique, correspondre au cas de brouillage le plus défavorable du récepteur SIS. Le gain de l'antenne est de 44 dB et les pertes dans les lignes d'alimentation et les filtres sont de 1 dB, ce qui exige une puissance radioélectrique de 2,5 kW (34 dBW) pour l'alimentation de l'antenne.

2.3 *Etude de brouillage*

La géométrie du brouillage est représentée à la Fig. 1. SIS 2 (satellite du service inter-satellites) émet en direction de SIS 1, l'espacement angulaire géocentrique des deux satellites étant de θ_2 degrés de longitude. SRS (satellite du service de radiodiffusion par satellite) situé à θ_1 degrés de longitude de SIS 1, émet en direction d'une zone de service située à l'équateur, le centre du faisceau se trouvant à γ_0 degrés du nadir.

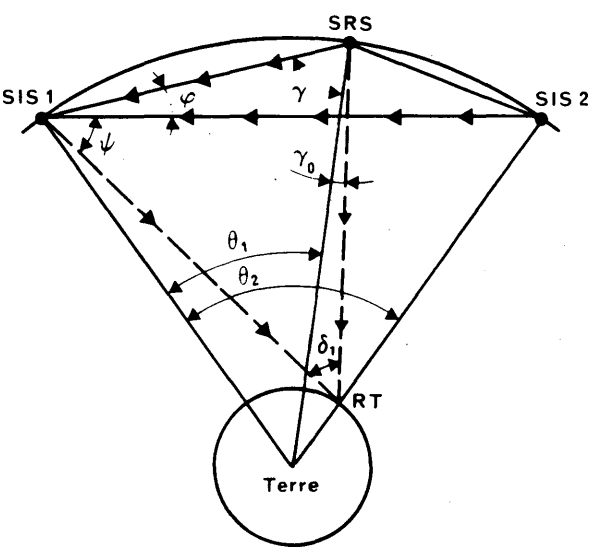


FIGURE 1 – *Géométrie de brouillage*

RT: récepteur du service de radiodiffusion par satellite

δ_1: espacement angulaire entre les satellites SIS 1 et SRS vu du récepteur RT

ψ: espacement angulaire entre le satellite SIS 2 et le récepteur RT vu du satellite SIS 1.

Le brouillage causé par l'antenne de réception de SIS 1 se produit sous un angle de φ degrés par rapport à l'axe du faisceau principal. De même, la p.i.r.e. émise par SRS en direction de SIS 1 se produit sous un angle de $\gamma + \gamma_0$ degrés par rapport à l'axe du faisceau principal.

Si les satellites SIS et SRS sont espacés de moins de 134° sur l'orbite, l'antenne d'émission du satellite SRS aura un gain isotrope dans la direction du satellite SIS, quelle que soit la direction de pointage de l'antenne SRS (γ_0).

Une étude du rapport brouillage/bruit (I/N) au récepteur du satellite SIS 1 conduit à la relation

$$I/N = R_0 \frac{p_3}{T_1 B_1 f^2}$$

dans laquelle

$$R_0 = \frac{c^2}{(4\pi)^2 k} \frac{G_1 D_1(\varphi)}{x^2}$$

Les notations étant les suivantes:

p_3 : puissance fournie à l'antenne d'émission du satellite SRS (W)

T_1 : température de bruit du récepteur du satellite SIS (K)

B_1 : largeur de bande de bruit de ce récepteur (Hz)

f : fréquence (Hz)

c : vitesse de la lumière (m/s)

k : constante de Boltzmann (J/K)

G_1 : gain de l'antenne du satellite SIS 1 dans la direction de son axe

$D_1(\varphi)$: discrimination de l'antenne de SIS 1 dans la direction de SRS

x : distance entre les satellites SRS et SIS 1.

R_0 fait intervenir des constantes et trois termes qui dépendent de l'ouverture à demi-puissance de l'antenne du satellite SIS ainsi que de la séparation angulaire entre les satellites SRS et SIS 1. Pour des valeurs données de ces termes, on a calculé les valeurs de R_0 et on les a représentées sur la Fig. 2.

On admet que, pour que le fonctionnement soit satisfaisant, le rapport I/N doit être au plus égal à une certaine valeur $(I/N)_0$. La condition de partage s'exprime donc par:

$$I/N = R_0 \frac{p_3}{T_1 B_1 f^2} \leqslant (I/N)_0$$

soit encore

$$R_0 \leqslant (I/N)_0 \frac{T_1 B_1 f^2}{p_3}$$

En décibels, cela s'écrit:

$$10 \log R_0 \leqslant 10 \log (I/N)_0 + 10 \log T_1 + 10 \log B_1 + 20 \log f - 10 \log p_3$$

Cette inégalité, associée aux courbes de la Fig. 2 ainsi qu'aux caractéristiques connues des satellites du SIS et du SRS, permet d'évaluer les possibilités de brouillage.

2.4 *Résultats*

Les caractéristiques des satellites du service de radiodiffusion par satellite et du service inter-satellites dont il a été question ci-dessus ont les valeurs suivantes:

T_1 = 1000 K

B_1 = 125 MHz (voir ci-dessous)

f = 22,75 GHz

p_3 = 2500 W

On admet que la largeur de bande du satellite du SIS est supérieure à 125 MHz et qu'il y a des risques de brouillage par des satellites du SRS dans toute cette largeur de bande. Le calcul est donc fondé sur l'hypothèse d'un brouilleur par 125 MHz de largeur de bande. On admet que le rapport $(I/N)_0$ pour lequel le brouillage est négligeable a pour valeur 0,1.

On trouve alors la condition:

$$R_0 \leqslant 274 \quad \text{dB}$$

Cette valeur est représentée sur la Fig. 2.

Trois cas sont examinés sur la Fig. 2. On a pris les espacements entre satellites du SIS égaux à 4°, à 10° et à 20°.

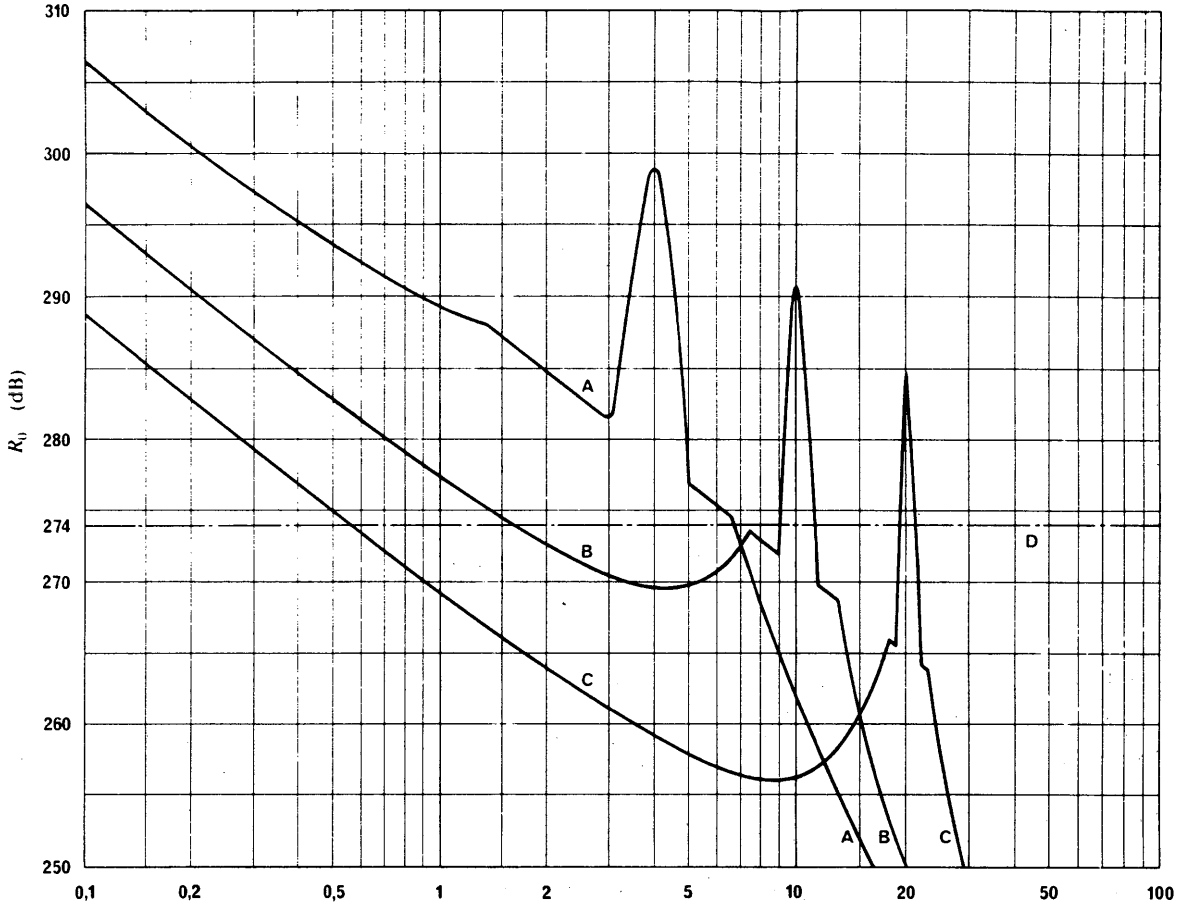


FIGURE 2 – *Valeur de R_0 en fonction de la séparation entre les satellites du SRS et du SIS, le gain de l'antenne du satellite SIS étant de 52 dB*

Courbes A: séparation entre satellites SIS = 4°
B: séparation entre satellites SIS = 10°
C: séparation entre satellites SIS = 20°

D: région de brouillage négligeable (en-dessous de la ligne marquée D)
R_0: défini dans la formule du § 2.3.

Si la séparation géocentrique entre SIS 1 et SIS 2 est égale à 4°, il est impossible de placer un satellite du SRS à moins d'environ 7° pour obtenir une valeur raisonnable de I/N inférieure à -10 dB.

Si l'on porte la séparation géocentrique entre SIS 1 et SIS 2 à 10°, on peut placer entre eux un satellite du SRS et un seul, tout en obtenant un rapport I/N inférieur à -10 dB. Une séparation comprise entre 1,6° et 9° est nécessaire.

Si l'on porte la séparation géocentrique entre SIS 1 et SIS 2 à 20°, on peut placer un certain nombre de satellites du SRS sur l'arc compris entre 0,6° et environ 19° tout en obtenant encore, avec une contribution du brouillage unique, un rapport I/N d'au plus -10 dB.

La Fig. 3 illustre ce que l'on peut appeler l'«effet de déplacement» lors du processus évolutif de mise en place des liaisons du service inter-satellites. Supposons que l'angle θ_1 de la Fig. 3 (séparation entre SIS 1 et SIS 2) soit de 4°, que le satellite SIS 2 émette à destination du satellite SIS 1 et que, d'après la courbe A de la Fig. 2, l'angle θ_2 (séparation entre SRS et SIS 1) soit de 7°, si bien que le rapport I/N à l'entrée du récepteur de SIS 1 est au plus de -10 dB. Quelque temps après, on ajoute une liaison du SIS, si bien que SIS 2 fait aussi des émissions à destination de SIS 3, comme indiqué à la Fig. 3. Pour une séparation de 4° entre SIS 2 et SIS 3, le rapport I/N au récepteur de SIS 3 sera d'environ 6 dB, ce qui, d'après la courbe A de la Fig. 2, fait varier R_0 de 16 dB.

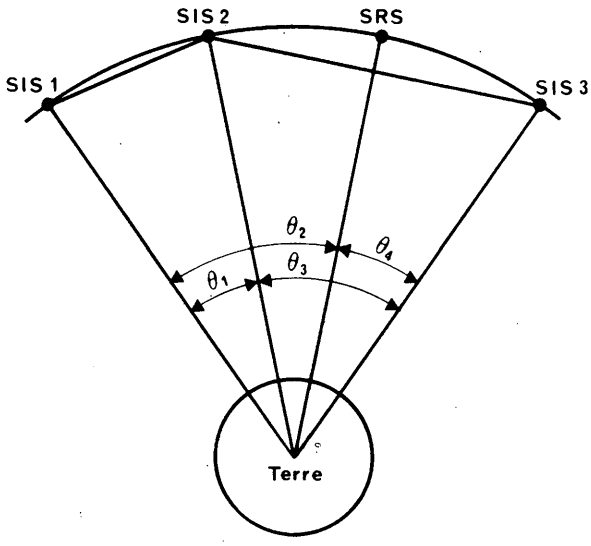


FIGURE 3 – *Effet de déplacement*

Une manière de réduire à une valeur au plus égale à -10 dB le rapport I/N à l'entrée du récepteur de SIS 3 consiste à augmenter la séparation entre les satellites SIS 2 et SIS 3. En la portant à 10°, on ramène la valeur du rapport I/N à l'entrée du récepteur de SIS 3 à -12 dB environ. D'après cette méthode, l'adjonction d'une deuxième liaison du SIS oblige à «déplacer» le satellite SIS 3 de la position correspondant à la séparation préférée (4°) à une position plus éloignée, correspondant à une séparation de 10°.

3. Brouillage causé au service de radiodiffusion par satellite par les émissions du service inter-satellites

3.1 *Caractéristiques du service inter-satellites (SIS)*

On suppose que les liaisons inter-satellites sont de deux sortes: liaisons SIS à courte distance et liaisons SIS à longue distance, selon la description qui en est donnée dans le Rapport 451. On considère que pour les liaisons à courte distance, il existe deux types d'antenne de satellite: antennes avec système de poursuite et antennes sans système de poursuite. On suppose que les caractéristiques des systèmes des liaisons SIS à longue distance sont fondées sur les exemples donnés pour les liaisons à courte distance.

Dans l'analyse, on a admis que la p.i.r.e. maximale des stations du SIS est de 55 à 75 dBW environ, pour les liaisons à courte distance avec antennes de poursuite et de 78 à 80 dBW sans poursuite; pour les liaisons SIS à longue distance, la p.i.r.e. maximale est, par hypothèse, de 78 à 90 dBW avec des antennes de 1 m de diamètre et une largeur de bande de 100 MHz à fréquence radioélectrique. Le Tableau I donne les valeurs nécessaires de l'ouverture du faisceau d'antenne des satellites pour une liaison SIS courte, les antennes des satellites n'étant pas des antennes de poursuite et le Tableau II donne les valeurs requises de l'ouverture du faisceau d'antenne par rapport à l'erreur de pointage en fonction de l'espacement entre satellites (Tableau III, Annexe I au Rapport 451).

TABLEAU I – *Valeurs nécessaires de l'ouverture du faisceau d'antenne des satellites pour une liaison SIS courte (les antennes des satellites ne sont pas des antennes de poursuite)*

Espacement orbital des deux satellites (degrés)	2	3	4	6	10	15	20
Valeur nécessaire de l'ouverture du faisceau d'antenne (degrés)	12,98	8,47	6,33	4,25	2,64	1,85	1,46

TABLEAU II – *Valeurs nécessaires de l'ouverture du faisceau d'antenne des satellites par rapport à l'erreur sur le pointage en fonction de l'espacement entre satellites*

Espacement*	Erreur effective sur le pointage*	Valeur nécessaire de l'ouverture du faisceau d'antenne
2°	1,01°	2,02°
3°	0,833°	1,67°
4°	0,739°	1,48°
5°	0,693°	1,39°

* (Tableau III, Annexe I au Rapport 451)

3.2 *Caractéristiques du service de radiodiffusion par satellite (SRS)*

On suppose que les caractéristiques du système de radiodiffusion par satellite, avec modulation analogique à large bande pouvant être utilisé, entre autres pour la télévision à haute définition qui figurent dans le Tableau XIVa du Rapport 215 peuvent être données en exemple pour un système de radiodiffusion par satellite. Le système de réception du SRS est supposé comprendre une antenne de 0,8 m de diamètre (ouverture du faisceau: 1,2°); la température de bruit est de 1100 K. La discrimination de l'antenne en dehors du lobe est conforme à la valeur qui en est donnée dans le Rapport 558. En l'absence d'autres données, on admet que le rapport porteuse/brouilleuse nécessaire pour la protection du SRS est de 40 dB.

3.3 *Analyses du brouillage et résultats*

La géométrie du brouillage est représentée à la Fig. 1. L'analyse porte sur trois cas. Les résultats figurent à la Fig. 4 pour le cas de brouillage le plus défavorable causé au récepteur terrien (RT) du SRS. On suppose que les liaisons SIS sont à courte distance avec poursuite (courbe A pour $\theta_2 < 20°$) et sans poursuite (courbe B), ainsi qu'à longue distance (courbe A pour $\theta_2 > 60°$).

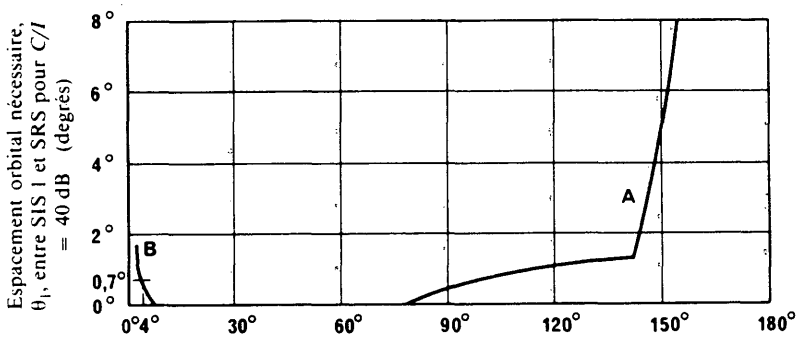
D'après les courbes on voit que les liaisons SIS à courte distance, avec poursuite, ne doivent pas causer de brouillage aux récepteurs du SRS. Toutefois, les liaisons SIS à courte distance avec poursuite peuvent causer des brouillages du récepteur du SRS, si $\theta_2 < 6°$, environ, et $\theta_1 = 0°$, ou si $\theta_2 \approx 4°$ et $\theta_1 < 1°$, par exemple, lorsque l'ouverture du lobe de l'antenne du satellite SIS doit couvrir les déplacements des deux satellites avec une précision de maintien en position de $\pm$ 0,1° dans les directions nord-sud et est-ouest, et des erreurs d'orientation de $\pm$ 0,15°. Si les antennes des satellites SIS, sans poursuite, ont des erreurs de pointage telles que celles qui figurent dans le Tableau II, aucun brouillage ne doit être causé aux récepteurs du SRS. Pour ce qui est des liaisons SIS à longue distance, les valeurs les plus défavorables des rapports de protection peuvent devenir inférieures à 40 dB pour $\theta_2 > 80°$ et $\theta_1 \approx 0°$.

4. Conclusions

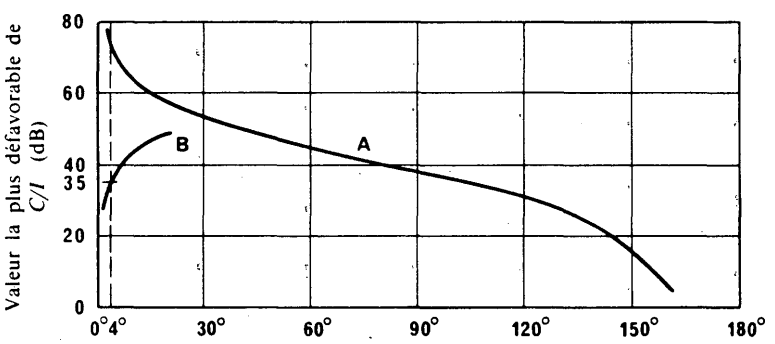
Compte tenu des hypothèses techniques admises pour cette étude, et qui pourraient prendre des valeurs différentes dans l'avenir, on peut formuler les conclusions suivantes:

- dans le cas d'une liaison inter-satellites à courte distance avec espacement orbital de 4° environ, on n'aura peut-être pas avantage à placer un SRS dans une position intermédiaire: il sera peut-être préférable de la placer en dehors de l'arc orbital occupé par les deux satellites SIS;
- lorsque l'espacement orbital entre deux satellites SIS est égal ou supérieur à 10°, il est possible d'intercaler un satellite de radiodiffusion entre ces deux satellites. Plus l'espacement des satellites SIS sera grand, plus l'arc orbital qu'ils définissent s'étendra et plus nombreux seront les satellites de radiodiffusion qui pourront y trouver place;
- pour ce qui est du brouillage susceptible d'être causé au récepteur SRS par une émission SIS, il se peut qu'aucun ne soit le fait de liaisons SIS à courte distance, avec antenne de poursuite: toutefois, le cas de brouillage le plus défavorable peut se présenter du fait de liaisons SIS à courte distance, sans antenne de poursuite, si l'espacement orbital entre deux satellites SIS est inférieur à 6° et presque nul entre deux satellites SRS et SIS. Si les satellites SIS ont des erreurs de pointage telles que celles qui figurent dans le Tableau II, il se peut alors qu'il ne se produise aucun brouillage.

Il y aura lieu de poursuivre l'étude pour déterminer l'intensité du brouillage pour des satellites de radiodiffusion et du SIS de caractéristiques différentes.



a) θ_2 en fonction de l'espacement orbital, θ_1, entre SIS 1 et SRS, pour C/I = 40 dB



b) θ_2 en fonction de C/I, pour θ_1 = 0°

FIGURE 4 – *Espacement orbital entre deux satellites SIS, θ_2, et la valeur la plus défavorable du rapport de brouillage C/I au récepteur du SRS*

Courbes A: SIS avec antennes de satellite équipées pour la poursuite

B: SIS avec antennes de satellite non équipées pour la poursuite

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1978-82]: **a.** 10-11S/26 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 10-11S/136 + Add. 1 (Etats-Unis d'Amérique); **c.** 10-11S/115 (Japon).

RAPPORT 809-3*

PARTAGE INTERRÉGIONAL DE LA BANDE 11,7-12,75 GHz ENTRE LE SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE ET LE SERVICE FIXE PAR SATELLITE

(Question 1/10 et 11, Programme d'études 1A/10 et 11)

(1978-1982-1986-1990)

1. Introduction

A la suite des différentes attributions régionales au service fixe par satellite et au service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz, on se trouve confronté à plusieurs situations de partage interrégional entre ces services de radiocommunications spatiales.

La Conférence administrative mondiale des radiocommunications chargée d'établir un plan pour le service de radiodiffusion par satellite dans la bande de fréquences des 12 GHz, Genève, 1977 a pris les mesures suivantes:

- elle a adopté un Plan détaillé d'assignations de positions orbitales et d'assignations de fréquence pour le service de radiodiffusion par satellite dans la Région 1 (11,7 à 12,5 GHz) et dans la Région 3 (11,7 à 12,2 GHz),
- elle a adopté un ensemble de dispositions régissant le service de radiodiffusion par satellite dans la Région 2, en attendant qu'un plan détaillé soit élaboré. Il est prévu, dans ces dispositions, que l'arc orbital disponible soit divisé en portions distinctes qui seront attribuées au service de radiodiffusion par satellite et au service fixe par satellite, et qu'une Conférence administrative régionale se tiendra au plus tard en 1982 en vue d'établir un plan détaillé pour le service de radiodiffusion par satellite et le service fixe par satellite dans la Région 2 (voir la Recommandation N° Sat-8 de la CAMR-RS-77, ainsi que la Résolution N° 701 de la CAMR-79).

Par la suite, la CAMR-79 a attribué des bandes de fréquences distinctes aux deux services spatiaux de la Région 2, ce qui élimine la nécessité de segmenter l'arc orbital (voir la Résolution N° 504 de la CAMR-79). La bande attribuée au service de radiodiffusion par satellite a une limite inférieure de 12,2 GHz (cette limite a été déterminée à la Conférence administrative régionale des radiocommunications (CARR SAT-83)) et une limite supérieure de 12,7 GHz. Les diverses situations de partage entre les services spatiaux sont récapitulées au Tableau I qui contient des références aux renvois pertinents du Règlement des radiocommunications. Le Tableau I ne comprend pas les services de radiocommunications de Terre auxquels est attribuée la bande 11,7 à 12,75 GHz.

Le Rapport 207 donne les caractéristiques de systèmes fixes par satellite type. Toutefois, dans la Région 1, la bande 12,5 à 12,75 GHz est attribuée en exclusivité au service fixe par satellite, ce qui peut alors faire adopter des paramètres différents de ceux qui sont retenus lorsque ce service doit utiliser ses bandes en partage avec d'autres services.

Note. – Les renvois 848, 849 et 850 du Règlement des radiocommunications prévoient l'attribution de cette bande en partage avec d'autres services dans certains pays de la Région 1.

2. Partage entre les services de radiodiffusion par satellite et fixe par satellite

La question du partage entre le service de radiodiffusion par satellite et le service fixe par satellite, notamment sur les trajets espace vers Terre, est une question de partage entre des réseaux dissemblables (non homogènes). Les facteurs qui tendent à améliorer l'utilisation de la ressource orbite-spectre sont assez bien compris. La mesure dans laquelle on peut, en fait, tirer parti de ces facteurs dépend de contraintes nombreuses touchant à l'exploitation, à l'économie et à la conception.

Le partage entre le service de radiodiffusion par satellite des Régions 1 et 3 et le service fixe par satellite de la Région 2 et vice versa est un cas de partage entre réseaux dissemblables, présentant des caractéristiques particulières:

- les zones desservies par les deux services sont généralement séparées par de vastes étendues d'eau dont les frontières ont une orientation nord-sud, ce qui facilite le partage étant donné que la discrimination des lobes latéraux de l'antenne de la station spatiale aura tendance à réduire le brouillage.

Les Régions 1 et 3 en 1977 comme la Région 2 en 1983 ont établi des Plans détaillés pour le service de radiodiffusion par satellite.

---

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 4.

TABLEAU I – *Situations de partage entre le service fixe par satellite et le service de radiodiffusion par satellite dans la bande des 12 GHz*

Bande de fréquences (GHz)	Région 1	Région 2	Région 3
11,7 – 12,1	SRS (E-T)	SFS (E-T) SRS (renvoi 836) (E-T)	SRS (E-T)
12,1 – 12,2	SRS (E-T)	SFS ou SRS (E-T) (renvoi 841)	SRS (E-T)
12,2 – 12,3	SRS (E-T)	SFS ou SRS (E-T) (renvoi 841)	SFS (renvoi 845) (E-T)
12,3 – 12,5	SRS (E-T)	SRS (E-T) SFS (renvoi 846) (E-T)	SFS (renvoi 845) (E-T)
12,5 – 12,7	SFS (E-T) (T-E)	SRS (E-T) SFS (renvoi 846) (E-T)	SFS (E-T) SRS (renvoi 847) (E-T)
12,7 – 12,75	SFS (E-T) (T-E)	SFS (T-E)	SFS (E-T) SRS (renvoi 847) (E-T)

E-T: espace-vers-Terre SFS: service fixe par satellite

T-E: Terre-vers-espace SRS: service de radiodiffusion par satellite

En principe, on peut déterminer les critères de partage entre ces services d'après la limite de puissance surfacique produite sur la zone devant être protégée, d'après l'espacement orbital minimal des stations spatiales dans les deux services, ou encore en combinant ces deux facteurs. L'Appendice 30 du Règlement des radiocommunications, qui traite de ce problème, a retenu la dernière solution.

En outre, si l'on considère que l'espacement nominal entre les stations spatiales du service de radiodiffusion par satellite dans la portion occidentale de l'arc desservant la Région 1 est égal à 6° d'après le Plan, on en déduit qu'une station spatiale du service fixe par satellite dont les caractéristiques sont spécifiées dans le Règlement des radiocommunications (le gain sur l'axe du faisceau principal de l'antenne réceptrice de la station terrienne est égal à 53 dB et le gain des lobes latéraux est donné par l'expression:

$$\text{Gain (dBi)} = 32 - 25 \log \varphi \qquad (1)$$

où φ est l'angle par rapport à l'axe principal, exprimé en degrés) pourrait être placée à mi-distance entre deux satellites de radiodiffusion desservant la Région 1, à condition que les caractéristiques de cette station soient telles qu'elle puisse tolérer une puissance surfacique brouilleuse d'environ -161 dB(W/m^2) produite par ces satellites. Il en résulte des restrictions sur la nature du service que peut fournir le système fixe par satellite; il en résulte aussi que certains systèmes vulnérables, tels que les systèmes à une seule voie par porteuse (SCPC) ou à 24 voies par porteuse, seraient dans l'impossibilité d'utiliser ces positions orbitales à certaines fréquences. Cependant, toutes les positions orbitales du Plan n'utilisent pas toutes les fréquences possibles, et l'on pourrait éventuellement loger de telles porteuses sur ces fréquences.

Des considérations analogues s'appliquent au partage entre le service fixe par satellite dans les Régions 1 et 3 et le service de radiodiffusion par satellite dans la Région 2.

Conformément à la Résolution N° 503 de la CAMR-79, le Plan de radiodiffusion par satellite dans la Région 2, adopté en 1983, devait tenir compte des services de radiodiffusion par satellite prévus dans les Régions 1 et 3 en cas de chevauchement des bandes de fréquences.

3. Séparation orbitale nécessaire entre les satellites du service fixe d'une région et les satellites de radiodiffusion d'une autre région [CCIR, 1978-82a et b]

Dans la bande 12,5 à 12,7 GHz, il se peut que des satellites de radiodiffusion de la Région 2 causent des brouillages à des stations terriennes du service fixe par satellite des Régions 1 et 3 et, de la même manière, dans la bande 11,7-12,2 GHz, il se peut que des satellites de radiodiffusion des Régions 1 et 3 causent des brouillages à des satellites du service fixe de la Région 2. Toutefois, ce risque est fortement réduit dans la plupart des cas du fait de la séparation entre zones de couverture et entre satellites.

La discrimination du diagramme de rayonnement d'antenne d'émission utilisé pour établir le Plan du SRS des Régions 1 et 3 (courbe A de la Fig. 1 du Rapport 810) est $\geqslant 30$ dB pour $\varphi/\varphi_0 \geqslant 1{,}6$, c'est-à-dire une séparation entre les zones de couverture supérieure à 1,6 fois l'ouverture de faisceau vue du satellite. Bien que l'enveloppe pour l'antenne d'émission de la Région 2 ne comporte pas un tel plateau, grâce à une conception soignée de cette antenne à l'aide de techniques de modelage des faisceaux et éventuellement en y incluant des zéros bien choisis, la discrimination réelle peut égaler ou dépasser cette valeur dans certaines directions particulières, au voisinage de la zone du faisceau principal [CCIR, 1982-86a].

Une réduction supplémentaire du risque de brouillage découle de la discrimination de l'antenne de réception de la station terrienne du SFS et par conséquent de la séparation angulaire entre satellites du SFS des Régions 1 et 3 et satellites de radiodiffusion dans la Région 2 et vice versa.

Si, par exemple, on considère le cas d'une petite station terrienne du SFS dotée d'une antenne ressemblant à une antenne de réception communautaire du SRS pour laquelle on pourrait utiliser le diagramme de référence de la courbe A' (Fig. 7 de l'Annexe 5 à l'Appendice 30 (ORB-85) du Règlement des radiocommunications), on obtient une discrimination de 35 dB pour une valeur du rapport φ/φ_0 tout juste inférieure à 10. Si donc on suppose que l'ouverture de cette antenne est de 1°, ce qui est la dimension minimale pour une antenne de réception communautaire d'après l'Annexe 8, une séparation d'environ 10° entre les positions des satellites procurerait une discrimination de 35 dB dans la *même* zone de service.

Compte tenu de la discrimination due *à la fois* à la séparation des zones de couverture et à celle des satellites, et en admettant une séparation des zones de couverture égale (comme ci-dessus) à 1,6 fois l'ouverture angulaire pour une discrimination de 30 dB, on note que l'on obtiendra un supplément de discrimination de 10 dB – ce qui la porte à 40 dB – (d'après la Fig. 7 de l'Annexe 5 à l'Appendice 30 (ORB-85) du RR) pour $\varphi/\varphi_0 = 1$, ce qui représente une séparation entre satellites de 1° pour l'antenne de réception admise.

Bien que les exemples ci-dessus illustrent le principe de recourir à la fois à la séparation des zones de couverture et à la séparation angulaire entre satellites pour déterminer la nécessité de la coordination entre le SRS dans une Région et le SFS dans une autre Région, la nécessité de cette coordination dépend dans la réalité des systèmes en cause et on peut la déterminer rapidement par le simple calcul indiqué ci-dessous:

La coordination n'est pas requise si:

$$D_{B\,SAT} + D_{F\,Rx} > p.i.r.e._{B\,SAT} - p.i.r.e._{F\,SAT} + PR \qquad (2)$$

où

$D_{B\,SAT}$: discrimination de l'antenne d'émission du satellite de radiodiffusion

$D_{F\,Rx}$: discrimination de l'antenne de réception de la station terrienne du service fixe par satellite

$p.i.r.e._{B\,SAT}$: p.i.r.e. du satellite de radiodiffusion

$p.i.r.e._{F\,SAT}$: p.i.r.e. du satellite du service fixe

PR: rapport de protection nécessaire par le trajet descendant du service fixe par satellite.

A titre d'exemple, prenons une $p.i.r.e._{B\,SAT}$ de 60 dBW et une $p.i.r.e._{F\,SAT}$ de 40 dBW ainsi qu'une antenne de station terrienne du service fixe par satellite de 3,6 mètres de diamètre ($\varphi_0 = 0{,}5°$). Avec un espacement d'au moins 1,6 ouverture entre les zones de couverture respectives, on obtiendra une discrimination $D_{B\,SAT} \geqslant 30$ dB. Pour un rapport de protection de 35 dB, la discrimination requise $D_{F\,Rx}$ de 25 dB sera obtenue pour φ/φ_0 d'une valeur d'environ 4 (d'après la courbe A' de la Fig. 7 mentionnée ci-dessus), ce qui correspond à un espacement angulaire de 2° entre le satellite du service fixe et le satellite de radiodiffusion.

Certaines situations précises de brouillage doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

Il convient de noter que, tandis que le diamètre de l'antenne de réception du SFS diminue, $D_{F\,Rx}$ diminue dans les mêmes proportions, ce qui détériore la situation de partage. Cependant, le gain de l'antenne du SFS diminue comme le carré de ce qui précède. Si dans le cas où les autres paramètres de l'équation de la liaison sont destinés à la petite antenne du service fixe, il faut que la $p.i.r.e._{F\,SAT}$ augmente en même temps comme le carré, de manière à améliorer la situation en matière de partage. Ce qui précède revient à dire que l'emploi de petites antennes de réception du SFS (et par conséquent de plus fortes p.i.r.e. dans les satellites de ce service) réduit l'hétéogénéité entre les systèmes du SFS et ceux du SRS.

Le Rapport 873 évoque la situation générale du partage interrégional en donnant plusieurs exemples de systèmes du SFS. Il convient d'attirer l'attention sur le fait que le partage pourrait créer des difficultés pour certains espacements orbitaux entre les satellites de radiodiffusion et les satellites du SF si l'on utilisait les critères particuliers et les paramètres admis pour les systèmes du SFS dans le Rapport 873.

En particulier, le Rapport 873 traite des brouillages entre le service fixe par satellite et les assignations figurant dans le plan du service de radiodiffusion par satellite pour les trois Régions de l'UIT. Par ailleurs, la Résolution N° 42 de la CAMR ORB-88 a introduit le concept de systèmes intérimaires dans le plan de la Région 2.

Cette Résolution prévoit des systèmes intérimaires qui pourraient être exploités par des administrations pour une durée pouvant aller jusqu'à 10 ans, avec des caractéristiques qui diffèrent des assignations faites aux administrations, notamment en ce qui concerne l'utilisation de p.i.r.e. supérieures, les caractéristiques de modulation, les zones de couverture ou les combinaisons de zones de couverture, ou la direction de polarisation. Ces différences pourraient accroître les risques de brouillage inadmissibles (voir l'Annexe à la Résolution N° 42).

De même, comme indiqué dans la Résolution N° 519 de la CAMR ORB-88, il appartient à une conférence compétente future d'envisager l'introduction de systèmes intérimaires du SRS dans les Régions 1 et 3 également.

Des études [CCIR, 1986-90a] ont montré que les limites de puissance surfacique fixées dans la Résolution N° 42 ne conviennent peut-être pas pour protéger tous les réseaux du SFS qui utilisent un système de transmission numérique, comme l'indique le Rapport 873. Par conséquent, pour établir, le cas échéant, ces procédures pour les systèmes intérimaires dans les Régions 1 et 3, il convient de tenir dûment compte du partage entre systèmes du SRS et réseaux du SFS,

Des études supplémentaires ont été faites sur la base de caractéristiques et de critères spécifiques légèrement différents pour les systèmes du SFS. La Fig. 1 indique le résultat obtenu en ce qui concerne les espacements angulaires topocentriques requis entre les satellites de radiodiffusion et ceux du service fixe, pour chacun des systèmes du SFS considéré.

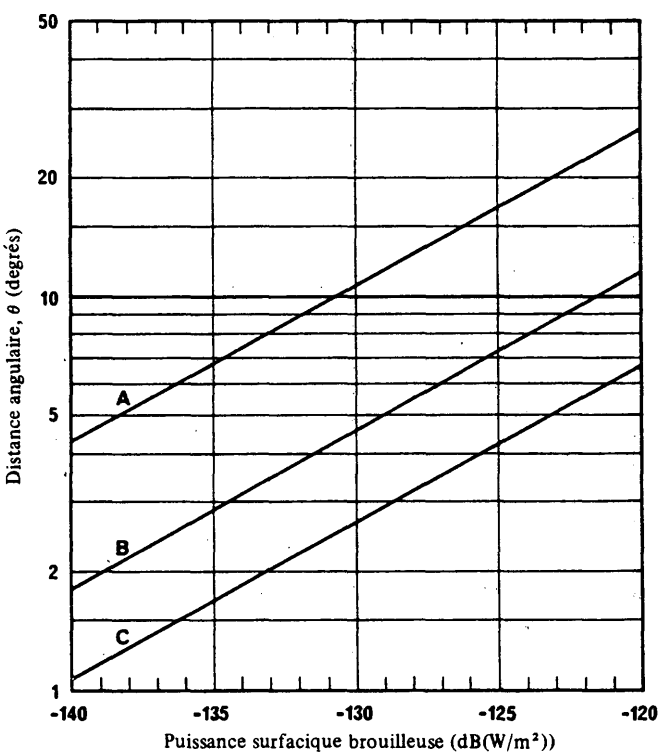


FIGURE 1 – *Séparation angulaire en fonction de la puissance surfacique brouilleuse*

$25 \log \theta = C/I - C/T - 10 \log T$ + puissance surfacique – 11,3

Courbes A : SCPC/MDP (C/I = 18 dB, C/T = –172 dB(W/K), T = 200 K)

B : MRF/MF (C/I = 28 dB, C/T = –150 dB(W/K), T = 100 K)

C : Transmission de données à large bande (N/I = 14 dB, T = 500 K, B = 2,4 MHz)

On observe que, d'une manière générale, les systèmes à une seule voie par porteuse (SCPC) nécessitent une protection plus grande que les systèmes à large bande.

Dans les régions qui entourent le détroit de Béring et le Danemark, il sera probablement fort difficile d'obtenir une séparation notable entre les zones de service, si bien que l'unique source de discrimination résidera dans la séparation entre les positions des satellites; elle risque d'être dans tous les cas insuffisante pour assurer des marges de protection adéquates. On ne parviendra donc peut-être pas à réaliser un partage interrégional sur une même fréquence. De telles conditions de partage sont évidemment défavorables. Un des palliatifs possibles consisterait à décider d'utiliser des stations terriennes de réception du SFS ayant une sensibilité dans les lobes latéraux réduite de 10 dB là où elles occupent les positions les plus proches de la zone de service du SRS de la Région 2. S'agissant du SRS, on peut peut-être envisager d'utiliser une très forte décroissance dans les lobes latéraux de l'antenne des satellites du SRS [CCIR, 1982-86a], de manière à permettre aux stations terriennes du SFS de la Région 1 d'assouplir les tolérances strictes susmentionnées en matière de sensibilité dans les lobes latéraux afin de revenir à des valeurs plus normales à mesure qu'augmente la distance par rapport à la zone de service du SRS dans la Région 2. Dans les régions où l'Afrique occidentale et la partie orientale de l'Amérique du Sud sont le plus proches, on pourra obtenir une certaine discrimination par la zone de service du fait des diagrammes des antennes des stations spatiales, cela en fonction des zones de couverture choisies. Il conviendra de choisir les zones de couverture d'une part pour le SFS de l'Afrique occidentale et d'autre part pour le SRS de la partie orientale de l'Amérique du Sud en tenant compte de cette possibilité. De plus, on pourra améliorer la situation de partage en choisissant avec soin des antennes à faisceau modelé à bord des engins spatiaux.

La Fig. 2 indique comment la sensibilité dans les lobes latéraux peut être assouplie avec la distance pour diverses ouvertures supposées des faisceaux (ouvertures de «pinceau») des satellites du SRS.

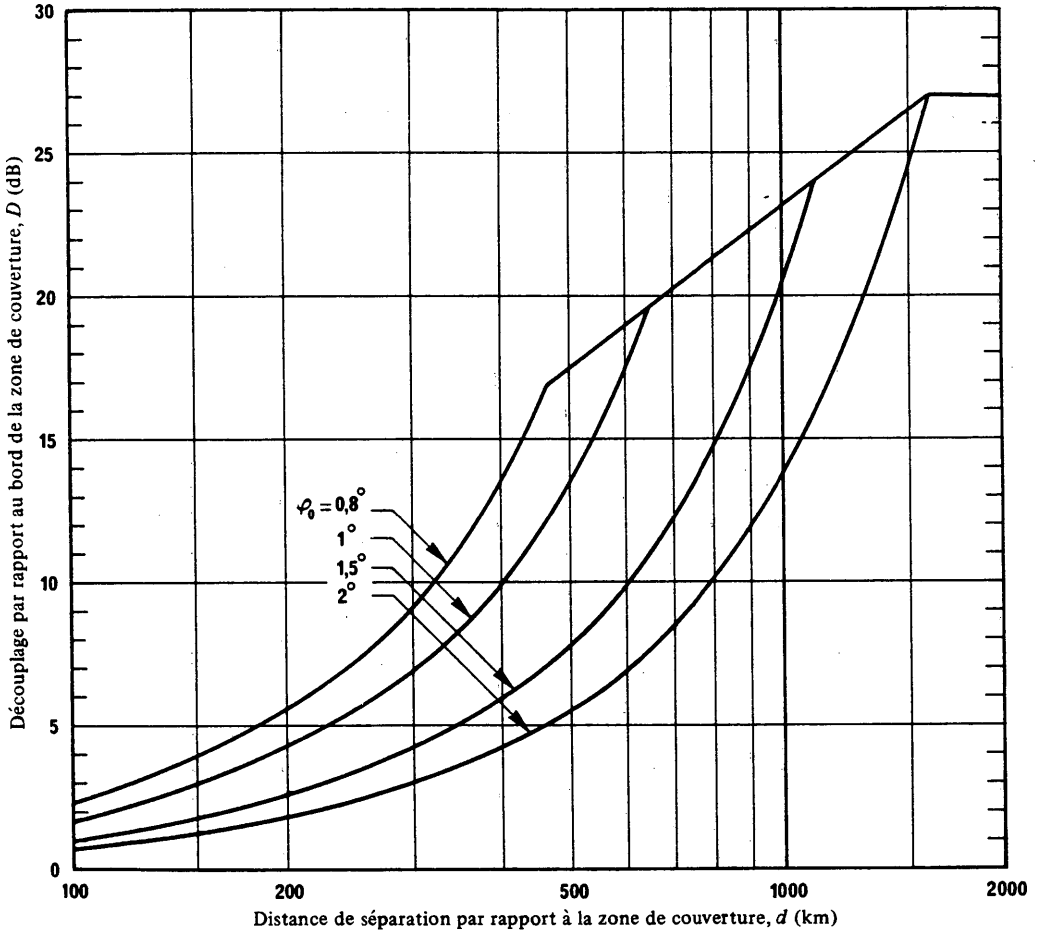


FIGURE 2 – *Découplage par rapport au bord de la zone de couverture, en fonction de la distance de séparation au sol est-ouest*

φ_0: ouverture de faisceau du satellite de radiodiffusion

L'Annexe 6 à l'Appendice 30 (ORB-85) du RR renferme des directives en matière de protection. Cependant, les conditions relatives à la puissance de brouillage (pW0p) ne sont pas immédiatement utilisables dans cette équation. Il est indispensable d'étudier plus à fond la conversion de la puissance de brouillage (en pW0p) en une condition de protection utilisable sous forme d'un rapport porteuse/brouillage.

4. Utilisation de l'absorption atmosphérique dans les calculs interrégionaux

L'Appendice 30 (ORB-85) du Règlement des radiocommunications et les Actes finals de la CARR SAT-83, Partie I, dans leurs Annexes 1 respectives (concernant les modifications à apporter aux Plans respectifs), donnent les valeurs de la puissance surfacique induite par le SRS d'une région dans une autre région, pour lesquelles il faudrait entreprendre la coordination, vis-à-vis du service fixe par satellite. D'autre part, dans leurs Annexes 4 respectives, ces textes donnent les valeurs de la puissance surfacique induite par le SFS d'une région dans une autre région, pour lesquelles il faudrait entreprendre la coordination, vis-à-vis du SRS. Les calculs dans le sens des Régions 1 et 3 vers la Région 2 sont fondés sur l'utilisation de l'absorption atmosphérique (Annexe 6, § 2, Partie I des Actes finals de la CARR SAT-83). La Résolution N° 9 de la CARR SAT-83 traite, entre autres, de l'utilisation de l'absorption atmosphérique en sens opposé également.

Une étude de l'absorption atmosphérique figure au § 5.3 du Rapport 631.

5. Conclusions

Le partage entre les services dans les différentes régions obéit aux critères de partage adoptés par la CAMR-RS-77 et par la CAMR-79 (en particulier l'Appendice 30 et les Résolutions N^{os} 31, 34, 700, 701, 703 et la Recommandation N° 708). Les caractéristiques des systèmes, adoptées dans les Plans pour le service de radiodiffusion par satellite dans les Régions 1 et 3 par la CAMR-RS-77 et dans la Région 2 par la CARR SAT-83, imposent des restrictions à l'utilisation de certaines positions orbitales à proximité et entre les stations spatiales des Plans pour certains services fixes par satellite vulnérables. Ces restrictions peuvent être assouplies dans une certaine mesure grâce à une conception spéciale de l'antenne du satellite de radiodiffusion.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1978-82]: **a.** 10-11S/27 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 10-11S/131 (Etats-Unis d'Amérique).

[1982-86]: **a.** 4/230(10-11S/141) (Canada).

[1986-1990]: **a.** 10-11S/168 (INTELSAT).

RAPPORT 807-3*

RAYONNEMENTS NON DÉSIRÉS** DES STATIONS SPATIALES DE SATELLITES DE RADIODIFFUSION

(Question 1/10 et 11, Programme d'études 2E/10 et 11)

(1978-1982-1986-1990)

1. Introduction

Les stations spatiales du service de radiodiffusion par satellite peuvent rayonner des p.i.r.e. élevées; en conséquence, les rayonnements non désirés peuvent produire des brouillages dans les réseaux qui utilisent, pour d'autres services, des bandes adjacentes et des bandes en relation harmonique. Le présent Rapport étudie les rayonnements non désirés en provenance des stations spatiales fonctionnant dans toutes les bandes attribuées au service de radiodiffusion par satellite. Il contient en particulier quelques résultats provisoires d'études relatives aux rayonnements non désirés en provenance du répéteur d'un satellite de radiodiffusion aux limites de la bande des 12 GHz.

2. Sources possibles de rayonnement non désiré des satellites de radiodiffusion

Les causes du rayonnement non désiré dans des bandes adjacentes du répéteur d'un satellite de radiodiffusion, fonctionnant au voisinage de la limite d'une bande de fréquences de son service, sont:

- le rayonnement dû au changement de fréquence;
- un affaiblissement insuffisant des signaux dans les canaux adjacents dans le réseau d'aiguillage du répéteur du satellite, ce qui entraîne des produits d'intermodulation du troisième ordre;
- le bruit thermique engendré par le répéteur du satellite;
- l'étalement du spectre du signal, dû à des non-linéarités.

Dans ce qui suit, on tentera d'établir la variation de la densité spectrale de puissance surfacique en fonction de la différence de fréquence, en prenant comme origine la fréquence centrale du canal. Les valeurs absolues de cette densité sont liées au maximum imposé à la puissance surfacique pour la télévision, comme indiqué dans le Rapport 215, par exemple.

Dans ce cas, le rayonnement non essentiel en relation harmonique provenant d'un satellite de radiodiffusion constitue aussi une autre source possible de rayonnement non désiré au-delà des bandes adjacentes.

2.1 Rayonnements non essentiels dus aux conversions de fréquence

Lorsqu'on met en exploitation des systèmes du SRS, il faut tenir compte des rayonnements non essentiels produits par les changements de fréquence et par l'oscillateur local.

Les Tableaux I et II présentent, pour des conversions de fréquence types en Région 2, des exemples de fréquences de liaison descendante qui seraient perturbées par des produits harmoniques d'ordre élevé (jusqu'au 10ème ordre) dus au changement de fréquence. Il en va de même, en général, pour les Régions 1 et 3.

---

* Le présent Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 1 et de la CEI.

** Rayonnements non désirés: ensemble des rayonnements non essentiels et des rayonnements provenant des émissions hors bande. Voir les numéros 138, 139 et 140 du Règlement des radiocommunications.

Etant donné les effets des brouillages causés par des composantes parasites rayonnées par une voie du SRS dans une autre, les marges de protection propres au plan des liaisons descendantes du SRS ne devraient pas être notablement dégradées par un tel facteur de mise en oeuvre. Ce facteur sera sans doute uniquement significatif pour un brouillage provenant d'un satellite occupant la même position et dans le cas de certaines valeurs de conversion de fréquence entre 2 liaisons de connexion et leur liaison descendante associée. Dans les Régions 1 et 3, compte tenu des différences de puissance possibles entre porteuses de liaison descendante et de la possibilité de multiples signaux brouilleurs, une limite appropriée pour la puissance totale des rayonnements non essentiels rayonnés par une voie quelconque de satellite SRS tombant dans une voie quelconque de liaison descendante est de l'ordre de 55 dB en-dessous de celle de la porteuse principale, c'est-à-dire la porteuse provenant de la voie causant le brouillage. Cette valeur est facilement réalisable, par exemple, dans le cas d'un satellite utilisant une conversion de fréquence à 5,6 GHz conformément au Plan des Régions 1 et 3. La conversion à deux fréquences réduit le niveau des rayonnements non essentiels dans la bande. Ces techniques peuvent être appliquées si nécessaire. Le niveau d'interférence effectivement requis pour protéger d'autres voies contre cette source de brouillage exige un complément d'étude.

2.2 *Produits d'intermodulation causés par un affaiblissement insuffisant des canaux adjacents*

Un réseau d'aiguillage étudié soigneusement et inséré dans une partie du répéteur à caractéristique relativement linéaire doit permettre de réduire la puissance du signal dans les canaux adjacents à un degré tel que les produits d'intermodulation qui tombent dans la bande adjacente soient d'un niveau acceptable.

2.3 *Rayonnement non désiré dû à la puissance du bruit thermique produit par le répéteur d'un satellite de radiodiffusion*

Le bruit thermique affectant le trajet descendant est causé par l'interaction du bruit thermique et de la porteuse radioélectrique dans l'amplificateur de puissance, par la non-linéarité, par l'amplification et la transmission du bruit du récepteur et par la réémission du bruit reçu sur la liaison de connexion.

La Fig. 1 représente la variation calculée [CCIR, 1974-78a] de la densité spectrale de puissance surfacique du bruit thermique en fonction de la fréquence. Les deux courbes correspondent à des conditions de filtrage différentes, qui sont indiquées sur la figure.

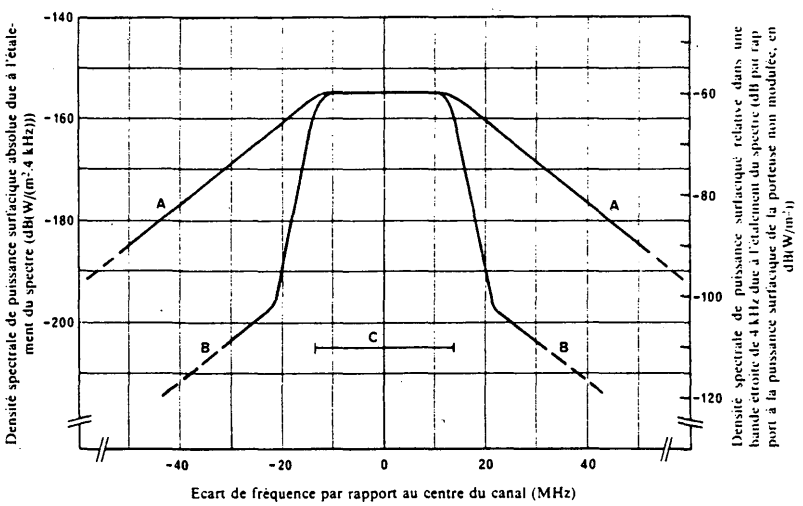


FIGURE 1 – *Enveloppes types de la densité spectrale de puissance du bruit thermique rayonné par l'amplificateur de puissance de sortie d'un satellite de radiodiffusion*

Courbes A: répéteur à filtrage ordinaire

B: répéteur à filtre supplémentaire monté en amont de l'amplificateur (caractéristique de fonctionnement estimée)

C: largeur de bande nominale du canal (27 MHz)

Note. – Les spectres représentés par les courbes A et B impliquent la présence d'une porteuse radioélectrique correspondant à une puissance surfacique de −94 dB(W/m²) au centre de l'empreinte du faisceau et à un rapport de puissance porteuse/bruit de 20 dB environ à la sortie du répéteur. En l'absence de porteuse, les enveloppes spectrales du bruit thermique augmentent de 9 dB environ.

2.4 *Etalement du spectre du signal radioélectrique sous l'effet de non-linéarité*

Une limitation de la bande sur la liaison de connexion et dans le répéteur entraîne des variations de la puissance de la porteuse à l'entrée de l'amplificateur de puissance de cet appareil. Il s'agit normalement d'un amplificateur saturé, avec conversion de modulation d'amplitude en modulation de phase, de sorte que les variations de puissance engendrent une intermodulation en radiofréquence dont certains produits se trouvent hors bande. Comme l'affaiblissement hors bande du filtre de sortie du répéteur est généralement limité, il est peu vraisemblable que ce filtre élimine efficacement les produits d'intermodulation qui sont proches des limites de la bande.

Pour réduire ces produits d'intermodulation, on peut augmenter la largeur de bande sur la liaison de connexion et celle du répéteur en amont de l'amplificateur de puissance, mais cela augmente aussi la largeur de bande du bruit du système (voir le § 2.3).

Le spectre effectivement rayonné par le satellite dépend beaucoup des caractéristiques du signal de télévision transmis. La Fig. 2 présente à ce sujet des résultats, calculés sur ordinateur [CCIR, 1974-78a], à titre d'illustration. Pour calculer la courbe B de la Fig. 2, on a utilisé un signal d'essai de télévision inséré dans la ligne 330, avec excursion crête à crête de 13 MHz. Le signal utilisé pour les calculs de la courbe A de la Fig. 2 se composait de barres de couleur saturée à 100%. Il convient de noter que ce signal n'est pas utilisé normalement en radiodiffusion. Une sous-porteuse son avec excursion crête-à-crête de 5,6 MHz était associée au signal d'image dans les deux cas.

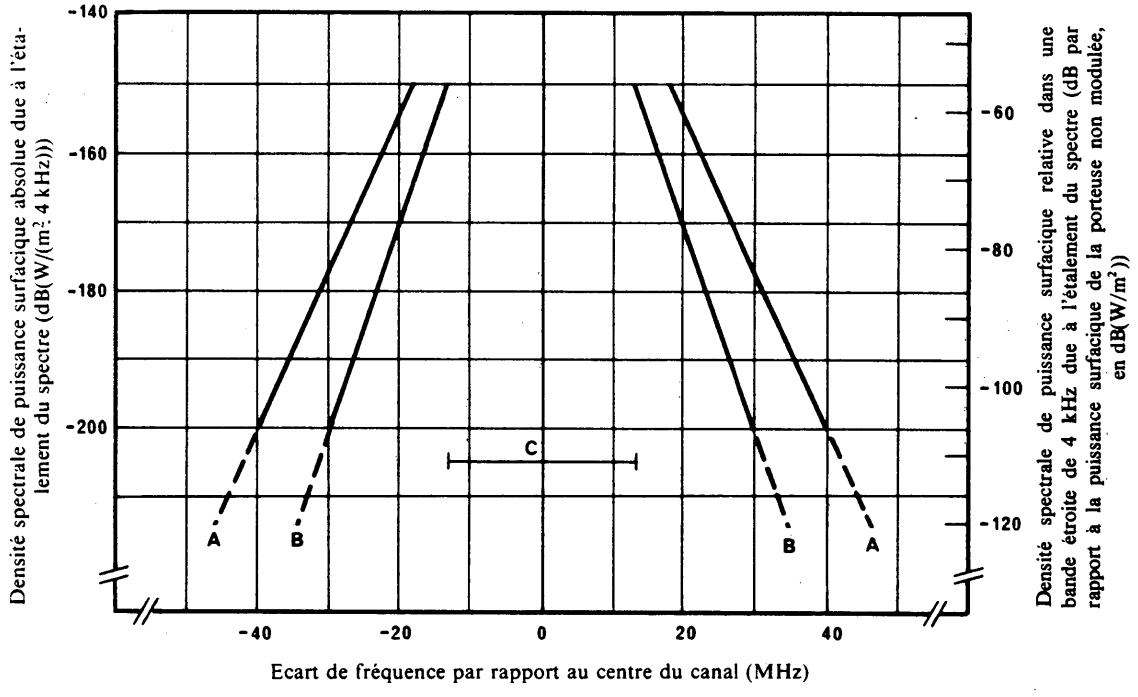


FIGURE 2 – *Enveloppes hors bande types du spectre en radiofréquence rayonné par un satellite de télévision*

Courbes A: enveloppe pour un signal dans la bande de base, constitué par une barre de couleur saturée à 100% le modulateur étant couplé en courant alternatif

B: enveloppe pour un signal d'essai d'insertion dans la ligne 330, le modulateur étant couplé en courant alternatif

C: largeur de bande nominale du canal (27 MHz)

Note 1. – Pour l'échelle de gauche, on suppose que la p.i.r.e. du satellite correspond à une puissance surfacique de -94 dB(W/m^2) dans l'axe du faisceau, pour une porteuse non modulée.

Note 2. – On suppose que la dispersion d'énergie est de $\pm 7{,}9$ kHz au minimum.

Note 3. – On suppose une préaccentuation selon la Recommandation 405.

Des données supplémentaires résultant de mesures réalisées en laboratoire [CCIR, 1978-82a] aux Etats-Unis indiquent quelles sont les enveloppes de la densité spectrale de puissance des signaux de télévision; elles sont reprises dans l'Annexe I. Le signal utilisé pour ces mesures était une porteuse MF avec une sous-porteuse numérique en audiofréquence (MDP-4) (débit binaire de 693 kbit/s pour une fréquence de sous-porteuse de 5,5 MHz) avec une barre de couleur NTSC à 75%. On a effectué des mesures pour les largeurs de bande de 18 MHz et de 27 MHz avec différentes excursions du signal (y compris les «sur-excursions»). Aucun signal de dispersion d'énergie n'a été utilisé et l'on n'a eu recours à aucun filtrage RF appréciable.

2.5 *Rayonnements non essentiels dus aux harmoniques*

L'Annexe II indique les harmoniques des diverses bandes attribuées au service de radiodiffusion par satellite et à d'autres services spatiaux qui fonctionnent dans ces bandes de fréquences. Des études menées par les Etats-Unis d'Amérique ont montré que si les rayonnements non essentiels sur les harmoniques de la fréquence fondamentale sont inférieurs d'environ 60 dB au niveau de la fréquence fondamentale, le brouillage subi par d'autres services fonctionnant sur ces fréquences peut ne pas être important [CCIR, 1978-82b]. Toutefois, il faut choisir avec soin la fréquence de conversion pour que les harmoniques ne posent pas de problèmes dans la bande de fréquences utile. Les Tableaux I et II indiquent quelles fréquences de liaisons descendantes seraient perturbées par des harmoniques (jusqu'au 10^{e} ordre) pour des fréquences de conversion données (fréquence de l'oscillateur local sur le satellite).

Les critères généraux de protection comprennent: le niveau de puissance, la fraction couverte de l'ensemble de la voûte céleste et le pourcentage de temps dépassé. La protection est généralement assurée par un partage géographique; un partage en visibilité directe est difficile à réaliser, la Fig. 3 donne les p.i.r.e. maximales admises en visibilité directe.

La probabilité de brouillage préjudiciable causé aux services indiqués dans l'Annexe II n'a pas été étudiée, sauf dans le cas décrit au § 3.3. Il faut donc en entreprendre l'étude.

3. Protection d'autres services contre les rayonnements non désirés

Au § 3.9 de l'Annexe 5 de l'Appendice 30 (ORB-85) du Règlement des radiocommunications, on trouve des considérations sur les bandes de garde nécessaires pour protéger les services qui fonctionnent dans des bandes adjacentes, contre les rayonnements non désirés d'un satellite de radiodiffusion dans la bande des 12 GHz pour les Régions 1 et 3.

Pour les stations spatiales du service de radiodiffusion par satellite fonctionnant dans d'autres bandes, les services exploités dans les bandes adjacentes peuvent être protégés de la même façon en établissant des bandes de garde appropriées. La largeur de ces bandes de garde dépend des décisions qui seront prises concernant les niveaux minimaux à protéger, les techniques actuelles de filtrage (par exemple, valeur de l'affaiblissement en dB/MHz) et de la largeur de bande d'émission du service de radiodiffusion par satellite.

La largeur des bandes de garde dépend aussi de l'application équitable du principe de partage des contraintes de protection, c'est-à-dire que les services exploités dans les bandes adjacentes doivent avoir recours à des appareils permettant d'obtenir une protection maximale contre le brouillage qui se produit hors de la bande nécessaire à un service de qualité satisfaisante (voir par exemple, numéro 301 du Règlement des radiocommunications).

Des études menées par les Etats-Unis d'Amérique ont montré que les rayonnements non désirés se produisant hors de la bande attribuée peuvent être réduits par des filtres assurant, par exemple, un affaiblissement de 2 dB/MHz, qui pourrait aller jusqu'à atteindre 80 dB, selon la conception du filtre, mais cet affaiblissement peut ne pas être atteint à des fréquences très éloignées de la porteuse.

3.1 *Service fixe par satellite*

Le Rapport 712 concerne la protection des stations terriennes du service fixe par satellite qui fonctionnent dans des bandes de fréquences adjacentes, contre les rayonnements non désirés provenant de stations spatiales de 12 GHz montées à bord de satellites de radiodiffusion; on y trouve les valeurs maximales admissibles pour la puissance surfacique à la limite de la bande, telles que le brouillage ne dépasse pas 500 pW0p dans le canal le plus défavorisé d'une porteuse MRF-MF du service fixe par satellite dont la station spatiale occupe la même position et dessert la même zone.

A 12,5-12,75 GHz, la valeur indiquée pour un système du service fixe par satellite (SFS) spécifique est de $-171{,}2$ dB(W/(m^2 · 4 kHz)). Aucune limite de ce genre n'est définie pour la bande de fréquences 12,1-12,2 GHz.

TABLEAU I – *Fréquences espace vers Terre du SRS dans la Région 2 affectées par le produit du mélange harmonique de* $(9f_{OL} - 2f_{LC})$

Fréquence espace vers Terre (GHz)	Fréquence de l'oscillateur local (GHz)	Fréquence de la liaison de connexion (GHz)
12,11	5,19	17,30
12,13	5,20	17,33
12,16	5,21	17,37
12,18	5,22	17,40
12,20	5,23	17,43
12,23	5,24	17,47
12,25	5,25	17,50
12,27	5,26	17,53
12,30	5,27	17,57
12,32	5,28	17,60
12,34	5,29	17,63
12,37	5,30	17,67
12,39	5,31	17,70
12,41	5,32	17,73
12,44	5,33	17,77
12,46	5,34	17,80
12,48	5,35	17,83
12,51	5,36	17,87
12,53	5,37	17,90
12,55	5,38	17,93
12,58	5,39	17,97
12,60	5,40	18,00

TABLEAU II – *Fréquences espace vers Terre du SRS dans la Région 2 affectées par le produit des mélanges harmoniques de* $(6f_{OL} - f_{LC})$ et de $(3f_{OL} - 8f_{LC})$

Fréquence espace vers Terre (GHz)	Fréquence de l'oscillateur local (GHz)	Fréquence de la liaison de connexion (GHz)
12,50	5,00	17,50
12,52	5,01	17,53
12,53	5,01	17,54
12,55	5,02	17,57
12,57	5,03	17,60
12,58	5,03	17,61
12,60	5,04	17,64
12,62	5,05	17,67
12,63	5,05	17,68
12,65	5,06	17,71
12,67	5,07	17,74
12,68	5,07	17,75

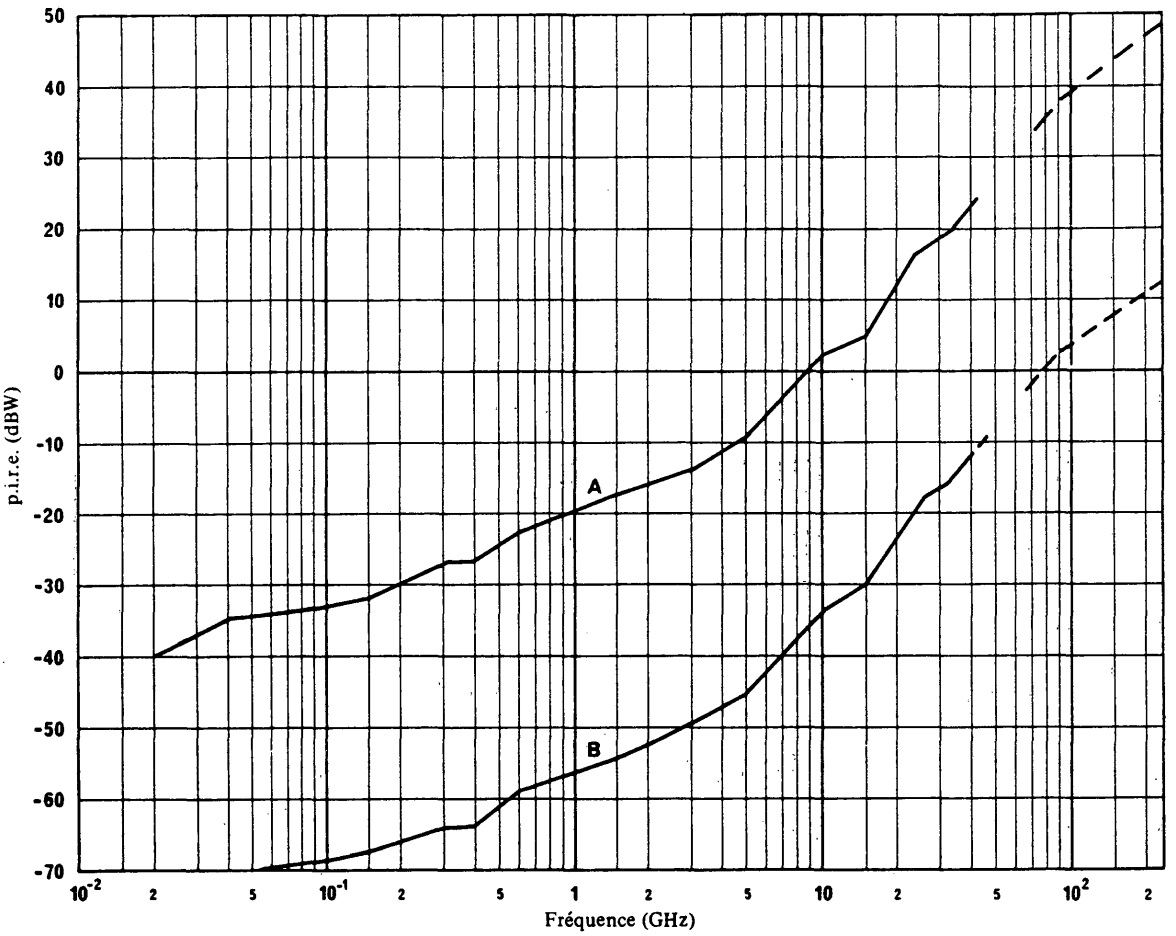


FIGURE 3 – *Valeur maximale admissible pour la p.i.r.e. des émetteurs en partage avec un observatoire de radioastronomie en visibilité directe*

Courbes A : émetteur spatial situé sur l'orbite des satellites géostationnaires

B : émetteur de Terre situé à 600 km

Pour rendre compatibles les émissions non désirées provenant des stations spatiales du service de radiodiffusion par satellite (SRS) et les niveaux admissibles de brouillage dans les stations terriennes du SFS, on peut devoir associer les opérations suivantes:

a) effectuer une séparation angulaire adéquate entre la position orbitale du satellite dans le SRS et dans le SFS;

b) effectuer un filtrage adéquat à la sortie dans l'émetteur des stations spatiales du SRS et/ou dans les récepteurs des stations terriennes du SFS;

c) effectuer une séparation adéquate des fréquences entre le centre du canal le plus bas occupé par une émission provenant d'une station spatiale du SRS et la fréquence protégée, précédemment définie, du SFS.

Afin de réduire au minimum les restrictions *a priori* sur la conception des systèmes dans les deux services, il n'est peut-être pas souhaitable ou pas pratique de se fier uniquement aux conditions de filtrage, comme l'expose le point b) ci-dessus; cependant, une relation entre, d'une part, les caractéristiques pertinentes des systèmes, y compris l'espacement orbital entre emplacements des satellites et, d'autre part, la séparation des fréquences entre la «fréquence protégée» et la fréquence centrale du canal, telle que l'exposent les points a) et c) ci-dessus, peut être établie.

3.2 *Services fixe et mobile*

Le Rapport 789 contient une étude sur les brouillages causés aux services fixe et mobile par les rayonnements non désirés des satellites de radiodiffusion.

3.3 *Service de radioastronomie*

Des études ont montré que les rayonnements harmoniques produits dans certains canaux des satellites de radiodiffusion des Régions 1 et 3, et tombant dans les bandes attribuées à la radioastronomie, doivent être supprimés à l'aide de filtres de sortie appropriés [CCIR, 1982-86a]. Les émissions non désirées, exprimées en densité spectrale de puissance rayonnée dans une direction quelconque vers la Terre, doivent être inférieures à -70 dB(W/Hz) dans la bande 23,6-24 GHz (canaux 5 à 15 dans le Plan pour les Régions 1 et 3) et être inférieures à -65 dB(W/Hz) dans la bande 36,4-36,5 GHz (canaux 22 à 24 dans le Plan pour les Régions 1 et 3), d'après les critères de protection énoncés dans le Rapport 224.

Pour calculer le niveau de ces émissions non désirées, on admet un gain de dispersion de fréquence de 61 dBHz pour la bande des 24 GHz, sur la base de 2 × 600 kHz, et de 63 dBHz pour la bande des 36 GHz, sur la base de 3 × 600 kHz.

Ces niveaux de rayonnement assureraient une protection mondiale des observations de radioastronomie contre les rayonnements harmoniques des satellites de radiodiffusion, à condition que le gain de l'antenne de radioastronomie en direction des positions des satellites de radiodiffusion ne soit pas supérieur à celui d'une antenne isotrope.

En règle générale, il faudra une suppression des harmoniques d'environ 60 dB pour assurer cette protection. Les filtres d'émission de conception classique peuvent assurer cette protection sans qu'il en résulte une augmentation importante du poids ou une dégradation de la qualité de fonctionnement.

3.4 *Service d'exploitation spatiale*

Il est actuellement envisagé de placer les signaux d'exploitation spatiale des satellites de radiodiffusion des Régions 1 et 3 dans les bandes de garde situées aux extrémités des bandes attribuées à la radiodiffusion par satellite ou aux liaisons de connexion. Des risques de brouillages de ces signaux par le spectre résiduel hors bande des signaux de télévision émis ou reçus par les satellites de radiodiffusion existent. Dans le cas de la liaison de connexion, le signal brouilleur prépondérant est le signal du canal adjacent à ces bandes de garde (canal 1 ou 40). Dans le cas de la liaison descendante, le problème est plus complexe: le signal de télévision du canal adjacent représente également un brouilleur potentiel, mais d'autres brouilleurs existent, notamment les produits d'intermodulation créés dans les répéteurs des satellites entre des signaux de télévision de canaux différents (par exemple, canaux 39 et 40) qui peuvent retomber dans la bande de télémesure.

Des essais sur ces risques de brouillage, effectués en France [CCIR, 1982-86b], ont fourni les conditions nécessaires pour assurer une bonne transmission des signaux d'exploitation spatiale. Le Rapport 1076 sur le service d'exploitation spatiale prend en compte les principaux résultats de ces essais.

4. Conclusions

On en conclut que les rayonnements parasites non désirés d'une station spatiale du service de radiodiffusion par satellite peuvent n'être pas négligeables; dans le cas de brouillage dans les bandes adjacentes, ils sont causés principalement par un bruit thermique et par la modulation de fréquence que le signal vidéo choisi imprime à l'onde porteuse. Les résultats qui figurent dans le présent Rapport peuvent servir le cas échéant à déterminer la largeur d'éventuelles bandes de garde entre la bande des 12 GHz et les bandes adjacentes utilisées pour d'autres services. Cependant, il convient d'agir avec prudence pour éviter d'appliquer les résultats du présent Rapport à des conditions différentes. Il faudra procéder à des études et à des mesures supplémentaires en la matière. S'il était possible d'utiliser, à la sortie du répéteur du satellite de radiodiffusion, des filtres RF ou des multiplexeurs à bande étroite ayant une coupure brusque pour délimiter le canal, cela permettrait de réduire la largeur des bandes de garde (CAMR-79).

On a fait mention également des conditions à satisfaire pour le service fixe par satellite, les services fixe et mobile et le service de radioastronomie, en ce qui concerne les rayonnements non désirés qui tombent dans des bandes adjacentes et en relation harmonique et dont il faut tenir compte pour la spécification du secteur spatial d'un système de radiodiffusion par satellite.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1974-78]: **a.** 11/117 (Italie).

[1978-82]: **a.** 10-11S/139 + Add.1 (Etats-Unis d'Amérique); **b.** 10-11S/28 (Etats-Unis d'Amérique).

[1982-86]: **a.** 10-11S/46 (UER); **b.** 10-11S/9 (France).

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

ANNEXE I

ÉMISSIONS NON DÉSIRÉES DE SATELLITES DE RADIODIFFUSION RÉSULTATS DE MESURES EN LABORATOIRE AU MOYEN D'UN SIMULATEUR DE RÉPONDEUR

1. Introduction

La présente Annexe expose les résultats de mesures faites en laboratoire sur les rayonnements non désirés d'un répéteur de satellite, les largeurs de bande et les caractéristiques du signal de télévision étant typiques de celles des systèmes qui pourraient fonctionner dans le service de radiodiffusion par satellite (SRS) de la Région 2. On trouvera ci-dessous des résultats valables pour deux largeurs de bande de filtrage et pour diverses excursions du signal.

2. Conditions des essais

Pour les mesures du spectre, on a utilisé un système M/NTSC sur une porteuse modulée en fréquence, avec une sous-porteuse son numérique à modulation de phase quadrivalente. Les essais ont été effectués avec plusieurs excursions différentes du signal vidéo mais, dans tous les cas, la sous-porteuse son était constituée d'un train de données à 693 kbit/s, avec une largeur de bande nominale de 0,8 MHz. La sous-porteuse son était centrée sur la fréquence 5,5 MHz dans la bande de base vidéo.

La bande de base vidéo composite était modulée en fréquence et passait dans un filtre passe-bande. La bande sortant du filtre passe-bande subissait ensuite une élévation de fréquence puis était appliquée au simulateur de satellite. A la sortie de ce simulateur était placé un analyseur de spectre chargé d'enregistrer la densité spectrale du signal. Aucun filtrage RF appréciable n'a été utilisé après l'amplificateur à tube à ondes progressives.

Un amplificateur à tube à ondes progressives en hélice a été utilisé comme amplificateur du répéteur pour les essais; cet amplificateur s'apparente à ceux qui ont été utilisés sur les satellites Intelsat IV.

Tous les essais ont été réalisés avec un spectre d'entrée produit par un signal de barre de couleur NTSC à 75% avec préaccentuation.

3. Résultats des essais

Les enveloppes de la densité spectrale de puissance des signaux de télévision modulés en fréquence sont représentées sur les Fig. 4 et 5 (voir la Note 1). L'enveloppe de la densité spectrale de puissance dans la bande est indiquée au moyen d'une ligne tiretée à l'intérieur de la largeur de bande du canal (voir la Note 2).

Tous les essais ont été effectués au moyen de l'amplificateur à tube à ondes progressives du répéteur de satellite fonctionnant au point de saturation. Il convient de noter que les enveloppes de la densité spectrale de puissance dépassent généralement les réponses en amplitude des filtres FI respectifs. Les enveloppes reflètent l'étalement du spectre dû à l'exploitation non linéaire du tube à ondes progressives du répéteur de satellite. L'étalement du spectre est appréciable pour les conditions d'essais avec «sur-excursion».

Note 1. – Les valeurs absolues de la densité spectrale de puissance indiquées dans chaque figure sont fondées sur une densité surfacique de puissance de -105 dB(W/m^2) au centre du faisceau pour une porteuse non modulée.

Note 2. – Les enveloppes dans la bande et hors bande indiquées dans les Fig. 4 et 5 donnent les valeurs de crête (cas le plus défavorable) et, en conséquence, l'intégration des courbes permettant de déterminer la puissance totale donnera des résultats trompeurs. De plus, il est déconseillé d'extrapoler les courbes d'enveloppes au-delà des points indiqués sur les figures.

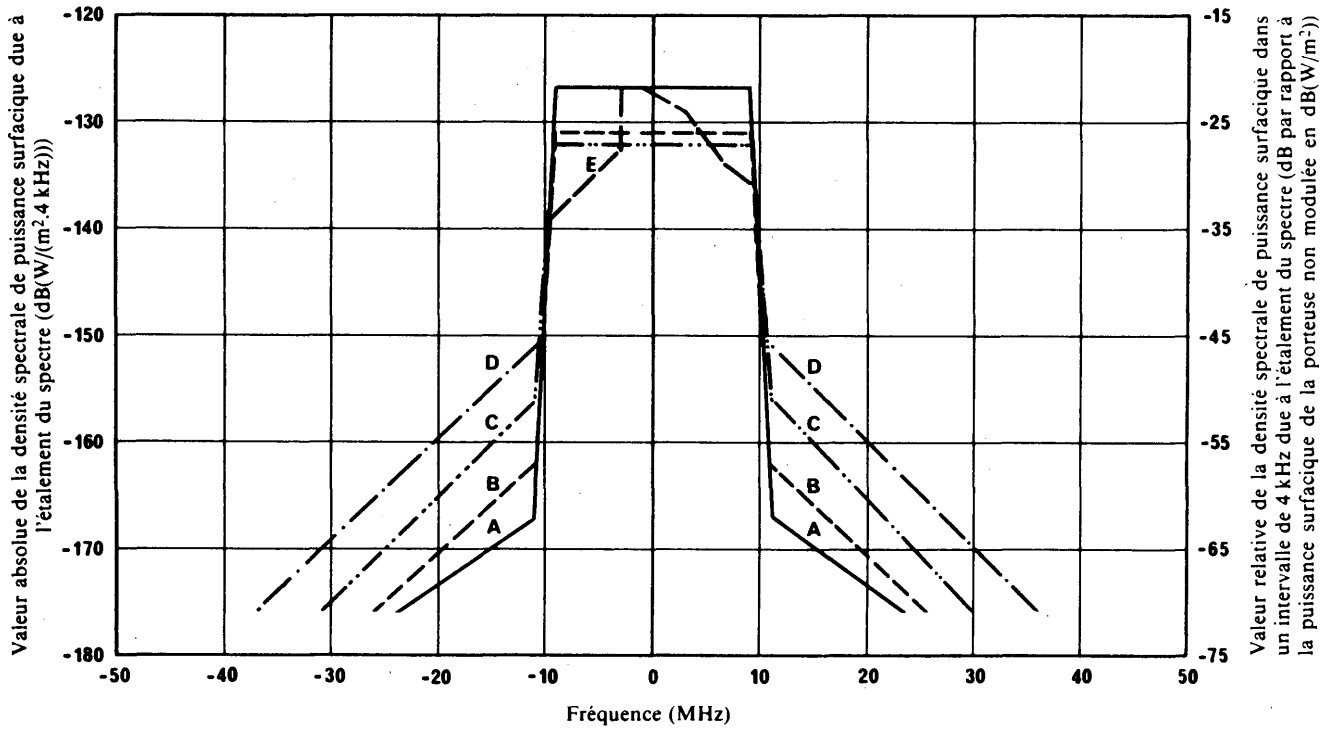


FIGURE 4 – *Enveloppes de la densité spectrale de puissance pour une largeur de bande de 18 MHz*

Courbes A: excursion de crête = 3,5 MHz
B: excursion de crête = 5,6 MHz
C: excursion de crête = 8,9 MHz
D: excursion de crête = 11,2 MHz
E: enveloppe de la densité spectrale de puissance à l'intérieur de la bande.

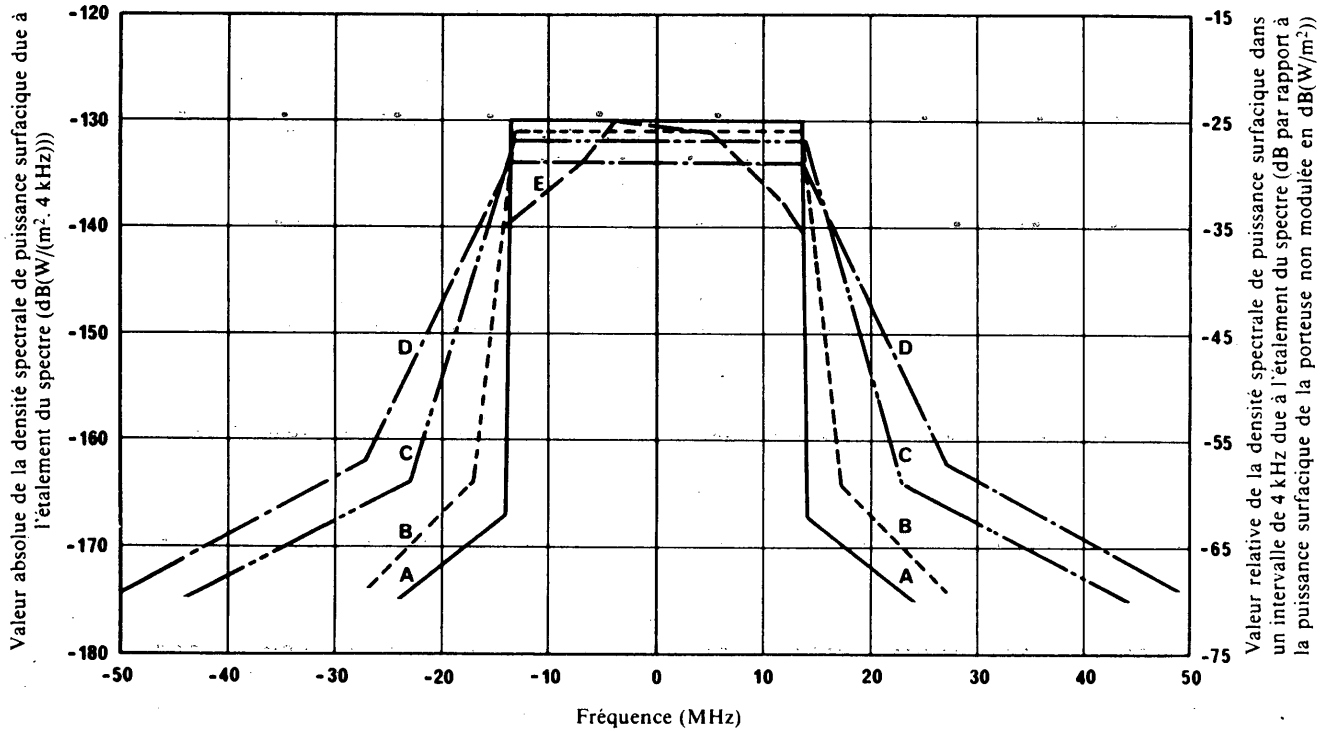


FIGURE 5 – *Enveloppes de la densité spectrale de puissance pour une largeur de bande de 27 MHz*

Courbes: A: excursion de crête = 5,3 MHz
B: excursion de crête = 8,4 MHz
C: excursion de crête = 13,3 MHz
D: excursion de crête = 16,8 MHz
E: enveloppe de la densité spectrale de puissance à l'intérieur de la bande.

ANNEXE II

ATTRIBUTIONS DE FRÉQUENCES POUR LES TRAJETS ESPACE-TERRE ET INTER-SATELLITES SUR LES 2e ET 3e HARMONIQUES DES BANDES ATTRIBUÉES AU SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE

TABLEAU III

Fréquence fondamentale du service de radiodiffusion par satellite	2ème harmonique (services)	3ème harmonique (services)
2,5 – 2,69 GHz	5,0 – 5,38 GHz fixe par satellite, inter-satellites (voir renvoi 797 du Règlement des radiocommunications)	7,5 – 8,07 GHz fixe par satellite de météorologie par satellite
11,7 – 12,5 GHz (Région 1) 11,7 – 12,7 GHz (Région 2) 11,7 – 12,2 GHz et 12,5 – 12,75 GHz (Région 3)	23,4 – 25,5 GHz exploration de la Terre par satellite de radioastronomie	35,1 – 38,25 GHz exploration de la Terre par satellite de recherche spatiale fixe par satellite
22,5 – 23,0 GHz (Régions 2 et 3)	45,0 – 46,0 GHz mobile par satellite de radionavigation par satellite	67,5 – 69,0 GHz mobile par satellite de radionavigation par satellite
40,5 – 42,5 GHz	81,0 – 85,0 GHz fixe par satellite mobile par satellite de radiodiffusion par satellite	121,5 – 127,5 GHz exploration de la Terre par satellite de recherche spatiale inter-satellites
84,0 – 86,0 GHz	168,0 – 172,0 GHz inter-satellites	252,0 – 258,0 GHz mobile par satellite de radionavigation par satellite de radioastronomie

---

RAPPORT 1076

CONSIDÉRATIONS AFFECTANT LE LOGEMENT DES FONCTIONS DE SERVICE DES SPATIONEFS (PTT) DANS LES BANDES DU SERVICE DE RADIODIFFUSION PAR SATELLITE ET DES LIAISONS DE CONNEXION

(Question 2/10 et 11, Programme d'études 2L/10 et 11)

(1986)

1. Introduction

Le Règlement des radiocommunications (numéro 25) indique que les fonctions de service des spationefs (PTT) sont normalement assurées au sein du service dans lequel fonctionne la station spatiale. La CAMR-RS-77 n'a pas fourni de créneaux de fréquences spécifiques pour ces fonctions, si ce n'est qu'elle a réservé des bandes de garde aux bords de la bande 11,7-12,5 GHz pour la Région 1 et de la bande 11,7-12,2 GHz pour la Région 3. Un plan de fréquences compatible est supposé pour les liaisons de connexion dans la bande 17-18 GHz également. Ces bandes de garde pourraient être utilisées pour des assignations PTT espace vers Terre et Terre vers espace.

Il convient de noter que certains pays des Régions 1 et 3 peuvent envisager l'exploitation de la bande des 14 GHz pour des liaisons de connexion dans le SRS. L'utilisation de bandes de garde dans ce domaine de fréquences risque de soulever des difficultés en raison des contraintes de partage avec le SRS. Des études complémentaires sont nécessaires.

On rappellera qu'il est précisé dans les Actes finals de la CARR SAT-83 que les fonctions de service des spationefs peuvent utiliser les bandes de garde assignées de 12 MHz à chaque extrémité des bandes 12,2-12,7 GHz et 17,3-17,8 GHz pour la Région 2. L'approche recherchée consiste à isoler les liaisons PTT des liaisons de radiodiffusion dans la mesure où ni l'un ni l'autre de ces services n'est gêné par l'autre, dans les limites établies par les prescriptions réglementaires.

Les bandes de garde sont limitées si l'on considère le nombre de satellites SRS qui pourraient être situés sur une seule position orbitale. Si de nombreux systèmes à satellites occupent une même position orbitale, où chaque système peut comprendre plusieurs satellites ayant chacun besoin de canaux PTT, il y a une possibilité de brouillage excessif entre les signaux PTT et les signaux de télévision. Il apparaît donc nécessaire d'élaborer des directives techniques pour les assignations de fréquence PTT. Le présent Rapport essaie de définir certaines des considérations importantes relatives aux stratégies d'assignation PTT et fournit certaines données techniques pour l'estimation des brouillages entre les signaux PTT, de radiodiffusion et de liaison de connexion. On a établi les critères de partage suggérés pour les caractéristiques de modulation dans les Régions 1 et 3, en utilisant la dispersion d'énergie. Les résultats peuvent donc ne pas être directement applicables aux satellites de la Région 2.

Bien que ces directives reposent sur l'application de techniques traditionnelles de modulation de sous-porteuse, il convient de noter qu'il existe d'autres systèmes de modulation possibles. Ceux-ci sont examinés dans le § 4 du présent Rapport.

Plutôt que d'utiliser les bandes de garde, on pourrait loger les assignations PTT dans des canaux de radiodiffusion et de liaison de connexion non utilisés ou non attribués. De telles possibilités existeront pour pratiquement n'importe quelle position orbitale et les fréquences devront être l'objet d'un accord cas par cas, plutôt que d'être traitées de manière systématique.

2. Caractéristiques du système PTT

2.1 *Fonctions PTT* [CCIR, 1978-82a, b]

Les fonctions PTT à assurer dans la direction Terre vers espace sont la télécommande, la télémétrie et la poursuite d'antenne du spationef par détection radiofréquence. Dans la direction espace vers Terre, les fonctions sont la télémesure, la télémétrie et la poursuite d'antenne de la station terrienne.

Les signaux de télécommande se caractérisent par des émissions non continues à faible débit de données, alors que les signaux de télémesure sont en général des émissions continues à faible débit de données. La télémétrie se fait généralement au moyen d'une tonalité non continue ou de processus de télémétrie par code. La poursuite d'antenne se fait par détection RF continue sur signaux à onde entretenue ou à porteuse balayée en utilisant la porteuse résiduelle des signaux de télécommande ou de télémesure selon le cas.

2.2 *Largeur de bande nécessaire* [CCIR, 1982-86a]

La largeur de bande minimale nécessaire pour un canal PTT est déterminée par les techniques de télémétrie par tonalités et la stabilité des oscillateurs locaux embarqués. En appliquant des techniques de contrôle de température pour ces oscillateurs, une assignation de largeur de bande de 400 kHz seulement pourrait suffire pour un satellite stationnaire, mais cette valeur ne comprend pas l'effet Doppler dû au déplacement du satellite par rapport à la Terre pendant la phase de transfert. Une largeur de bande de 400 kHz est donc insuffisante pour la télémétrie par tonalités d'autant plus qu'il faut prévoir des bandes de garde entre canaux PTT. Pour économiser le spectre et fournir une certaine souplesse, on peut assigner 3 × 400 kHz, soit 1200 kHz, à certains systèmes à satellites de radiodiffusion. Chaque système peut coordonner au niveau interne ses opérations de télémétrie avec jusqu'à trois satellites dans cette bande composite de 1200 kHz. Des bandes de garde entre les bandes composites sont nécessaires pour différencier les systèmes à satellites. La Fig. 1 montre un exemple de cette méthode.

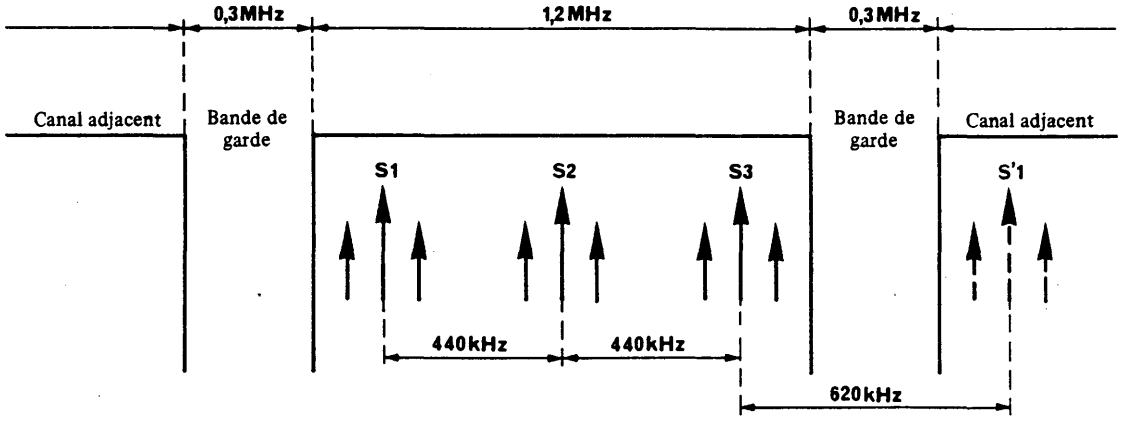


FIGURE 1 – *Espacement des signaux dans les canaux d'exploitation spatiale*

Le nombre de canaux PTT qui peuvent être logés dans les bandes de garde (25 MHz pour les Régions 1 et 3 et 24 MHz pour la Région 2) ne semble pas, excepté dans quelques cas, être un problème en termes de largeur de bande disponible. Les problèmes sont plutôt: quelle est la séparation en fréquence nécessaire entre les canaux de radiodiffusion télévisuelle et les canaux PTT les plus proches, et comment obtenir un découplage suffisant des signaux de radiodiffusion et des signaux PTT.

2.3 *Caractéristiques d'exploitation* [CCIR, 1982-86a]

Des caractéristiques PTT nettement différentes sont nécessaires pendant les phases de lancement, de transfert d'orbite et d'orbite géostationnaire d'un satellite. La dernière phase comprend des opérations nominales associées à un spationef stabilisé, et des opérations non nominales généralement associées à la perte de contrôle d'attitude.

Pendant les opérations nominales d'un spationef, chacune des fonctions PTT doit être assurée et un certain soin sera nécessaire pour obtenir une bonne qualité du signal, cette dernière étant particulièrement importante pour la poursuite d'antenne du spationef. Durant le lancement du satellite, en orbite de transfert et pendant un comportement non nominal du spationef sur l'orbite des satellites géostationnaires, des contraintes réduites peuvent suffire. En particulier, la poursuite d'antenne du spationef n'est pas nécessaire. La principale différence physique entre ces deux modes de fonctionnement résidera dans le gain des antennes du spationef. Dans ce dernier cas, des antennes omnidirectionnelles devront être employées et cela imposera donc une limitation aux niveaux de p.i.r.e. d'un système général de PTT. La puissance pourrait être réduite quand on utilise les antennes d'émission du service primaire (radiodiffusion).

La stratégie pour les assignations de fréquence PTT discutée dans le § 4 devrait permettre, en principe, l'utilisation de fréquences de la bande des 12 GHz et de la bande des 17-18 GHz pour la PTT pendant n'importe quelle phase de la vie du satellite. Toutefois, certaines limitations des niveaux de p.i.r.e. devront être respectées pour éviter un environnement de brouillage excessif avec le SRS ou d'autres services. Ces points sont discutés dans les § 3 et 4. Cependant, la coordination entre les administrations concernées peut permettre de résoudre cas par cas des problèmes de nature temporaire.

Du point de vue de la gestion des fréquences, l'utilisation exclusive de fréquences de la bande des 12 GHz et de la bande des 17-18 GHz est jugée bénéfique à long terme, et devrait en réalité former la base de toute stratégie pour les assignations de fréquence. D'autres contraintes, notamment la disponibilité des réseaux de stations terriennes PTT, peuvent exiger l'utilisation de fréquences plus basses pendant la phase de transfert et pendant un comportement non nominal du spationef sur orbite.

La polarisation des signaux PTT à 12 et à 18 GHz devrait être la même que pour les signaux du service primaire (radiodiffusion). Cela permet d'utiliser les mêmes antennes de spationef durant les périodes de commande nominales du spationef. Une polarisation circulaire opposée entre les liaisons Terre vers espace et espace vers Terre est préférable du point de vue du fonctionnement de la liaison de connexion [Fromm et McEwan, 1981].

L'utilisation des mêmes antennes pour la radiodiffusion et la PTT implique aussi une séparation suffisante des fréquences entre le signal PTT et le signal de radiodiffusion le plus proche sur le même satellite. Cette séparation devrait de préférence être d'une centaine de MHz ou davantage pour réduire les problèmes de filtrage, mais des séparations inférieures de l'ordre de 30 à 40 MHz seulement peuvent être acceptables.

Les liaisons doivent être assurées pour chaque spationef séparément, durant le lancement du spationef et le transfert d'orbite, avec deux stations terriennes ou davantage, puis avec une station terrienne principale durant les opérations nominales et non nominales sur l'orbite des satellites géostationnaires. Des marges convenables devront être incluses pour tenir compte des effets atmosphériques. Des satellites de réserve seront obligatoires pour la plupart des systèmes opérationnels de radiodiffusion par satellite, et des assignations PTT individuelles seront nécessaires pour chaque spationef. Des études relatives au remplacement des satellites suggèrent que jusqu'à trois spationefs en orbite peuvent être nécessaires pour tout système national de radiodiffusion par satellite. Cela signifie qu'un nombre maximal de 48 canaux PTT devrait être assigné si tous les canaux de radiodiffusion disponibles étaient utilisés au même emplacement de satellite. Toutefois, on s'attend à ce que le nombre nécessaire soit typiquement inférieur à 48 canaux PTT.

2.4 *Stations terriennes PTT*

Les principales stations terriennes PTT devraient pouvoir être situées n'importe où sur le territoire national du pays à desservir ou même en dehors. Une situation près du centre du faisceau est préférable du point de vue de la poursuite d'antenne du spationef. Il serait souhaitable en outre d'utiliser des antennes de stations terriennes ayant des diamètres permettant la réutilisation des fréquences PTT pour des satellites placés sur des positions orbitales nominales différentes.

2.5 *Incidences du Plan de radiodiffusion directe par satellite pour la Région 2* [CCIR, 1982-86b]

Le Rapport 952 décrit la faisabilité du copositionnement de satellites de radiodiffusion grâce à une légère séparation des satellites qui ont des canaux de radiodiffusion contrapolarisés adjacents. La séparation nominale de 0,4° suggérée assure un minimum de 10 dB de découplage pour une antenne de station terrienne de 5 m, sur la base des caractéristiques des lobes latéraux recommandées par le CCIR pour cette application. Ce niveau de découplage est applicable à des stations PTT et peut fournir un autre élément de réduction de l'environnement de brouillage entre les signaux PTT et ceux de radiodiffusion et de liaison de connexion.

2.6 *Autres techniques de modulation possibles* [CCIR, 1982-86a]

Actuellement, la plupart des services PTT utilisent des techniques traditionnelles de modulation de sous-porteuses. Toutefois, considérant les limitations de largeur de bande au cas où de nombreux canaux PTT sont nécessaires, d'autres techniques de modulation peuvent offrir une solution aux éventuels problèmes de brouillage, notamment si l'on considère les opérations de PTT pendant le lancement, le transfert et le comportement non nominal du spationef. Une solution prometteuse est le recours à des techniques d'étalement du spectre dans lesquelles tous les satellites situés en un emplacement utiliseraient les mêmes fréquences de signaux RF PTT mais les différencieraient au moyen de codes spéciaux.

3. Partage des fréquences et compatibilité entre services

3.1 *Introduction*

L'utilisation de bandes de garde pour transmettre des signaux PTT pose des problèmes de compatibilité mutuelle entre le service d'exploitation spatiale et d'autres services dans des bandes de fréquences identiques ou voisines. Deux types de compatibilité devraient être étudiés:

- la compatibilité avec les services utilisant des bandes adjacentes à celles attribuées au service de radiodiffusion par satellite et au service des liaisons de connexion. Faute d'informations, ce point n'est pas traité dans le présent paragraphe. Un complément d'étude est nécessaire;
- la compatibilité avec le service de radiodiffusion par satellite et le service des liaisons de connexion: des signaux PTT peuvent brouiller les services de radiodiffusion dans les canaux immédiatement adjacents et peuvent être brouillés par des émissions hors bande du service primaire (radiodiffusion). Ces brouillages mutuels signifient que des rapports de protection doivent être définis pour assurer la compatibilité entre services. Cette compatibilité dépendra des caractéristiques des systèmes et notamment des caractéristiques de modulation des signaux PTT. En particulier, on s'attend à ce que les concepts classiques de sous-porteuses PTT soient plus sensibles à des émissions non désirées que les techniques de modulation par étalement du spectre.

3.2 *Protection de canaux adjacents de radiodiffusion contre des signaux PTT*

Les signaux PTT ne devraient en aucun cas dégrader la transmission de signaux de radiodiffusion. En ce qui concerne les liaisons de connexion, des essais faits en France [CCIR, 1982-86c] ont montré que le rapport de protection des canaux adjacents contre la somme des porteuses PTT brouilleuses devrait être égal à 20 dB:

$$P_{TV}/(P_{PTT})_{total} \geqslant 20 \qquad \text{dB} \tag{1}$$

où:

P_{TV} : puissance de la porteuse du signal dans le canal adjacent à l'entrée du récepteur du satellite

$(P_{PTT})_{total}$: puissance des porteuses PTT brouilleuses à l'entrée du récepteur du satellite

Cependant, étant donné que l'effet du brouillage décroît rapidement à mesure qu'augmente la séparation des fréquences entre les signaux de radiodiffusion et les signaux PTT, il a été démontré qu'un rapport:

$$P_{TV}/P_{PTT} \geqslant 26 \qquad \text{dB} \tag{2}$$

où P_{PTT} est la puissance d'une porteuse brouilleuse PTT unique à l'entrée du récepteur du satellite, est suffisant. Des études complémentaires sont nécessaires pour confirmer cette valeur.

3.3 *Protection des signaux PTT contre les signaux de radiodiffusion*

Compte tenu de l'importance des signaux PTT pour le bon fonctionnement du satellite, la transmission de ces signaux ne devrait pas être affectée par des émissions hors bande de signaux de télévision. En ce qui concerne la liaison de connexion, la principale source de brouillage est le signal dans le canal adjacent (canaux 1 ou 40 dans les Régions 1 et 3). Des essais concernant ces risques de brouillage ont été faits en France [CCIR, 1982-86d]. Avec les signaux de télévision disponibles en laboratoire, les essais ont montré que le rapport de protection ci-dessous est nécessaire pour un signal PTT situé à l'extrémité du canal de la liaison de connexion (la séparation de fréquence nominale entre le signal PTT et le signal de la liaison de connexion est égale à 13,5 MHz):

$$P_{PTT}/P_{TV} \geqslant -27 \qquad \text{dB} \tag{3}$$

où:

P_{PTT} : puissance de la porteuse du signal PTT à l'entrée du récepteur PTT du satellite

P_{TV} : puissance du signal de liaison de connexion à l'entrée du récepteur PTT du satellite

Les conditions d'essai ainsi que les résultats détaillés sont donnés dans l'Annexe I.

En ce qui concerne la liaison descendante, le problème du brouillage est plus complexe, en raison des produits d'intermodulation dans le répéteur de satellite et des autres sources de brouillage. Des études complémentaires sont nécessaires. Provisoirement, les conditions de protection établies pour le brouillage de la liaison de connexion peuvent s'appliquer également à la liaison descendante.

4. Considérations relatives aux assignations de fréquences PTT

L'objectif de toute assignation de fréquences PTT doit être d'offrir une flexibilité maximale pour la conception des liaisons PTT tout en respectant l'ensemble des contraintes de protection. Dans l'environnement considéré, la flexibilité maximale est obtenue en autorisant l'exploitation des liaisons PTT à l'intérieur d'un créneau de fréquences donné avec la gamme de variations du signal la plus étendue possible. La limite supérieure du niveau des signaux PTT est soumise aux contraintes imposées par le brouillage admissible du canal de radiodiffusion adjacent. La limite inférieure est fixée par les impératifs de protection de la liaison PTT elle-même. Ce niveau dépend fortement des paramètres de modulation PTT. Des données typiques valables pour l'environnement de brouillage dans les Régions 1 et 3 sont analysées au § 3, des informations complémentaires figurant à l'Annexe I.

4.1 *Affaiblissement et dépolarisation atmosphériques*

L'affaiblissement et la dépolarisation atmosphériques affecteront les liaisons de radiodiffusion par satellite, les liaisons de connexion et les liaisons PTT. Des marges de liaison appropriées devront être prévues pour chaque type de conception. On peut obtenir les données pertinentes dans le Rapport 564. Les prescriptions de disponibilité du service applicables aux liaisons PTT peuvent être influencées par des contraintes spécifiques mais, aux fins de la présente étude, il est estimé que des marges de pluie de 5 et 10 dB sont admises pour les bandes, respectivement, des 12 et 18 GHz. Pour les systèmes PTT, il est souhaitable de prévoir une disponibilité dépassée pendant 99,9% du mois le plus défavorable. Quand l'intensité de pluie et l'angle de site sont tels que l'affaiblissement dépasse les valeurs admises, des moyens spéciaux comme la diversité d'espace doivent être utilisés.

La dépolarisation atmosphérique influe de manière décisive sur le calcul de la p.i.r.e. maximale admissible pour les signaux PTT (techniques de sous-porteuse). En principe, la dépolarisation provoquée par la pluie en l'absence de régulation de puissance est peu gênante dans la pratique, à cause de l'affaiblissement simultané de la composante dépolarisée. Par contre, la dépolarisation due à la glace peut déboucher sur une situation de brouillage critique. Vu le manque de renseignements détaillés, il est suggéré d'admettre un facteur de dépolarisation de -20 et -15 dB pour les liaisons respectivement à 12 et 18 GHz.

4.2 *Modulation de sous-porteuses*

Lorsqu'on applique les critères de protection obtenus au § 3 pour un brouillage mutuel entre des liaisons PTT, de radiodiffusion et de connexion, il devient évident que les liaisons brouilleuses doivent être isolées au moyen de polarisations orthogonales, ce qui, ajouté aux contraintes des systèmes discutées dans les § 2.1 et 2.2, suggère d'utiliser le concept généralisé d'assignation de fréquences et de polarisations représenté à la Fig. 2a. C'est un concept élaboré autour du Plan des liaisons descendantes pour les Régions 1 et 3, dans lequel on admet tacitement que le Plan des liaisons de connexion sera une transposition du Plan des liaisons descendantes. Il utilise la régularité des assignations de radiodiffusion. Des fréquences ont été assignées en polarisations orthogonales aux liaisons de connexion et de radiodiffusion et aux liaisons de service des spationefs à destination et en provenance de zones de service adjacentes.

Certaines positions orbitales ont, pour leur premier et leur dernier canal, des assignations de fréquence dans une polarisation seulement. Dans ces cas, on peut envisager un autre arrangement des fréquences pour les canaux PTT (voir la Fig. 2b) qui est parfaitement compatible avec le concept de la Fig. 2a, aucune largeur de bande supplémentaire n'étant requise. La différence entre les deux concepts tient au fait que toutes les liaisons PTT sont en polarisation opposée par rapport au canal de radiodiffusion ou de liaison de connexion brouilleur ou brouillé.

Comme indiqué au § 2, tout système à satellites individuel devra recevoir une assignation de largeur de bande de 1200 kHz. Pour pouvoir découpler les systèmes à satellites, il convient d'insérer une bande de garde de quelque 100 à 300 kHz. Cela peut parfois aboutir à des contraintes incompatibles avec la largeur de bande disponible dans la bande de garde, mais, dans la pratique, on constatera la plupart du temps que tous les signaux PTT peuvent être logés. L'élaboration de concepts spécifiques pour des assignations de fréquences détaillées appelle un complément d'étude.

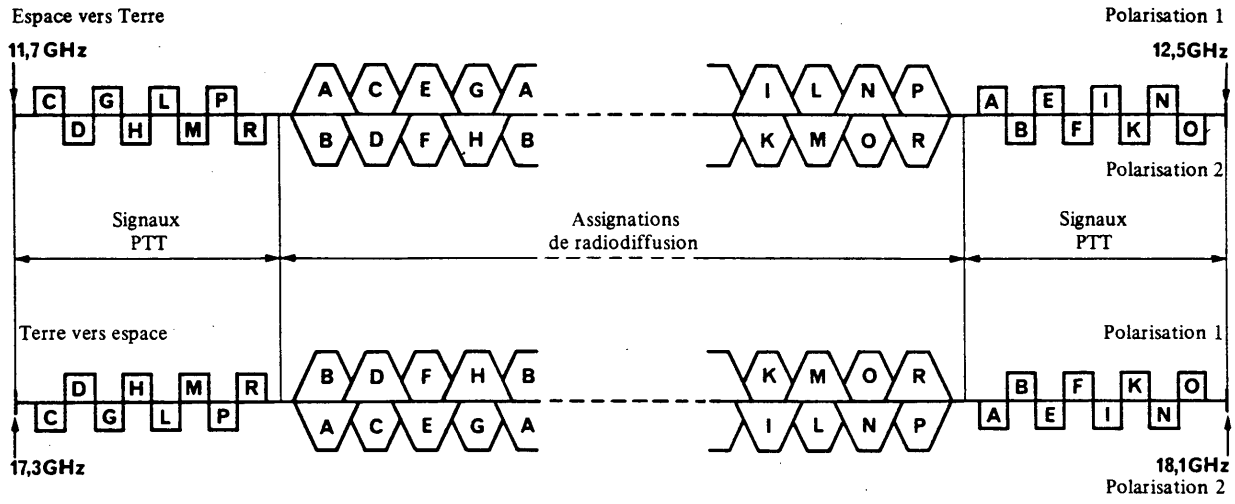


FIGURE 2a – *Proposition d'assignations PTT pour des satellites de radiodiffusion, en supposant des techniques de modulation de sous-porteuses pour les signaux PTT; concept généralisé pour les assignations de la Région 1*

Note 1. – A, B, ... R : zones de service ou pays.

Note 2. – Le concept pour la Région 3 peut être obtenu en introduisant les fréquences et le nombre de canaux applicables.

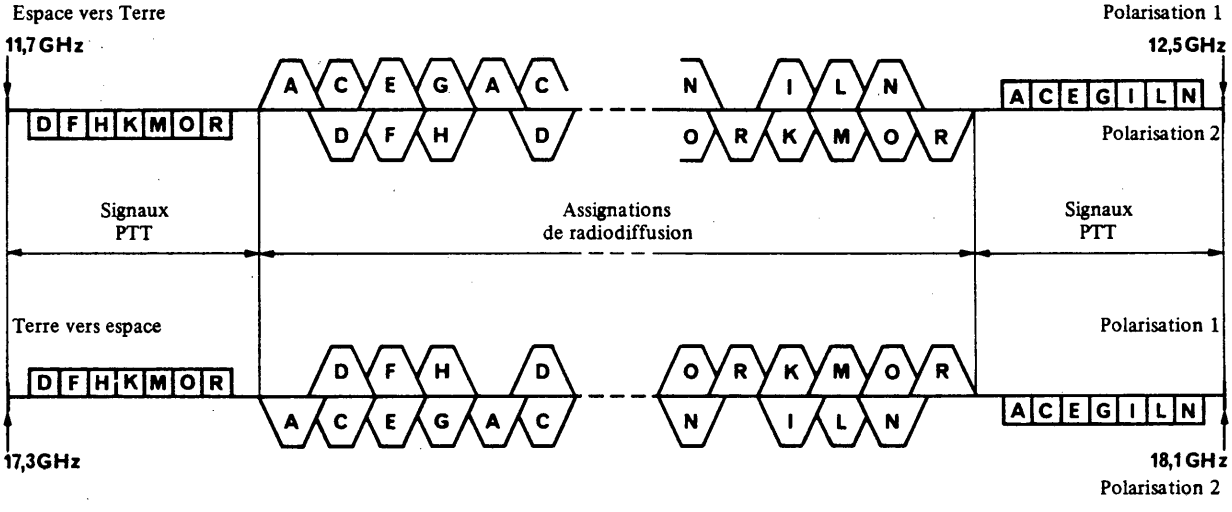


FIGURE 2b – *Proposition d'assignations PTT pour des satellites de radiodiffusion, en supposant des techniques de modulation de sous-porteuses pour les signaux PTT: autre concept (voir le texte)*

Note 1. – A, B, ... R : zones de service ou pays.

Note 2. – Le concept pour la Région 3 peut être obtenu en introduisant les fréquences et le nombre de canaux applicables.

La protection du premier et du dernier canal de radiodiffusion ou de liaison de connexion exige de spécifier une p.i.r.e. maximale admissible pour les signaux PTT de sous-porteuse. Du point de vue du brouillage, cela ne sera nécessaire que pour les canaux PTT les plus proches du canal de radiodiffusion ou de liaison de connexion, mais des considérations relatives à l'homogénéité globale des systèmes suggèrent d'appliquer en général un niveau maximal. Par ailleurs, il faudra tenir compte des marges d'affaiblissement et de dépolarisation atmosphériques. Toutefois, il semble superflu d'admettre simultanément un affaiblissement sur la liaison de connexion ou de radiodiffusion et une dépolarisation due à la glace sur la liaison PTT. Pour obtenir d'autres renseignements détaillés, on se reportera à des considérations identiques concernant les liaisons de connexion [Fromm et McEwan, 1981]. Avec cette hypothèse, la p.i.r.e. maximale admissible pour les liaisons PTT est calculée comme indiqué ci-dessous (toutes les valeurs sont en dB).

Terre vers espace:

$p.i.r.e._{PTT} \leqslant p.i.r.e._{TV} - RP + 15$ dB

Espace vers Terre:

$p.i.r.e._{PTT} \leqslant p.i.r.e._{TV} - RP + 20$ dB

où:

$p.i.r.e._{PTT}$: p.i.r.e. maximale admissible des signaux PTT

$p.i.r.e._{TV}$: p.i.r.e. nominale du canal de radiodiffusion ou de liaison de connexion subissant un brouillage

RP: rapport de protection pour la PTT brouillant des canaux de radiodiffusion/de liaison de connexion (voir le § 3)

Les valeurs de «15 dB» et «20 dB» sont extraites du § 4.1 et représentent les dépolarisations atmosphériques dans le cas le plus défavorable. On trouvera dans l'Annexe II des bilans de liaison typiques remplissant ces conditions.

La discrimination globale par polarisations croisées par atmosphère claire est environ égale à 25 dB en raison d'un fonctionnement imparfait des antennes. Cela signifie que les marges d'affaiblissement dépassant 5 et 10 dB pour des liaisons de radiodiffusion et de connexion, respectivement, entraîneraient une spécification différente pour la p.i.r.e. maximale admissible des liaisons PTT dans les deux sens, à savoir:

$$p.i.r.e._{PTT} \leqslant p.i.r.e._{TV} - RP - ATT + 25 \quad \text{dB} \qquad (4)$$

où:

ATT: est l'affaiblissement admissible (prévu) sur la liaison de connexion Terre vers espace (> 10 dB) ou sur la liaison de radiodiffusion espace vers Terre (> 5 dB).

Les concepts proposés pour l'assignation de fréquences PTT permettent d'éviter la réutilisation des fréquences; en principe, ils sont donc compatibles avec les antennes PTT de spationef omnidirectives ou similaires dont la discrimination contrapolaire est faible. De telles antennes seraient nécessaires si les liaisons PTT à 12 et à 18 GHz devaient également être exploitées pendant le lancement du satellite, son transfert ou son fonctionnement non nominal en orbite. A l'évidence, de telles opérations doivent être compatibles avec les contraintes de protection évoquées, sans quoi des dérogations temporaires auxdites contraintes devront être coordonnées entre les administrations concernées. En particulier, les niveaux de p.i.r.e. requis pour les signaux PTT de la liaison de connexion, avec des antennes omnidirectives pour les spationefs, peuvent dépasser la valeur maximale permise. Cela pourrait conduire à des situations de brouillage critiques et une coordination spéciale sera nécessaire dans de tels cas. L'application du concept de fréquence avec découplage par polarisation orthogonale, tel qu'il est illustré par la Fig. 2b, devrait faciliter cette coordination des fréquences.

L'Annexe II contient des bilans de liaison typiques et d'autres observations.

4.3 *Autres techniques de modulation PTT*

Le concept d'assignation de fréquences proposé dans le § 4.2 suppose, ou bien que toute variante pour la modulation PTT soit compatible avec les assignations de largeur de bande et de p.i.r.e. discutées dans le § 4.2 ou bien si c'est une technique comme la modulation par étalement du spectre, qu'elle n'est pas susceptible de causer de brouillage additionnel notable par rapport aux signaux de sous-porteuse. En outre, d'autres techniques de modulation PTT doivent pouvoir coexister avec les signaux de sous-porteuses. Il semble que cela soit possible avec les techniques d'étalement du spectre, même si la question appelle un complément d'étude détaillé. L'Annexe III présente un concept préliminaire qui facilitera peut-être l'exploitation simultanée des liaisons PTT nominales et des liaisons requises pour le lancement des satellites, le transfert et un comportement non nominal en orbite.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

FROMM, H. H. et McEWAN, N. J. [mai 1981] Direct broadcast satellite feeder links: an example of possible implications of the Regions 1 & 3 Plan for feeder links to European broadcast satellite. Cycle d'études UIT pour la CARR 1983, Ontario, Canada.

Documents du CCIR

[1978-82]: **a.** 10-11S/178 (ASE); **b.** 10-11S/153 (France).

[1982-86]: **a.** 10-11S/35 (ASE); **b.** 10-11S/26 (Etats-Unis d'Amérique); **c.** 10-11S/8 (France); **d.** 10-11S/9 (France).

ANNEXE I

PROTECTION DES SIGNAUX PTT CONTRE LE BROUILLAGE CAUSÉ PAR LE CANAL ADJACENT DE TÉLÉVISION SUR LA LIAISON DE CONNEXION

Des essais ont été effectués en France pour étudier les problèmes de brouillage des signaux PTT (télécommande et télémétrie) par le canal adjacent de télévision sur la liaison de connexion. On utilisait, à cet effet, l'équipement d'une station terrienne du service d'exploitation spatiale et un modèle du récepteur de télécommande de satellite. On appliquait, pour les signaux PTT, les techniques classiques de modulation de sous-porteuse. Les sources de brouillage de la télévision étaient compatibles avec les caractéristiques techniques des canaux radioélectriques spécifiées dans les Actes finals de la CAMR-RS-77. On utilisait la dispersion d'énergie (600 kHz). La porteuse de télévision était modulée par les signaux vidéo et son suivants:

- lignes d'essai CCIR (17, 18, 330, 331), lignes blanc, gris et noir ou carte d'essai SECAM;
- deux sous-porteuses son analogiques.

Des mesures ont été effectuées sur le verrouillage de la porteuse, le taux d'erreur binaire de la télécommande et l'erreur de télémétrie. Avec les signaux vidéo et son disponibles en laboratoire, le cas le plus défavorable de brouillage était dû aux raies discrètes provenant des émissions du spectre de télévision hors bande qui se situaient dans la bande PTT. La puissance de ces raies était égale à -30 dB (la valeur de référence 0 dB étant la puissance totale dans le canal adjacent de télévision). Cette valeur de -30 dB correspond à une densité de puissance de -50 dB(W/Hz) dans une bande de 4 kHz, compte tenu de la dispersion d'énergie. Cette valeur est compatible avec les renseignements donnés dans le Rapport 807 sur l'enveloppe hors bande typique du spectre de télévision. Dans ce cas, les essais ont donné un rapport de protection de -27 dB pour le signal PTT lorsque celui-ci est situé à l'extrémité du canal adjacent de télévision.

Etant donné le nombre limité de signaux vidéo utilisés lors des essais, on s'est fondé sur d'autres considérations quant à la puissance maximale des raies discrètes dans la bande PTT pour obtenir le cas le plus défavorable de brouillage. Pour celui-ci, les mesures ont donné un rapport de protection de -17 dB correspondant à des raies discrètes temporaires, qui pourrait atteindre un niveau de -20 dB (par rapport à la puissance totale du canal adjacent de télévision). Mais des études complémentaires sont nécessaires pour confirmer cette valeur probablement pessimiste de -20 dB.

ANNEXE II

LIAISONS PTT A SOUS-PORTEUSES

1. Exemples de bilans de liaison pour des liaisons PTT à sous-porteuses [CCIR, 1982-86a]

Ces bilans de liaison sont donnés uniquement à titre d'illustration. Les hypothèses sont expliquées quand c'est nécessaire. Des bilans pour des satellites spécifiques peuvent être différents.

1.1 *Liaisons Terre vers espace*

1.1.1 *Fonctionnement nominal*

Le Tableau I présente un bilan de liaison valable pour le fonctionnement nominal du spationef en orbite géostationnaire. Une distinction est faite entre la fonction classique de télécommande et de télémétrie et les besoins spécifiques dus à la détection RF, qui déterminent en réalité la conception de la liaison.

1.1.2 *Fonctionnement non nominal*

Le Tableau II présente un bilan de liaison qui concerne les opérations effectuées durant le transfert du satellite et durant un comportement non nominal du spationef en orbite géostationnaire.

TABLEAU I – *Exemple de bilan de liaison pour fonctionnement nominal, liaisons PTT à sous-porteuses*

	Paramètres de la liaison	Fonctions de télécommande et de télémétrie	Fonction de détection RF	Notes
1	C/N_0 (dBHz)	60	60	Nécessaire pour la détection RF
2	Gain de l'antenne de réception du spationef (dBi)	40	26 (1)	Gain détection RF plus faible à cause de la perte de couplage
3	Température de bruit thermique à la réception (dBK)	33	43 (1)	Température de bruit détection RF plus importante à cause de la commutation/redondance
4	Densité de puissance de bruit à la réception (dB(W/4 kHz))	−160	−150	A l'entrée réception
5	Puissance surfacique de brouillage à la réception (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	−148		On suppose: $p.i.r.e._{TV}$: 85 dBW gain contrapolaire: 20 dB spectre à ± 15 MHz du centre: (−50 dB(W/4 kHz))
6	Densité de puissance de brouillage à la réception (dB(W/4 kHz))	−154	−168	(5) + (2) − 46 dB(m^2)
7	Densité de puissance de bruit totale à la réception N_0 (dB(W/4 kHz))	−154	−150	Somme de (4) et (6)
8	Niveau de réception requis à l'entrée récepteur (dBW)	−130	−126	
9	Marge de la liaison (dB)	10		Marge d'affaiblissement par la pluie (§ 4.1)
10	p.i.r.e. requise à la station terrienne (dBW)	49	67	Il est nécessaire de mettre en œuvre un niveau supérieur
11	p.i.r.e. maximale admissible selon le § 4 (dBW)	69		On suppose: $(p.i.r.e._{TV})_{min}$ = 80 dBW

(1) Les données se rapportent à un type de satellites d'une conception particulière et ne sont généralement pas applicables.

TABLEAU II – *Exemple de bilan de liaison pour une orbite de transfert de satellite et un fonctionnement non nominal, liaisons PTT à sous-porteuses*

	Paramètres de la liaison	Fonctions de télécommande et de télémétrie	Notes
1	C/N_0 requis à la réception (dBHz)	45	(1)
2	Gain de l'antenne de réception du spationef (dBi)	−6	Antenne omnidirectionnelle
3	Pertes à bord (dB)	2	Commutation, passages en guide d'ondes
4	Densité de puissance de bruit à la réception (dB(W/4 kHz))	−160	T = 2000 K
5	Puissance surfacique de brouillage à la réception (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	−128	On suppose: $p.i.r.e._{TV}$: 85 dBW sans gain contrapolaire spectre à ± 15 MHz du centre: (−50 dB(W/4 kHz)) (2)
6	Densité de puissance de brouillage à la réception (dB(W/4 kHz))	−182	A l'entrée récepteur
7	Densité de puissance de bruit totale (dB(W/4 kHz))	−160	Somme de (4) et (6) (liaison avec prédominance de bruit)
8	Niveau minimal de porteuse requis à la réception	−151	
9	Marge d'implémentation (dB)	10	Marge d'affaiblissement par la pluie (§ 4.1)
10	Perte d'étalement maximale (dB(m^2))	163	
11	p.i.r.e. d'émission requise à la station terrienne (dBW)	74	Une coordination spéciale peut être requise (3)

(1) Le critère commun pour les fonctions du service traditionnel des spationefs exploité dans la bande des 2 GHz est de 40 dB net. Cependant, cette valeur peut n'être pas suffisante pour cette application particulière, compte tenu de la fréquence d'émission plus élevée. C'est pourquoi, on a admis dans ce cas une valeur plus élevée. Néanmoins, le critère réel peut dépasser la valeur estimée ici et il est donc nécessaire de poursuivre les études avant de pouvoir établir un bilan de liaison fiable.

(2) L'antenne de réception du spationef aura un découplage contrapolaire très limité, mais cela ne devrait pas influer de façon significative sur la densité de puissance de bruit totale et on l'a donc négligé.

(3) Si les assignations de fréquence PTT sont employées conformément à la Fig. 1a, avec le risque éventuel d'un découplage insuffisant entre la liaison PTT et la liaison de connexion copolaire adjacente, le découplage nécessaire doit être obtenu à l'aide de l'antenne de réception de la liaison de connexion à bord du satellite brouillé. Il est probable que ce découplage sera de l'ordre de 20 à 30 dB, valeurs que l'on obtiendra normalement avec les diagrammes de rayonnement copolaires des antennes de réception de satellite.

1.2 *Liaisons espace vers Terre*

1.2.1 *Fonctionnement nominal*

TABLEAU III – *Exemple de bilan de liaison pour fonctionnement nominal, liaisons PTT à sous-porteuses*

	Paramètres de la liaison	Fonctions de télémesure et de télémétrie	Notes
1	C/N_0 requis à la réception (dBHz)	55	Suffisant pour un signal de télémétrie de bonne qualité
2	Gain de l'antenne de réception de la station terrienne (dBi)	53	Antenne de 5 m
3	Température de bruit réception à la station terrienne (K)	500	Récepteur à faible bruit
4	Densité de puissance de bruit à la réception (dB(W/4 kHz))	– 165	
5	Puissance surfacique de brouillage à la réception (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	– 170	PFD_{TV}: – 100 dB(W/m^2) gain contrapolaire: 20 dB spectre à ± 15 MHz du centre: (– 50 dB(W/4 kHz))
6	Densité de puissance de brouillage à la réception (dB(W/4 kHz))	– 160	(5) + (2) – 43 dB(m^2)
7	Densité de puissance de bruit totale (dB(W/4 kHz))	– 159	(6) + (4) brouillage marginalement prédominant
8	Perte d'étalement (dB(m^2))	163	Orbite géostationnaire
9	Marge de la liaison (dB)	5	Marge d'affaiblissement par la pluie (§ 4.1)
10	p.i.r.e. minimale requise pour le satellite (dBW)	18	Aisément réalisable avec une antenne d'émission à haut gain
11	p.i.r.e. maximale admissible (dBW)	37	Limite fixée par la limite de puissance surfacique admissible

PFD: puissance surfacique

1.2.2 *Fonctionnement non nominal*

TABLEAU IV – *Exemple de bilan de liaison pour orbite de transfert de satellite et fonctionnement non nominal sur orbite, liaisons PTT à sous-porteuses*

	Paramètres de la liaison	Fonctions de télémesure et de télémétrie	Notes
1	C/N_0 requis à la réception (dBHz)	33	Prescription nette, pas de marges incluses (1)
2	Gain de l'antenne de réception de la station terrienne (dBi)	53	Antenne de 5 m
3	Température de bruit à la réception dans la station terrienne (K)	500	Performance type
4	Densité de puissance de bruit à la réception (dB(W/4 kHz))	−165	
5	Puissance surfacique de brouillage à la réception (dB(W/(m^2 · 4 kHz)))	−170	PFD_{TI}: −100 dBW/m^2 gain contrapolaire: 20 dB spectre à ± 15 MHz du centre: (−50 dB(W/4 kHz))
6	Densité de puissance de brouillage à la réception (dB(W/4 kHz))	−160	(5) + (2) − 43 dB(m^2)
7	Densité de puissance de bruit totale (dB(W/4 kHz))	−159	(6) + (4) brouillage marginalement prédominant sur la liaison
8	Perte d'étalement (dB(m^2))	163	Orbite géostationnaire
9	Marge de la liaison (dB)	10	Marge d'affaiblissement par la pluie (§ 4.1) et pertes d'implémentation
10	p.i.r.e. minimale requise pour le satellite (dBW)	1	
11	Gain antenne d'émission du satellite (dBi)	−6	Couverture quasi omni-directionnelle
12	Pertes (dB)	2	
13	Puissance d'émission requise (dBW)	9	8 W, exige un amplificateur à TOP

(1) Cette prescription nette est commune aux fonctions traditionnelles du service de spationefs exploité dans la bande des 2 GHz, mais peut ne pas être suffisante pour cette application lorsqu'on prend en considération la bande des fréquences sensiblement plus élevées et l'effet Doppler. Il faut effectuer des études complémentaires avant de pouvoir établir un budget de liaison fiable.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1982-86]: **a.** 10-11S/35 (ASE).

ANNEXE III

LIAISONS PTT A ÉTALEMENT DE SPECTRE

1. Exemples de bilans de liaison PTT à étalement de spectre [CCIR, 1982-86a]

Ces bilans de liaison sont donnés à titre d'illustration seulement. En l'absence de concept spécifique, les calculs sont basés sur les formules et paramètres suivants:

$$(C/N)_{FI} = \frac{C \cdot D}{\frac{1}{2} C \cdot N \cdot P \cdot B + kTB + \frac{N \cdot B}{4\ \text{kHz}}} \qquad (5)$$

où:

$(C/N)_{FI}$: rapport porteuse/bruit dans la largeur de bande B (Hz);

D : perte d'implémentation, 5 dB;

P : 1/débit de code (chip rate) $(3{,}1 \times 10^6)^{-1}$;

B : largeur de bande FI, 250 Hz;

N_0 : densité de puissance spectrale hors bande TV, 60 dB en dessous de la porteuse à 4 kHz, se révèle non critique pour la conception de la liaison en raison du gain supplémentaire de contrapolarisation (20 dB);

k : constante de Boltzmann = $-228{,}6$ dB(W(K^{-1}));

T : température de bruit du récepteur (K);

N : nombre d'utilisateurs, 25;

$(C/N_0)_{FI}$: porteuse/densité de bruit, $(C/N)B$ (dBHz).

1.1 *Liaison Terre vers espace*

1.1.1 *Détection RF* (y compris la télécommande/télémétrie)

En supposant:

$C/N_0 =$ 45 dBHz;

Note. – Des rapports très supérieurs ne peuvent être obtenus couramment à moins de détection RF de conception spéciale. L'influence des évanouissements atmosphériques reste à évaluer.

$T =$ 20 000 K, détection RF

et en utilisant la formule (5) on obtient:

$$C = -133 \text{ dBW}$$

En employant comme données de la liaison les mêmes que pour les techniques à sous-porteuse, c'est-à-dire:

Gain de l'antenne de réception du satellite:	26 dBi
Perte d'étalement:	163 dB(m^2)
Marge d'évanouissement:	10 dB

on obtient une p.i.r.e. de 60 dBW.

1.1.2 *Fonction de télécommande/télémétrie seulement en fonctionnement non nominal sur orbite et en transfert*

En supposant:

$C/N_0 =$ 34 dBHz

$T =$ 2000 K, récepteur TC

et en utilisant la formule (5) on obtient:

$$C = -157 \text{ dBW}$$

En employant comme données de la liaison les mêmes que pour les techniques à sous-porteuse, c'est-à-dire:

Gain de l'antenne de réception du satellite:	−6 dBi
Perte d'étalement:	163 dB(m^2)
Marge d'évanouissement:	15 dB

on obtient une p.i.r.e. de 73 dBW.

Cette dernière p.i.r.e. est supérieure à celle nécessaire pour le fonctionnement nominal et doit donc être appliquée dans toutes les phases de la mission.

1.2 *Liaisons espace vers Terre*

La liaison déterminante est celle requise durant le transfert du satellite et le comportement non nominal sur orbite.

En supposant:

C/N_0 = 34 dBHz, suffisant pour 125 bit/s

Antenne de réception = 53 dBi, antenne station terrienne 5 m

$p.i.r.e._{TV}$ = 63 dBW, réduite par 20 dB de gain contrapolaire

et en utilisant la formule (5) on obtient:

$$C = -161 \text{ dBW}$$

En employant comme données de la liaison les mêmes que pour les techniques à sous-porteuse, c'est-à-dire:

Perte d'étalement: 163 dB(m^2)

Marge: 10 dB

on obtient une p.i.r.e. de 2 dBW.

Cette p.i.r.e., en employant une antenne d'émission omnidirectionnelle de −6 dBi sur le spationef et des pertes de câblage de 2 dB, exige une puissance d'émission de 10 dBW (10 W). Cela peut être réalisé avec un amplificateur à TOP.

2. Exemple de plan de fréquences

La Fig. 3 présente un exemple de plan de fréquences.

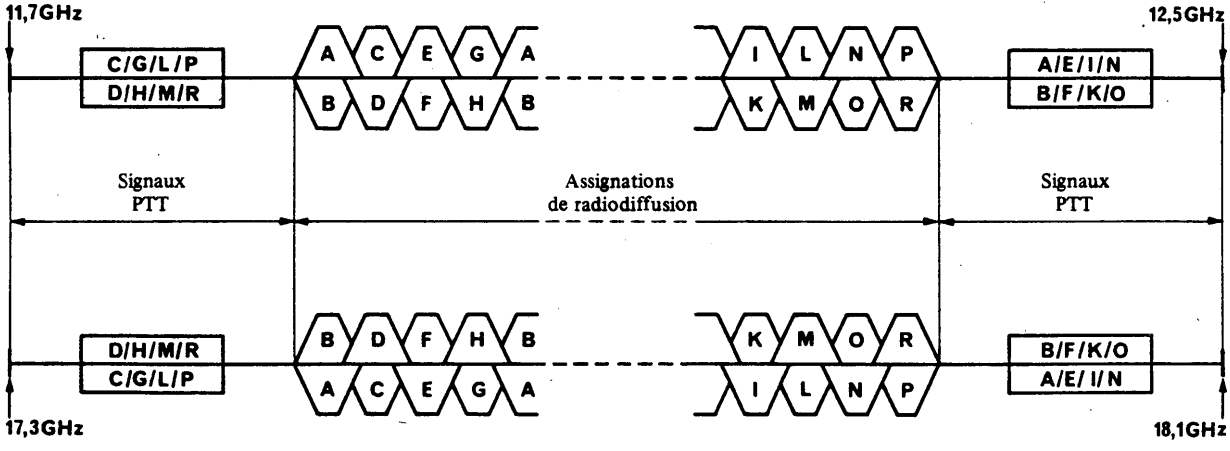


FIGURE 3 – *Proposition d'assignations PTT pour des satellites de radiodiffusion utilisant des techniques de modulation par étalement du spectre pour les signaux PTT*

Note 1. – A, B, ... R: zones de service ou pays.

Note 2. – Ces assignations de fréquence avec étalement du spectre nécessitent une nouvelle approche en ce qui concerne la coordination des fréquences. L'élimination du brouillage est obtenue par la distinction des codes plutôt que par la séparation des fréquences.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1982-86]: a. 10-11S/35 (ASE).

DECISIONS

DECISION 43-5*

RADIODIFFUSION SONORE PAR SATELLITE POUR RECEPTEURS PORTATIFS OU INSTALLES A BORD DE VEHICULES ET ASPECTS RELATIFS AU PARTAGE ET AU SPECTRE EN RADIODIFFUSION PAR SATELLITE DE TVHD A BANDE RF LARGE

(1980-1981-1983-1985-1987-1989)

Les Commissions d'études 10 et 11 du CCIR,

CONSIDERANT

a) que les activités des Commissions d'études 10 et 11 concernent le service de radiodiffusion par satellite lequel a directement intérêt à une utilisation efficace des orbites des satellites géostationnaires et d'autres satellites, compte tenu de la nécessité de partager les bandes de fréquences avec d'autres services spatiaux et de faire appel, pour ses systèmes, à des liaisons de connexion dans le service fixe par satellite;

b) qu'il est hautement souhaitable, du point de vue de la conception économique des récepteurs, d'utiliser un ensemble de normes unifiées et compatibles pour la radiodiffusion sonore de Terre et par satellite;

c) que des progrès considérables ont été réalisés en ce qui concerne la mise en oeuvre du service de radiodiffusion sonore par satellite, notamment dans le domaine des systèmes numériques avancés;

d) qu'aux termes de la Résolution N° 505, le CCIR doit poursuivre et accélérer les études relatives aux caractéristiques techniques d'un système de radiodiffusion sonore par satellite pour la réception individuelle sur des récepteurs portatifs ou installés à bord de véhicules;

e) que la Conférence de plénipotentiaires de Nice (1989) a décidé de charger en 1992 une CAMR d'étudier les attributions de fréquences dans certaines parties du spectre compte tenu, en particulier, des Résolutions et des Recommandations de la CAMR ORB-88;

---

* Cette Décision doit être portée à l'attention de la Commission d'études 4 pour ce qui concerne les liaisons de connexion et de la Commission d'études 5 pour ce qui concerne les facteurs de propagation.

f) que la Résolution N° 520 de la CAMR ORB-88 invitait le CCIR à poursuivre ses études techniques sur le service de radiodiffusion sonore par satellite dans la gamme de fréquences 500 à 3 000 MHz, notamment dans les domaines suivants:

i) incidence du choix des fréquences sur les paramètres des systèmes, en particulier pour les besoins relatifs à la puissance du satellite, les caractéristiques des antennes d'émission et de réception et les caractéristiques de propagation;

ii) largeur de bande requise par le service;

iii) aspects techniques du partage entre les services, notamment en ce qui concerne le partage géographique,

et à soumettre un rapport à la Conférence dont il est question ci-dessus au point e) du préambule;

CONSIDERANT en outre

g) que par sa Résolution N° 521, la CAMR ORB-88 a invité le CCIR à poursuivre ses études sur la TVHD à bande RF large pour la radiodiffusion par satellite dans une bande de fréquences comprise entre 12,7 et 23 GHz et également entre 11,7 et 12,7 GHz, sans causer de préjudice aux plans existants, et à soumettre un rapport à la Conférence dont il est question au point e) ci-dessus;

h) que les Commissions d'études 10 et 11 ont chargé le GTIM 10-11S/3 d'étudier les paramètres de système relatifs à la radiodiffusion de TVHD par satellite dans le cadre du Programme d'études 2M/10-11;

j) qu'il y a lieu d'étudier plus avant les bandes de fréquences qui conviennent au SRS pour les systèmes de TVHD à bande RF large ainsi que les problèmes de partage avec les autres services;

k) que dans sa Résolution 521, la CAMR ORB-88 a invité le CCIR à entreprendre des études complémentaires sur les liaisons de connexion et les liaisons descendantes pour la TVHD à bande RF large;

l) que la bande 22,5 - 23 GHz est déjà attribuée au service de radiodiffusion par satellite dans les Régions 2 et 3;

m) qu'il faudrait tenir dûment compte d'autres services de radiocommunications figurant dans l'article 8 du Règlement des radiocommunications;

n) que le CCIR envisage d'organiser une réunion d'un Groupe de travail intérimaire mixte [dix mois] avant la Conférence de 1992 constitué par les différentes Commissions d'études, afin d'établir un rapport à l'intention de la CAMR-92,

DECIDENT

1. que le Groupe de travail intérimaire mixte 10-11S/1 continuera ses travaux avec le mandat suivant:

1.1 étudier, dans le contexte du Programme d'études 2K/10 et 11, les divers aspects relatifs à la radiodiffusion sonore par satellite pour réception individuelle sur récepteurs portatifs ou à bord de véhicules dans la bande 500 à 3 000 MHz, y compris les aspects suivants:

- qualité de service;
- modulation;
- largeur de bande RF nécessaire pour les programmes sonores;
- facteurs de propagation (en collaboration avec la Commission d'études 5);
- utilisation de différentes orbites de satellites;
- puissance de satellite requise;
- antennes d'émission et de réception;
- récepteurs;
- liaisons de connexion;
- incidence du choix des fréquences de fonctionnement sur les paramètres du système;
- largeur de bande totale nécessaire au service;
- aspects techniques du partage (inter et intraservice ainsi qu'interrégional) avec d'autres services de radiocommunication, notamment en ce qui concerne le partage géographique;
- rayonnement en dehors de la zone de service (numéro 2674 du Règlement des radiocommunications);
- satellite exploité par plusieurs utilisateurs;
- facteurs économiques, y compris des récepteurs communs pour la radiodiffusion sonore de Terre et par satellite;
- les conséquences de l'utilisation d'un système de radiodiffusion sonore par satellite assisté de réemetteurs terrestres.

1.2 présenter un rapport sur les points susmentionnés à la réunion du Groupe de travail intérimaire visé au point n) du préambule;

1.3 proposer des révisions des Rapports et des Recommandations pertinents en tenant compte des décisions de la CAMR ORB-88 relatives à la radiodiffusion sonore par satellite et faire rapport aux Commissions d'études 10 et 11 lors de leurs prochaines réunions intérimaires en 1991;

DECIDENT EN OUTRE

1.4 d'entreprendre, en particulier dans le cadre du Programme d'études 1E/10-11 et en consultation avec le GTIM 10-11/3, les travaux spécifiques relatifs à la radiodiffusion par satellite de signaux de TVHD à bande RF large demandés par la Résolution N° 521 et de soumettre un rapport, à la réunion du GTIM mentionnée au Considérant n) ci-dessus. Ces travaux doivent porter sur les sujets suivants:

- largeur de bande totale nécessaire au service;
- partage interservices et intraservice;
- partage interrégional;
- attribution des bandes de fréquences et problèmes de partage relatifs aux liaisons de connexion associées;

1.5 de proposer des révisions des Rapports et des Recommandations pertinents, en tenant compte de la Résolution N° 521 de la CAMR ORB-88 et de faire rapport aux Commissions d'études 10 et 11 lors de leurs prochaines réunions intérimaires en 1991;

2. que les activités du Groupe de travail intérimaire mixte 10-11/1 devront s'exercer dans le cadre des dispositions de la Résolution 24-5 et porter exclusivement sur les textes existants de la XVIIe Assemblée plénière, émanant des Commissions d'études 10 et 11, et sur les nouvelles contributions émanant des participants aux travaux des Commissions d'études 10 et 11 et du GTIM 10-11/1;

3. que le Président, les Vice-Présidents et la composition du GTIM 10-11/1 seront ceux indiqués dans l'Annexe I.

ANNEXE I

Les Administrations, Organisations internationales et Exploitations privées reconnues ont fait savoir qu'elles tenaient à participer aux travaux du Groupe de travail intérimaire mixte 10-11/1.

Administrations:

Allemagne (République fédérale d')
Australie
Brésil
Canada
Espagne
Etats-Unis d'Amérique
Finlande
France
Inde
Iran (République islamique d')
Italie
Japon
Pays-Bas
République démocratique allemande
Royaume-Uni
Suède
Suisse
URSS

Organisations internationales et Exploitations privées reconnues:

UER
EUTELSAT
INTELSAT

Président du Groupe de travail intérimaire mixte 10-11/1:

M. D. Sauvet-Goichon
Télédiffusion de France
CERIM
10, rue d'Oradour sur Glane
75732 PARIS CEDEX 15
France

Téléphone: +33 1 4095 4745
Télex: 204 402 F
Téléfax: +33 1 4554 7852

assisté par les Vice-Présidents:

M. R.M. Barton
Director, Engineering
Federation of Australian Commercial Stations (FACTS)
44 Avenue Road
MOSMAN, NSW
Australie, 2088

Téléphone: +61 2 960 2622
Télex: 121 542
Téléfax: +61 2 969 3520

Mme. Liliana Nakonechnyj
c/o Secretaria de Assuntos Internacionais
Ministério das Comunicaçoes
Esplanada dos Ministérios
Bloco R, 60.andar
70 044 BRASILIA, DF
Brésil

Téléphone: +55 21 294 90 47
Télex: +55 21 23131
Telefax: +55 21 294 81 82

M. V. V. Rao
Chief Engineer
All India Radio
P & D Unit
Sansa Marg
NEW DELHI 11001
Inde

Téléphone: + 91 11 38 85 47
Télex: 65585 DAIR

M. Warren G. Richards
Deputy Director
Office of International Radio Communications (CIP/IRC - Room 6317)
Department of State
WASHINGTON, D.C. 20520
Etats-Unis d'Amérique

Téléphone: +1 202 647 5841
Télex: secstate 440080
Telefax: +1 202 647 5854

DECISION 51-4

RADIODIFFUSION PAR SATELLITE DE SIGNAUX DE TELEVISION A HAUTE DEFINITION (TVHD) ET INSERTION DE PLUSIEURS VOIES AUDIO ET/OU DE DONNEES SOIT ASSOCIEES A DES SIGNAUX DE TELEVISION SOIT POUR LA RADIODIFFUSION SONORE/ DE DONNEES DANS DES CANAUX DE RADIODIFFUSION DE TERRE ET PAR SATELLITE

(Questions 2/10 et 11, 29/11 et Programmes d'études 2C/10 et 11, 2F/10 et 11, 2K/10 et 11, 2M/10 et 11, 2N/10 et 11, 47A/10, 47B/10, 51C/10, 51D/10, 51E/10 et 12B/11)

(1981-1983-1985-1987-1989)

Les Commissions d'études 10 et 11 du CCIR,

CONSIDERANT

a) qu'il est souhaitable d'optimiser l'utilisation de la capacité des canaux de satellite et de Terre, compte tenu des divers besoins de la radiodiffusion télévisuelle, sonore et de données;

b) qu'il est souhaitable, en ce qui concerne le coût des récepteurs, que des normes unifiées et faciles à convertir soient utilisées pour des applications similaires en radiodiffusion par satellite et en radiodiffusion de Terre;

c) que la définition des normes d'émission est urgente pour la radiodiffusion par satellite ainsi que pour la radiodiffusion de Terre, compte tenu du temps nécessaire à la mise au point des équipements de réception, ainsi que des dates prévues pour la mise en oeuvre de divers nouveaux services,

CONSIDERANT AUSSI

d) que les signaux de télévision à haute définition (TVHD) peuvent améliorer sensiblement la qualité et le réalisme par rapport aux systèmes conventionnels à 525 ou 625 lignes;

e) que des progrès considérables ont été accomplis dans l'élaboration de systèmes de production de télévision à haute définition et que le Groupe de travail intérimaire 11/6 poursuit ses travaux visant à définir une norme pour la production et pour l'échange des programmes;

f) que les techniques de radiodiffusion de télévision à haute définition sont en rapide progression;

g) que certaines administrations envisagent actuellement la mise en oeuvre de la radiodiffusion de TVHD en utilisant des émetteurs de Terre;

h) que la mise en oeuvre expérimentale de la radiodiffusion de télévision à haute définition par satellite a commencé et que d'autres administrations s'y préparent, et que cela peut aussi avoir des incidences pour la radiodiffusion de Terre;

j) qu'il est souhaitable d'avoir une attribution des fréquences au niveau mondial pour le service de radiodiffusion par satellite qui convienne aux émissions de TVHD, dans le but de faciliter la mise en oeuvre de la diffusion par satellite de la télévision à haute définition;

k) que, par leur Programme d'études 2M/10 et 11, les Commissions d'études 10 et 11 ont décidé d'entreprendre des études sur la radiodiffusion par satellite de TVHD et ont préparé dans ce domaine le Rapport 1075 sur les aspects relatifs aux systèmes;

l) que la Conférence de plénipotentiaires de Nice (1989) a décidé de charger en 1992 une CAMR d'étudier les attributions de fréquences dans certaines parties du spectre compte tenu, en particulier, des Résolutions et des Recommandations de la CAMR ORB-88;

m) que, la Résolution N° 521 a invité le CCIR à entreprendre des études complémentaires sur les liaisons de connexion et les liaisons descendantes pour la TVHD à large bande RF;

n) que le CCIR a l'intention de tenir une réunion d'un GTIM [10 mois] avant la CAMR de 1992 pour préparer un rapport à l'intention de la CAMR de 1992;

o) que les Commissions d'études 10 et 11 ont chargé le GTIM 10-11/1 d'étudier les besoins en matière de spectre et les aspects relatifs au partage de la radiodiffusion par satellite de TVHD à large bande RF;

p) que les méthodes de modulation numériques semblent mieux adaptées aux conditions difficiles de propagation qui se présentent à la partie supérieure de la bande de fréquences que mentionne la Résolution N° 521 et à l'exploitation en présence de brouillages, tout en utilisant le spectre avec une très grande efficacité;

CONSIDERANT EN OUTRE

q) que plusieurs Questions et Programmes d'études du CCIR concernent la définition de nouvelles normes pour l'émission de plusieurs voies audio accompagnant l'image de télévision, en particulier les Programmes d'études 47A/10, 47B/10, 51C/10, 51E/10 et 12B-1/11 et que le GTIM 10-CMTT/1 a été constitué pour étudier le codage source numérique et la compression de signaux audio multivoies de haute qualité;

r) que des signaux audio peuvent également être émis en l'absence d'image, dans un canal prévu pour la télévision, pourvu qu'il n'en résulte pas d'augmentation des brouillages (voir l'Annexe 5 à l'Appendice 30 (ORB-85) au Règlement des radiocommunications);

s) que l'évolution technologique permet d'envisager l'émission de signaux numériques vers le public mais que l'emploi de modulations numériques nécessite la définition préalable des caractéristiques des systèmes, à savoir le codage de source, le multiplexage, le codage de canal et la modulation des signaux audio, conformément aux Programmes d'études 51C/10, 51D/10, 51E/10 et 2F/10 et 11;

t) qu'il existe dans de nombreux pays des besoins d'accroître le nombre de programmes de radiodiffusion sonore et le nombre de signaux son associés à l'image de télévision, mais que la satisfaction de ces besoins doit tenir compte des contraintes d'économie du spectre;

u) qu'il est à prévoir que les services de radiodiffusion de données étudiés par le GTIM 10-11/5 (voir la Question 29/11 et les Programmes d'études qui en dérivent et le Programme d'études 46H/10) se développeront dans un proche avenir et qu'il est souhaitable de pouvoir utiliser le même type de système pour la diffusion de données et de sons numériques;

v) qu'une première édition de la publication spéciale du CCIR "Spécifications des systèmes de transmission pour le service de radiodiffusion par satellite" contenant les informations disponibles en 1987 a été publiée;

w) que des renseignements nouveaux et plus détaillés sont désormais disponibles au sujet des systèmes de transmission mis en oeuvre pour le service de radiodiffusion par satellite, mais qu'il ne sera pas possible d'examiner tous les nouveaux renseignements en temps utile pour l'Assemblée plénière du CCIR en 1990;

x) que l'on devrait disposer d'une information détaillée sans délai pour usage général,

DECIDENT

1. que le GTIM 10-11/3 poursuive ses travaux avec le mandat suivant:

1.1 étudier les paramètres techniques en radiofréquence et les caractéristiques de l'émission y compris la modulation, le codage de canal, et le multiplexage pour la radiodiffusion TVHD avec l'assistance technique, au besoin, des Groupes de travail intérimaires 11/6, 10-CMTT/1 et 10-11/5;

1.1.1 étudier les paramètres des systèmes et les caractéristiques de la propagation pour autant qu'ils concernent l'émission de TVHD. Cette étude portera sur les types de systèmes suivants:

- systèmes numériques à large bande RF,

- systèmes analogiques à large bande RF,

- systèmes analogiques à bande RF étroite;

1.1.2 fournir une aide technique, si nécessaire, aux GTI compétents de la Commission 11 qui ont l'intention d'élaborer un Rapport connexe, pendant la même période et concernant l'émission de TVHD;

1.1.3 poursuivre les études nécessaires et préparer, en consultation avec le GTIM 10-11/1, le rapport demandé dans la Résolution N° 521 et soumettre ce rapport à la réunion du GTIM mentionné au CONSIDERANT *n)* ci-dessus. Ce rapport traitera des sujets suivants:

1.1.3.1 paramètres des systèmes d'émission par satellite de télévision à haute définition à large bande RF, en insistant sur les conséquences du choix des fréquences, par exemple:

- qualité de service;
- incidence du choix des fréquences de fonctionnement sur les paramètres du système;
- modulation (y compris les formats d'émission, le multiplexage et le codage dans le canal);
- largeur de bande pour les canaux;
- puissance de satellite requise;
- technologie des satellites et des stations terriennes;
- caractéristiques des systèmes de réception;
- caractéristiques des systèmes pour les liaisons de connexion associées;
- type de polarisation (influence de la propagation);
- rapports de protection;

1.1.3.2 données sur la propagation, (avec l'assistance de la Commission d'études 5) par exemple:

- affaiblissement dû aux précipitations;
- absorption atmosphérique;
- découplage de polarisations croisées;
- techniques de compensation des effets de propagation;

1.2 étudier les techniques de radiodiffusion de plusieurs voies audio et/ou voies de données soit associées à un signal de télévision soit pour la radiodiffusion son/données dans des canaux de radiodiffusion de Terre et par satellite;

1.2.1 poursuivre l'étude des normes de modulation pour l'intégration des signaux image et de plusieurs signaux audio et/ou de données. L'étude devrait porter notamment sur les méthodes d'interconnexion entre des systèmes de radiodiffusion par satellite et des systèmes de Terre;

1.2.2 étudier les méthodes appropriées de codage et de multiplexage permettant d'inclure plusieurs signaux son numériques dans la structure des formats de diffusion de la TVHD, et ce avec la qualité requise, telle que spécifiée par la Commission d'études 10;

1.2.3 pour le cas des signaux de données, étudier les méthodes de multiplexage appropriées en liaison avec le § 1.2.2 ci-dessus et compte tenu d'une coordination appropriée avec le GTIM 10-11/5, qui est chargé d'étudier le codage de la source et la définition des services de radiodiffusion de données;

1.2.4 étudier des méthodes appropriées pour définir et organiser l'utilisation de la capacité des canaux de radiodiffusion, partagée entre différents signaux (image, son et données);

1.3 revoir les renseignements contenus dans la publication spéciale du CCIR "Spécifications des systèmes de transmission pour le service de radiodiffusion par satellite" qui se réfère à la Recommandation 650, en se fondant sur les nouveaux renseignements disponibles et préparer une version actualisée de la publication spéciale ou un supplément à cette publication;

1.3.1 examiner les informations nouvelles concernant la publication spéciale et approuver, au nom du CCIR, la publication vers le 31 décembre 1990, d'une version révisée ou d'un supplément à la publication actuelle;

1.3.2 examiner l'opportunité d'une nouvelle révision lors de l'exécution des dispositions du § 1.3.1 ci-dessus, et faire rapport aux prochaines réunions intérimaires des Commissions d'études 10 et 11;

1.4 proposer des modifications appropriées aux Rapports et Recommandations pertinents du CCIR et communiquer les résultats des études mentionnées ci-dessus aux Commissions d'études 10 et 11 à leurs prochaines réunions intérimaires, en 1991;

2. que le Groupe de travail intérimaire mixte 10-11/3 devra respecter les dispositions de la Résolution 24 et limiter son travail aux textes existants de la XVIIe Assemblée plénière du CCIR émanant des Commissions d'études 10 et 11 et aux nouvelles contributions des participants aux travaux des Commissions d'études 10 et 11 et du GTIM 10-11/3;

3. que le Président, les Vice-Présidents et la composition du GTIM 10-11/3 seront ceux indiqués dans l'Annexe I.

ANNEXE I

Les Administrations, Organisations internationales et Exploitations privées reconnues ci-après ont fait savoir qu'elles tenaient à participer aux travaux du Groupe de travail intérimaire mixte 10-11/3:

Administrations:

Allemagne (République fédérale d')
Arabie saoudite (Royaume d')
Australie
Brésil
Canada
Chine (République populaire de)
Danemark
Espagne
Etats-Unis d'Amérique
Finlande
France
Iran (République islamique d')
Italie
Japon
Kenya (République du)
Pays-Bas
République démocratique allemande
Royaume-Uni
Suède
URSS

Organisations internationales et Exploitations privées reconnues:

CBS
UER
EUTELSAT
INTELSAT

Président du Groupe de travail intérimaire mixte 10-11/3:

M. Östen Mäkitalo
Swedish Telecom Radio
Radio Laboratory
S-136 80 HANINGE
Suède

Téléphone: +46 8 707 4600
Télex: 54 14970 gentel
Téléfax: +46 8 707 4684

assité des Vice-Présidents:

M. G. Chouinard
Department of Communications
Communications Research Centre, DSL
P.O. Box 11490, Terminal H
OTTAWA, ONTARIO K2H 8S2
Canada

Téléphone: +1 613 998 2652
Télex: 053 3342
Téléfax: +1 613 998 2433

M. Taiji Nishizawa
Advanced Television System
Research Division
Science and Technical Research Lab.
NHK
1-10-11, Kinuta, Setagaya-ku
TOKYO 157
Japon

Téléphone: +81 3 415 5111
Télex: J 22377
Téléfax: +81 3 417 5536

M. S.K. Chemai
Head/External Telecommunications
Service
Kenya Posts and Telecommunications
Corporation
P.O. Box 47704
NAIROBI
Kenya

Téléphone: +254 2 33 94 37
Télex: 22195 ou 22406

M. Sulaiman Samnan
Director Frequency Management
Engineering Affairs
Ministry of Information
RIYADH
Arabie saoudite

Téléphone: +966 1 404 1692
Télex: 401040 minfen sj

DECISION 93

TRAVAUX PREPARATOIRES DE LA CAMR-92

(1989)

Les Commissions d'études 10 et 11 du CCIR,

CONSIDERANT

a) que, par sa Résolution N° 1 (PL-B/1), la Conférence de plénipotentiaires de l'UIT (Nice, 1989) a décidé:

- que la Conférence administrative mondiale des radiocommunications chargée d'étudier les attributions de fréquences dans certaines parties du spectre se tiendrait durant le premier trimestre de 1992;

- que l'ordre du jour de cette Conférence serait établi par le Conseil d'administration compte tenu, entre autres, des Résolutions et Recommandations de la CAMR ORB-88 relatives à l'attribution des fréquences;

b) que, par ses Résolutions N° 520 et 521, la CAMR ORB-88 a invité le CCIR à effectuer certaines études sur la radiodiffusion sonore par satellite et sur la TVHD à large bande RF par satellite pour préparer cette Conférence;

c) que les Commissions d'études 10 et 11 ont établi des rapports concernant la radiodiffusion sonore par satellite et la radiodiffusion par satellite de TVHD;

d) que le GTIM 10-11/1 a déjà effectué des études sur la radiodiffusion sonore par satellite, conformément à son mandat, énoncé dans la Décision 43;

e) que le GTIM 10-11/3 a déjà effectué des études sur la radiodiffusion par satellite de TVHD, conformément à son mandat, énoncé dans la Décision 51;

f) que les réunions intérimaires du CCIR pour la période 1990-1994 ne se tiendront pas avant la réunion du GTIM du CCIR préparatoire à la Conférence, dont il est question dans la Résolution 100,

DECIDENT

1. que les GTIM 10-11/1 et 10-11/3 effectueront le plus de travail possible par correspondance;

2. que les GTIM 10-11/1 et 10-11/3 tiendront une réunion chacun dans le but précis de préparer les travaux nécessaires pour la Conférence, comme exposé dans l'Annexe;

3. que les réunions se tiendront à un moment approprié, de manière que les rapports soient soumis directement au GTIM dont il est question dans la Résolution 100, au plus tard deux mois avant sa réunion;

4. que, pour plus de commodité, les réunions devraient se suivre, la réunion du GTIM 10-11/3 précédant, de préférence, celle du GTIM 10-11/1, et dans la même zone géographique;

5. que ces réunions devraient être organisées sur la base de propositions des Présidents des GTI après consultation du Directeur du CCIR.

ANNEXE I

Les travaux porteront, sans y être forcément limités, sur les sujets suivants:

a) Pour ce qui est des émissions TVHD par satellite à large bande RF dans la gamme 12,7-23 GHz:

- incidence du choix des fréquences de fonctionnement sur les paramètres du système;
- modulation;
- format d'émission, multiplexage et codage dans le canal;
- largeur de bande pour les canaux;
- puissance de satellite requise;
- type de polarisation;
- rapports de protection;
- propagation;
- spectre total nécessaire;
- partage interservices et intraservice;
- partage interrégional;
- caractéristiques du système pour les liaisons de connexion;
- besoin en spectre pour les liaisons de connexion.

Par ailleurs, des études doivent être menées en accord avec le "décide" 3 de la Résolution N° 521 (CAMR ORB-88) qui a aussi décidé: "Alors que les Plans pour la bande 11,7-12,7 GHz peuvent déjà être utilisés pour certains types des systèmes de télévision à haute définition, les études doivent se poursuivre au sujet de l'utilisation future à long terme de la bande 11,7-12,7 GHz pour la TVHD à large bande RF sans porter atteinte aux Plans existant dans cette bande.".

b) Pour ce qui est de la radiodiffusion sonore par satellite pour les récepteurs portables et pour les récepteurs montés sur véhicule dans la gamme de 0,5-3 GHz:

- incidence du choix des fréquences de fonctionnement sur les paramètres du système;

- qualité de service;

- modulation;

- format d'émission, multiplexage et codage dans le canal;

- largeur de bande pour les canaux;

- utilisation de différentes orbites de satellite;

- puissance de satellite requise;

caractéristiques de propagation;

- caractéristiques des antennes d'émission et de réception;

- spectre total nécessaire;

- spectre nécessaire pour les liaisons de connexion;

- aspects techniques du partage entre services, avec une attention particulière accordée au partage géographique (inter, intra et interrégional).

Il convient aussi d'étudier les incidences de l'utilisation d'un système de radiodiffusion sonore par satellite avec rediffusion par des moyens terrestres.