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

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

UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

CCITT

COMITÉ CONSULTATIF
INTERNATIONAL
TÉLÉGRAPHIQUE ET TÉLÉPHONIQUE

LIVRE BLEU

TOME III – FASCICULE III.1

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DES COMMUNICATIONS ET DES CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES INTERNATIONAUX

RECOMMANDATIONS G.100 À G.181

IXe ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE
MELBOURNE, 14-25 NOVEMBRE 1988

Genève 1989

UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

CCITT

COMITÉ CONSULTATIF
INTERNATIONAL
TÉLÉGRAPHIQUE ET TÉLÉPHONIQUE

LIVRE BLEU

TOME III – FASCICULE III.1

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DES COMMUNICATIONS ET DES CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES INTERNATIONAUX

RECOMMANDATIONS G.100 À G.181

BIBLIOTHÈQUE DE L' UIT GENÈVE

IXe ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE
MELBOURNE, 14-25 NOVEMBRE 1988

Genève 1989

ISBN 92-61-03312-1

© UIT

Imprimé en Suisse

CONTENU DU LIVRE DU CCITT
EN VIGUEUR APRÈS LA NEUVIÈME ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE (1988)

LIVRE BLEU

Tome I

FASCICULE I.1 – Procès-verbaux et rapports de l'Assemblée plénière.

Liste des Commissions d'études et des Questions mises à l'étude.

FASCICULE I.2 – Vœux et Résolutions.

Recommandations sur l'organisation du travail du CCITT (série A).

FASCICULE I.3 – Termes et définitions. Abréviations et acronymes. Recommandations sur les moyens d'expression (série B) et les Statistiques générales des télécommunications (série C).

FASCICULE I.4 – Index du Livre bleu.

Tome II

FASCICULE II.1 – Principes généraux de tarification – Taxation et comptabilité dans les services internationaux de télécommunications. Recommandations de la série D (Commission d'études III).

FASCICULE II.2 – Service téléphonique et RNIS – Exploitation, numérotage, acheminement et service mobile. Recommandations E.100 à E.333 (Commission d'études II).

FASCICULE II.3 – Service téléphonique et RNIS – Qualité de service, gestion du réseau et ingénierie du trafic. Recommandations E.401 à E.880 (Commission d'études II).

FASCICULE II.4 – Services de télégraphie et mobile. Exploitation et qualité de service. Recommandations F.1 à F.140 (Commission d'études I).

FASCICULE II.5 – Services de télématique, de transmission de données et de téléconférence – Exploitation et qualité de service. Recommandations F.160 à F.353, F.600, F.601, F.710 à F.730 (Commission d'études I).

FASCICULE II.6 – Services de traitement des messages et d'annuaire – Exploitation et définition du service. Recommandations F.400 à F.422, F.500 (Commission d'études I).

Tome III

FASCICULE III.1 – Caractéristiques générales des communications et des circuits téléphoniques internationaux. Recommandations G.100 à G.181 (Commissions d'études XII et XV).

FASCICULE III.2 – Systèmes internationaux analogiques à courants porteurs. Recommandations G.211 à G.544 (Commission d'études XV).

FASCICULE III.3 – Supports de transmission – Caractéristiques. Recommandations G.601 à G.654 (Commission d'études XV).

FASCICULE III.4 – Aspects généraux des systèmes de transmission numériques; équipements terminaux. Recommandations G.700 à G.795 (Commissions d'études XV et XVIII).

FASCICULE III.5 – Réseaux numériques, sections numériques et systèmes de ligne numérique. Recommandations G.801 à G.961 (Commissions d'études XV et XVIII).

FASCICULE III.6 – Utilisation des lignes pour la transmission des signaux autres que téléphoniques. Transmissions radiophoniques et télévisuelles. Recommandations des séries H et J (Commission d'études XV).

FASCICULE III.7 – Réseau numérique avec intégration des services (RNIS) – Structure générale et possibilités de service. Recommandations I.110 à I.257 (Commission d'études XVIII).

FASCICULE III.8 – Réseau numérique avec intégration des services (RNIS) – Aspects généraux et fonctions globales du réseau, interfaces usager-réseau RNIS. Recommandations I.310 à I.470 (Commission d'études XVIII).

FASCICULE III.9 – Réseau numérique avec intégration des services (RNIS) – Interfaces entre réseaux et principes de maintenance. Recommandations I.500 à I.605 (Commission d'études XVIII).

Tome IV

FASCICULE IV.1 – Principes généraux de maintenance, maintenance des systèmes de transmission internationaux et de circuits téléphoniques internationaux. Recommandations M.10 à M.782 (Commission d'études IV).

FASCICULE IV.2 – Maintenance des circuits internationaux télégraphiques, phototélégraphiques et loués. Maintenance du réseau téléphonique public international. Maintenance des systèmes maritimes à satellites et de transmission de données. Recommandations M.800 à M.1375 (Commission d'études IV).

FASCICULE IV.3 – Maintenance des circuits radiophoniques internationaux et transmissions télévisuelles internationales. Recommandations de la série N (Commission d'études IV).

FASCICULE IV.4 – Spécifications des appareils de mesure. Recommandations de la série O (Commission d'études IV).

Tome V – Qualité de la transmission téléphonique. Recommandations de la série P (Commission d'études XII).

Tome VI

FASCICULE VI.1 – Recommandations générales sur la commutation et la signalisation téléphoniques. Fonctions et flux d'information pour les services du RNIS. Suppléments. Recommandations Q.1 à Q.118 *bis* (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.2 – Spécifications des Systèmes de signalisation n°s 4 et 5. Recommandations Q.120 à Q.180 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.3 – Spécifications du Système de signalisation n° 6. Recommandations Q.251 à Q.300 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.4 – Spécifications des Systèmes de signalisation R1 et R2. Recommandations Q.310 à Q.490 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.5 – Centraux numériques locaux, de transit, combinés et internationaux dans les réseaux numériques intégrés et les réseaux mixtes analogiques-numériques. Suppléments. Recommandations Q.500 à Q.554 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.6 – Interfonctionnement des systèmes de signalisation. Recommandations Q.601 à Q.699 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.7 – Spécifications du Système de signalisation n° 7. Recommandations Q.700 à Q.716 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.8 – Spécifications du Système de signalisation n° 7. Recommandations Q.721 à Q.766 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.9 – Spécifications du Système de signalisation n° 7. Recommandations Q.771 à Q.795 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.10 – Système de signalisation d'abonné numérique n° 1 (SAN 1), couche liaison de données. Recommandations Q.920 à Q.921 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.11 – Système de signalisation d'abonné numérique n° 1 (SAN 1), couche réseau, gestion usager-réseau. Recommandations Q.930 à Q.940 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.12 – Réseau mobile terrestre public, interfonctionnement du RNIS avec le RTPC. Recommandations Q.1000 à Q.1032 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.13 – Réseau mobile terrestre public. Sous-système application mobile et interface associées. Recommandations Q.1051 à Q.1063 (Commission d'études XI).

FASCICULE VI.14 – Interfonctionnement avec les systèmes mobiles à satellites. Recommandations Q.1100 à Q.1152 (Commission d'études XI).

Tome VII

FASCICULE VII.1 – Transmission télégraphique. Recommandations de la série R. Equipements terminaux pour les services de télégraphie. Recommandations de la série S (Commission d'études IX).

FASCICULE VII.2 – Commutation télégraphique. Recommandations de la série U (Commission d'études IX).

FASCICULE VII.3 – Equipements terminaux et protocoles pour les services de télématique. Recommandations T.0 à T.63 (Commission d'études VIII).

FASCICULE VII.4 – Procédures d'essai de conformité pour les Recommandations télétex. Recommandation T.64 (Commission d'études VIII).

FASCICULE VII.5 – Equipements terminaux et protocoles pour les services de télématique. Recommandations T.65 à T.101, T.150 à T.390 (Commission d'études VIII).

FASCICULE VII.6 – Equipements terminaux et protocoles pour les services de télématique. Recommandations T.400 à T.418 (Commission d'études VIII).

FASCICULE VII.7 – Equipements terminaux et protocoles pour les services de télématique. Recommandations T.431 à T.564 (Commission d'études VIII).

Tome VIII

FASCICULE VIII.1 – Communication de données sur le réseau téléphonique. Recommandations de la série V (Commission d'études XVII).

FASCICULE VIII.2 – Réseaux de communications de données: services et facilités, interfaces. Recommandations X.1 à X.32 (Commission d'études VII).

FASCICULE VIII.3 – Réseaux de communications de données: transmission, signalisation et commutation, réseau, maintenance et dispositions administratives. Recommandations X.40 à X.181 (Commission d'études VII).

FASCICULE VIII.4 – Réseaux de communications de données: interconnexion de systèmes ouverts (OSI) – Modèle et notation, définition du service. Recommandations X.200 à X.219 (Commission d'études VII).

FASCICULE VIII.5 – Réseaux de communications de données: interconnexion de systèmes ouverts (OSI) – Spécifications de protocole, essai de conformité. Recommandations X.220 à X.290 (Commission d'études VII).

FASCICULE VIII.6 – Réseaux de communications de données: interfonctionnement entre réseaux, systèmes mobiles de transmission de données, gestion inter-réseaux. Recommandations X.300 à X.370 (Commission d'études VII).

FASCICULE VIII.7 – Réseaux de communications de données: systèmes de messagerie. Recommandations X.400 à X.420 (Commission d'études VII).

FASCICULE VIII.8 – Réseaux de communications de données: annuaire. Recommandations X.500 à X.521 (Commission d'études VII).

Tome IX – Protection contre les perturbations. Recommandations de la série K (Commission d'études V). Construction, installation et protection des câbles et autres éléments d'installations extérieures. Recommandations de la série L (Commission d'études VI).

Tome X

FASCICULE X.1 – Langage de spécification et de description fonctionnelles (LDS). Critères d'utilisation des techniques de description formelles (TDF). Recommandation Z.100 et Annexes A, B, C et E, Recommandation Z.110 (Commission d'études X).

FASCICULE X.2 – Annexe D de la Recommandation Z.100: directives pour les usagers du LDS (Commission d'études X).

FASCICULE X.3 – Annexe F.1 de la Recommandation Z.100: définition formelle du LDS. Introduction (Commission d'études X).

FASCICULE X.4 – Annexe F.2 de la Recommandation Z.100: définition formelle du LDS. Sémantique statique (Commission d'études X).

FASCICULE X.5 – Annexe F.3 de la Recommandation Z.100: définition formelle du LDS. Sémantique dynamique (Commission d'études X).

FASCICULE X.6 – Langage évolué du CCITT (CHILL). Recommandation Z.200 (Commission d'études X).

FASCICULE X.7 – Langage homme-machine (LHM). Recommandations Z.301 à Z.341 (Commission d'études X).

TABLE DES MATIÈRES DU FASCICULE III.1 DU LIVRE BLEU

Partie I – Recommandations G.100 à G.181

Caractéristiques générales des communications et des circuits téléphoniques internationaux

N° de la Rec.		Page
Index des Recommandations sur la qualité de transmission		XI
Tableaux résumant les Recommandations à la transmission sur les lignes		XIII
SECTION 1 –	*Caractéristiques générales des communications téléphoniques internationales et des circuits téléphoniques internationaux*	
1.0	**Généralités**	
G.100	Définitions utilisées dans le fascicule III.1	3
G.101	Le plan de transmission	9
G.102	Objectifs et Recommandations pour la qualité de transmission	25
G.103	Communications fictives de référence	28
G.105	Communication fictive de référence pour les études relatives à la diaphonie	37
1.1	**Recommandations générales relatives à la qualité de transmission d'une communication téléphonique internationale complète**	
G.111	Equivalents pour la sonie (ES) dans une communication internationale	42
G.113	Réductions de qualité de transmission	63
G.114	Temps de propagation moyen dans un sens	84
G.117	Dissymétrie par rapport à la terre du point de vue de la transmission (définitions et méthodes)	94
1.2	**Caractéristiques générales des systèmes nationaux faisant partie de communications internationales**	
G.120	Caractéristiques de transmission des réseaux nationaux	108
G.121	Equivalents pour la sonie (ES) des systèmes nationaux	109
G.122	Influence des systèmes nationaux sur la stabilité, l'écho pour la personne qui parle et pour la personne qui écoute dans les communications internationales	126
G.123	Bruits de circuit dans les réseaux nationaux	138
G.125	Caractéristiques des circuits nationaux établis sur des systèmes à courants porteurs	143

1.3 Caractéristiques générales de la chaîne à quatre fils formée par les circuits téléphoniques internationaux et par les circuits nationaux de prolongement

G.131 Stabilité et échos 143
G.132 Distorsion d'affaiblissement 155
G.133 Distorsion de temps de propagation de groupe 156
G.134 Diaphonie linéaire 157
G.135 Erreur sur la fréquence restituée 158

1.4 Caractéristiques générales de la chaîne à quatre fils par les circuits internationaux; transit international

G.141 Distorsion d'affaiblissement 159
G.142 Caractéristiques de transmission des centraux 160
G.143 Bruit de circuit et utilisation de compresseurs-extenseurs 165

1.5 Caractéristiques des circuits téléphoniques internationaux et des circuits nationaux de prolongement

G.151 Objectifs généraux de qualité de fonctionnement applicables à tous les circuits internationaux et nationaux de prolongement modernes 169
G.152 Caractéristiques particulières des circuits à grande distance ne dépassant pas une longueur de 2500 km 174
G.153 Caractéristiques particulières des circuits internationaux de longueur supérieure à 2500 km 175

1.6 Dispositifs associés à des circuits téléphoniques de grande longueur

G.161 Suppresseurs d'écho pour circuits à temps de propagation court ou long 178
G.162 Caractéristiques des compresseurs-extenseurs pour la téléphonie 178
G.163 Systèmes de concentration des communications 185
G.164 Suppresseurs d'écho 186
G.165 Annuleurs d'écho 221
G.166 Caractéristiques des compresseurs-extenseurs syllabiques pour la téléphonie utilisés dans des systèmes de grande capacité à grande distance 244

1.7 Aspects des communications et des circuits spéciaux du réseau de communications téléphoniques internationales concernant le plan de transmission

G.171 Aspects des réseaux à usage privé relatifs au plan de transmission 251
G.172 Aspects des conversations conférences internationales concernant le plan de transmission 269

1.8 Protection et rétablissement des systèmes de transmission

G.180 Caractéristiques des systèmes de rétablissement à transmission directe du type N + M destinés à être utilisés dans des sections, liaisons ou équipements numériques 272

G.181 Caractéristiques des systèmes de rétablissement du type 1 + 1 destinés à être utilisés sur des liaisons de transmission numérique 283

Partie II – Suppléments à la section 1 des Recommandations de la série G

N° de la Rec.		Page
Supplément n° 1	Calcul de la stabilité des communications internationales établies conformément au plan de transmission et de commutation	289
Supplément n° 2	Echo pour la personne qui parle sur les communications internationales	289
Supplément n° 3	Evaluation des dispositifs de réduction des échos	296
Supplément n° 10	Application de la Recommandation B.4 relative à l'emploi du décibel	296
Supplément n° 20	Combinaisons possibles des dégradations élémentaires de la qualité de transmission dans les communications fictives de référence	296
Supplément n° 21	Liaison des unités de distorsion de quantification dans la planification des communications internationales	297
Supplément n° 24	Considérations relatives aux unités de distorsion de quantification (dq) de certains dispositifs numériques qui traitent des signaux codés	297
Supplément n° 25	Directives pour l'emplacement des microphones et des haut-parleurs dans les salles pour conversations conférences	297
Supplément n° 29	Objectifs applicables aux chaînes mixtes analogique/numérique de circuits à quatre fils	297
Supplement n° 30	Plan de transmission et réseaux du service téléphonique mobile terrestre	308

NOTES PRÉLIMINAIRES

1 Dans ce fascicule, l'expression «Administration» est utilisée pour désigner de façon abrégée aussi bien une administration de télécommunications qu'une exploitation privée reconnue de télécommunications.

2 Les Recommandations G.106, G.107 et G.108 du *Livre rouge* ont été transférées au fascicule II.3 du *Livre bleu*, sous les numéros E.800, E.810 et E.830 respectivement.

3 Les expressions «équivalent de référence» (ER) et «équivalent de référence corrigé» (ERC) ne sont plus utilisées dans le présent fascicule. Seules seront citées dans les Recommandations des valeurs d'équivalent pour la sonie (ES). Le fascicule III.1 du *Livre rouge* donne toutefois un exposé complet des rapports entre ER, ERC et ES.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

INDEX DES RECOMMANDATIONS SUR LA QUALITÉ DE TRANSMISSION
(Voir la Remarque)

0	*Définitions*	*Recommandations*
0.1	Communications fictives de référence	G.103, 212, 215, 222, 801
0.2	Niveaux (signal de parole, données)	G.101, § 5.3
0.3	Points de référence	G.101, 223, M.120, 580, G.111, 121
1	*Niveaux*	
1.1	Affaiblissements pour la sonie	G.111, 121, P.76
1.2	Stabilité des niveaux	G.122, 131
1.3	Variations de l'affaiblissement global	G.122, 131
2	*Caractéristiques en fréquences de l'amplitude*	
2.1	Bande réellement transmise	G.132, 151
2.2	Distorsion d'affaiblissement	G.132, 141, 151, 165, 232, H.12
3	*Temps de propagation et temps de propagation de groupe*	
3.1	Temps de propagation global	G.114, 151, H.12
3.2	Distorsion du temps de propagation de groupe	G.113, 114, 133, 232, 242
3.3	Distortion de phase	G.113, 133
4	*Diaphonie*	
4.1	Diaphonie à implication sociale	G.134, 221, P.16
4.2	Paradiaphonie	G.151, P.16
4.3	Diaphonie entre les deux sens de transmission	G.151, 232
4.4	Télédiaphonie	G.151
5	*Bruit*	
5.1	Bruit de circuit	G.123, 153, 222, 223
5.2	Bruit d'intermodulation	G.223
5.3	Bruit sur une voie au repos	G.712, 713, 792
5.4	Bruit de quantification	G.113, 712, 713
6	*Impédance*	
6.1	Impédance nominale	G.712, 142
6.2	Affaiblissement d'équilibrage	G.121, 142, 232
6.3	Dissymétrie	G.117
6.4	Affaiblissement en circuit ouvert	G.122
6.5	Echo	G.131
6.6	Impédances de ligne	G.111, 121

7	*Distortion de non-linéarité*	
7.1	Distorsion de non-linéarité	G.151
7.2	Limitation d'amplitude (limitation de crête)	G.232
7.3	Distortion de quantification	G.113, 712, 713, 714, 733, 792
8	*Dégradations dues aux transitoires*	
8.1	Bruits d'impulsion	G.113
8.2	Sauts de phase	G.113
8.3	Sauts de gain	G.113
8.4	Interruptions	G.113
9	*Circuits spéciaux*	
9.1	Réseaux privés	G.171
9.2	Communication conférence	G.172

Remarque – Cet index présente une liste incomplète des Recommandations relatives à la qualité de transmission. Ce n'est pas une liste exhaustive et il faut se référer également aux Recommandations de la série P relatives au même sujet.

TABLEAUX RÉSUMANT LES RECOMMANDATIONS À LA TRANSMISSION SUR LES LIGNES

TABLEAU 1

Résumé des principales caractéristiques spécifiées par le CCITT pour les circuits téléphoniques [a] internationaux et les communications internationales

(Ce tableau très résumé ne constitue pas une Recommandation;
il est conseillé de se reporter au texte complet des Recommandations)

		Pour un circuit international (1)	Pour une communication complète ou pour ses parties (2)
Equivalent pour la sonie		G.111, § 2	Pour la communication et pour les systèmes nationaux G.111, § 1; G.121
Nominal en quatre fils (plan de transmission, voir G.101)		0,0 dB G.101 – Numérique 0,5 dB G.101 – Analogique Effets d'écho (G.131, § 2)	Circuit nationaux de la chaîne quatre fils: G.101, § 2.2, G.121, G.122
Stabilité de la transmission		G.131, § 1	Affaiblissement d'équilibrage réseaux nationaux (G.122)
Bande de fréquences effectivement transmises	Limites en Hz	Au moins de 300 à 3400 (G.151, § 1)	Chaîne de 6 circuits quatre fils: de 300 à 3400 (G.132)
	Affaiblissement supplémentaire à des fréquences limites	9 dB (G.151 § 1 et G.132)	9 dB (G.151, § 1 et G.132)
Distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence		G.151, § 1; figure 1/G.151	Objectif souhaitable pour 12 circuits (figure 1/G.132) Transmission des données: voir H.12
Temps de propagation de groupe (t)		G.114	Pour la communication (G.114) $t \leqslant 150$ ms, sans réserve $t \leqslant 400$ ms, acceptable sous conditions Transmission de données: voir H.12
Distorsion de phase (sur le temps de propagation de groupe t)		$t_m - t_{min} \leqslant 30$ ms [b] $t_M - t_{min} \leqslant 15$ ms [b] (G.133)	Pour la chaîne à quatre fils (G.133) $t_m - t_{min} \leqslant 60$ ms $t_M - t_{min} \leqslant 30$ ms Pour chaque chaîne nationale à quatre fils: (G.133) $t_m - t_{min} \leqslant 15$ ms $t_M - t_{min} \leqslant 7{,}5$ ms
Variations d'équivalent en fonction du temps		Ecart moyen par rapport nominal $\leqslant \pm 0{,}5$ dB Ecart type $\leqslant$ 1 dB ou 1,5 dB (G.151, § 3)	Circuit de prolongement comme (1) (G.151) Transmission de données: voir H.12
Diaphonie linéaire entre circuits différents (écarts para- ou télédiaphonique Δ)		$\Delta \geqslant 65$ dB (G.151, § 4, remarques 1 et 3)	Circuit de prolongement comme (1) (G.151)
Ecart paradiaphonique entre les deux sens de transmission		Circuits ordinaires: $\geqslant$ 43 dB (G.151, § 4) Avec un concentrateur: $\geqslant$ 58 dB Avec un suppresseur d'écho: $\geqslant$55 dB (G.151, § 4) (remarque 4)	Circuits de prolongement: comme sous (1) (G.151)

TABLEAU 1 *(fin)*

		Pour un circuit international (1)	Pour une communication complète ou pour ses parties (2)
Bruit de circuit		Voir le tableau 1 *bis*	
Impédance en fréquences vocales des équipements terminaux à courants porteurs			Valeur nominale 600 ohms (G.232, § 11.2)
Ecart de fréquence entre extrémités d'un circuit à courant porteur		⩽ 2 Hz (G.135, G.225)	G.135, G.225
Puissance au point de niveau relatif zéro	Téléphonie, puissance moyenne au cours de l'heure chargée	Courants vocaux, etc. 22 µW [c] (G.223) Signaux électriques + tonalités 10 µW [c] (G.223) (Pour la puissance d'impulsions de signalisation, voir G.224)	
	Télégraphie harmonique: puissance maximale par voie télégraphique, pour un système à 24 voies 18 voies 12 voies ou moins	A modulation d'amplitude, puissance pour l'émission d'un trait continu [H.23, § 2, a)] 9 µW 15 µW 35 µW	A modulation de fréquence [H.23, § 2, b)] 5,6 µW 7,5 µW 11,25 µW
	Télégraphie privée et téléphonie	Niveau télégraphique ⩽ −13 dBm0 (H.32) [d]	
	Phototélégraphie	Modulation d'amplitude −3 dBm0 modulation de fréquence −13 dBm0 (H.41)	
Puissance maximale pour la transmission de données sur circuits loués (H.51, § 1) [d]		1 mW dans la ligne d'abonné fréquences ⩾ 2400 Hz, voir G.224	
		Modulation de fréquence: −13 dBm0 ou −20 dBm0 Modulation d'amplitude: ⩾ −13 dBm0	
Puissance maximale pour la transmission de données sur circuits du réseau à commutation (H.51, § 2) [d]		1 mW dans la ligne d'abonné fréquences ⩾ 2400 Hz, voir G.224	
		Modulation de fréquence ou de phase: ⩾ 13 dBm0 Modulation d'amplitude: ⩾ −13 dBm0	

m = fréquence minimale nominale effectivement transmise.

M = fréquence maximale nominale effectivement transmise.

min = fréquence correspondant au temps de propagation de groupe minimal.

[a] Sauf indication contraire, les circuits utilisés pour la télégraphie harmonique ou pour la phototélégraphie présentent les mêmes caractéristiques.

[b] Ces valeurs s'appliquent à la chaîne des circuits internationaux.

[c] Objectif de calcul ou valeur conventionnelle pour un circuit fictif de référence.

[d] Cette Recommandation contient des restrictions d'emploi, voir aussi la Recommandation H.34.

TABLEAUX RÉSUMANT LES RECOMMANDATIONS

TABLEAU 1 *bis*

Résumé des objectifs de bruit spécifiés par le CCITT et le CCIR pour les circuits téléphoniques

(Ce tableau très résumé ne constitue pas une Recommandation; il est conseillé de se reporter au texte complet des Recommandations)

Types de systèmes				Objectifs généraux						
				En câble [a] ou sur faisceau hertzien			Liaison par satellite à seul bond	En câble sous-marin [a]	Tous systèmes	
Circuits téléphoniques considérés [b]				Circuits nationaux de prolongement à quatre fils et circuits internationaux de 250 à 2500 km	Circuits de 5000 km	Circuits de 2500 à environ 25 000 km	Circuits de 7500 à environ 15 000 km	Circuits de 2500 à environ 25 000 km	Chaîne de six circuits internationaux	
Recommandations du CCITT				G.152 G.212 [d] G.222 G.226	G.215	G.153		G.153	G.143	G.143
Recommandations du CCIR				391, 392 393, 395 396, 397			352 353			
Circuit fictif de référence (c.f.r) ou circuit typique considéré				C.f.r de 2500 km [e] ou circuit réel analogue	Circuit de 5000 km	Circuit de 7500 km [e]	C.f.r élémentaire d'au moins 7500 km		Chaîne d'environ 25 000 km	Chaîne de plus de 25 000 km
Objectifs recommandés	Puissance psophométrique	Moyenne horaire	Puissance totale	10 000 pW					50 000 pW	
			Equipements terminaux	25 000 pW	2500 pW0p				D'environ 5000 à 7000 pW0p	
			Ligne	75 000 pW soit 3 pW/km	7500 pW0p 2 pW0p/km	15 000 pW [f] 2 pW/km ou mieux [g]	10 000 pW [f]	1 pW/km [g]	Environ 1,5 pW/km	1 pW/km pour chaque section de longueur supérieure à 2500 km
		Sur une minute dépassée pendant 20% d'un mois	Ligne	10 000 pW0p	5000 pW0p		10 000 pW [f]			
		% d'un mois pendant lequel la puissance psophométrique sur une minute due à la ligne qui est indiquée peut être dépassée	47 500 pW 50 000 pW 63 000 pW	0,1	0,1	0,3 [f]	0,3 [f]			
Puissance non pondérée		% du mois pendant lequel on peut dépasser 10^6 pW (5 ms)		0,1		0,3 [f]	0,3 [f]			

TABLEAU 1 *bis (fin)*

Objectifs spéciaux								
Dans les réseeaux nationaux	Faisceaux hertziens					Faisceaux hertziens transhorizon dans des conditions spéciales	Sur fils aériens	
Bruit dû au système de transmission national	Liaisons réelles ne différant pas beaucoup du c.f.r. 280 < L < 2500 km	Constitution liaisons réelles très différentes du c.f.r				Un ou deux circuits au maximum dans une communication mondiale	2500 km au maximum	Plus de 2500 km
		50 ⩽ L < 280 km	280 < L ⩽ 840 km	840 < L ⩽ 1670 km	1670 < L ⩽ 2500 km			
G.123							G.311	G.153
Recommandations du CCIR	395	395	395	395	395	396; 392		
L, longueur totale en km des systèmes à grande distance à MRF de la chaîne nationale						C.f.r. de 2500 km [e)]	C.f.r. de 2500 km [e)]	Circuit de 10 000 km
(4000 + 4L) pW ou (7000 + 2L) pW [h)]							20 000 pW [i)]	50 000 pW [i)]
							2500 pW	
	3 LpW	(3 L + 200) pW		(3 L + 400) pW	(3 L + 600) pW		17 500 pW	
	3 LpW	(3 L + 200) pW		(3 L + 400) pW	(3 L + 600) pW	25 000 pW		
	$\frac{L}{2500} \times 0{,}1$	$\frac{280}{2500} \times 0{,}1$	$\frac{L}{2500} \times 0{,}1$	$\frac{L}{2500} \times 0{,}1$	$\frac{L}{2500} \times 0{,}1$	0,5		
						0,5		

[a] Pour ces systèmes, il suffit de vérifier que l'objectif pour la moyenne horaire est atteint.

[b] Des objectifs spéciaux pour la télégraphie sont indiqués dans les Recommandations G.143, G.153 et G.442. Des objectifs pour la transmission de données sont indiqués dans les Recommandations G.143 et G.153.

[c] Pour quelques très grands pays, voir le § 3) de la Recommandation G.222.

[d] Voir dans cette Recommandation le détail des circuits fictifs de référence à considérer.

[e] Les objectifs pour le bruit de ligne, dans la même colonne, sont proportionnels à la longueur pour des longueurs plus petites.

[f] A titre provisoire.

[g] Objectif 3 pW/km pour les plus mauvais circuits; si un circuit réel dépasse 40 000 pW, il faut le munir d'un compresseur-extenseur.

[h] Guide pour la planification.

[i] Sauf conditions climatiques extrêmement défavorables.

Remarque générale – Toutes les valeurs citées dans ce tableau sont rapportées au point de niveau relatif zéro d'un circuit téléphonique établi sur le système considéré (du premier circuit, pour la chaîne). En outre, (G.123), la f.e.m. psophométrique des bruits induits par des lignes électriques ne doit pas dépasser 1 mV aux bornes «lignes» du poste d'abonné. La puissance psophométrique moyenne du bruit à travers un central automatique national à quatre fils: $\leqslant$ 200 pWp. Limites de la puissance non pondérée à travers le central: 100 000 pW.

TABLEAU 2

Résumé des principales caractéristiques spécifiées par le CCITT pour les équipements terminaux à courant porteurs

(Ce tableau très résumé ne constitue pas une Recommandation;
il est conseillé de se reporter au texte complet des Recommandations)

	Systèmes entièrement en câble (G.232)	Systèmes sur fils aériens	
		à 3 voies (G.361)	à 12 voies (G.232)
Niveau du résidu de courant porteur en ligne:			
a) à l'intérieur de la bande 60 à 108 kHz			
– sur une voie	⩽ −26 dBm0	⩽ −17 dBm0	⩽ −26 dBm0
– sur un groupe primaire [a)]	⩽ −20 dBm0	⩽ −14,5 dBm0	⩽ −20 dBm0
b) à l'extérieur de la bande de 60 à 108 kHz	⩽ −50 dBm0		⩽ −50 dBm0
Distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence	Figures 1/G.232 et 2/G.232		
Temps de propagation de groupe	Tableau 1/G.232		
Distorsion de non-linéarité	Figure 3/G.232		
Limitation d'amplitude	Définition (G.232, § 8)		
Ecart diaphonique	⩾ 65 dB pour la diaphonie intelligible (G.232, § 9) ⩾ 60 dB pour la diaphonie inintelligible entre voies adjacentes (G.232, § 9)		
Ecart paradiaphonique (A) en HF	⩾ 47 dB sans suppresseurs d'écho (G.232, § 9) ⩾ 62 dB avec suppresseurs d'écho (G.232, § 9)		
Ecart paradiaphonique (X) en BF	⩾ 53 dB sans suppresseurs d'écho (G.232, § 9) ⩾ 68 dB avec suppresseurs d'écho (G.232, § 9)		
Niveaux relatifs	G.232, § 11; tableau 2/G.232		
Impédance	600 Ω (G.232, § 12)		
Protection et suppression des ondes pilotes	G.232, § 13)		

[a)] Lorsqu'une partie du groupe primaire est transmise sur ligne aérienne (voir le § 5.1 de la Recommandation G.232).

Remarque – Voir les Recommandations G.234 et G.235 pour les recommandations particulières relatives respectivement aux équipements à 8 et à 16 voies.

TABLEAU 3

Résumé des principales caractéristiques spécifiées par le CCITT pour les groupes pirmaires et secondaires

(Ce tableau très résumé ne constitue pas une Recommandation;
il est conseillé de se reporter au texte complet des Recommandations)

	Groupe primaire		Groupe secondaire
Ecart entre composante, désirable et composantes définies dans G.242, § 1.2	à 84 kHz (G.242) (dB)		à 412 kHz (G.242) (dB)
– de diaphonie intelligible [a)]	70		70
– de diaphonie inintelligible [a)]	70		70
– diaphonie possible	35		35
– extra-bandes nuisibles	40		40
– extra-bandes neutres	17		17
Affaiblissement supplémentaire pour la protection d'ondes pilotes (G.243)			au moins 40 dB à 308 kHz ± 8 Hz au moins 20 dB à 308 et 556 kHz ± 40 Hz (par rapport à 412 kHz)
Affaiblissement supplémentaire pour la protection d'ondes additionnelles de mesure (G.243)			au moins 20 dB à 308 et 556 kHz ± 20 Hz au moins 15 dB à 308 et 556 kHz ± 50 Hz (par rapport à 412 kHz) (voir aussi figure 1/G.243)
Variation de l'affaiblissement d'insertion des équipements de transfert dans la bande passante	± 1 dB par rapport à 84 kHz (G.242)		± 1 dB par rapport à 412 kHz ⩽ 3 dB pour les GS 1 et 3 (G.242)
Variation de l'affaiblissement d'insertion des équipements de transfert entre 10 °C et 40 °C	± 1 dB à 84 kHz par rapport à l'affaiblissement à 25 °C (G.242)		± 1 dB à 412 kHz par rapport à l'affaiblissement à 25 °C (G.242)
Ondes pilotes de groupe primaire ou secondaire correspondant au (G.241)	Fréquence (kHz) [b)]	Stabilité (Hz)	Niveau absolu de puissance en un point de niveau relatif zéro (pour tolérances, voir G.241) (dBm0)
– groupe primaire de base B [c)]	84,080	± 1	–20
	84,140	± 3	–25
	104,080	± 1	–20
– groupe secondaire de base	411,860	± 3	–25
	411,920	± 1	–20
	547,920	± 1	–20

[a)] Pour la téléphonie (G.242).

[b)] Voir dans la Recommandation G.241 les conditions d'emploi de ces fréquences.

[c)] Aussi applicable aux groupes primaires à 8 voies (G.234).

TABLEAU 3 *bis*

Résumé des principales caractéristiques spécifiées par le CCITT pour les groupes tertiaires, quaternaires et assemblages de 15 groupes secondaires

	Groupe tertiaire	Groupe quaternaire	Assemblage de 15 GS
Ecart, entre composante désirable et composantes définies dans G.242, § 1.2	à 1552 kHz (G.242) (dB)	à 11 096 kHz (G.242) (dB)	à 1552 kHz (G.242) (dB)
– de diaphonie intelligible [a)]	70	70	70
– de diaphonie inintelligible [a)]	70	70	70
– diaphonie possible	35	35	35
– extra-bandes nuisibles	40	40	40
– extra-bandes neutres	17	17	17
Variation de l'affaiblissement d'insertion des équipements de transfert dans la bande passante	±1 dB par rapport à 1552 kHz (G.242)	±1,5 dB par rapport à 11 096 kHz ± 1 dB dans chaque groupe tertiaire (G.242)	±1,5 dB par rapport à 1552 kHz ± 1 dB dans chaque groupe secondaire (G.242)
Variation de l'affaiblissement d'insertion des équipements de transfert entre 10 °C et 40 °C	±1 dB à 1552 kHz par rapport à l'affaiblissement à 25 °C (G.242)	±1 dB à 11 096 kHz par rapport à l'affaiblissement à 25 °C (G.242)	±1 dB à 1552 kHz par rapport à l'affaiblissement à 25 °C (G.242)
Niveaux relatifs aux répartiteurs (G.233)	(dBr)	(dBr)	(dBr)
– émission	−36	−33	−33
– réception	−23	−25	−25
Affaiblissement d'adaptation aux accès des modulateurs (G.233)	(dB) ⩾ 20	(dB) ⩾ 20	(dB) ⩾ 20
Ondes pilotes de groupe tertiaire, quaternaire ou d'assemblage de 15 GS correspondant au (G.241)	Fréquence (kHz)	Stabilité (Hz)	Niveau (pour tolérances, voir G.241) (dBm0)
– groupe tertiaire de base	1 552	± 2	−20
– groupe quaternaire de base	11 096	±10	−20
– assemblage de base de 15 GS	1 552	± 2	−20

[a)] Pour la téléphonie (G.242).

TABLEAU 4

Résumé des caractéristiques spécifiées par le CCITT pour les systèmes à courants porteurs sur lignes aériennes

(Ce tableau très résumé ne constitue pas une Recommandation;
il est conseillé de se reporter au texte complet des Recommandations)

	Systèmes procurant sur chaque paire		
	3 circuits	8 circuits G.314 [c]	12 circuits
Fréquences en ligne			
– pour un système	Figure 1/G.361; (voir aussi G.361, § 1.1, § 2.1, § 2.2)	Figure 1/G.314	Figure 1/G.311 ou figure 2/G.311
– pour plusieurs systèmes sur la même artère	Figure 1/G.361	[G.314, § c)]	Comme exemples Figure 3/G.311 et figure 4/G.311
Ondes pilotes			
– fréquence	16,110 et 31,110 kHz ou 17,800 kHz [a] (G.361, § 1.3)	[G.314, § d)]	(G.311, § 5)
– niveau	–15 dBm0		–20 dBm0 [b]
Niveau relatif à la sortie des équipements terminaux et des répéteurs intermédiaires, pour la fréquence correspondant à 800 Hz sur chaque voie	⩽ 17 dBr (G.361, § 2)	⩽ 17 dBr [G.314, § b)]	Pour le répéteur terminal ⩽ 17 dBr ± 1 dBr Pour le répéteur intermédiaire ⩽ 17 dBr ± 2 dBr (G.311, § 3)
Stabilité de générateurs de fréquences porteuses et pilotes	$2{,}5 \times 10^{-5}$ (G.361, § 1.3 et 1.8)	1×10^{-5} [G.314, § d)]	5×10^{-6} (G.311, § 6)

[a] Employé seulement par accord entre Administrations.

[b] Recommandation provisoire.

[c] Pour le texte de cette Recommandation, voir le tome III-1 du *Livre orange*, Genève, 1976.

TABLEAU 5

Résumé des caractéristiques spécifiées par le CCITT pour les systèmes à courants porteurs sur paires symétriques [a]

(Ce tableau très résumé ne constitue pas une Recommandation;
il est conseillé de se reporter au texte complet des Recommandations)

	Systèmes procurant			
	1, 2 ou 3 groupes primaires	4 groupes primaires	5 groupes primaires	2 groupes secondaires
Fréquences en ligne	Figure 2*a*)/G.322	Figure 2*b*)/G.322 Schéma 1 Schéma 1 *bis* [b]	Figure 2*c*)/G.322 Schéma 2 Schéma 2 *bis* [b]	Figure 4/G.322 Schémas 3 et 4 Schéma 3 *bis* [b]
Niveau relatif à la sortie des répéteurs [c] (système à gain faible) (G.322, § 2.2.1)	−11 dBr	−14 dBr	−14 dBr	−14 dBr
Niveau relatif à la sortie des répéteurs [c] (systèmes avec tubes à vide) [G.324, § B, b)] [d] – valeur nominale – tolérance	+4,5 dBr ± 2 dB	+1,75 dBr ± 2 dB	+1,75 dBr ± 2 dB	+1,75 dBr ± 2 dB
Affaiblissement d'adaptation entre répéteur et ligne [G.322, § A, e)]	$\leqslant 0{,}15\sqrt{\frac{f_{max}}{f}}$ ou $\leqslant 0{,}25$	$\leqslant 0{,}15\sqrt{\frac{f_{max}}{f}}$ ou $\leqslant 0{,}10$	$\leqslant 0{,}15\sqrt{\frac{f_{max}}{f}}$ ou $\leqslant 0{,}10$ (câbles isolés au papier) $\leqslant 0{,}15\sqrt{\frac{f_{max}}{f}}$ ou $\leqslant 0{,}17$ (câbles types II *bis* et III *bis* [b], G.611)	
Niveau relatif à l'entrée des répéteurs [c]	$\geqslant -56{,}5$ dBr [G.324, § B, b)]			
Ondes pilotes	Deux variantes, voir la figure 5/G.322			60 kHz ± 1 Hz et 556 kHz ± 3 Hz (G.322, § 1.4.2)
Ondes de surveillance (système à gain faible)	(G.322, § 2.2.2)			
Affaiblissement de distorsion harmonique (système à gain faible)	Voir tableau 1/G.322			
Affaiblissement de distorsion harmonique (systèmes avec tubes à vide)	Voir tableau 1/G.324 [d]			

[a] Pour les systèmes (12 + 12) voir les Recommandations G.325 et G.327.

[b] Employé seulement par accord entre administrations.

[c] Non applicable aux répéteurs téléalimentés.

[d] Pour le texte de cette Recommandation voir le tome III-1 du *Livre orange*, Genève, 1976.

TABLEAU 6

Résumé des caractéristiques spécifiées par le CCITT pour les systèmes téléphoniques à courants porteurs sur paires coaxiales 2,6/9,5 mm

(Ce tableau très résumé ne constitue pas une Recommandation; il est conseillé de se reporter au texte complet des Recommandations)

	Systèmes à			
	2,6 MHz [a)] (1)	4 MHz (2)	12 MHz (3)	60 MHz (4)
Fréquences en ligne	Figure 1/G.337 [d)] et figure 1/G.338 [d)]	Figure 1/G.338 [d)] et figure 3/G.332	Figure 1/G.332 à figure 4/G.332	Figure 1/G.333 et figure 2/G.333
Fréquences des ondes pilotes				
– ondes pilotes de régulation de ligne	60 kHz ± 1 Hz ou 308 kHz ± 3 Hz 2604 kHz ± 30 Hz [G.337 [d)], A, b)]	60 kHz ± 1 Hz ou 308 kHz ± 3 Hz 4092 kHz ± 40 Hz et voir G.338 [d)], b) 1)	4287 kHz ± 49,2 Hz pour les systèmes avec tubes à vide [G.339 [d)], b) 1)] 12 435 kHz ± 124,3 Hz pour les systèmes à transistors (G.332, § 2.1)	4287 kHz ± 42,9 Hz 12 435 kHz ± 124,3 Hz 22 372 kHz ± 223,7 Hz 40 920 kHz ± 409,2 Hz (G.333, § 2.1)
– ondes pilotes auxiliaires de régulation de ligne	[G.337 [d)], A, b)]	[G.338 [d)], b) 1)]	308 kHz ± 3 Hz et 12 435 kHz ± 124,3 Hz pour les systèmes avec tubes à vide [G.339 [d)], b) 1)] 308 kHz ± 3 Hz et 4287 kHz ± 42,9 Hz pour les systèmes à transistors (G.332, § 2.1)	
Ondes pilotes de comparaison des fréquences				
– nationale	comme (2)	60 ou 308 kHz, 1800 kHz [b)] [G.338, b) 2]	300 ou 308 kHz (G.332, § 2.2)	
– internationale	comme (2)	1800 kHz [G.338, b) 2)]	308 et 1800 kHz 300 kHz [b)], 808 kHz [b)] et 1552 kHz [b)] (G.332, § 2.2)	4200 ou 8316 kHz (G.333, § 2.2)
Fréquences des ondes additionnelles de mesure	[G.337 [d)], A c)]	[G.338 [d)], b) 4)]	(G.332, § 2.3) et [G.339, [d)] b) 3)]	(G.333, § 2.3)
Niveau des ondes pilotes de régulation de ligne et des ondes additionnelles de mesure				
– valeur de réglage	comme (2)	– 10 dBm0 ± 0,5 dB [G.338 [d)], b)] – 1,2 Nm0 pour certains systèmes [G.338 [d)], b)]	– 10 dBm0 ± 0,5 dB [G.332, b) 1)] – 1,2 Nm0 pour le système avec tubes à vide [G.339 [d)], b)]	comme (2)
– erreur sur le niveau d'émission	comme (3)	comme (3)	± 0,1 dB (G.332, § 2.1)	comme (3)
– variation dans le temps	comme (3)	comme (3)	± 0,3 dB (G.332, § 2.1)	comme (3)

TABLEAU 6 *(fin)*

	Systèmes à			
	2,6 MHz [a] (1)	4 MHz (2)	12 MHz (3)	60 MHz (4)
Adaptation entre répéteurs et ligne en téléphonie N (défini dans G.332, § 3)	$N \geqslant 40$ dB pour $f < 300$ kHz [G.338 [d], e)] $N \geqslant 45$ dB pour $f > 300$ kHz [G.338 [d], e)]		$N \geqslant 48$ dB pour $300 \leqslant f \leqslant 5564$ kHz [systèmes avec tubes à vide G.339 [d], e)] $N \geqslant 48$ dB pour $f = 300$ kHz et $N \geqslant 55$ dB pour $f \geqslant 800$ kHz (systèmes à transistors G.332, § 5)	$N = 65$ dB [c] (G.333, § 5)
Niveau relatifs et interconnexion			[G.332, f)] et [G.339 [d], f)]	(G.333, § 6)

[a] L'emploi du système à 6 MHz pour la téléphonie est spécifié sous une forme différente (voir G.337 [d], B).

[b] Employée seulement par accord entre Administrations.

[c] La valeur de 65 dB est applicable à la transmission téléphonique.

[d] Pour le texte des Recommandations G.337, G.338 et G.339, voir le tome III-1 du *Livre orange*, Genève, 1976.

TABLEAU 7

Résumé des caractéristiques spécifiées par le CCITT pour les systèmes téléphoniques à courants porteurs sur paires coaxiales 1,2/4,4 mm

(Ce tableau très résumé ne constitue pas une Recommandation; il est conseillé de se reporter au texte complet des Recommandations)

	Systèmes à			
	1,3 MHz	4 MHz	6 MHz	12 MHz
Fréquences en ligne	Figure 1/G.341	Schémas 1 et 2 de la figure 1/G.343	Schémas 1, 2 et 3 de la figure 1/G.344	(G.345)
Fréquences des ondes pilotes				Les clauses de cette Rec. sont, à titre provisoire, celles qui figurent dans la Rec. G.332 (voir le tableau 6), à l'exception de l'adaptation
– ondes pilotes de régulation de ligne	1364 kHz ± 13,6 Hz (G.341, § 2.1)	Voir G.343, § 2.1 et le schéma 1 [G.338, b) [c] 1]; le schéma 2 (G.332, § 2.1)	308 kHz ± 3 Hz (G.344)	
– ondes pilotes auxiliaires de régulation de ligne	60 kHz ± 1 Hz ou 308 kHz ± 3 Hz (G.341, § 2.1)	4287 kHz ± 42,8 Hz [a] (G.343, § 2.1)	4287 kHz ± 42,8 Hz [b] 6200 kHz ± 62 Hz (G.344, § 2.1)	
– ondes pilotes de comparaison des fréquences	60 kHz ou 308 kHz (G.341, § 2.2)	Schéma 1 [G.338 [c], b) 2)] et schéma 2 (G.332, § 2.2)	Schémas 1 et 2 [G.338, [c] b) 2)] schéma 3 (G.332, § 2.2)	
Fréquences des ondes additionnelles de mesure	(G.341, § 2.3)	(G.343, § 2.3)	(G.344, § 2.3)	
Niveau des ondes pilotes de régulation de ligne et des ondes additionnelles de mesure				
– valeur nominale	−10 dBm0 ou −1,2 Nm0 pour certains systèmes (G.341, § 2)	−10 dBm0 (G.343, § 2)	−10 dBm0 (G.344, § 2)	
– tolérances		(G.343, § 2)	(G.344, § 2)	
Adaptation entre répéteurs et ligne en téléphonie	$N \geqslant 54$ dB pour une section d'amplification de 6 km $N \geqslant 52$ dB pour une section de 8 km (G.341, § 5)	$N \geqslant 50$ dB pour $f = 60$ kHz $N \geqslant 57$ dB pour $f \geqslant 300$ kHz (section d'amplification de 4 km, G.343, § 5)	$N \geqslant 60$ dB pour $f \geqslant 300$ kHz $N = 50$ dB pour $f = 60$ kHz (section d'amplification de 3 km, G.344, § 5)	$N = 63$ dB pour une section d'amplification de 2 km (G.345)
Niveaux relatifs et interconnexion	(G.341, § 6)	−9 dBr à 4028 kHz ou −8,5 dBr à 4287 kHz (G.343, § 6)	−17 dBr (G.344, § 5)	(G.332, § 6)

[a] Employée seulement par accord entre Administrations.

[b] Employée seulement par accord entre Administrations.

[c] Pour le texte de cette Recommandation, voir le tome III-1 du *Livre orange*, Genève, 1976.

TABLEAU 8

Resumé des principales caractéristiques spécifiées par le CCITT des circuits internationaux pour transmissions radiophoniques

(Ce tableau très résumé ne constitue pas une Recommandation; il est conseillé de se reporter au texte complet des Recommandations)

	Type de circuit [a), b)]			
	15 Hz [c), d)]	10 kHz [g)]	5 kHz [h)]	7 kHz
Bande de fréquences effectivement transmises pour la liaison complète (kHz) Affaiblissement supplémentaire à ces fréquences limites	0,04 à 15 2 dB à 0,04 kHz 3 dB à 15 kHz (J.21) [d)]	0,05 à 10 4,3 dB J.22	0,07 à 5 3 dB J.23	0,05 à 7 3 dB J.23
Distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence	± 0,5 dB; 0,125 à 10 kHz (J.21, § A.3.1.1)			
Temps de propagation de groupe à la fréquence $f(\tau f)$ par rapport au temps de propagation minimal	15 kHz ⩽ 12 ms 14 kHz ⩽ 8 ms 0,075 kHz ⩽ 24 ms 0,04 kHz ⩽ 55 ms (J.21)	10 000 Hz ⩽ 8 ms 1000 Hz ⩽ 20 ms 50 Hz ⩽ 80 ms (J.22, § A.3.2)	0,07 kHz ⩽ 60 ms 5 kHz ⩽ 15 ms J.23	0,5 kHz ⩽ 80 ms 0,1 kHz ⩽ 20 ms 6,4 kHz ⩽ 5 ms 7 kHz ⩽ 10 ms J.23
Niveau absolu de tension maximal au point de niveau relatif zéro	+9 dB (J.14) – Tension de crête 3,1 (figure 3/J.13)			
Définition du point de niveau relatif zéro (pour un circuit à courant porteur)	Niveau qui n'entraîne pas une augmentation de la charge par rapport à celle des voies téléphoniques remplacées (J.31, § 2)	Comme pour la téléphonie à ±3 dB près (J.14)		
Niveau relatif nominal de tension à l'extrémité du circuit (définie dans J.13)	6 dB (J.14)			
Variation du niveau relatif en fonction du temps	⩽ ± 0,5 dB (variation journalière) (J.21, § A.2.3)	⩽ ± 0,5 dB (variation journalière) (J.22, § A.2.3)	⩽ ± 0,5 dB (variation journalière) (J.23, § A.2.3)	
Ecart télé- ou paradiaphonique (diaphonie intelligible)	0,04 kHz ⩾ 50 dB 0,5 kHz ⩾ 74 dB 5 kHz ⩾ 74 dB 15 kHz ⩾ 60 dB (J.21, § A.3.1.8)	Entre 2 circuits radiophoniques ou entre le circuit téléphonique et le circuit radiophonique ⩽ 74 dB Entre le circuit radiophonique perturbateur et le circuit téléphonique ⩽ 65 dB (J.22 et J.23 respectivement) [e)]		

TABLEAU 8 *(suite)*

	Type de circuit [a), b)]			
	15 Hz [c), d)]	10 kHz [g)]	5 kHz [h)]	7 kHz
Bruit de circuit (y compris la diaphonie due à la non-linéarité) [f)]	Niveau ⩽ −47 dBm0ps (nouveau réseau de pondération conforme à l'annexe à la Recommandation J.16)	Tensions psophométriques à l'extrémité du circuit 1) en câble ⩽ 6,2 mV 2) en fils aériens ⩽ 15,6 mV		

a) Caractéristiques applicables aux circuits fictifs de référence, définis dans la Recommandation J.11.

b) Types de circuits décrits dans la Recommandation J.12.

c) Pour les caractéristiques supplémentaires spécifiées par le CCITT pour les circuits pour transmission stéréophoniques à 15 kHz (voir la Recommandation J.21).

d) Voir la Recommandation 505 du CCIR.

e) Des précautions particulières sont nécessaires pour la diaphonie entre les deux sens de transmission (voir les Recommandations J.18 et J.22).

f) Mesures pour réduire les effets du bruit dans une liaison en groupe primaire (voir la Recommandation J.17).

g) Voir la Recommandation 504 du CCIR.

h) Voir la Recommandation 503 du CCIR.

TABLEAU 9

Principales caractéristiques des signaux analogiques aux fréquences vocales, aux extrémités des équipements MIC

(Ce tableau très résumé ne constitue pas une Recommandation;
il est conseillé de se reporter au texte complet des Recommandations)

Caractéristiques analogiques mesurées aux bornes d'entrée et de sortie [a), b)]	Signal de mesure			
	Signal	Gamme de fréquences	Niveau de puissance, x (dBm0)	
Distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence			Valeur préférée: −10 Autre valeur possible: 0	Figure 1/G.712
Distorsion du temps de propagation de groupe			0	Figure 2/G.712
Bruit sur une voie au repos: – pondéré – sur une seule fréquence – dû à l'équipement de réception				 −65 dBm0p −50 dBm0p −75 dBm0p
Fréquence image	sinusoïdal	> 4 kHz	x	$< x - 25$ dBm0
Signaux images parasites hors bande	sinusoïdal	300 à 3400 Hz	0	< −25 dBm0
Intermodulation: – $2f, -f_2$ – autres produits d'intermodulation	 deux sinusoïdaux sinusoïdal sinusoïdal	 f_1 et f_2 (Hz) 300 à 3400 Hz 50 Hz	 $-21 < x < -4$ −9 −23	 $< x - 35$ dBm0 < −49 dBm0
Variation du gain: – avec le niveau d'entrée (par rapport à un niveau d'entrée de −10 dBm0) – avec le temps (stabilité)	 bruit blanc sinusoïdal sinusoïdal	 700 à 1000 Hz 700 à 1000 Hz	 $-55 < x < -10$ $-10 < x < 3$ $-55 < x < 3$	 Figure 7*a*)/G.712 Figure 7*b*)/G.712 Figure 7*c*)/G.712 ± 0,2 dB pendant 10 minutes ± 0,5 dB pendant une année
Diaphonie: – entre voies – entre les deux sens de transmission	 sinusoïdal bruit blanc sinusoïdal	 700 à 1100 Hz 300 à 3400 Hz	 0 0	 < −65 dBm0 < −60 dBm0 > 60 dB
Distorsion	distribution gaussienne sinusoïdal	 700 à 1100 Hz	$-55 < x < 3$ $-45 < x < 0$	Figure 5/G.712 Figure 6/G.712

a) Paramètres aux bornes d'entrée et de sortie:

- 600 ohms symétrique, sortie quatre fils:
- affaiblissement d'adaptation, au moins égal à 20 dB sur la gamme de fréquences de 300 à 3400 Hz (recommandation provisoire).

b) Pour l'application exacte aux équipements, voir le § 1 de la Recommandation G.712.

PARTIE I

Recommandations G.100 à G.181

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DES COMMUNICATIONS ET DES CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES INTERNATIONAUX

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

SECTION 1

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DES COMMUNICATIONS TÉLÉPHONIQUES INTERNATIONALES ET DES CIRCUITS TÉLÉPHONIQUES INTERNATIONAUX

1.0 Généralités

Recommandation G.100

DÉFINITIONS UTILISÉES DANS LE FASCICULE III.1

(Melbourne, 1988)

Introduction

Les définitions données ci-après se sont avérées utiles pour l'étude des connexions et circuits téléphoniques.

Il est fait référence aux définitions de la Recommandation G.102 mais elles ne sont pas reproduites entièrement.

On trouvera dans les documents suivants la définition des termes spécialisés qui ne sont pas mentionnés ici:

- Recommandation G.106 en ce qui concerne la disponibilité et la fiabilité;
- Recommandation G.117 en ce qui concerne la dissymétrie par rapport à la Terre;
- annexe A à la Recommandation G.111 en ce qui concerne la qualité de transmission téléphonique;
- § 1.6 du présent fascicule pour les suppresseurs d'écho, les annuleurs d'écho, les compresseurs-extenseurs, etc.

1 Termes généraux

1.1 **communication fictive de référence**

E: hypothetical reference connection (HRX)

S: conexión ficticia de referencia (CFR)

Communication fictive de référence, de structure, longueur et qualité définies dans un réseau de télécommunication pour la transmission de signaux analogiques ou numériques (ou mixtes); elle sert de modèle pour l'étude de la qualité globale de transmission, ce qui permet des comparaisons avec les normes et objectifs définis.

1.2 **entrée/sortie** (Rec. G.111, G.121, etc.)

E: input/output

S: entrada/salida

Termes utilisés pour indiquer les sens de transmission à l'interface d'une partie d'équipement. Ils permettent d'éviter l'ambiguïté des termes «émission/réception».

1.3 **niveau relatif (en un point d'un circuit)**

E: relative level (at a point on a circuit)

S: nivel relativo (en un punto de un circuito)

Le niveau relatif est donné par l'expression $10 \log_{10} (P/P_0)$ dBr, dans laquelle P représente la puissance d'un signal d'essai de 1000 Hz au point considéré et P_0 la puissance de ce signal au *point de référence pour la transmission.*

Remarque – Cette grandeur est indépendante de la valeur de P_0: il s'agit d'une différence de niveau indiquant un gain composite. Pour plus de détails, se reporter à la Recommandation G.101, § 5.3.2.

1.4 **point de référence pour la transmission**

E: transmission reference point

S: punto de referencia para la transmisión

Point fictif situé à l'extrémité émettrice de chaque voie ou au voisinage de cette extrémité (en amont de l'extrémité virtuelle de commutation spécifiée par le CCITT), servant de point de niveau relatif zéro dans le calcul des niveaux relatifs nominaux.

1.5 **affaiblissement d'adaptation**

E: return loss

S: pérdida de retorno

Grandeur caractérisant le degré d'adaptation entre deux impédances, Z_1 et Z_2. Il a pour expression:

$$L_R = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \right| \qquad \text{dB}$$

2 Objectifs pour la qualité de transmission

2.1 **objectif pour la qualité de fonctionnement**

E: performance objective

S: objetivo de calidad de funcionamiento

(Défini dans la Recommandation G.102.)

2.2 **objectif pour les projets**

E: design objective

S: objetivo de diseño

(Défini dans la Recommandation G.102.)

2.3 **objectif pour la mise en service**

E: commissioning objective

S: objetivo de puesta en servicio inicial

(Défini dans la Recommandation G.102.)

2.4 **limites de maintenance**

E: limits for maintenance purposes (maintenance limits)

S: límites de mantenimiento

(Défini dans la Recommandation G.102.)

3 Dégradation de la transmission

3.1 distorsion de temps de propagation de groupe

E: group-delay distortion

S: distorsión por retardo de grupo

Différence entre le temps de propagation de groupe à une fréquence donnée et le temps minimal de propagation de groupe dans la bande de fréquences considérée.

3.2 unité de distorsion de quantification (udq)

E: quantizing distortion unit (qdu)

S: unidad de distorsión de cuantificación (udc)

(Voir cette notion dans la Recommandation G.113.)

4 Temps de propagation, écho et stabilité

4.1 affaiblissement d'équilibrage

E: balance return loss

S: atenuación de equilibrado

Dans un termineur à quatre fils, l'affaiblissement d'équilibrage correspond à la partie de l'*affaiblissement en demi-boucle* qui est imputable au degré d'adaptation entre l'impédance Z_2 connectée aux bornes de ligne à 2 fils et l'impédance d'équilibrage Z_B. Il est donné approximativement par la formule:

$$L_{BR} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_2 + Z_B}{Z_2 - Z_B} \right| \quad \text{dB}$$

Remarque – Dans la plupart des cas, l'expression donnée ci-dessus est suffisamment précise. Toutefois, pour l'évaluation des cas les plus défavorables, l'expression exacte doit être utilisée. La formule exacte est

$$L_{BR} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_0 + Z_B}{2Z_0} \times \frac{Z_2 + Z_0}{Z_2 - Z_B} \right| \quad \text{dB}$$

où Z_0 = l'impédance d'entrée à deux fils (si $Z_0 = Z_B$, les deux expressions deviennent identiques).

4.2 écho

E: echo

S: eco

Signal brouilleur transmis avec un décalage tel que, en téléphonie, par exemple, il est perçu comme distinct du signal utile (c'est-à-dire du signal transmis directement).

Remarque 1 – Il convient de distinguer *l'écho pour la personne qui parle* de *l'écho à la réception.*

Remarque 2 – Habituellement, l'écho est considérablement atténué par rapport au signal utile.

4.3 affaiblissement d'équilibrage pour l'écho

E: echo balance return loss

S: atenuación de equilibrado para el eco

Valeur moyenne de l'*affaiblissement d'équilibrage* pondérée du rapport de puissance $1/f$ dans la bande des fréquences téléphoniques, conformément au § 4 de la Recommandation G.122.

4.4 dispositif de réduction de l'écho

E: echo control device

S: dispositivo de control de eco

Dispositif actionné par la voix placé dans la partie à 4 fils du circuit et utilisé pour réduire les effets de l'écho.

Remarque – Dans la pratique, cette réduction est réalisée soit en diminuant l'écho du circuit par un certain pourcentage estimé (annulation de l'écho) soit en introduisant un affaiblissement sur le trajet de transmission (suppression de l'écho).

4.5 **affaiblissement d'écho,** (A_{ECHO})

E: echo loss, L_{ECHO}

S: atenuación del eco, A_{ECO}

Valeur moyenne de l'*affaiblissement en demi-boucle* pondérée du rapport de puissance $1/f$ dans la bande des fréquences téléphoniques, comme indiqué au § 4 de la Recommandation G.122.

Remarque 1 – S'il existe un point *t* (point à deux fils), l'affaiblissement d'écho est approximativement égal à la somme des affaiblissements de transmision *a-t* et *t-b* et à l'*affaiblissement d'équilibrage pour l'écho.* (Voir les points *a* et *b* dans la Recommandation G.122.)

Remarque 2 – On peut établir une distinction entre l'affaiblissement d'écho d'un élément donné d'équipement et celui d'un système national (voir la remarque 2 à la Définition du § 4.11).

4.6 **équivalent à la sonie pour l'écho pour la personne qui parle (d'une communication internationale)**

E: talker echo loudness rating (of an international connection)

S: índice de sonoridad del eco para el hablante (en una conexión internacional)

Somme des grandeurs suivantes: équivalent pour la sonie à l'émission, équivalent pour la sonie à la réception du système national de la personne qui parle, double de l'affaiblissement sur la chaîne internationale et *affaiblissement d'écho* (*a-b*) du système national pour la personne qui écoute, tel qu'il est défini au point de commutation virtuelle. (Voir les points *a* et *b* de la Recommandation G.122.)

4.7 **écho à la réception**

E: listener echo (receive-end echo)

S: eco para el oyente (eco en la recepción)

Echo dû à une double réflexion des signaux, qui gêne la réception ou perturbe les équipements de réception de données dans la bande vocale, etc.

Remarque 1 – En anglais, certaines Administrations préfèrent l'expression «Receive-end echo» à «Listener echo».

Remarque 2 – Avec un temps de propagation faible par rapport au signal utile (inférieur à environ 3 ms), l'écho à la réception peut provoquer un *son caverneux* en téléphonie. Lorsque des signaux de données sont transmis dans la bande des fréquences vocales, l'écho à la réception peut entraîner des erreurs sur les bits et de toute façon réduire la marge de protection contre d'autres brouillages.

4.8 **affaiblissement de l'écho à la réception**

E: listener echo loss (receive echo loss)

S: atenuación de eco para el oyente (atenuación de eco en la recepción)

Degré d'affaiblissement du signal ayant subi une réflexion double par rapport au signal utile. Par rapport à l'affaiblissement absolu des deux signaux, l'affaiblissement de l'écho à la réception est donné par la formule (voir la figure 1/G.100): $LE = L_2 - L_1$.

Remarque – en pratique, l'affaiblissement de l'écho à la réception est égal à l'*affaiblissement en boucle ouverte* (à condition que ce dernier dépasse 8 dB). L'affaiblissement de l'écho à la réception caractérise le degré de dégradation par *son caverneux* ainsi que l'effet perturbateur sur les récepteurs de modem pour données transmises dans la bande des fréquences vocales.

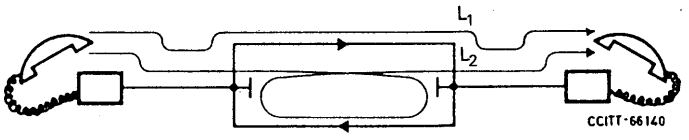


FIGURE 1/G.100

4.9 **son caverneux**

E: hollowness

S: cavernosidad

Distorsion causée, en téléphonie, par des signaux à réflexion double et perçue subjectivement comme un «son caverneux», c'est-à-dire comme si la personne qui parle se trouvait dans un endroit qui résonnne.

Remarque – Le son caverneux ne doit pas être confondu avec *l'écho à la réception.*

4.10 **affaiblissement en boucle ouverte**

E: open-loop loss (OLL)

S: atenuación en bucle abierto (ABA)

Dans une boucle formée par un circuit à quatre fils (ou par deux ou plusieurs circuits à 4 fils connectés en cascade) et terminée par des extrémités à deux fils (c'est-à-dire avec des «termineurs à quatre fils» à chaque exrémité), affaiblissement mesuré en interrompant la boucle en un point quelconque, en injectant un signal et en mesurant l'affaiblissement observé sur le parcours de la boucle ouverte. Toutes les conditions d'impédance doivent être maintenues constantes pendant la mesure. Voir la figure 2/G.100.

Remarque 1 – En pratique, l'OLL est égal à l'*affaiblissement de l'écho à la réception.*

Remarque 2 – L'OLL et aussi égal à la somme des deux *affaiblissements en demi-boucle* associés à une boucle.

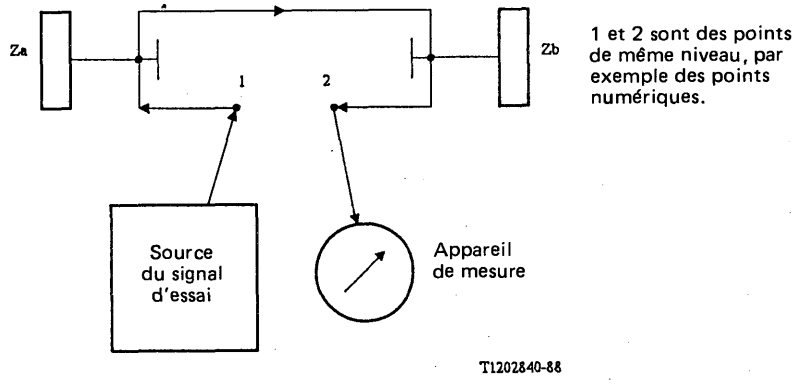


FIGURE 2/G.100

4.11 **affaiblissement du trajet a-t-b: affaiblissement en demi-boucle**

E: path a-t-b (transmission loss of . . .); semi-loop loss

S: atenuación del trayecto a-t-b; atenuación en semibucle

Affaiblissement de transmission entre les point «a» et «b» de la terminaison à 4 fils (définie aux points de commutation virtuelle), qu'il existe ou non un pont physique «*t*».

4.11.1 *Autre possibilité pour la définition du § 4.11*

affaiblissement en demi-boucle

E: semi-loop loss

S: atenuación en semibucle

Dans un arrangement comprenant un circuit à quatre fils (ou plusieurs circuits à quatre fils connectés en cascade) avec couplage perturbateur entre le sens aller et le sens retour aux extrémités du circuit – en général par l'intermédiaire d'un termineur à quatre fils ou d'un couplage acoustique – affaiblissement mesuré entre l'entrée et la sortie. Voir la figure 3/G.100.

Remarque 1 – L'affaiblissement en demi-boucle est une grandeur importante pour la détermination de l'*affaiblissement d'équilibrage pour l'écho*, de l'*affaiblissement d'écho*, de l'*affaiblissement de l'écho à la réception*, etc. (voir aussi *affaiblissement en boucle ouverte*).

Remarque 2 – On peut établir une distinction entre l'affaiblissement en demi-boucle d'un élément donné d'équipement et l'affaiblissement en demi-boucle d'un système national. Ce dernier est mesuré en des points d'un même niveau dans un CCI qui sert de central tête de ligne national.

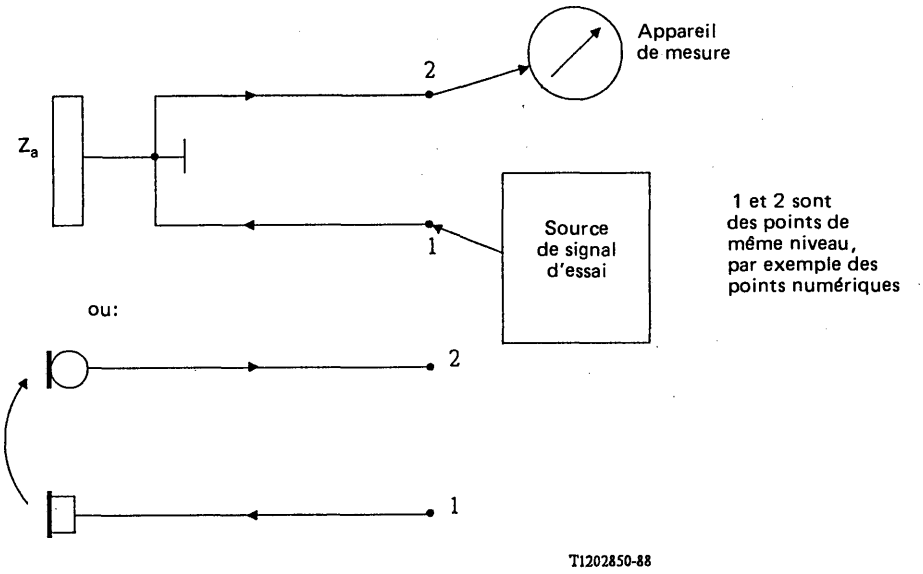


FIGURE 3/G.100

4.12 **affaiblissement pour la stabilité**

E: stability loss

S: atenuación para la estabilidad

La plus petite valeur de l'affaiblissement en demi-boucle dans la bande de fréquences considérée.

4.13 **écho pour la personne qui parle**

E: talker echo

S: eco para el hablante

Echo produit par réflexion au voisinage de l'extrémité de la connexion du côté de la personne qui écoute et qui gêne la personne qui parle.

4.14 **affaiblissement d'équilibrage en position de mesure**

E: test balance return loss (TBRL)

S: atenuación de equilibrado en posición de medida (AEPM)

L'*affaiblissement d'équilibrage* mesuré pour une impédance d'essai (dans ce cas l'impédance Z_2 – voir la définition de l'*affaiblissement d'équilibrage* – est une impédance d'essai spécifiée).

Remarque – L'affaiblissement d'équilibrage en position de mesure caractérise la précision du réseau d'équilibrage.

4.15 **temps de propagation moyen dans un sens**

E: mean one-way propagation time

S: tiempo medio de propagación en un sentido

Dans une connexion, une valeur moyennne des temps de propagation dans les deux sens de transmission.

Remarque – L'utilisation de cette notion est expliquée dans la Recommandation G.114.

5 Equipement

5.1 **compléments de ligne R ou T (dans un système national)**

E: R or T pads (in telephone extension)

S: atenuadores R o T (en la prolongación telefónica)

Les compléments de ligne R ou T représentent l'affaiblissement de transmission entre les points à 0 dBr du codec numérique-analogique et le côté à deux fils de l'unité de terminaison deux fils/quatre fils ou l'équivalent dans la direction opposée, respectivement.

Remarque – L'affaiblissement de transmission introduit par la combinaison des compléments de ligne R et T fait l'objet de Recommandations du CCITT.

Recommandation G.101

LE PLAN DE TRANSMISSION[1)]

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968, à Genève, 1972, 1976 et 1980; à Malaga-Torremolinos, 1984)

1 Principes

Le plan de transmission du CCITT a été établi en 1964 en vue d'obtenir, dans le service international, les avantages que l'on peut retirer de l'emploi de la commutation à quatre fils. Ce plan fait l'objet des Recommandations contenues dans la présente section 1 des Recommandations de la série G. Toutefois, les recommandations de ce plan doivent être considérées comme satisfaites si, en utilisant d'autres moyens que ceux qui sont décrits, on obtient au centre international une qualité de transmission équivalente.

Les Recommandations G.121 et G.122 indiquent les conditions qui doivent être remplies dans un réseau national pour que l'on puisse mettre en vigueur ce plan de transmission.

Remarque 1 – Au point de vue du plan de transmission, aucune distinction n'est faite entre les circuits intercontinentaux et les autres circuits internationaux.

Remarque 2 – Les circuits de voisinage ne sont pas couverts par ce plan et doivent faire l'objet d'accords entre les Administrations intéressées.

Remarque 3 – L'appendice à la présente section 1 des Recommandations de la série G contient les justifications des valeurs d'équivalent de référence corrigé (ERC) qui figurent dans les Recommandations G.111 et G.121.

2 Définition des parties constitutives d'une communication

2.1 *Chaîne internationale de circuits et systèmes nationaux*

Une **communication téléphonique internationale** complète se compose de trois parties (voir la figure 1/G.101). Dans les centres de commutation internationaux de départ ou d'arrivée (CCI), les *extrémités virtuelles analogiques* déterminent la séparation entre ces parties. Ce sont des points théoriques qui ont des niveaux relatifs spécifiés (voir la figure 2/G.101 et les § 5.1 et 5.2).

---

1) Cette Recommandation est reproduite en partie dans la Recommandation Q.40 [1].

Les trois parties de la communication sont les suivantes:

- deux systèmes nationaux, un à chaque extrémité. Ces systèmes peuvent comprendre un ou plusieurs circuits interurbains nationaux à quatre fils, connectés en quatre fils entre eux, ainsi que des circuits connectés en deux fils jusqu'aux centres locaux et aux postes d'abonnés avec leurs lignes d'abonnés.
- une chaîne internationale composée de un ou plusieurs circuits internationaux à quatre fils. Ces circuits sont connectés en quatre fils entre eux dans des centres internationaux qui assurent le trafic de transit et sont également connectés en quatre fils aux systèmes nationaux dans des centres internationaux.

Un circuit international à 4 fils est délimité par ces extrémités virtuelles analogiques dans un centre de commutation international.

Remarque 1 – En principe, le choix des valeurs des niveaux relatifs aux extrémités virtuelles analogiques du côté d'un système national relève des autorités nationales compétentes. En fait plusieurs pays ont choisi −3,5 dBr pour la réception comme pour l'émission. Il s'agit là de valeurs théoriques; elles ne sont pas nécessairement obtenues à un élément d'équipement donné; toutefois elles servent à la détermination des niveaux relatifs en d'autres points du réseau national. Si, par exemple, l'affaiblissement «*t-b*» ou «*a-t*» est de 3,5 dB (ce qui est le cas dans plusieurs pays, voir le tableau A-1/G.121) il s'ensuit que les niveaux relatifs au point *t* sont de 0 dBr (à l'émission) et de −7 dBr (à la réception).

Remarque 2 – Les extrémités virtuelles analogiques d'un circuit peuvent différer des points où se termine physiquement le circuit dans un commutateur. Ces derniers points sont appelés bornes terminales du circuit; leur position exacte est déterminée dans chaque cas par l'Administration intéressée.

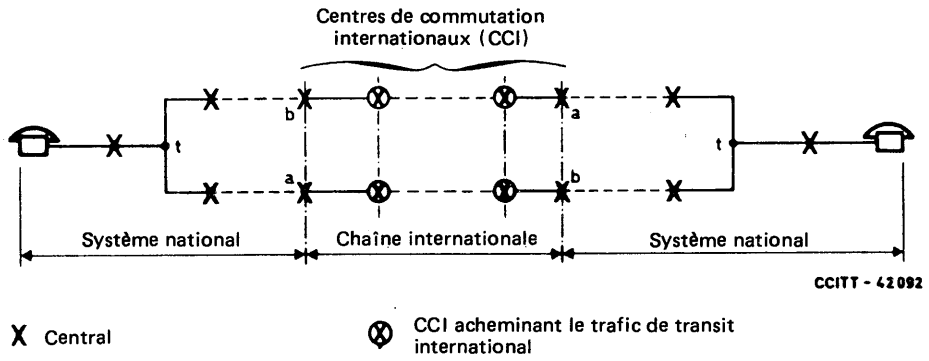


FIGURE 1/G.101

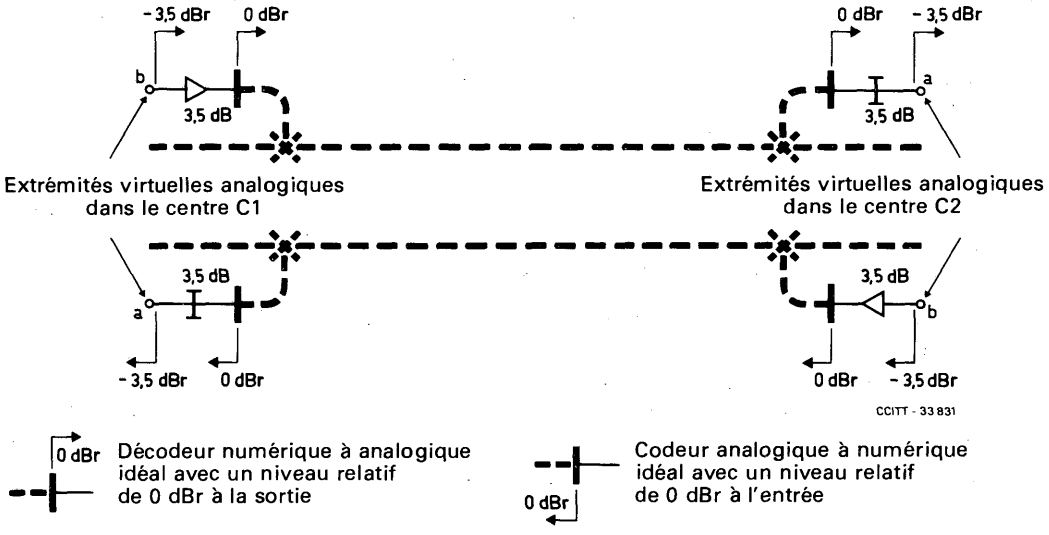
Définition des parties constitutives d'une communication internationale

2.2 *Circuits nationaux de prolongement; chaîne à quatre fils*

On considère comme d'«étendue moyenne» un pays où la distance maximale entre un centre international et un abonné qui peut être atteint à partir de ce centre ne dépasse pas environ 1000 km – exceptionnellement 1500 km. Dans un tel pays, dans la plupart des cas, trois circuits nationaux à quatre fils au maximum sont interconnectés en quatre fils entre eux et aux circuits internationaux. Ces circuits doivent satisfaire aux Recommandations de la sous-section 1.2.

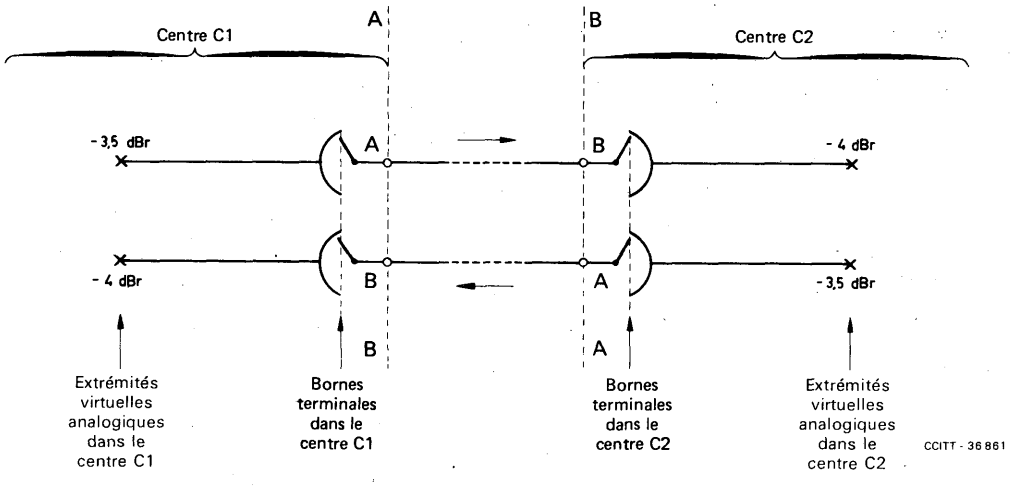
Dans un pays de grande étendue, un quatrième, et éventuellement un cinquième, circuit national peut être introduit dans la chaîne à quatre fils, pourvu qu'il présente la valeur d'affaiblissement nominal et les caractéristiques recommandées pour les circuits internationaux utilisés dans une chaîne à quatre fils (voir le § 1 de la Recommandation G.141, le § 4 de la présente Recommandation et les Recommandations de la sous-section 1.5).

Remarque – On appelle en abrégé «**chaîne à quatre fils**» (voir la figure 3/G.101) la chaîne constituée par la chaîne internationale et les circuits nationaux de prolongement qui lui sont connectés, soit par commutation en quatre fils, soit par un procédé équivalent (au sens du § 1 de la présente Recommandation).



Remarque – On suppose que les codeurs et les décodeurs idéaux présentent une relation entre les signaux analogiques et numériques et vice versa, conformément aux tableaux appropriés pour la loi A ou la loi μ de la Recommandation G.711 [2].

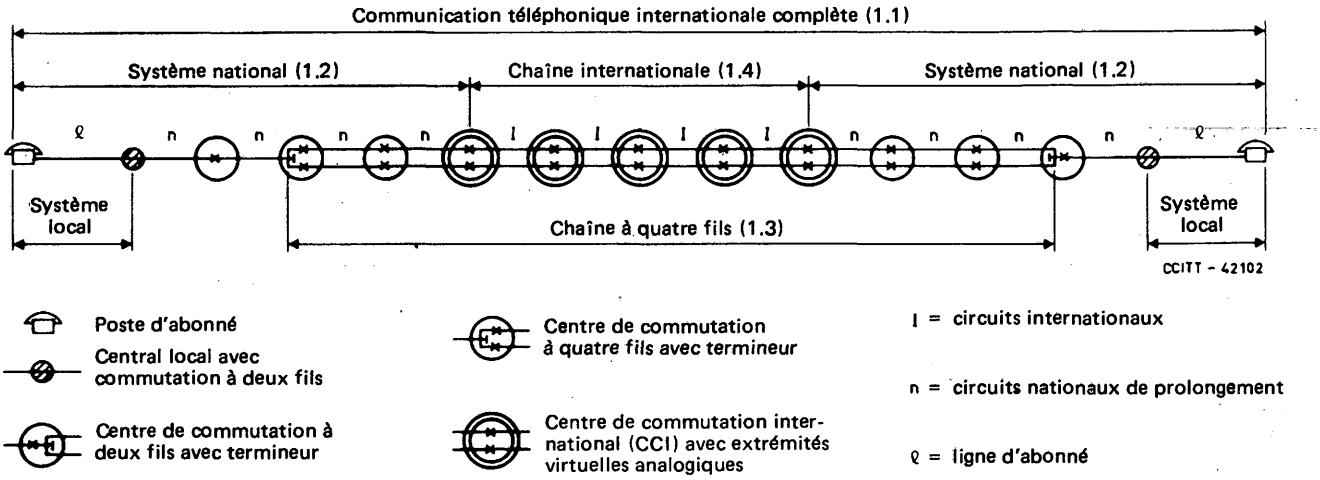
a) *Définition des extrémités virtuelles analogiques pour un circuit numérique international entre des centres numériques internationaux.*



b) *Définition des extrémités virtuelles analogiques pour un circuit analogique international entre centres analogiques internationaux.*

FIGURE 2/G.101

Définitions relatives aux circuits internationaux



Remarque — Cette configuration des systèmes nationaux n'est indiquée qu'à titre d'exemple. Les nombres entre parenthèses sont les numéros des sous-sections de la section 1 (fascicule III.1), où l'on peut trouver les Recommandations relatives à la partie correspondante de la communication. En outre, les circuits qui font partie de cette chaîne doivent satisfaire individuellement aux Recommandations de la sous-section 1.5

FIGURE 3/G.101

Communication internationale illustrant la terminologie adoptée

3 Nombre de circuits dans une communication

3.1 *Circuits nationaux*

Il semble raisonnable d'admettre que, dans la plupart des pays, tout *central local* pourra être relié au réseau international au moyen d'une chaîne de quatre circuits nationaux ou moins. Cinq circuits nationaux peuvent être nécessaires dans certains pays, mais il est peu probable qu'un pays quelconque puisse avoir besoin de plus de cinq circuits. Le CCITT a donc conclu que quatre circuits nationaux correspondent au nombre représentatif qu'il convient d'admettre pour la plus grande partie des communications internationales.

Dans la plupart des réseaux nationaux modernes, les quatre circuits comprendront très probablement trois circuits à quatre fils avec amplification [habituellement établis sur des systèmes à multiplexage par répartition en fréquence (MRF) à courants porteurs] et un circuit à deux fils, probablement sans amplification. Toutefois, il est de plus en plus souvent courant de voir quatre circuits avec amplification, parmi lesquels se trouve habituellement au moins un circuit MIC, aboutir aux centraux locaux. Tous ces circuits peuvent être des circuits à quatre fils.

3.2 *Circuits internationaux*

Conformément au Plan d'acheminement téléphonique international (Recommandation E.171), le nombre de circuits internationaux est limité à quatre.

3.3 *Communications fictives de référence*

Voir la Recommandation G.103.

3.4 Les tableaux 1/G.101, 2/G.101 et 3/G.101 indiquent la fréquence relative et la fréquence cumulée (en pourcentage) du nombre de circuits dans une communication internationale calculées au cours d'une enquête portant sur environ 270 millions de communications téléphoniques internationales en 1973. Ces tableaux tiennent compte d'une pondération en fonction du trafic.

TABLEAU 1/G.101

Fréquence relative (en pourcentage) du nombre de circuits dans les deux prolongements nationaux et dans la chaîne internationale

Nombre de circuits	Pays d'origine CL-CT3	Chaîne internationale CT3-CT3′	Pays terminal CT3′-CL′
1	33,8	95,1	32,9
2	38,9	4,5	39,5
3	20,2	0,3	20,4
4	6,0	–	6,1
5	1,0	–	1,0

Remarque – L'existence de 6 ou de 7 circuits dans le système national d'origine présente une fréquence relative de 0,005% et 0,0005% respectivement. Dans la chaîne internationale, la fréquence relative de 4,5 et 6 circuits est égale à 0,03%, 0,00007% et 0,00009% respectivement.

Les nombres moyen et modal de circuits nationaux sont tous les deux égaux à 2, tant dans le prolongement national d'origine que dans le prolongement national terminal. Le nombre moyen de circuits internationaux est de 1,1 et le nombre modal de ces circuits est de 1.

TABLEAU 2/G.101

Fréquence relative et fréquence cumulée (en pourcentage) du nombre total de circuits entre les centraux locaux

Nombre de circuits entre CL et CL′	Fréquence relative (%)	Fréquence cumulée (%)
3	10,61	10,61
4	25,44	36,05
5	28,77	64,82
6	20,39	85,20
7	10,08	95,29
8	3,60	98,89
9	0,93	99,81
10	0,17	99,98
11	0,02	100,00

Remarque – Les communications qui font intervenir respectivement 12, 13 ou 14 circuits ont pour fréquence relative 0,0012%, 0,000088% et 0,0000049% respectivement. La valeur moyenne est de 5,1 et la valeur modale est de 5.

4 Incorporation de processus numériques non intégrés

4.1 *Considérations générales*

Le réseau téléphonique mondial est en train de se transformer en passant d'une exploitation de caractère essentiellement analogique à une exploitation mixte, analogique et numérique. A plus long terme, on peut prévoir que l'évolution se poursuivra dans le sens d'une prédominance de l'exploitation numérique.

La figure 4/G.101 vise à montrer de quelle façon des processus analogiques et numériques MIC non intégrés peuvent se présenter dans le réseau international, en illustrant un stade possible du développement d'un réseau national lors de son passage progressif d'une exploitation entièrement analogique à une exploitation entièrement numérique. Comme il est indiqué, il peut se produire des cas où il existe dans le pays des sous-réseaux dont les systèmes de transmissions et les centraux téléphoniques sont entièrement numériques et complètement intégrés. De tels sous-réseaux (parfois désignés sous le nom de «cellules numériques») rendent indispensables des processus de conversion analogique/numérique assurant leur jonction avec le reste du réseau. En outre, certains des circuits locaux et des circuits interurbains peuvent être établis dans certains pays à l'aide de systèmes MIC à 7 bits, desservant des centraux analogiques. Inversement, il peut arriver que des centraux numériques soient appelés à commuter des circuits analogiques. On a également tenu compte de la présence de commutateurs manuels, d'autocommutateurs privés et de systèmes de multiplexage d'abonné faisant appel aux techniques numériques MIC. Naturellement, tous les circuits indiqués comme étant des circuits MIC à 7 bits pourraient consister en circuits analogiques ou circuits MIC à 8 bits; mais on a illustré un des cas les plus défavorables.

TABLEAU 3/G.101

Fréquence relative et fréquence cumulée (en pourcentage) du nombre de circuits dans la chaîne à quatre fils

Nombre de circuits dans la chaîne à quatre fils	Fréquence relative (%)	Fréquence cumulée (%)
1	2,65	2,65
2	14,16	16,81
3	27,49	44,30
4	26,43	70,73
5	17,28	88,01
6	8,33	96,34
7	2,83	99,18
8	0,70	99,88
9	0,11	99,99
10	0,0065	100,00

Remarque – Les chaînes à quatre fils comprenant 11 ou 12 circuits ont une fréquence relative estimée à 0,000475% et 0,0000322% respectivement. La valeur moyenne est de 3,8 et la valeur modale est de 4.

Remarques concernant les tableaux 1/G.101, 2/G.101 et 3/G.101

1 – Les informations de base qui figurent au tableau 1/G.101 proviennent d'une analyse détaillée, effectuée sous les auspices de la Commission d'études XII! du CCITT avec la participation de 23 pays, qui a porté sur l'acheminement d'environ 270 millions de communications téléphoniques en 1973. CL signifie «central local».

2 – Le tableau 2/G.101 est établi à partir du tableau 1/G.101 en admettant que les trois distributions du tableau 1/G.101 ne présentent aucune corrélation entre elles.

3 – Le tableau 3/G.101 se déduit du tableau 1/G.101 sur la base des hypothèses suivantes:

- Sur la totalité du trafic international écoulé par les centres primaires, 30% a son origine (ou aboutit) dans des centraux locaux installés dans le même bâtiment que le centre primaire. Pour les 70% restants, un circuit de jonction relie le central local au centre primaire.
- Dans le cas des acheminements qui font intervenir 1 circuit national, on admet que 50% des circuits sont à quatre fils et connectés en quatre fils au CT3 de sorte qu'ils font partie de la chaîne à quatre fils. Pour les 50% restants, les circuits sont censés être connectés en deux fils au CT3 et ne font donc pas partie de la chaîne à quatre fils. Cette hypothèse vaut, indépendamment, pour les deux prolongements nationaux.
- Tout acheminement national qui fait intervenir 5 à 7 circuits nationaux comporte un circuit de jonction connecté en deux fils.
- Pour tous les autres acheminements (qui font intervenir 2 à 4 circuits nationaux), on admet qu'un circuit de jonction connecté en deux fils est présent ou absent dans une proportion de 7 à 3.
- Les acheminements dans les deux pays ne présentent aucune corrélation entre eux.

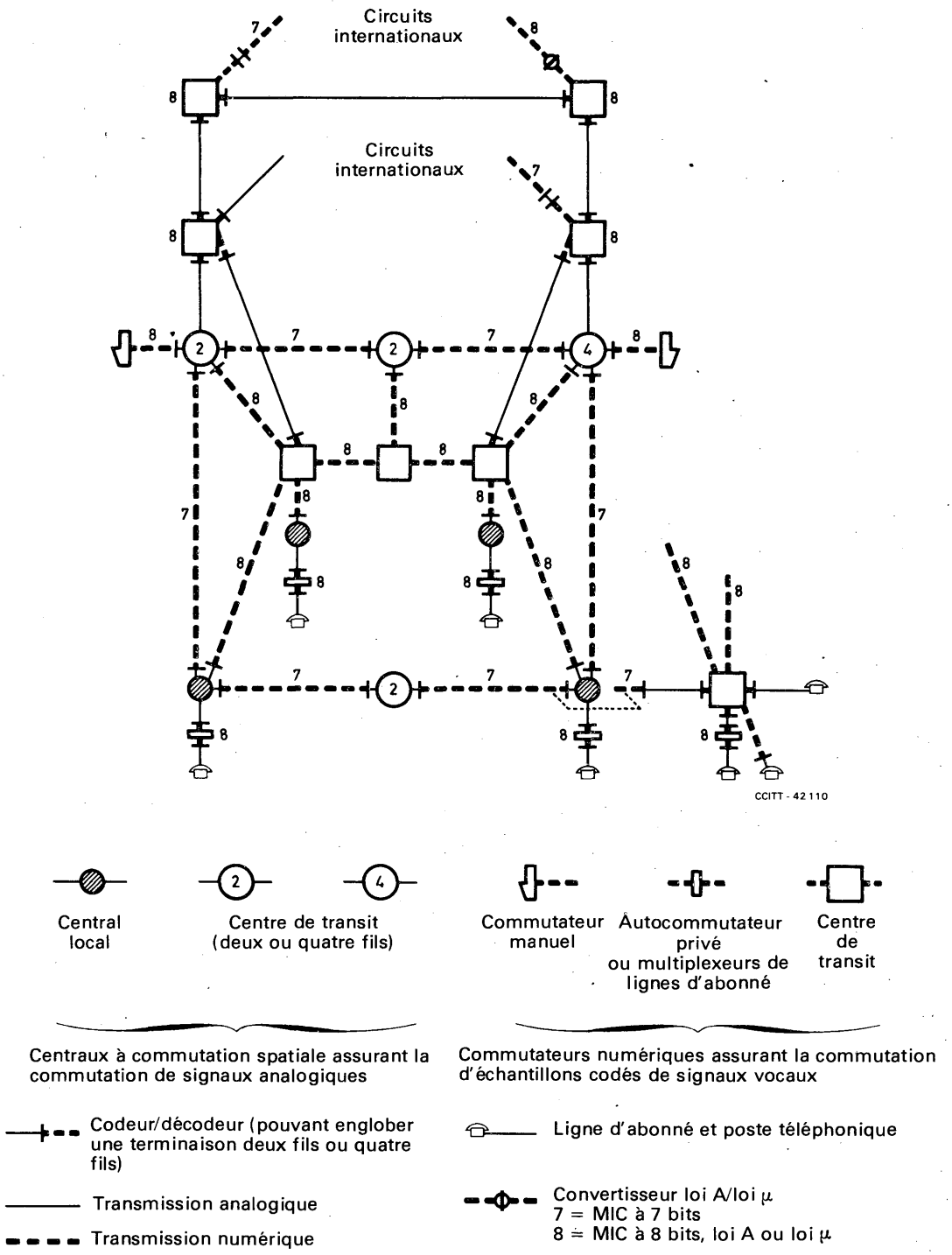


FIGURE 4/G.101

Stade intermédiaire possible dans l'évolution d'un réseau national

En ce qui concerne la technique de modulation par impulsions et codage (MIC) à 7 bits, il convient de noter que ce type de système n'est pas recommandé par le CCITT. Les seuls processus de conversion analogique à numérique (A/N) qui soient recommandés pour le service téléphonique sont du type MIC à 8 bits (voir la Recommandation G.711 [2] du CCITT). Il existe quelques pays où des systèmes MIC à 7 bits actuellement en fonctionnement avaient été conçus et installés avant la parution de la Recommandation G.711; s'agissant d'une situation de fait, ces systèmes doivent être pris en compte malgré leur nature provisoire puisqu'ils seront vraisemblablement mis hors service dès que leur durée de vie utile arrivera à sa fin.

Compte tenu des considérations qui précèdent, les communications téléphoniques internationales pourront pendant quelque temps comporter un, ou exceptionnellement deux, circuits locaux nationaux du type MIC à 7 bits. Peuvent également intervenir des circuits internationaux par satellite utilisant le codage MIC à 7 bits, de même que des processus de conversion loi A/loi μ et des compléments de ligne numériques.

On prévoit que la période pendant laquelle les systèmes analogiques coexisteront avec les systèmes numériques va durer de très nombreuses années. Il sera donc nécessaire de faire en sorte que, pendant cette période, la qualité de la transmission soit maintenue à un niveau satisfaisant.

4.2 *Types de circuit téléphonique*

Pendant la période d'exploitation mixte analogique et numérique, les circuits internationaux pourraient, en principe, être de l'un des types indiqués sur la figure 5/G.101. Dans tous les cas, les extrémités virtuelles analogiques sont identifiées (d'un point de vue théorique), avec spécification des niveaux relatifs en ces points.

Bien que les types de circuit représentés sur la figure 5/G.101 soient classés sous la rubrique des circuits internationaux, les configurations en cause peuvent également se présenter dans des réseaux téléphoniques nationaux. Mais, en pareil cas, les niveaux relatifs aux extrémités virtuelles analogiques des circuits pourraient avoir une valeur différente de celle indiquée pour les circuits internationaux.

Le circuit du type 1 de la figure 5a)/G.101 représente le cas où l'on a recours à la transmission numérique sur toute la longueur du circuit et où la commutation est du type numérique aux deux extrémités. Vu ses caractéristiques de transmission (par exemple, des variations relativement faibles de l'affaiblissement dans le temps), un tel circuit peut généralement être exploité avec un affaiblissement nominal de transmission de 0 dB, comme l'indique le schéma.

Le circuit du type 2 de la figure 5b)/G.101 représente le cas où le trajet de transmission est établi sur une voie numérique raccordée à une voie analogique. La commutation utilisée est numérique à l'extrémité numérique et analogique à l'extrémité analogique.

Dans certains cas, il pourrait être possible d'exploiter des circuits du type 2 avec un affaiblissement nominal de 0 dB dans chaque sens de transmission – par exemple, lorsqu'on peut assurer sur la portion analogique la stabilité de gain nécessaire et que la distorsion d'affaiblissement permet ce type d'exploitation.

Le circuit du type 3 de la figure 5c)/G.101 représente le cas où le trajet de transmission est établi selon une disposition en cascade comprenant des voies numériques/analogiques/numériques, conformément au schéma. La commutation aux deux extrémités est supposée être du type numérique.

Le circuit du type 4 de la figure 5d)/G.101 représente le cas où le trajet de transmission est établi selon une disposition en cascade comprenant des voies analogiques/numériques/analogiques, conformément au schéma. La commutation aux deux extrémités est supposée être du type analogique.

Le circuit du type 5 de la figure 5e)/G.101 représente le cas où l'on a recours à la transmission analogique sur toute la longueur du circuit et où la commutation est du type numérique aux deux extrémités.

Les circuits internationaux de ce type sont habituellement exploités avec un affaiblissement L de valeur nominale égale à 0,5 dB entre extrémités virtuelles analogiques.

Remarque – Remarques générales concernant l'attribution des affaiblissements dans les circuits mixtes analogiques et numériques

Dans les circuits de type 2, 3 et 4, les compléments de ligne nécessaires pour commander toute variation dans les sections de circuit analogiques (provenant des variations de l'affaiblissement avec le temps ou de la distorsion d'affaiblissement) sont présentés de façon symétrique dans les deux sens de transmission. Cependant, dans la pratique, ces dispositions peuvent exiger des niveaux non normalisés aux frontières entre les sections de circuit. Les Administrations sont averties que, si elles préfèrent adopter une disposition asymétrique, par exemple en mettant tout l'affaiblissement dans le sens réception à une seule extrémité d'un circuit (ou section de circuit), il n'y a aucune objection au niveau du plan de transmission à condition que l'affaiblissement soit faible, par exemple inférieur à 1 dB.

La faible asymétrie produite dans la portion internationale de la communication sera acceptable, compte tenu du petit nombre de circuits internationaux que l'on rencontre dans la plupart des communications réelles.

En ce qui concerne les circuits nationaux, les Administrations peuvent adopter toutes les dispositions qu'elles désirent à condition de satisfaire aux conditions du § 2.2 de la Recommandation G.121.

On peut parfois utiliser des transmultiplexeurs, auquel cas les circuits peuvent ne pas être disponibles en audiofréquence au point auquel le symbole de complément de ligne est utilisé dans le diagramme de la figure 5/G.101. Si la variation des portions analogiques mérite un affaiblissement supplémentaire, il appartient aux Administrations de décider bilatéralement de la façon précise dont il convient d'insérer cet affaiblissement dans les circuits.

4.3 *Nombre de processus numériques MIC non intégrés*

Restrictions dues aux dégradations de la transmission

Pendant la période d'exploitation mixte, analogique et numérique, il pourra être nécessaire d'incorporer dans les communications téléphoniques internationales un nombre important de processus numériques non intégrés. Pour éviter que les dégradations de transmission (distorsion de quantification, distorsion d'affaiblissement et distorsion de temps de propagation de groupe) introduites par ces processus ne s'accumulent au point d'entraîner une baisse appréciable de qualité pour la transmission globale, il est recommandé que la règle de planification indiquée au § 3 de la Recommandation G.113 soit respectée. Cette règle a pour effet de limiter le nombre de processus numériques non intégrés aussi bien dans les parties nationales que dans les parties internationales des communications téléphoniques.

Dans le cas de communications entièrement numériques, les dégradations de transmission peuvent aussi s'accumuler par suite de l'incorporation de processus numériques (par exemple des compléments de ligne numériques). La question de l'accumulation de ces dégradations dans des conditions d'exploitation entièrement numériques est également traitée au § 3 de la Recommandation G.113.

4.4 *Transmission de données analogiques et numériques*

Pendant la période d'exploitation mixte, analogique et numérique, la présence dans les communications téléphoniques de processus numériques, par exemple des convertisseurs analogiques/numériques, des convertisseurs de lois de codage, des compléments de ligne numériques, etc., ne devrait pas interdire la transmission de données analogiques. Cependant, sur les communications numériques globales, les données de type numérique risquent d'être défavorablement affectées par des dispositifs comme les convertisseurs de lois de codage et les compléments de ligne numériques qui comportent des processus de recodage des signaux. Par conséquent, pour la transmission de données numériques, il est nécessaire d'adopter une disposition qui permette de mettre hors circuit ou de court-circuiter tout élément dont le fonctionnement implique le recodage des signaux de données numériques.

4.5 *Principe général*

Il est reconnu que pendant la période d'exploitation mixte, analogique et numérique, on pourra rencontrer dans le réseau téléphonique mondial un nombre considérable de processus numériques non intégrés. Il importe donc que l'incorporation de ces processus se fasse de façon qu'au moment où l'intégration des fonctions sera possible, les équipements devenus inutiles ne restent pas dans le réseau entièrement numérique.

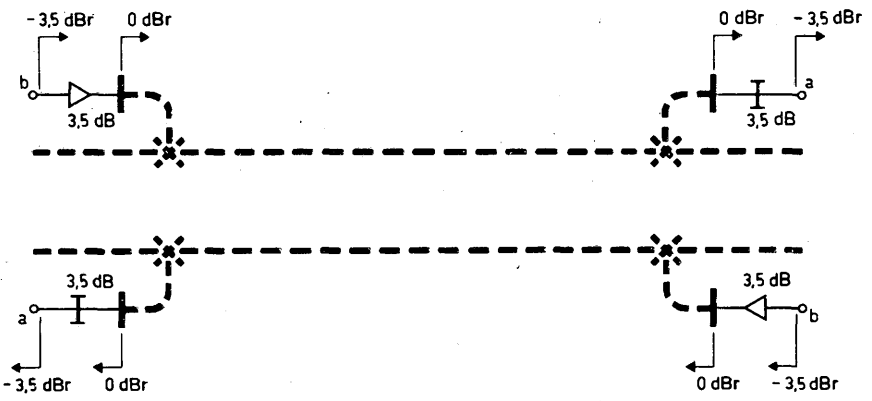
5 Conventions et définitions

5.1 *Extrémités virtuelles analogiques*

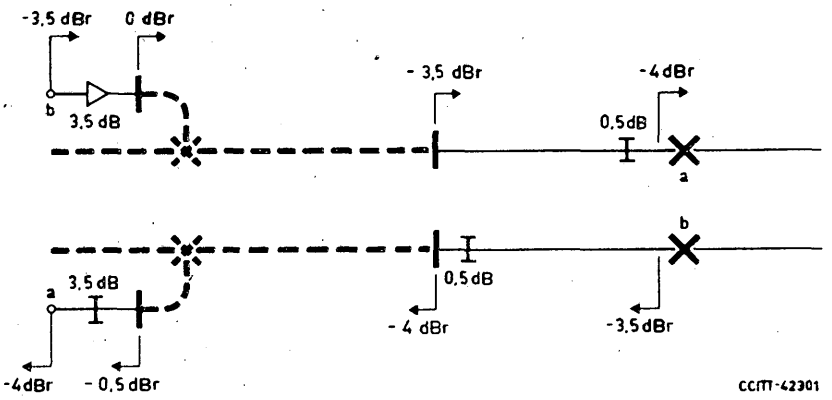
Le concept d'«extrémités virtuelles» a été utile dans la réalisation des études de transmission se rapportant à des communications entièrement analogiques. Par exemple, ces points ont servi à définir la frontière entre les divers circuits internationaux, ainsi qu'entre les circuits internationaux et les circuits de prolongement nationaux. Les «extrémités virtuelles» constituaient en outre un point de référence commode auquel on pouvait rapporter les paramètres de transmission.

L'incorporation de processus de codage numériques au réseau téléphonique mondial ne permet plus de déterminer, dans tous les cas, des points théoriques qui correspondraient aux «extrémités virtuelles» des communications entièrement analogiques. Vu qu'il serait souhaitable de disposer de points jouant ce même rôle dans les connexions mixtes analogiques et numériques, on a adopté le concept d'«extrémités virtuelles analogiques». Ce concept postule l'existence de codecs idéaux à partir desquels on puisse déterminer les points désirés.

Le terme «extrémités virtuelles analogiques» est également à utiliser en remplacement de l'ancien terme «extrémités virtuelles» dans les contextes entièrement analogiques.

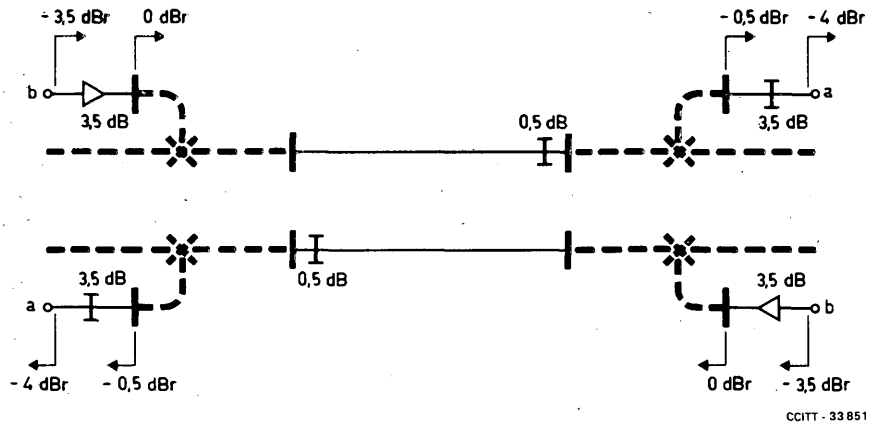


a) *Circuit du type 1 – Circuit entièrement numérique avec commutation numérique aux deux extrémités.*



Remarque – Les compléments de ligne ne sont nécessaires que si la section de circuit analogique introduit une distorsion d'affaiblissement importante ou une variation d'affaiblissement avec le temps.

b) *Circuit du type 2 – Circuit numérique/analogique avec commutation numérique à une extrémité et analogique à l'autre.*



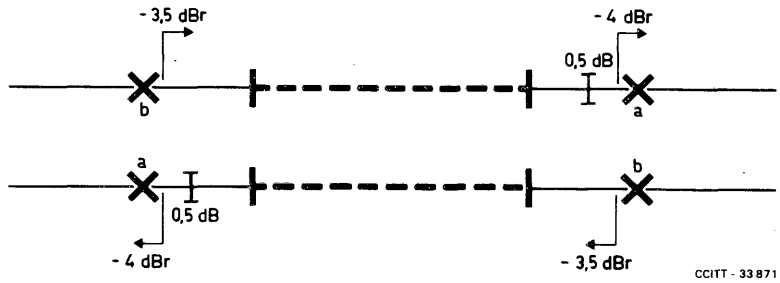
Remarque – Compléments de ligne nécessaires si la section de circuit analogique introduit une importante distorsion d'affaiblissement ou une variation en fonction du temps.

c) *Circuit du type 3 – Circuit numérique/analogique/numérique avec commutation numérique à chaque extrémité.*

Remarque — Conventions et symboles adoptés pour les codecs «réels» et idéaux:

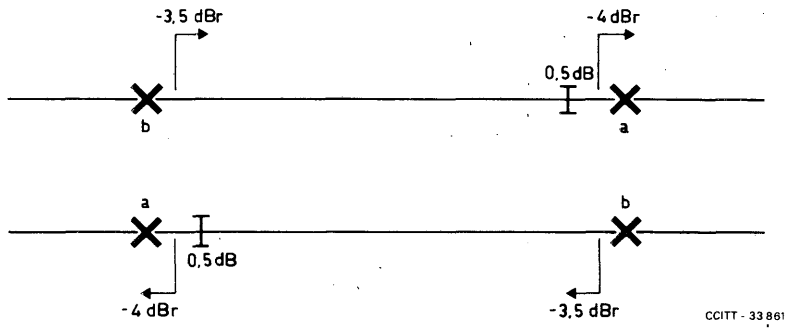
— Un codeur ou décodeur idéal est supposé présenter entre les signaux analogiques et numériques et inversement, une relation exactement conforme aux tableaux appropriés donnés dans la Recommandation G.711 pour la loi A ou la loi μ.
— Pour un codeur ou décodeur «réel» les caractéristiques de fonctionnement d'un couple codeur/décodeur entre les accès audio-fréquence sont supposées répondre aux spécifications de la Recommandation G.712.
— Le symbole adopté pour un codec «réel» ne comprend pas de niveau relatif pour l'accès d'entrée ou de sortie analogique. Si l'on souhaite spécifier ce niveau, on doit indiquer le niveau relatif sur le côté transmission analogique du codeur. Cela évite tout risque de confusion avec le symbole du codec idéal.

FIGURE 5/G.101
Types de circuits internationaux

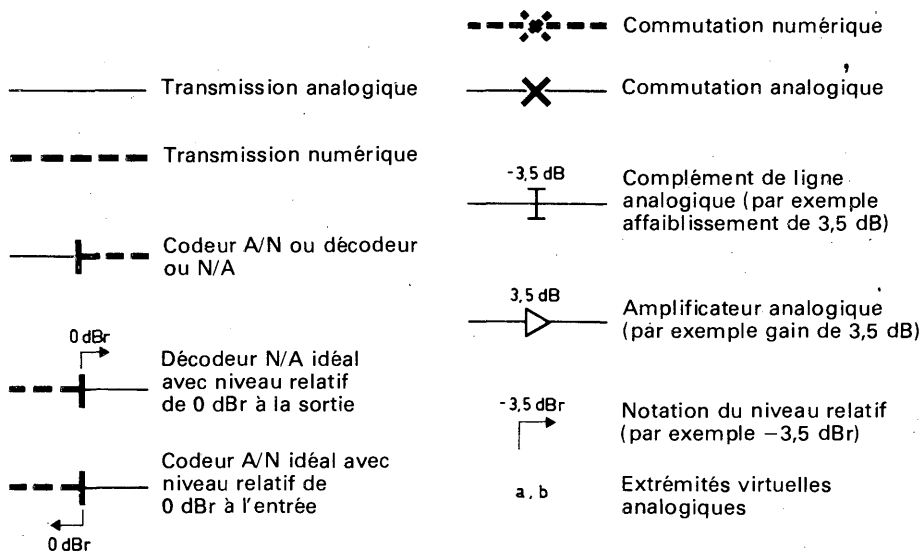


Remarque – Compléments de ligne nécessaires si les sections de circuit analogiques introduisent une importante distorsion d'affaiblissement ou une variation en fonction du temps.

d) *Circuit du type 4 – Circuit analogique/numérique/analogique avec commutation analogique à chaque extrémité.*



e) *Circuit du type 5 – Circuit entièrement analogique avec commutation analogique aux deux extrémités.*



Remarque – Les symboles des compléments de ligne dans les circuits ne signifient pas que des lignes d'affaiblissement réelles soient nécessaires. Ils correspondent à une convention des ingénieurs en planification de transmission.

FIGURE 5/G.101 (fin)

Types de circuits internationaux

5.2 *Niveaux relatifs spécifiés aux extrémités virtuelles analogiques des circuits internationaux*

Par convention, les extrémités virtuelles analogiques d'un circuit téléphonique international (circuit à quatre fils) sont fixées en des points de ce circuit où les niveaux relatifs nominaux à la fréquence de référence sont respectivement:

- à l'émission: −3,5 dBr;
- à la réception: −4,0 dBr pour les circuits analogiques et les circuits mixtes analogiques-numériques; −3,5 dBr pour les circuits numériques ou les très courts circuits mentionnés plus loin dans la remarque 3.

L'affaiblissement nominal à la fréquence de référence entre extrémités virtuelles analogiques de ce circuit est donc 0,5 dB pour les circuits analogiques et 0 dB pour les circuits numériques.

Remarque 1 – Voir les définitions du § 5.3. La position des extrémités virtuelles analogiques apparaît sur la figure 2/G.101 et la figure 1/G.122.

Remarque 2 – Le termineur faisant partie des systèmes nationaux, et son affaiblissement effectif pouvant dépendre du plan national de transmission adopté par chaque Administration, il n'est plus possible de définir les niveaux relatifs sur les circuits internationaux à quatre fils par référence aux bornes à deux fils d'un termineur. En particulier, l'équivalent en service terminal de la chaîne constituée en reliant deux termineurs à un circuit international à quatre fils ne peut pas être fixé à une valeur unique par les Recommandations du CCITT. Les extrémités virtuelles analogiques des circuits auraient donc pu être choisies en des points de niveau relatif arbitraire. Les valeurs adoptées ci-dessus sont telles qu'elles ont permis en général de passer avec le minimum de difficultés de l'ancien plan au nouveau.

Remarque 3 – Si un circuit analogique à quatre fils, faisant partie de la chaîne à quatre fils, présente un temps de propagation et une variation d'affaiblissement négligeables, en fonction du temps, on peut le régler à un affaiblissement nominal de zéro décibel entre extrémités virtuelles analogiques. Cette exception s'applique en particulier aux circuits à quatre fils entre centres téléphoniques, par exemple entre deux centres de commutation internationaux situés dans la même ville.

5.3 *Définitions*

5.3.1 **point de référence pour la transmission**

E: transmission reference point

S: punto de referencia para la transmisión

Point fictif servant de point de niveau relatif zéro dans le calcul des niveaux relatifs nominaux.En ces points d'un circuit téléphonique, le niveau de puissance moyenne nominal (−15 dBm) défini dans la Recommandation G.223 [3] s'applique, que le système de transmission soit ou non conforme aux objectifs de bruit définis dans la Recommandation G.222 [4].

Remarque – D'autres valeurs s'appliquent à certains systèmes tels que les systèmes en câbles sous-marins définis à la Recommandation G.371 [5].

Sur chaque voie d'un circuit qui peut être commuté en quatre fils, il existe un tel point; il est situé en amont de l'extrémité virtuelle à l'émission et, sur un circuit international, il a par définition un niveau supérieur de 3,5 dB à celui de cette extrémité virtuelle.

Dans les équipements de multiplexage par répartition en fréquence (MRF), le point fictif servant de point de niveau relatif zéro (c'est-à-dire le point où toutes les voies ont un niveau relatif identique) se définit comme le point où le signal multiplex peut être représenté, en ce qui concerne l'effet de l'intermodulation, par un signal de bruit erratique de spectre uniforme dont le niveau de puissance moyenne est celui que spécifie la Recommandation G.223 [6]. Le niveau nominal de puissance moyenne de chaque voie téléphonique est de −15 dBm, comme défini dans la Recommandation G.223 [3].

5.3.2 **niveau relatif de puissance**

E: relative (power) level

S: nivel relativo (de potencia)

5.3.2.1 *Signification fondamentale du niveau relatif dans les systèmes MRF*

Le niveau relatif en un point d'un système de transmission caractérise la puissance du signal acceptable en ce point par rapport au niveau de puissance conventionnel au point de niveau relatif zéro[2].

[2] En tenant compte de divers aspects tels que: bruit (de fond), bruit d'intermodulation, puissance de crête, etc. (voir la Recommandation G.223).

Si, par exemple, en un point particulier d'un système MRF conçu pour un grand nombre de voies, la puissance moyenne acceptable par voie téléphonique correspond à un niveau de puissance absolu de S dBm, le niveau relatif en ce point est (S + 15) dBr. En particulier, en un point de niveau 0 dBr, le niveau de puissance moyenne conventionnelle par rapport à une voie téléphonique est de −15 dBm.

5.3.2.2 *Définition du niveau relatif généralement applicable à tous les systèmes*

Le niveau relatif en un point d'un circuit est donné par l'expression $10 \log_{10} (P/P_0)$ dBr, dans laquelle P représente la puissance d'un signal d'essai sinusoïdal au point considéré et P_0 la puissance de ce signal au point de référence pour la transmission. Le niveau relatif est numériquement égal au gain composite (*Livre jaune*, fascicule X.1 – Définitions) entre le point de référence pour la transmission et le point considéré, pour une fréquence nominale de 1000 Hz. Par exemple si un signal de référence de 0 dBm à 1000 Hz est injecté au point de référence pour la transmission, le niveau en un point de x dBr sera de x dBm (puissance apparente $P_x = 10^{x/10}$ mW). De plus, l'application d'une séquence numérique de référence (voir le § 5.3.3) donnera un niveau de x dBm à un point de x dBm à un point de x dBr. La tension d'une tonalité de 0 dBm0 pour une fréquence quelconque de la bande des fréquences vocales en un point de x dBr est donnée par l'expression:

$$V = \sqrt{10^{x/10} \times 1 \text{ W} \times 10^{-3} \, |Z_R|_{1000}} \text{ volts}$$

dans laquelle $|Z_R|_{1000}$ est le module de l'impédance nominale en ce point pour une fréquence nominale de 1000 Hz.

Remarque 1 – La fréquence nominale de référence de 1000 Hz est conforme aux dispositions du §16 de la Recommandation G.712. Pour les systèmes de transmission analogiques, on peut continuer d'utiliser une fréquence de référence de 800 Hz.

Remarque 2 – Les niveaux relatifs en des points particuliers d'un système de transmission (par exemple, entrée et sortie des répartiteurs ou d'équipements comme ceux de modulation de voie) sont fixés par convention, généralement par accord entre les constructeurs et les usagers.

Les Recommandations du CCITT sont élaborées de façon que la puissance absolue d'un signal d'essai quelconque à appliquer à l'entrée d'un système de transmission donné pour vérifier qu'il satisfait à ces Recommandations, soit clairement définie dès que le niveau relatif en ce point est connu.

Remarque 3 – L'impédance Z_R peut être résistive ou complexe; dans ce dernier cas, la puissance P_x est une puissance apparente.

Remarque 4 – On suppose qu'entre les extrémités virtuelles analogiques d'un circuit établi sur des systèmes de transmission internationaux, seuls les points de même niveau relatif sont interconnectés dans ces systèmes, en sorte que l'affaiblissement de transmission du circuit est égal à la différence des niveaux relatifs aux extrémités virtuelles analogiques (voir le § 5.2).

5.3.2.3 *Rapport entre les équivalents de référence corrigés à l'émission, les équivalents pour la sonie et les niveaux relatifs*

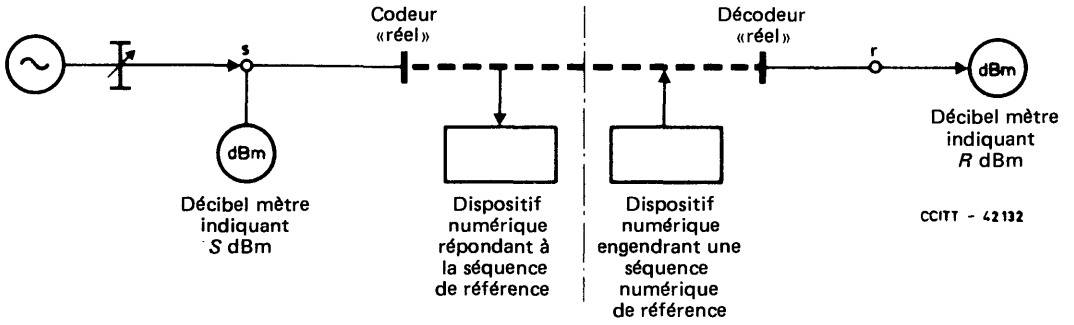
Dans les procédés de codage et décodage MIC normalisés par le CCITT, le rapport entre le point 0 dBr et le niveau de T_{max} est stipulé dans la Recommandation G.711 [2]. Plus particulièrement, si l'équivalent de référence nominal minimal corrigé à l'émission des systèmes locaux par rapport à un point de niveau 0 dBr d'un codeur MIC n'est pas inférieur à 3,5 dB, ou si l'équivalent pour la sonie nominal minimal à l'émission n'est pas inférieur à −1,5 dB, dans les mêmes conditions et si la valeur de T_{max} du procédé est fixée à +3 dBm0 (plus exactement à 3,14 dBm0 dans le cas de la loi A et à 3,17 dBm0 dans celui de la loi μ), si l'on se base sur les dispositions du § 3 de la Recommandation G.121, la puissance de crête des signaux vocaux sera régulée de manière appropriée.

5.3.2.4 *Compatibilité des niveaux relatifs des systèmes analogiques et des systèmes numériques*

Lorsque la charge du signal est régulée de la manière décrite au § 5.3.2.3, les points de même niveau relatif des circuits MRF et MIC peuvent être directement interconnectés, chacun respectant les critères de conception de l'autre: ce fait est particulièrement important lorsque des points de deux hiérarchies de multiplexage sont connectés par l'intermédiaire de transmultiplexeurs, de codecs ou de modems.

5.3.2.5 *Détermination du niveau relatif*

La figure 6/G.101 illustre le principe de la détermination du niveau relatif aux extrémités d'entrée et de sortie analogiques d'un codec réel.



Régler le niveau analogique d'entrée jusqu'à ce qu'apparaisse une séquence numérique de référence dans le train de données numériques. Si le niveau d'entrée analogique est *S* dBm, le niveau relatif au point s est *S* dBr.

Si le niveau du signal analogique de sortie est *R* dBm lorsque la séquence numérique de référence entre dans le décodeur, le niveau relatif au point r est *R* dBr.

FIGURE 6/G.101

Détermination du niveau relatif aux points d'entrée et de sortie analogiques d'un codec «réel» en utilisant des séquences numériques de référence

Quand on utilise la figure 6/G.101 pour déterminer les niveaux relatifs d'un codec «réel» à impédances non résistives aux accès d'entrée et de sortie analogiques, il convient de respecter les conditions suivantes:

i) la fréquence d'essai doit être de 1000 Hz avec un décalage approprié;

ii) la puissance aux points *s* et *r* est exprimée sous forme de puissance apparente, soit:

$$\text{Niveau de puissance apparente} = 10 \log_{10} \left[\frac{(\text{Tension au point})^2 \times 10^3}{(\text{Module de l'impédance nominale à 1000 Hz})\ (1\ \text{W})} \right] \text{dBm}$$

iii) le point *r* est terminé par l'impédance de conception nominale du décodeur afin d'éviter des erreurs importantes dues aux défauts d'adaptation de l'impédance.

Remarque – Les conditions ii) et iii) ci-dessus s'appliquent évidemment de la même façon aux impédances résistives d'entrée et de sortie et sont en général respectées dans les procédures d'essai classiques. Pour les impédances complexes, il est toutefois indispensable de normaliser la fréquence de référence comme en i) ci-dessus en raison de la variation de l'impédance nominale avec la fréquence utilisée.

5.3.2.6 *Niveau relatif d'un point d'une liaison numérique*

Le niveau relatif à associer au point d'un conduit numérique acheminant un train de bits numérique engendré par un codeur réglé conformément aux principes énoncés au § 5.3.2.3 ci-dessus dépend de la valeur de l'affaiblissement ou du gain numérique entre la sortie du codeur et le point considéré. En l'absence d'affaiblissement ou de gain, le niveau relatif à ce point est par convention, considéré comme égal à 0 dBr.

La puissance absolue équivalente d'une liaison numérique peut être définie comme sur la figure 7/G.101 au moyen d'un décodeur idéal. Le niveau relatif au point X du train de bits peut alors être affecté en comparant la puissance à la sortie du décodeur idéal à celle du point analogique de niveau relatif zéro d'où émane le signal numérique.

5.3.3 **séquence numérique de référence** MIC

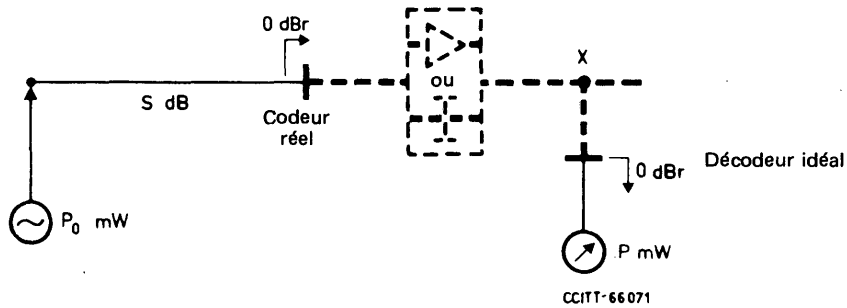
E: PCM digital reference sequence (DRS)

S: secuencia de referencia digital MIC (SRD)

5.3.3.1 La séquence numérique de référence MIC est une des séquences de code MIC possibles qui, décodée par un décodeur idéal, produit un signal sinusoïdal analogique à la fréquence de référence d'essai admise (c'est-à-dire un signal nominal de 800 ou 1000 Hz décalé de façon appropriée) à un niveau de 0 dBm0.

Réciproquement, un signal sinusoïdal analogique à 0 dBm0 à la fréquence de référence d'essai, appliqué à l'entrée d'un codeur idéal, engendrera une séquence numérique de référence MIC.

La Recommandation G.711 [2] définit certaines séquences numériques de référence MIC par rapport à la loi A et à la loi μ.



Procédure

Un signal d'entrée analogique est appliqué au codeur avec une puissance de P_0 mW au point 0 dBr. Si ce signal fournit un signal analogique de puissance P mW à la sortie du décodeur idéal, on a:

$$\text{Niveau relatif au point X} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_0}\right) \text{ dBr}$$

Remarque – Il est entendu que le signal reste toujours compris dans les limites de la gamme dynamique du processus de conversion.

FIGURE 7/G.101

Détermination du niveau relatif d'un point d'une liaison numérique

5.3.3.2 Dans l'étude des circuits et des connexions à l'intérieur de réseaux mixtes, analogiques et numériques, l'utilisation de la séquence numérique de référence peut être utile. Par exemple, la figure 8/G.101 représente les diverses relations de niveau qu'on obtient (en principe) sur un circuit international du type 2 dont l'une des extrémités se termine par un central numérique, et l'autre par un central analogique. Dans l'exemple de la figure 8/G.101, il est admis qu'un affaiblissement de 0,5 dB est nécessaire sur la portion analogique, ce qu'on obtient en introduisant au central analogique, dans le sens réception, un complément de ligne qui assure un affaiblissement de 1,0 dB (0,5 dB pour chaque sens de transmission). Cet exemple a été choisi délibérément pour démontrer l'utilité du concept de séquence numérique de référence.

Sur l'exemple de la figure 8/G.101, tout l'affaiblissement analogique est introduit au central analogique dans le sens émission. Dans ce cas, les niveaux relatifs aux divers codecs sont obtenus sans ambiguïté par rapport à la séquence numérique de référence ou au point de référence pour la transmission, à l'entrée du circuit international.

Toutefois, si dans le cas de la figure 8/G.101, la partie de circuit analogique est réglée de manière à fournir un affaiblissement global dans le sens $b_1 - a_2$, il faut faire preuve de prudence dans l'utilisation de la séquence de référence numérique. En effet, le signal de référence sinusoïdal de 0 dBm0 et la séquence numérique de référence peuvent se traduire par différents niveaux au point a_2. Il faut tenir compte de ce phénomène lors de la conception des procédures de réglage applicables aux circuits mixtes analogiques-numériques.

En principe, les niveaux relatifs sur un circuit mixte analogique-numérique doivent être rapportés au point de référence pour la transmission à l'entrée du circuit.

5.3.4 point d'accès pour les mesures de circuit

Le CCITT a défini les points d'accès pour la mesure du circuit comme des «points d'accès pour les mesures en quatre fils situés de telle manière qu'une partie aussi importante que possible du circuit international soit comprise entre paires correspondantes de ces points d'accès aux deux centres intéressés». Ces points et leur niveau relatif (par rapport au point de référence pour la transmission) sont déterminés dans chaque cas par l'Administration intéressée. On les prend en pratique comme points dont les niveaux relatifs sont connus et auxquels les mesures de transmission seront rapportées. En d'autres termes, pour les mesures et réglages, le niveau relatif en un point d'accès pour les mesures du circuit, convenablement choisi, est le niveau relatif par rapport auquel on règle les autres niveaux.

5.3.5 *Fréquence de l'onde de mesure*

Sur tous les circuits internationaux, la fréquence 800 Hz est la fréquence recommandée pour les mesures de maintenance à une seule fréquence. Toutefois, la fréquence 1000 Hz peut être utilisée pour de telles mesures sous réserve d'accord entre les Administrations intéressées.

En fait, la fréquence 1000 Hz est largement utilisée actuellement pour les mesures à une seule fréquence sur certains circuits internationaux.

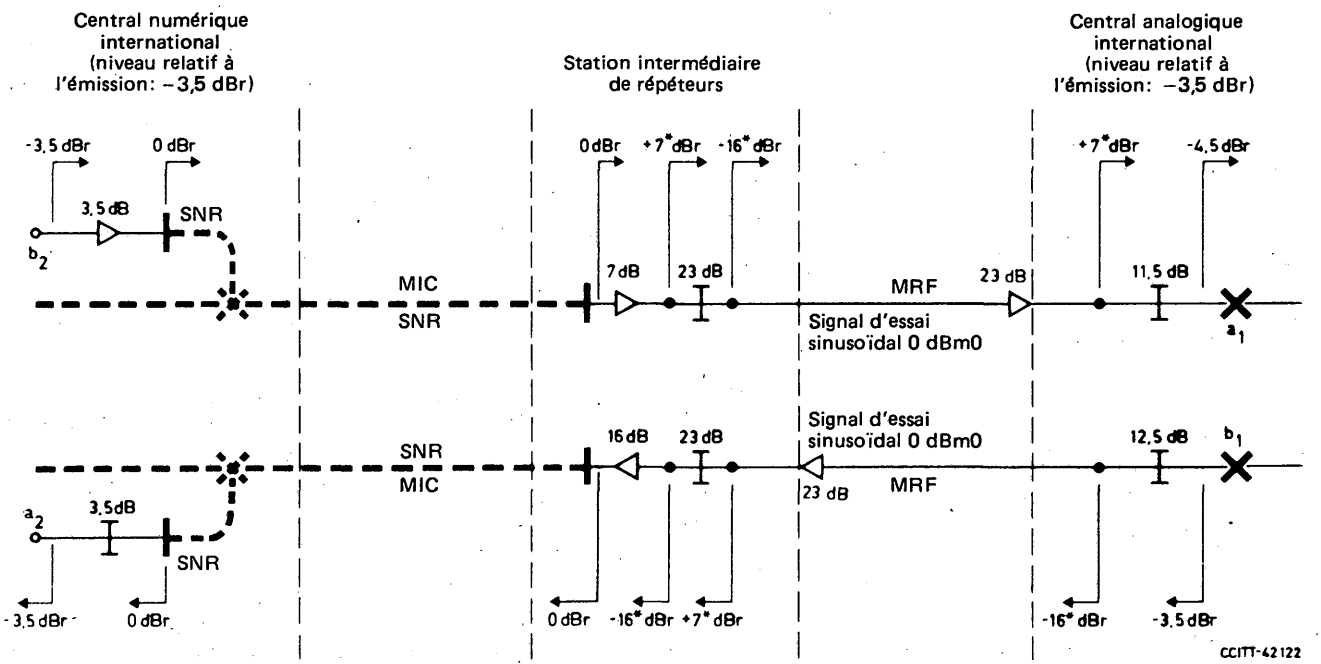
Les mesures à plusieurs fréquences dont l'objet est de déterminer la caractéristique d'affaiblissement en fonction de la fréquence comportent une mesure à 800 Hz; aussi, la fréquence de référence pour cette caractéristique peut-elle toujours rester celle de 800 Hz.

Remarque 1 – Les définitions des § 5.3.1 et 5.3.2 sont utiles pour les travaux de la Commission d'études XII. On a reproduit à titre d'information les définitions des § 5.3.4 et 5.3.5, extraites des Recommandations M.565 [7] et M.580 [8].

Remarque 2 – Afin de tenir compte des circuits MIC et des sections de circuit, les fréquences nominales 800 Hz et 1000 Hz sont en fait décalées d'une quantité appropriée afin d'éviter l'interaction avec la fréquence d'échantillonnage. On trouvera de plus amples détails dans le supplément n° 3.5 au tome IV [9].

5.4 *Interconnexion de circuits internationaux dans un centre de transit*

Dans un centre de transit, on considère que les extrémités virtuelles analogiques des deux circuits à interconnecter sont reliées entre elles directement, c'est-à-dire sans affaiblissement ni gain supplémentaires. Il en résulte qu'une chaîne de circuits internationaux présente un affaiblissement nominal en transit égal à la somme des affaiblissements de circuit individuels.



SNR Séquence numérique de référence
MIC Voie MIC
MRF Voie MRF
* A titre d'exemple, un des ensembles de niveaux relatifs à fréquences vocales indiqués dans la Recommandation citée en [10]
—●— Point d'entrée ou de sortie à fréquences vocales de l'équipement de multiplexage

Affaiblissement de transmission: $b_2 - a_1 = 1{,}0$ dB
$b_1 - a_2 = 0$ dB

Remarque – Pour la signification des autres symboles, on se reportera à la légende de la figure 5/G.101.

FIGURE 8/G.101

Utilisation d'une séquence numérique de référence dans la conception et le réglage d'un circuit international du type 2

Références

[1] Recommandation du CCITT *Plan de transmission*, tome VI, Rec. Q.40.

[2] Recommandation du CCITT *Modulation par impulsions et codage (MIC) des fréquences vocales*, tome III, Rec. G.711.

[3] Recommandation du CCITT *Hypothèses pour le calcul du bruit sur les circuits de référence pour la téléphonie*, tome III, Rec. G.223, § 1.

[4] Recommandation du CCITT *Objectifs de bruit pour les projets de construction des systèmes à courants porteurs de 2500 km*, tome III, Rec. G.222.

[5] Recommandation du CCITT *Systèmes à courants porteurs en câble sous-marin*, tome III, Rec. G.371.

[6] Recommandation du CCITT *Hypothèses pour le calcul du bruit sur les circuits de référence pour la téléphonie*, tome III, Rec. G.223, § 2.

[7] Recommandation du CCITT *Points d'accès pour les circuits téléphoniques internationaux*, tome IV, Rec. M.565.

[8] Recommandation du CCITT *Etablissement et réglage d'un circuit international de téléphonie publique*, tome IV, Rec. M.580.

[9] *Fréquences d'essai pour circuits établis sur système MIC*, tome IV, supplément n° 3.5.

[10] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 12 voies*, tome III, Rec. G.232, § 11.

Recommandation G.102

OBJECTIFS ET RECOMMANDATIONS POUR LA QUALITÉ DE TRANSMISSION

(Genève, 1980)

1 Considérations générales

Le CCITT a établi (ou est en train d'établir) des Recommandations concernant les dégradations de la transmission et leur limite admissible, dans le but d'obtenir un fonctionnement satisfaisant du réseau. Parmi ces dégradations figurent par exemple:

a) équivalent pour la sonie (ES) et affaiblissement,
b) bruit,
c) distorsion d'affaiblissement,
d) diaphonie,
e) perturbation par une seule fréquence,
f) modulation parasite,
g) effets des erreurs dans les systèmes numériques.

Certaines Recommandations fixent des objectifs pour une dégradation, en admettant implicitement que d'autres dégradations ont leur valeur maximale (par exemple: bruit et affaiblissement).

Dans de nombreux cas, les objectifs concernent principalement la téléphonie; mais il peut être nécessaire d'appliquer des dispositions spéciales quand il faut assurer sur le réseau, ou sur certaines de ses parties constitutives, des services (tels que transmissions radiophoniques) nécessitant des dispositions plus rigoureuses.

On peut établir les distinctions suivantes entre les différents types d'objectifs:

1) objectifs pour la qualité de fonctionnement des réseaux,
2) objectifs pour la qualité de fonctionnement des circuits et des équipements de transmission et de commutation,
3) objectifs pour les projets d'équipements de transmission et de commutation,
4) objectifs pour la mise en service des circuits et des équipements de transmission et de commutation,
5) limites pour la maintenance ou l'exploitation des circuits et des équipements de transmission et de commutation.

2 Explication d'un objectif pour la qualité de fonctionnement

L'objectif pour la qualité de fonctionnement – du point de vue d'une dégradation mesurable de la transmission – de réseaux, de communications complètes, de systèmes nationaux faisant partie de communications internationales, de chaînes de circuits internationales, de circuits isolés, etc, décrit souvent en termes statistiques (valeur moyenne, écart type ou probabilité de dépasser une valeur fixée, etc.) la valeur à prendre comme but dans la planification des réseaux et des systèmes de transmission. Cet objectif définit la qualité de fonctionnement vers laquelle – en se fondant, par exemple, sur des essais subjectifs ou autres essais d'évaluation de qualité – il est désirable de tendre afin d'offrir à l'usager un service satisfaisant.

Les éléments (circuits, systèmes, équipements) constituant le réseau fournissent, suivant l'hypothèse normalement admise, une qualité de fonctionnement liée à celle qui est recommandée par les objectifs de qualité de fonctionnement; dans certains cas, on appliquera dans les calculs une pondération en fonction du trafic.

Les communications fictives de référence décrites dans la Recommandation G.103 constituent un puissant ensemble d'outils que l'on peut utiliser dans les analyses relatives aux objectifs pour le réseau ainsi qu'à la mesure dans laquelle ces objectifs sont respectés.

3 Explication d'un objectif pour les projets

L'«objectif pour les projets» relatif à une dégradation mesurable de la transmission (par exemple: bruit, taux d'erreurs, distorsion d'affaiblissement) pour un élément donné (par exemple: système de ligne, central téléphonique) est la valeur de cette dégradation quand l'élément fonctionne dans un milieu électrique et physique que l'on peut définir par des paramètres tels que la tension d'alimentation, la charge par le signal, la température, l'humidité, etc. Certains de ces paramètres peuvent faire l'objet de Recommandations du CCITT; ce n'est pas le cas pour certains autres, et il appartient alors aux Administrations de leur assigner des valeurs quand elles préparent leurs spécifications. On peut également prévoir une marge convenable pour le vieillissement. On prend souvent par hypothèse la combinaison la plus défavorable des valeurs spécifiées pour les divers paramètres.

En fixant un «objectif pour les projets», on se propose de fournir une base pour la conception d'un élément du point de vue de la quantité considérée. La figure 1/G.102 met en évidence la signification de l'objectif pour le projet d'un élément et la figure 2/G.102 donne des exemples de la fréquence relative d'occurrence des dégradations.

Les objectifs pour les projets constitueront, dans de nombreux cas, la base d'une clause de spécification pour la réalisation et/ou l'achat d'équipements.

Les circuits fictifs de référence et les conduits numériques fictifs de référence (voir les Recommandations pertinentes dans les séries G.100 et G.700) forment un puissant ensemble d'outils utilisé en liaison avec l'application des objectifs pour les projets.

4 Explication d'un objectif pour la mise en service

Les conditions effectivement constatées sur des circuits réels et des équipements installés peuvent différer des hypothèses valables pour les circuits fictifs de référence et pour les projets des équipements. La qualité de fonctionnement à laquelle on peut s'attendre au moment de la mise en service ne saurait dont être déduite uniquement des Recommandations concernant les circuits fictifs de référence. Il peut arriver que l'on ait à tenir compte de particularités telles que: circuits constitués par un assemblage d'équipements de conception différente, systèmes de ligne dont la longueur diffère notablement de celle d'une section homogène, etc. (voir, par exemple, la Recommandation G.226 [1]).

Les objectifs pour la mise en service ne donnent pas lieu, normalement, à des Recommandations du CCITT.

5 Explication des limites applicables à la maintenance

En service, la qualité de fonctionnement d'un organe ou d'un ensemble d'organes peut se dégrader pour diverses raisons: vieillissement, surchage, conditions ambiantes excessives, erreurs, défauts des composants, etc. Du point de vue du service, les coûts augmentent si l'on veut maintenir en permanence ces dégradations à un niveau négligeable. C'est pourquoi les objectifs pour les projets sont choisis de façon à conférer une marge aussi large que possible pour obtenir en service une qualité de fonctionnement satisfaisante.

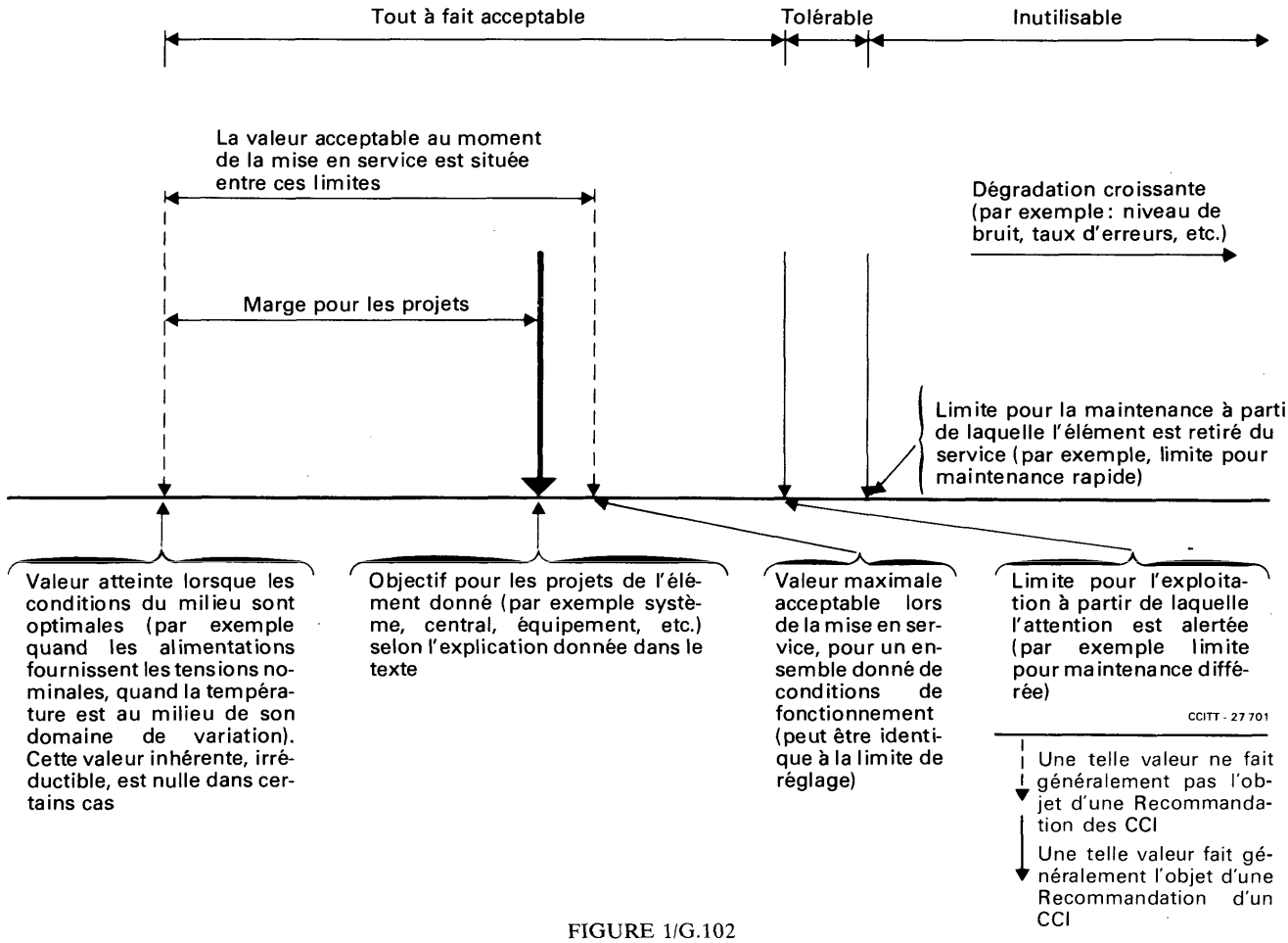


FIGURE 1/G.102

Illustration de ce que représente l'objectif pour les projets pour un élément donné

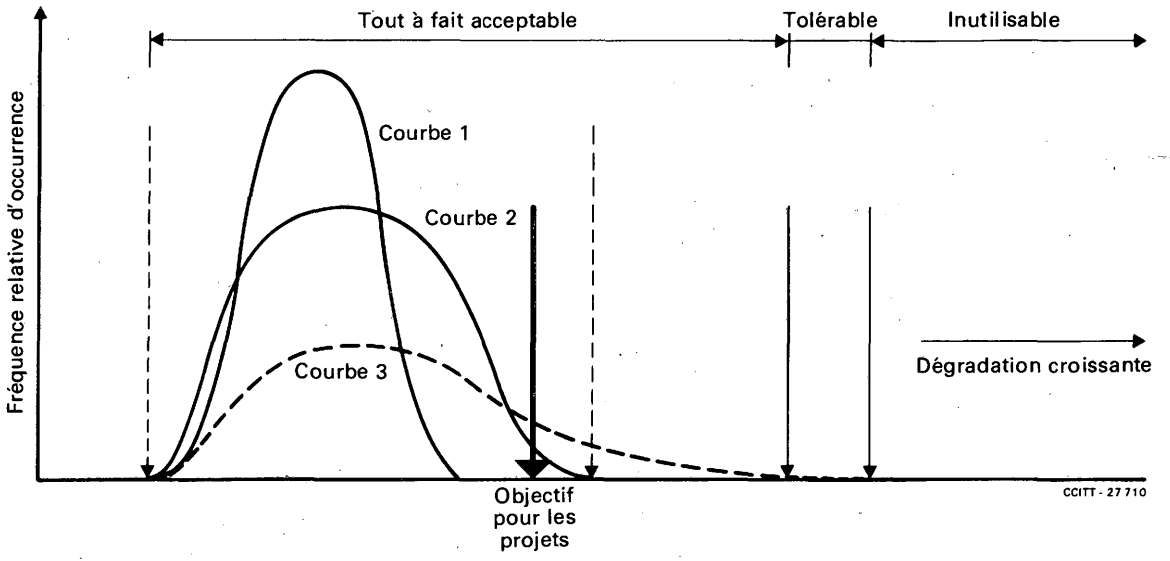
En ce qui concerne la dégradation de la qualité de transmission, il arrive souvent qu'aucune valeur ne représente nettement la démarcation entre une transmission «tolérable» et une transmission «inutilisable» et, dans la pratique, il existe des dégradations plus marquées que dans les objectifs pour les projets, malgré lesquelles le service demeure satisfaisant pour les usagers. C'est le cas en téléphonie, ce n'est peut-être pas le cas pour d'autres services.

Quoi qu'il en soit, il est souvent commode de définir une valeur déterminée de dégradation au-dessus de laquelle l'organe est considéré comme «inutilisable» et doit être mis hors service à la première occasion, de façon à réétablir une qualité de fonctionnement, conforme à quelque limite définie (par exemple, limite pour une prompte mesure de maintenance).

Il est souvent utile de définir une limite de performance à laquelle l'attention est alertée sans (peut-être) qu'aucune mesure ne soit immédiatement prise (par exemple, limite pour une mesure de maintenance différée).

Ces limites sont généralement indépendantes du type de service assuré par les moyens utilisés. Toutefois, il est parfois nécessaire de définir une limite de qualité de fonctionnement pour un type donné de service, au-delà de laquelle la qualité du service offert à l'usager cesse d'être satisfaisante. Cette limite peut différer selon les services; elle peut parfois coïncider avec une limite de prompte mesure de maintenance (limite de service).

Ces limites (et, au besoin, d'autres) devraient être plus élevées que les objectifs pour les projets. Elles sont illustrées à la figure 1/G.102 et leur titre générique est «limites de maintenance».



Des courbes semblables peuvent être obtenues pour l'ensemble des équipements au moment de la mise en service. A titre de variante, on peut tracer les courbes qui représentent la qualité de fonctionnement d'un équipement particulier pendant sa durée de vie.

Courbe 1 – Exemple de la fréquence relative d'occurrence des dégradations au moment de la mise en service, où l'objectif pour les projets est respecté avec une certaine marge. On peut obtenir une distribution semblable au cours du service pendant toute la durée de vie d'un équipement particulier du moment que l'effet des conditions extérieures et autres est négligeable. On peut donner pour exemple la distorsion d'affaiblissement des transformateurs.

Courbe 2 – Exemple de la fréquence relative d'occurrence des dégradations au moment de la mise en service, dans lequel l'objectif pour les projets est dépassé, avec une certaine probabilité convenue, du fait qu'un équipement particulier est utilisé dans des conditions plus sévères que celles prévues dans l'objectif pour les projets. On peut donner pour exemple le cas où, dans un système sur ligne métallique ou radioélectrique, une distance entre répéteurs est supérieure à celle qui avait été prévue.

Courbe 3 – Exemple de la fréquence relative d'occurrence des dégradations au cours du service lorsque les conditions extérieures sont plus sévères ou impliquent des conditions qui s'ajoutent à celles qui avaient été spécifiées. On peut donner pour exemple l'effet d'une charge excessive, de défaillances de certains composants, d'erreurs commises dans l'exploitation.

FIGURE 2/G.102

Exemple de la fréquence relative d'occurrence des diverses valeurs de dégradation

Référence

[1] Recommandation du CCITT *Bruit sur une liaison réelle*, tome III, Rec. G.226.

Recommandation G.103

COMMUNICATIONS FICTIVES DE RÉFÉRENCE

(Mar del Plata, 1968; modifiée à Genève, 1972, 1976 et 1980; à Malaga-Torremolinos, 1984)

La présente Recommandation traite principalement des réseaux analogiques. La Recommandation G.104 porte sur les réseaux entièrement numériques; les problèmes qui se poseront pendant une période transitoire, lorsque des circuits numériques seront introduits dans les réseaux analogiques, sont exposés au § 4 de la présente Recommandation. On peut envisager qu'en définitive toutes les communications de référence, qu'elles concernent des systèmes analogiques ou des systèmes numériques, seront traitées dans une seule et même Recommandation.

1 Objet

Une communication fictive de référence pour les études relatives aux dégradations de la qualité de transmission est un modèle dans lequel sont décrites les dégradations introduites par les circuits et les centraux.

Un modèle de cette nature peut servir à une Administration:

- pour étudier l'effet qu'exercent sur la qualité de transmission les variations éventuelles de l'acheminement, de la répartition du bruit et des affaiblissements dans un réseau national;
- pour s'assurer que les règles de la planification nationale sont, à première vue, conformes aux critères statistiques de dégradations qui pourraient être recommandés par le CCITT pour les réseaux nationaux.

Pour atteindre ce but, il est souhaitable d'établir plusieurs modèles. Les trois communications fictives de référence décrites ci-après devraient permettre l'exécution de la plupart des études à entreprendre.

Les communications fictives de référence *ne* doivent *pas* être considérées comme comportant la recommandation de valeurs déterminées pour les affaiblissements, le bruit et les autres dégradations de qualité. Cependant, dans bien des cas, les valeurs citées correspondent à des valeurs recommandées. Les communications fictives de référence *ne* sont *pas* non plus destinées à être utilisées pour les projets de construction des systèmes de transmission.

2 Constitution des communications fictives de référence (CFR)

2.1 Elles sont définies dans les figures 1/G.103, 2/G.103 et 3/G.103.

Figure 1/G.103 – Communication internationale la plus longue avec le nombre maximal de circuits nationaux et internationaux, pouvant se présenter dans la pratique. Une telle communication aurait normalement des équivalents de référence corrigés élevés et un niveau de bruit élevé; le bruit introduit par les circuits internationaux peut atteindre une valeur assez importante. La distorsion d'affaiblissement et la distorsion de temps de propagation de groupe pourront aussi atteindre des valeurs très élevées. De telles communications sont rares.

Figure 2/G.103 – Communication internationale de longueur modérée (par exemple jusqu'à 2000 km) comprenant le nombre le plus courant de circuits internationaux et nationaux. Dans une communication de ce type, on prévoit que le bruit causé par les systèmes nationaux sera prédominant. Une communication de ce type correspond à un pourcentage important des communications internationales.

Figure 3/G.103 – Communication internationale comprenant pratiquement le nombre maximal de circuits internationaux et le nombre minimal de circuits nationaux. Les communications de ce type sont nombreuses.

2.2 *Remarques générales applicables aux figures 1/G.103, 2/G.103 et 3/G.103*

2.2.1 Les communications fictives de référence représentent les circuits internationaux interconnectés en leurs extrémités virtuelles à 0 dBr et −0,5 dBr au lieu des points à −3,5 dBr et −4 dBr. On a estimé que cette disposition serait d'une utilité plus immédiate pour ceux qui peuvent être appelés à faire usage des communications de référence dans leurs études.

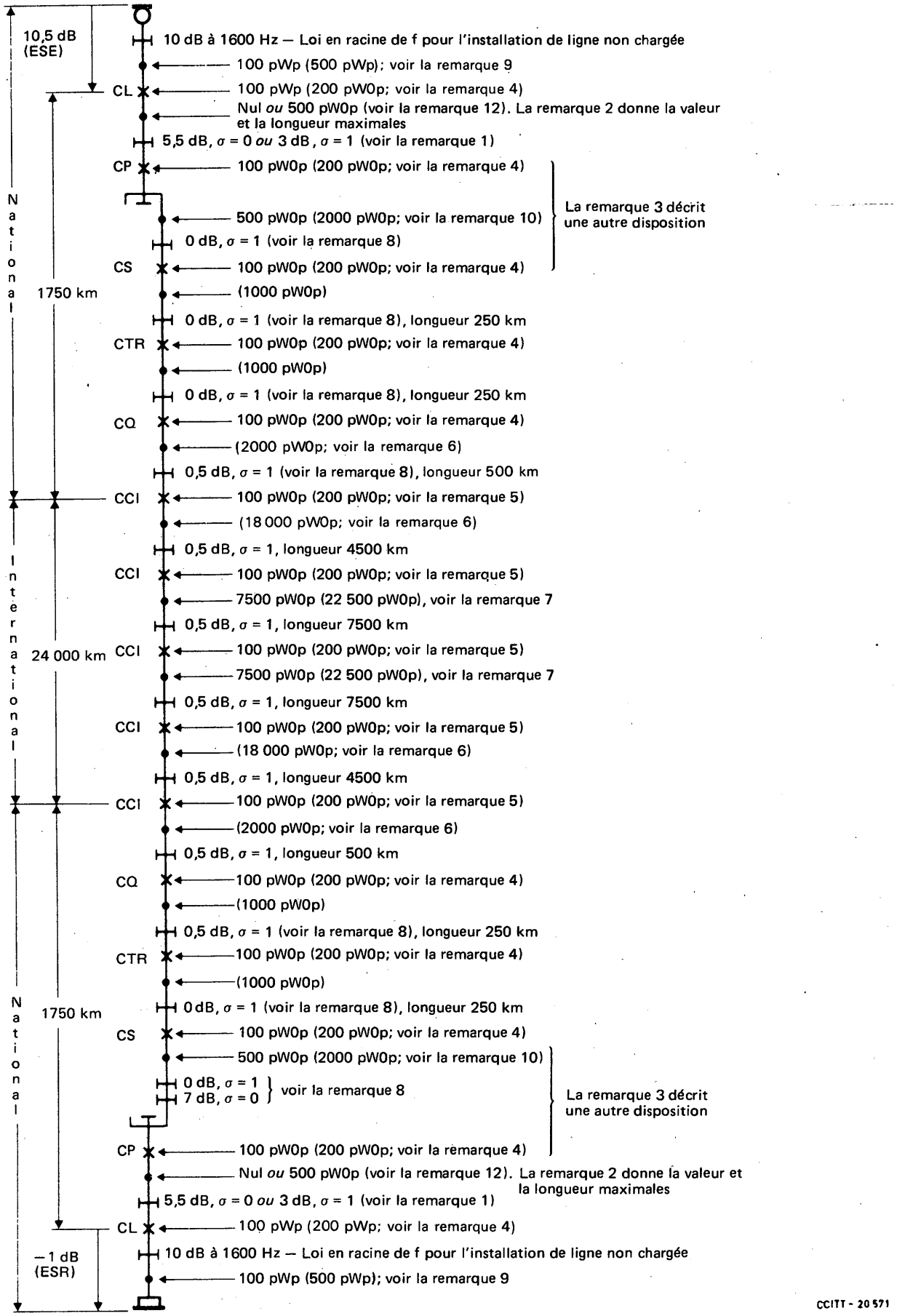
On pourrait juger qu'il est peut-être un peu illogique que les communications fictives de référence n'emploient pas les extrémités virtuelles «conventionnelles», c'est-à-dire −3,5 et −4 dBr. Toutefois, si on redessine les communications de référence en tenant compte de cette convention, les valeurs de la puissance de bruit indiquées sur le schéma ne pourront plus être les valeurs familières figurant ailleurs dans d'autres Recommandations. D'autres explications sont données dans l'annexe A à la présente Recommandation.

2.2.2 La nomenclature utilisée se fonde sur le plan d'acheminement international défini dans la Recommandation E.171. CCI = Centre de commutation international (précédemment désigné par: CT3); CTI = Centre de transit international.

2.2.3 Un seul sens de transmission est représenté dans chaque cas.

2.2.4 Les objectifs pour les projets pour les puissances moyennes du bruit sont indiqués conformément aux Recommandations actuelles. Pour les circuits à courants porteurs à grande distance, elles sont proportionnelles à la longueur du circuit, le taux de puissance de bruit approprié (4 pW/km ou 1 pW/km) étant utilisé selon que le circuit fictif de référence de base a 2500 km ou 7500 km de long.

2.2.5 L'abréviation pW0p signifie: picowatts (valeur psophométrique) rapportés à un point de niveau relatif zéro. Lorsqu'il s'agit d'un bruit de central, on considère que ce point est situé sur le circuit, immédiatement en aval du central. Les puissances de bruit pour les circuits sont rapportées aux points de niveau relatif zéro sur ces circuits et non à un certain point de la communication.



Légende se rapportant aux figures 1/G.103, 2/G.103 et 3/G.103

ESE	équivalent pour la sonie à l'émission	CS	centre secondaire
ESR	équivalent pour la sonie à la réception	CTR	centre tertiaire
CL	central local	CQ	centre quaternaire
CP	centre primaire	CCI	centre de commutation international

FIGURE 1/G.103

Communication internationale la plus longue pouvant se présenter dans la pratique

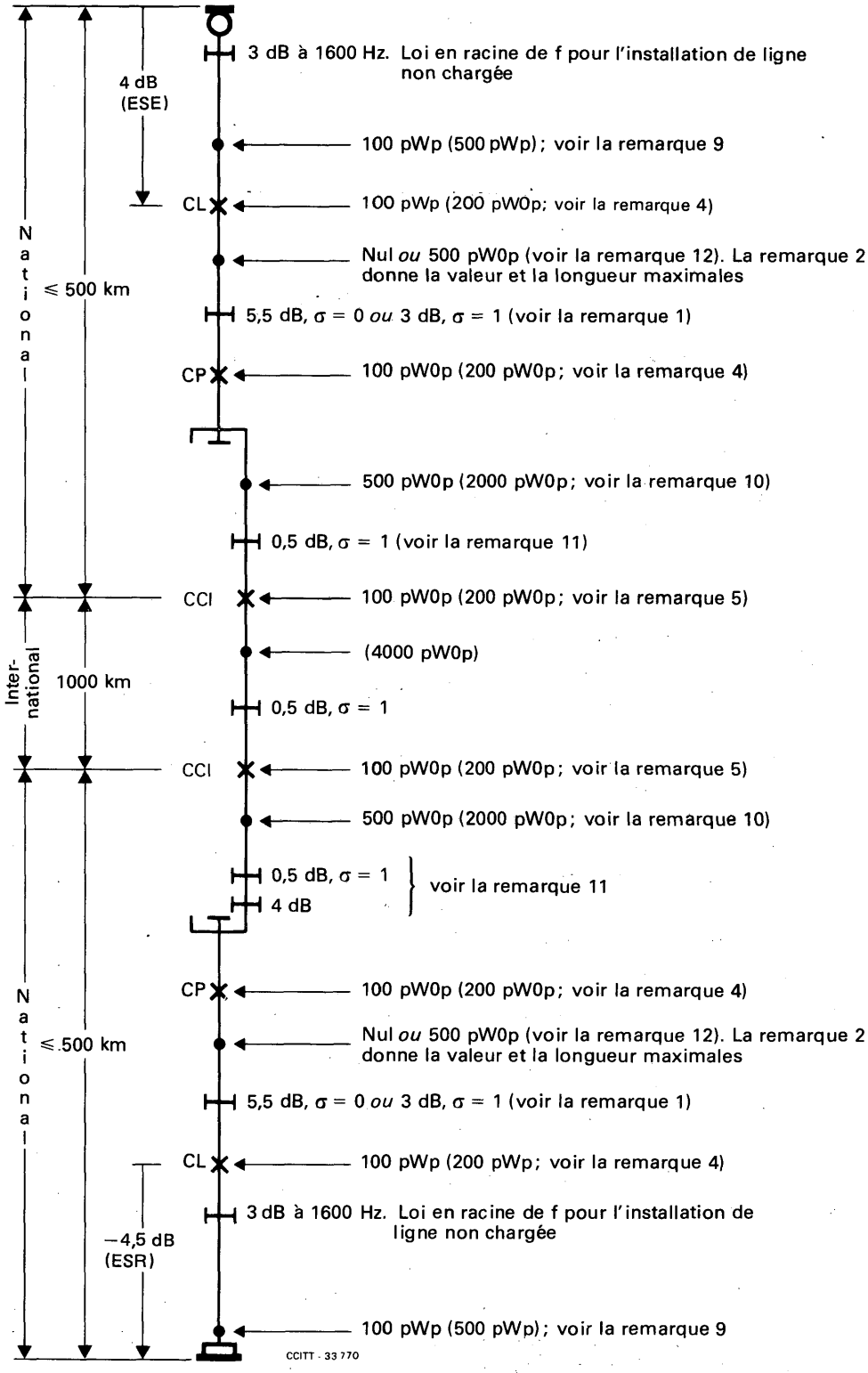


FIGURE 2/G.103

Exemple de communication internationale de longueur modérée ne comprenant qu'un seul circuit international

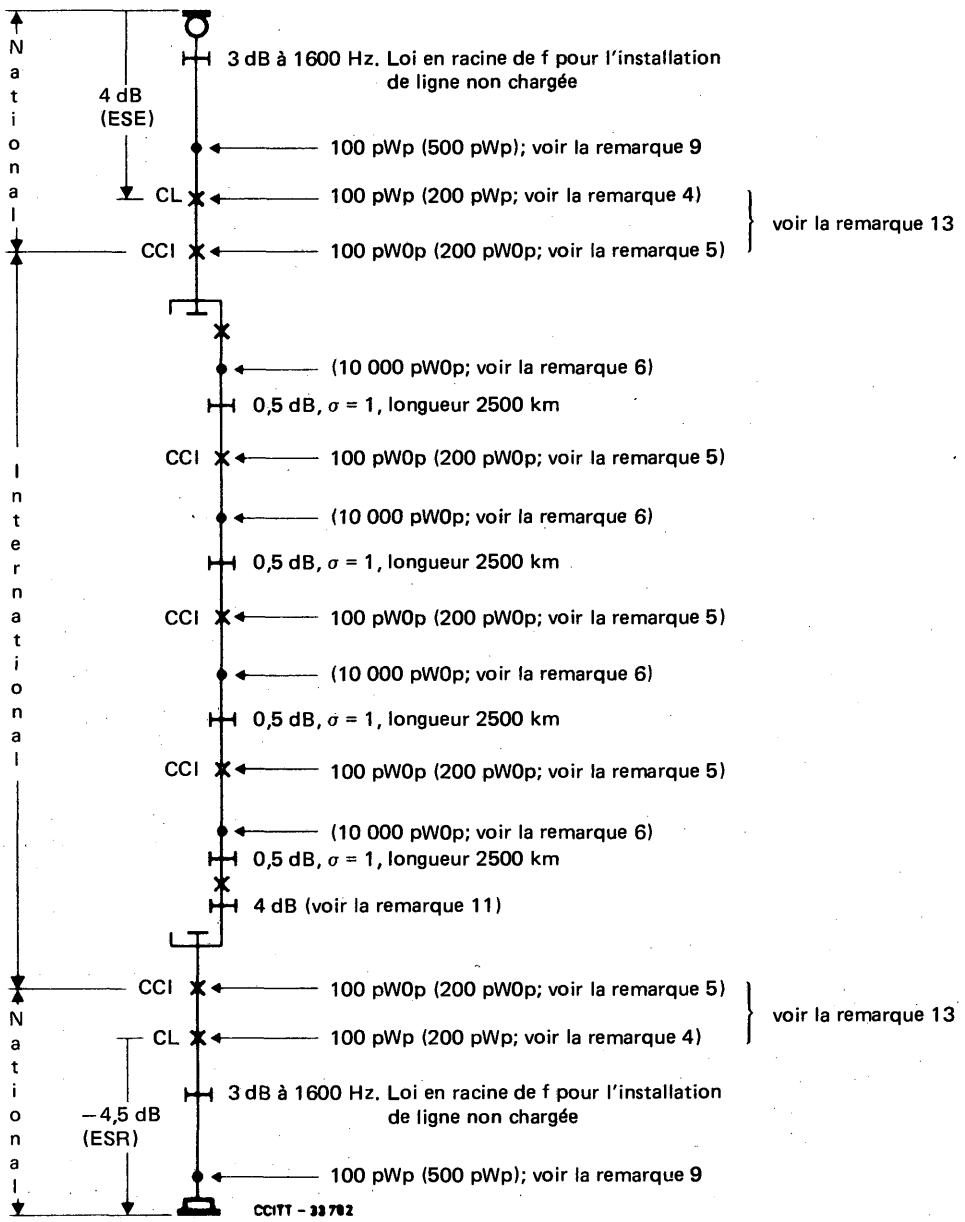


FIGURE 3/G.103

Exemple de communication internationale comprenant 4 circuits internationaux établie entre des abonnés situés à proximité des CCI terminaux

Remarques relatives aux figures 1/G.103, 2/G.103 et 3/G.103.

Remarque 1 – S'il s'agit de circuits à fréquences vocales, on peut considérer que l'équivalent pour la sonie a une valeur nominale maximale de 1 dB avec $\sigma = 0$. Cette valeur est obtenue de la manière suivante: la Recommandation G.121 recommande une limite de 97% des communications pour l'équivalent pour la sonie à l'émission (ESE) de 20 dB rapporté au point –3,5 dBr sur le circuit international (dans le centre international). En rapportant cette valeur à un point de niveau relatif zéro à l'entrée de la chaîne de circuits nationaux et internationaux (c'est-à-dire au centre primaire), on obtient 16,5 dB. Le manuel cité en [3] indique qu'un équivalent pour la sonie à l'émission de 10,5 dB est caractéristique du maximum de lignes locales, ce qui laisse 6 dB pour le circuit entre le central local et le centre primaire, les affaiblissements de commutation étant inclus (voir la remarque générale du § 2.2.10).

S'il s'agit de circuits à courants porteurs à multiplexage par répartition en fréquence (MRF) ou à multiplexage par répartition dans le temps (MRT) de faible longueur commutés en 2 fils au centre primaire, la valeur nominale de l'affaiblissement du circuit sera de 3 dB avec $\sigma = 1$. Cet affaiblissement est égal à l'équivalent pour la sonie du circuit; on évalue son effet de distorsion d'affaiblissement en insérant un circuit à grande distance supplémentaire dans la communication (voir le § A 3.2 de la Recommandation G.111). Ce circuit peut, par exemple, être assuré sur un système MIC, utilisant un codage à 7 bits ($\mu = 100$ ou $A = 87{,}6$) ou à 8 bits ($\mu = 225$ ou $A = 87{,}6$). Bien que le CCITT recommande seulement un codage à 8 bits, certains pays utilisent un codage à 7 bits non recommandé.

Remarque 2 — S'il s'agit de circuits à courants porteurs MRF ou MRT d'une longueur inférieure à 250 km environ, la valeur maximale de la puissance de bruit est de 1000 pW0p. Voir la Recommandation G.123.

Remarque 3 – On peut rencontrer les dispositions suivantes si une commutation (spatiale ou temporelle) à 4 fils est employée au centre primaire. Il est évident, en principe, que le termineur peut se trouver en un point quelconque entre le commutateur à 2 fils et le commutateur à 4 fils, bien qu'en pratique, il soit normalement associé à l'un ou à l'autre.

a) b)

Si l'on adopte la disposition b), l'affaiblissement minimal *a-t-b* (stipulé dans la Recommandation G.122) doit toujours être assuré, que le plan national de transmission applique la base 3,5 + 0 + 0 + 0 dBr ou la base 2,5 + 0,5 + 0,5 + 0,5, étant donné qu'il pourrait y avoir un circuit supplémentaire dans la chaîne à quatre fils. Si un affaiblissement supplémentaire de 0,5 dB est nécessaire, il peut en principe être introduit soit en faisant passer l'affaiblissement du circuit du centre tertiaire au CCI de 0 à 0,5 dB soit en l'attribuant aux circuits entre le centre local et le centre primaire. De tels arrangements peuvent être observés à l'une ou à l'autre extrémité de la communication.

Remarque 4 — La valeur de 200 pW0p spécifiée comme objectif pour les projets pour la puissance maximale de bruit dans un central automatique national à 4 fils est indiquée au § 3 de la Recommandation G.123. On a provisoirement admis la même valeur; à savoir une puissance de bruit absolue de 200 pWp, pour les centres nationaux à 2 fils. Il n'a pas été formulé d'hypothèse au sujet de l'emplacement des points nationaux de niveau relatif zéro.

Remarque 5 — La valeur de 200 pW0p spécifiée comme objectif pour les projets pour la puissance maximale de bruit dans un centre international est celle qui est recommandée par la Recommandation Q.45 [4].

Remarque 6 – La valeur de bruit correspond à un objectif pour les projets de 4 pW0p/km pour la puissance de bruit la plus défavorable pendant l'heure chargée.

Remarque 7 — La valeur moyenne de 7500 pW0p pour les circuits entre CCI et CCI est fondée sur l'hypothèse selon laquelle la valeur moyenne de la puissance de bruit en ligne est de 1pW/km. Pour le circuit le plus mauvais, l'objectif pour les projets est de 3 pW/km, ce qui donne la limite de 22 500 pW0p. On ne devrait utiliser de compresseurs-extenseurs pour améliorer le bruit que si ce dernier dépassait 40 000 pW0p (voir la Recommandation G.143).

Remarque 8 – Par hypothèse, les deux pays ont un plan du type 3,5 + 0 + 0 + 0 dB. La valeur nominale du complément de ligne (dans le sens de réception) au centre primaire comprend l'affaiblissement du termineur (voir la remarque générale du § 2.2.10).

Remarque 9 – On considère comme typique la valeur moyenne de 100 pWp pour le bruit dû aux lignes d'abonné ; une Administration au moins l'utilise comme objectif pour le bruit maximal au récepteur.

Remarque 10 – La valeur maximale de 2000 pW0p correspond à une longueur de circuit d'environ 500 km, avec une certaine marge.

Remarque 11 — Par hypothèse, les deux pays ont un plan du type 2 + 0,5 + 0,5 + 0,5 dB. La valeur nominale du complément de ligne de 4 dB (dans le sens de réception) au centre de commutation comprend l'affaiblissement du termineur (voir la remarque générale du § 2.2.10).

Remarque 12 – Le niveau de puissance de bruit peut être considéré comme négligeable si le circuit est à fréquences vocales. Une valeur moyenne de 500 pW0p est appropriée si le circuit est assuré sur un système à courants porteurs MRF ou MRT de faible longueur.

Remarque 13 — On suppose que le central local et le centre primaire sont installés dans le même bâtiment que le CCI.

2.2.6 Les symboles de compléments de ligne représentent l'affaiblissement nominal de la voie ou du circuit particulier, et la position relative du générateur de bruit et du complément de ligne indique que, si le bruit doit être rapporté à l'extrémité de réception d'un circuit, il doit être modifié en fonction du rapport de puissance correspondant à l'affaiblissement du complément de ligne.

Si l'on doit rapporter les puissances de bruit à un point particulier de la communication (par exemple, au central local de réception ou au point de niveau relatif zéro sur le premier circuit international), il convient d'appliquer la règle suivante:

Si un niveau de puissance de bruit doit être déterminé en un point *A* par rapport à un point *B* situé en aval de sa position, il est obtenu en augmentant le niveau en *B* de la somme des affaiblissements qu'il est censé traverser entre *A* et *B*. S'il doit être déterminé par rapport à un point *C* situé en amont de sa position, il est obtenu en diminuant le niveau en *C* de la somme des affaiblissements qu'il est censé traverser entre *A* et *C*.

2.2.7 L'affaiblissement terminal nominal de la communication (c'est-à-dire l'affaiblissement nominal total moins la somme des affaiblissements en transit de chaque circuit) est indiqué sous la forme d'un complément de ligne associé au circuit d'extrême droite dans la chaîne à 4 fils. Cet artifice permet d'indiquer les puissances de bruit comme si elles étaient injectées aux points de niveau relatif zéro sur chaque circuit, comme l'explique l'annexe A à la présente Recommandation.

2.2.8 Les renseignements relatifs à la répartition de la distorsion d'affaiblissement et de la distorsion de temps de propagation de groupe figurent dans l'annexe A à la Recommandation G.113. Les valeurs calculées des combinaisons valables possibles des dégradations fondamentales de la transmission figurent dans le supplément n° 20, *Livre rouge*, fascicule III.1.

La Recommandation G.114 donne des renseignements relatifs au temps de propagation de groupe.

2.2.9 L'écart type de l'affaiblissement des circuits est conforme aux objectifs mentionnés dans le § 3 de la Recommandation G.151 et aux résultats obtenus dans la pratique qui sont indiqués dans les suppléments cités en [1].

2.2.10 Dans ces communications, un circuit est défini au sens de la Recommandation M.700 [2] comme l'ensemble de la ligne et des équipements lui sont affectés en propre; il s'étend des équipements de commutation dans un central aux équipements de commutation dans le central suivant. De cette façon, les affaiblissements de commutation et des câblages de central sont inclus dans les valeurs d'affaiblissement attribuées aux circuits, de même que l'affaiblissement (ou gain) introduit par le système de transmission. S'il y a lieu de faire une distinction entre les affaiblissements de centraux, on peut recourir à un symbole supplémentaire de complément de ligne de valeur appropriée.

Il faut également noter que, conformément à cette convention, l'affaiblissement de 3,5 dB, attribué ordinairement aux termineurs, ne figure pas de façon explicite dans les circuits à 2 fils et à 4 fils; sa valeur est également incluse dans l'affaiblissement attribué au circuit.

3 Nombre d'équipements de modulation et de démodulation

Pour étudier la qualité de transmission, on peut admettre que la communication internationale la plus longue envisagée (voir la figure 1/G.103) comprend dans la chaîne à 4 fils les nombres suivants de couples de modulation et démodulation indiqués dans le tableau 1/G.103.

TABLEAU 1/G.103

	Nombre de couples de modulation et démodulation dans une chaîne à quatre fils entièrement analogique		
	Huit circuits nationaux	Circuits entre les CCI	Total
Voie	8	4	12
Groupe primaire	12	10	22
Groupe secondaire	16	20	36

Sur les 12 couples d'équipements de modulation et démodulation de voie, trois au maximum peuvent être du type spécial procurant plus de 12 circuits téléphoniques par groupe primaire.

4 Evolution tenant à l'introduction de processus numériques MIC

Le réseau téléphonique mondial est en train de subir une évolution qui l'amènera de la situation actuelle, où prédominent largement les réseaux analogiques, à une situation où coexisteront réseaux analogiques et réseaux numériques. Dans une perspective plus lointaine, il est à prévoir que cette évolution va se poursuivre et aboutira à la prédominance des réseaux numériques. Des informations générales quant à ce processus de transition figurent au § 4.1 de la Recommandation G.101 et dans la Recommandation G.104.

S'agissant des communications fictives de référence des figures 1/G.103, 2/G.103 et 3/G.103, les configurations utilisées du point de vue du nombre de circuits et du nombre de centraux devraient également convenir pour la situation des réseaux qui caractérisera la période d'exploitation mixte analogique et numérique. Cependant, pour les études de transmission relatives aux communications mixtes analogiques et numériques, il faut également tenir compte de tous les processus numériques non intégrés susceptibles d'être présents. Ces processus peuvent avoir un effet important sur la qualité globale de la transmission, notamment pour ce qui est de paramètres tels que la distorsion de quantification (voir la Recommandation G.113 ou le temps de propagation. L'annexe B fournit des directives sur l'emploi des communications fictives de référence dans un réseau mixte analogique-numérique.

Lorsque le réseau mondial sera complètement numérique, le nombre des dégradations de transmission qui existaient au cours de la période d'exploitation mixte analogique et numérique du fait de l'incorporation de processus numériques non intégrés, prendront normalement fin. Cependant, certains processus susceptibles de rester présents pourraient nuire à la qualité de transmission. Il s'agit des processus qui fonctionnent sur la base d'un recodage du train d'éléments binaires comme c'est le cas, par exemple, des compléments de ligne numériques. Même si les dégradations de transmission cumulatives introduites par ces processus ont des chances de rester largement en deçà des limites recommandées, la perte d'intégrité des bits résultante risque de constituer un grave inconvénient. Cela est particulièrement vrai dans le cas de services qui exigent que l'intégrité des bits soit préservée de bout en bout. Par conséquent, lorsque des services exigeant une telle intégrité doivent être établis sur les connexions affectées, il convient d'éviter les processus de ce type, dans la mesure du possible, ou de prendre des dispositions permettant de les court-circuiter.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.103)

Explications relatives à la manière dont les communications fictives de référence peuvent être constituées lorsqu'on admet par hypothèse que tous les niveaux de commutation à l'émission correspondent à 0 dBr

A.1 Considérons la communication représentée à la figure A-1/G.103. Trois circuits ayant des affaiblissements de 1 dB, 6 dB et 2 dB sont connectés par des centraux dont les niveaux de commutation à l'émission sont de −2, +1 et −3 dBr.

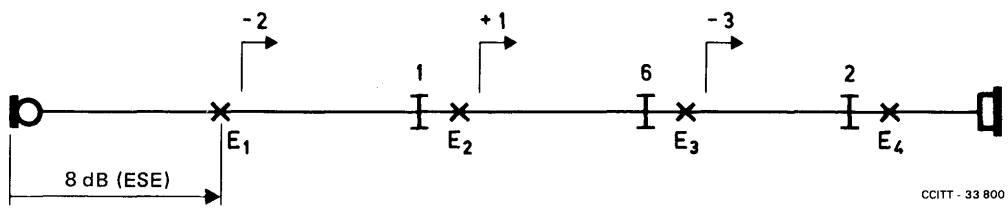


FIGURE A-1/G.103
Communication avec niveaux de commutation à l'émission variables

A.2 Nous supposons que les puissances de bruit de ces circuits sont respectivement N_1, N_2 et N_3 pW0p. La figure A-2/G.103 représente ces puissances de bruit entrant dans les circuits par l'intermédiaire de compléments de ligne de valeur appropriée, choisis de manière à tenir compte du niveau de commutation en cause et à éviter l'utilisation de flèches.

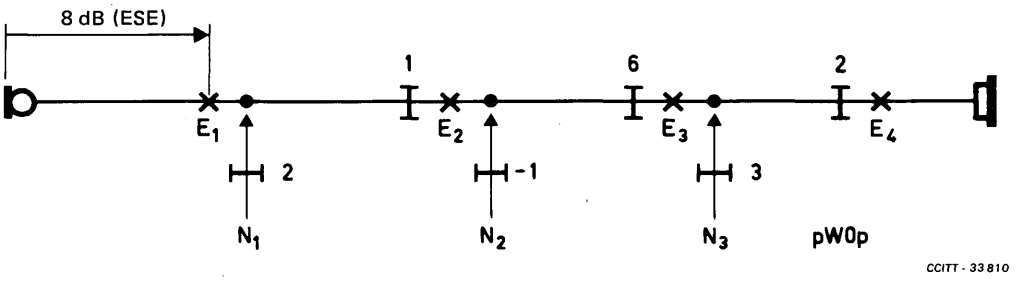


FIGURE A-2/G.103
Puissances de bruit additionnées

A.3 Nous observons que N_1 traverse un total de 11 dB pour atteindre E_4, N_2 traversant un total de 7 dB et N_3 un total de 5 dB. La différence entre l'équivalent pour la sonie à l'émission accumulé dans chaque central et le niveau de bruit du circuit correspondant est de 16 dB (pour N_1), 10 dB (pour N_2) et 12 dB (pour N_3). Nous pouvons ainsi redessiner la communication en répartissant les affaiblissements de la manière présentée à la figure A-3/G.103, tous les niveaux de commutation à l'émission étant de 0 dBr et toutes les autres conditions étant respectées.

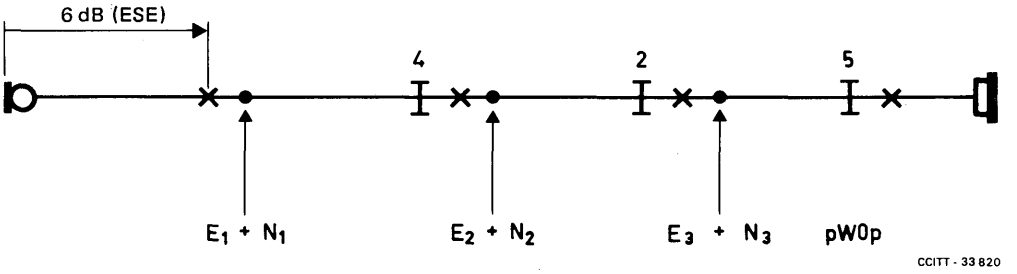


FIGURE A-3/G.103
Tous les niveaux de commutation à l'émission sont de 0 dBr

A.4 Le niveau relatif du circuit situé immédiatement en aval de chaque point de commutation étant maintenant égal à 0 dBr, les puissances de bruit des centraux peuvent être additionnées comme indiqué dans la Recommandation G.103 pour les communications fictives de référence.

ANNEXE B

(à la Recommandation G.103)

Directive relative aux communications fictives de référence dans le cas d'une communication mixte analogique-numérique

La présente annexe donne des directives sur une méthode pour modéliser un réseau mixte analogique-numérique. Pour plus de simplicité et pour faciliter la comparaison avec un réseau entièrement analogique, il est juste de retenir les trois architectures de réseau données aux figures 1/G.103 à 3/G.103. A noter que la figure 1/G.103 représente un exemple du type de communication le plus long, mais assez rare, alors que la figure 2/G.103 représente une communication de longueur moyenne comme celles que l'on rencontre le plus fréquemment. Ces trois types de communication suffisent à couvrir la plupart des cas, mais il est indiqué de donner quelques directives qui faciliteront le choix des circuits et des centraux qui seront analogiques et de ceux qui seront numériques. Ce choix peut dépendre du problème considéré. Deux exemples sont présentés pour

chacune des communications, l'un qui porterait au maximum le nombre des opérations numériques, l'autre qui serait plus représentatif d'un réseau en cours d'évolution. On peut représenter le cas le plus défavorable en numérisant tous les centraux et en laissant analogiques tous les circuits. Il est possible d'obtenir un ensemble de communications plus représentatives en définissant des îlots de connexion numérique en sorte que, pour chaque communication, le nombre d'opérations numériques indépendantes soit environ égal à la moitié du maximum. L'on supposera pour les communications représentatives que tous les centraux sont numériques. En outre, l'on suppose que les circuits spécifiques indiqués dans le tableau B-1/G.103 sont eux aussi numériques et qu'ils sont reliés aux commutateurs numériques placés à chaque extrémité du circuit par des connexions numériques. Ceci crée des «îlots numériques» avec processus numériques intégrés, chaque îlot pouvant être considéré comme un seul processus numérique.

TABLEAU B-1/G.103

Circuits numériques supposés (à lire du haut vers le bas)		
Figure 1/G.103	Figure 2/G.103	Figure 3/G.103
Du CP au CS Du CTR au CQ Du 1er au 2e CCI Du 4e CCI au 5e CCI Du CQ au CTR DU CS au CP	Du CP au CCI Du CCI au CP	Du CL au CCI Du 2e CCI au 4e CCI [a)] Du CCI au CL

[a)] Ilot numérique unique.

Remarque – Pour la signification des abréviations, voir la figure 1/G.103.

Références

[1] *Livre vert* CCITT, tome IV.2, section 4, suppléments, UIT, Genève, 1973.

[2] Recommandation du CCITT *Définitions pour l'organisation de la maintenance*, tome IV, Rec. M.700.

[3] Manuel CCITT *Planification de la transmission dans les réseaux téléphoniques à commutation*, UIT, Genève, 1976.

[4] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de transmission d'un centre international*, tome VI, Rec. Q.45.

Recommandation G.105

COMMUNICATION FICTIVE DE RÉFÉRENCE POUR LES ÉTUDES RELATIVES À LA DIAPHONIE

(Genève, 1980)

1 Objet

La présente Recommandation fournit des directives concernant l'application de la Recommandation P.16 [1] au réseau téléphonique général à commutation et recommande la structure et les paramètres d'une communication fictive de référence spécialement conçue en vue des études relatives à la diaphonie.

2 Observations générales

2.1 *Précision des données fondamentales*

2.1.1 Il existe toujours une part d'incertitude lorsqu'on applique à une conversation téléphonique réelle les résultats d'essais dans lesquels on demande à des personnes d'écouter attentivement pour voir si elles parviennent à déceler une diaphonie intelligible. En outre, on ne peut attendre d'essais de ce type qu'ils montrent avec certitude dans quelle mesure le fait de surprendre une autre conversation ruine la confiance qu'avait l'abonné dans le caractère privé de ses propres conversations. Par conséquent, l'objectif doit être en général de limiter au strict minimum le risque d'une diaphonie susceptible d'être intelligible.

2.1.2 L'application de la méthode de calcul spécifiée dans la Recommandation P.16 [1] peut donner lieu à des erreurs si les affaiblissements et les équivalents pour la sonie pour la diaphonie n'ont pas une distribution normale, mais une distribution asymétrique ou tronquée par suite des procédures d'essai de réception. Cela tient au fait qu'on s'efforce, en général, d'obtenir de faibles probabilités de diaphonie intelligible, qui dépendent beaucoup d'une définition précise des queues de distribution. Une façon de tourner la difficulté consiste à appliquer la méthode de Monte Carlo, selon la description qui en est donnée, par exemple, dans le manuel du CCITT cité en [2], en prenant soin de répéter le processus d'itération un nombre de fois suffisant pour garantir la précision nécessaire.

2.1.3 Il faut prendre grand soin d'obtenir des valeurs représentatives de l'affaiblissement et du bruit sur les trajets diaphoniques étudiés. En particulier, une faible modification des valeurs moyennes peut facilement aboutir à multiplier ou diviser par 10, sinon davantage, le risque d'écoute indiscrète fourni par le calcul (voir par exemple [3]).

2.2 *Influence du bruit de ligne et du bruit de salle*

2.2.1 L'effet de masque exercé par le bruit de ligne constitue un autre aspect important, qui soulève certaines difficultés. Si l'on admet, en vue de fixer des limites de diaphonie, que le niveau du bruit de ligne est négligeable, on risque d'exiger un affaiblissement diaphonique peu réaliste de la part des dispositifs de l'installation. En revanche, si l'on admet que les circuits et les centraux en service provoquent des niveaux de puissance de bruit à peu près conformes aux objectifs pour les projets, par exemple la valeur classique de 4 pW0p/km, l'écoute indiscrète peut atteindre un degré inacceptable, en particulier lorsque le réseau est faiblement chargé et que, par conséquent, les niveaux de puissance de bruit ont en principe leur plus faible valeur.

Comme c'est fréquemment le cas dans les études de transmission, il faut trouver un compromis raisonnable entre ces deux extrêmes. Dans certains cas, il pourra être nécessaire de se fonder sur des mesures du niveau de puissance de bruit dans des installations en exploitation, au cours de périodes de trafic intense ou faible. Cependant, il ne faut pas perdre de vue que les limites fixées aujourd'hui doivent, si possible, tenir compte des innovations de demain. Un principe rationnel consiste à éviter que la bonne marche de l'équipement dans une partie du réseau ne soit subordonnée à l'absence d'imperfections, de survenue aléatoire, dans d'autres parties du réseau, surtout quand ces imperfections ont toute chance d'être éliminées ou atténuées à l'avenir par exemple grâce à une nouvelle conception des centraux locaux ou à la généralisation des systèmes de transmission numérique à grande distance.

2.2.2 Contrairement à ce qui se passe pour le bruit de ligne, l'influence du bruit de salle peut être atténuée si la personne qui écoute est capable de concentration. C'est pourquoi la Recommandation P.16 [1] recommande de supposer le bruit de salle négligeable quand on fixe un objectif pour les projets relatifs aux équipements.

2.3 *Probabilités et distributions en cause*

2.3.1 Quand on détermine la distribution de l'affaiblissement diaphonique provoqué par les équipements et les câbles, il convient de ne retenir que les plus mauvaises valeurs (admissibles). Par exemple, dans un câble à 10 paires, il faut uniquement tenir compte de la source de perturbation la plus gênante pour chaque paire, d'où 10 valeurs au total: les points saillants de la distribution ne doivent pas être masqués par les 80 autres valeurs moins défavorables. Pendant la période chargée, on peut être certain que la source de perturbation la plus gênante pour une paire particulière sera active.

2.3.2 En ce qui concerne la diaphonie intelligible entre communications établies sur le réseau d'un même central local, la probabilité pour qu'un abonné qui provoque une perturbation passe un appel en même temps que l'abonné qui la subit peut certainement être très faible dans le cas du service résidentiel, mais probablement pas dans le cas du service d'affaires et des installations avec postes supplémentaires. On trouvera en [4] des informations à ce sujet et des indications sur la façon de calculer ces probabilités.

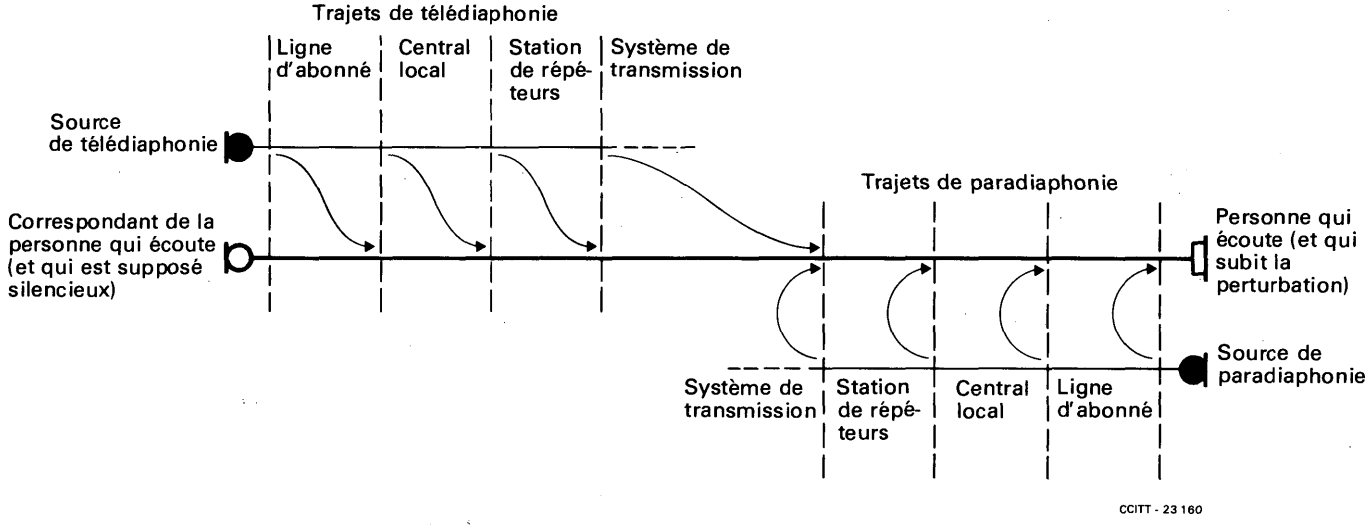
2.3.3 L'entrée dans une communication téléphonique de plusieurs signaux de diaphonie intelligible provenant tous de la même source et présentant tous une intensité notable constitue une éventualité si peu probable qu'on peut la négliger dans l'établissement des limites nominales. Pour la détermination de ces limites, seul le mécanisme de diaphonie dominant est pris en compte tandis qu'on suppose négligeables toutes les autres sources, de sorte qu'on peut assigner au mécanisme dominant la totalité de la tolérance.

Cependant, quand l'objectif fixé pour la qualité de fonctionnement du réseau en ce qui concerne la diaphonie doit être réparti entre les centraux et les circuits constituant la communication, il est parfois nécessaire de tenir compte de l'existence éventuelle de plusieurs trajets diaphoniques d'origines différentes. Par exemple, on peut spécifier des valeurs limites pour la diaphonie, applicables à des trajets complets passant par le central ou à des circuits de jonction complets. Ainsi, dans les communications simples qui font intervenir d'autres centraux (en négligeant pour l'instant la diaphonie qui se produit dans les câbles locaux), il existe trois sources principales de diaphonie; si l'on se fixe, par exemple, pour objectif de limiter le risque d'écoute indiscrète à une communication sur 100, on peut réduire à 1 sur 300 la probabilité de diaphonie pour chacune des sources (en supposant que les probabilités sont égales et qu'il n'existe aucune corrélation entre les sources).

Les figures 1/G.105 et 2/G.105 représentent quelques trajets diaphoniques importants.

3 Communication fictive de référence pour la diaphonie

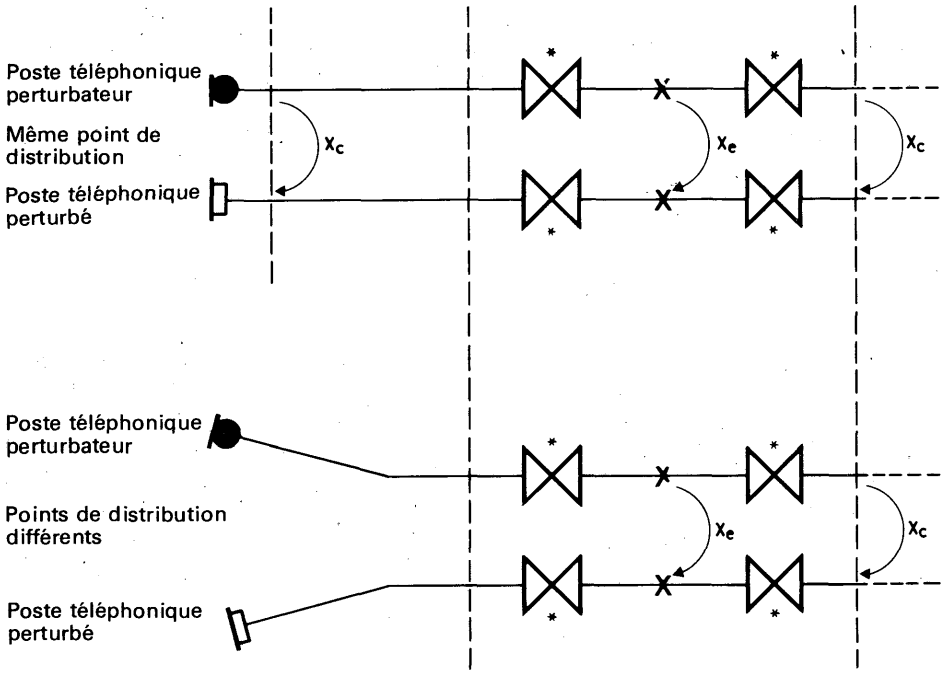
La figure 3/G.105 représente les éléments essentiels de deux communications fictives de référence qui conviennent pour les études relatives à la diaphonie, dans le cas des circuits et des centraux téléphoniques. On remarquera que ces communications sont beaucoup plus simples que les communications correspondantes de la Recommandation G.103, pour les études relatives au bruit et à l'affaiblissement. Il serait en effet d'un intérêt douteux d'étudier le risque d'une diaphonie susceptible d'être intelligible entre deux communications comportant 12 circuits de longueur et de niveau de bruit voisins de la valeur maximale en vue d'établir, par exemple, la limite à imposer à la diaphonie due à l'équipement de voie; en effet, cet équipement, quand il est acheté et installé conformément aux spécifications, est dans la majorité des cas utilisé dans des communications beaucoup plus simples, moins bruyantes et plus nombreuses.



Remarque — Les limites particulières de diaphonie des *stations de répéteurs* (par exemple des équipements de multiplexage) et des *systèmes de transmission* ne sont pas étudiées dans la présente Recommandation qui concerne seulement les lignes d'abonné, les centraux et les circuits de jonction. Plus particulièrement, les limites recommandées pour les circuits doivent faire l'objet de répartitions par les Commissions d'études pertinentes.

FIGURE 1/G.105

Quelques-uns des trajets de télédiaphonie et de paradiaphonie qui présentent de l'importance lorsque l'on étudie le passage, éventuellement intelligible, de paroles d'une communication téléphonique à une autre



* Selon ce schéma, toutes les lignes d'abonné sont associées à une amplification supplémentaire dans le central, ce qui n'est pas toujours le cas dans la pratique.

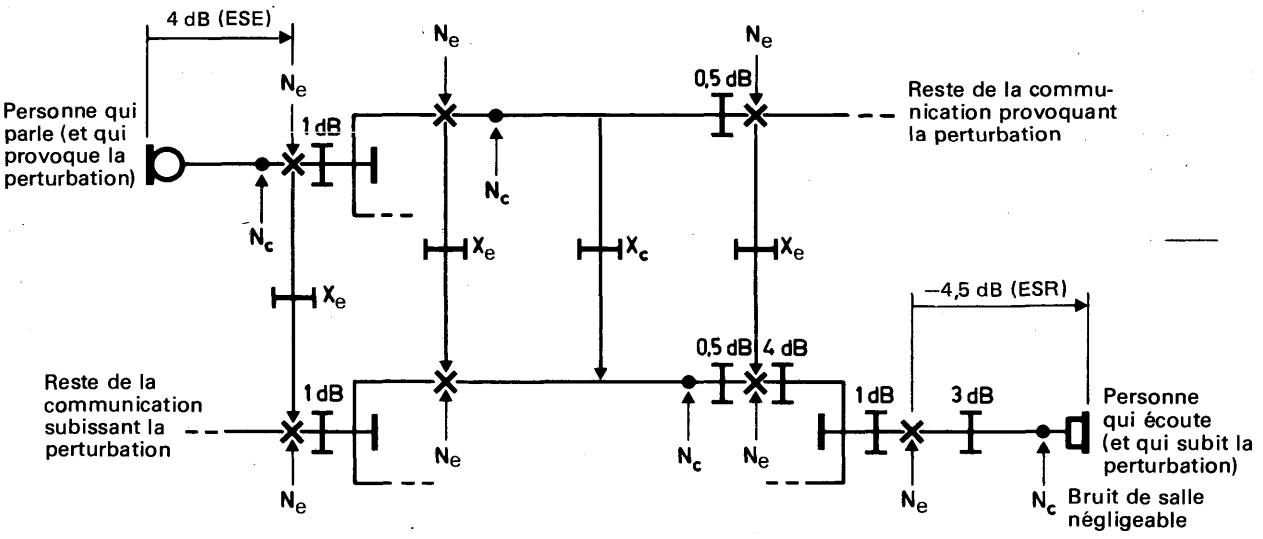
Remarque 1 – Pour les communications entre abonnés d'un même central desservis par des points de distribution différents, on peut admettre que l'écoute indiscrète provient uniquement de la diaphonie due au central ou de la diaphonie qui se produit dans les câbles locaux (paradiaphonie ou télédiaphonie) à la sortie des équipements de commutation du central. S'agissant des communications entre abonnés de centraux différents, on admet que les trajets diaphoniques se produisent dans le central et entre les circuits de jonction ou entre les circuits interurbains.

Remarque 2 – En cas d'écoute indiscrète entre abonnés desservis par le même point de distribution, on admet par hypothèse que le trajet diaphonique n'intervient que dans le câble local (paradiaphonie) ou dans d'autres équipements connectés en permanence. A cet égard, la situation défavorable de certains abonnés dépend, dans une large mesure, du type de circuits téléphoniques locaux en service. Quand on utilise des postes téléphoniques à régulation de courant, les abonnés connectés à des lignes locales de longueur limite sont les plus défavorisés, du fait que sur ces lignes les valeurs d'efficacité de l'appareil téléphonique sont les plus élevées.

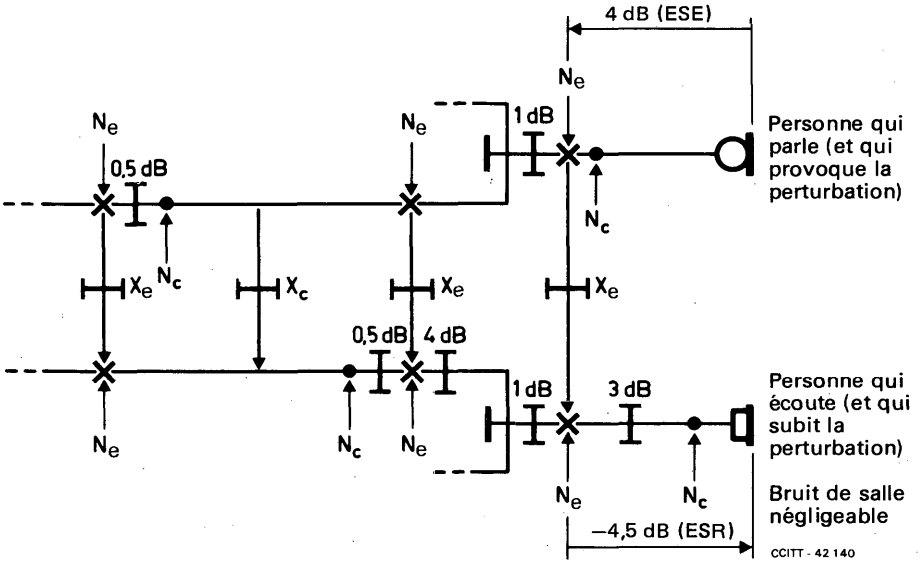
Remarque 3 – Il faut, s'il y a lieu, tenir compte de l'effet d'amplification supplémentaire dans un central, que l'on observe parfois dans le cas de lignes de grande longueur.

FIGURE 2/G.105

Quelques trajets fictifs de référence de diaphonie à considérer lorsque l'on étudie la diaphonie dans le réseau du central local



a) *Trajets de télédiaphonie*



b) *Trajets de paradiaphonie*

Remarque 1 — La communication qui subit la perturbation est censée être très simple, la personne qui écoute étant reliée à un central local installé dans le même bâtiment que le central interurbain (par exemple, le premier CCI ou un centre primaire national).

Remarque 2 – Des valeurs convenables pour la puissance de bruit dans les divers circuits et centraux sont les suivantes:

Bruit de circuit (N_c):	ligne locale d'abonné:	100 pWp
	circuit à quatre fils:	500 pW0p
	(circuit à satellite:	pW0p)
Bruit de central (N_e):	central local:	50 pWp ou pW0p (selon le cas)
	central à quatre fils:	100 pW0p

Remarque 3 — Conformément à la convention adoptée dans la Recommandation G.103, le niveau de commutation à l'émission a la valeur de 0 dBr pour tous les centraux. Dans la pratique, on rencontre d'autres valeurs de niveau relatif et il faut en tenir compte dans les études.

Remarque 4 – On admet qu'à chaque instant, un seul mécanisme de diaphonie est prépondérant.

FIGURE 3/G.105

Communications fictives de référence pour la diaphonie entre communications téléphoniques à commutation

Références

[1] Recommandation du CCITT *Effets subjectifs de la diaphonie directe. Seuils d'audibilité et d'intelligibilité*, tome V, Rec. P.16.

[2] Manuel du CCITT *Planification de la transmission dans les réseaux téléphoniques à commutation*, UIT, Genève, 1976.

[3] *Menace de diaphonie sociale dans le réseau local.* Revue des Télécommunications (ITT), Vol. 49, n° 4, p. 427-439, 1974.

[4] LAPSA (P. M.): Calculation of multidisturber crosstalk probabilities, *Bell System Technical Journal*, Vol. 55, n° 7, septembre 1976.

1.1 Recommandations générales relatives à la qualité de transmission d'une communication téléphonique internationale complète

Recommandation G.111

ÉQUIVALENTS POUR LA SONIE (ES) DANS UNE COMMUNICATION INTERNATIONALE

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968, à Genève, 1972, 1976, 1980; Malaga-Torremolinos, 1984 et à Melbourne, 1988)

Préambule

Les § 1 à 5 de la présente Recommandation s'appliquent en général à toutes les communications téléphoniques internationales, qu'elles soient entièrement analogiques, mixtes analogiques et numériques ou entièrement numériques. Cependant, le § 6 s'appliquera chaque fois que les aspects spécifiques des communications mixtes analogiques et numériques ou entièrement numériques auront fait l'objet de consignes particulières.

Dans le plan de transmission international, l'équivalent pour la sonie (ES) entre deux abonnés n'est pas strictement limité; sa valeur maximale résulte de l'ensemble des recommandations qui sont indiquées ci-après.

Le CCITT,

considérant

(a) que les équivalents pour la sonie (ES), tels qu'ils sont définis dans la Recommandation P.76 ont été déterminés par des essais subjectifs décrits dans la Recommandation P.78 et que la différence entre les valeurs ainsi déterminées dans différents laboratoires (y compris laboratoire du CCITT) sont plus faibles que celles des équivalents de référence;

(b) qu'à des fins de planification, les ES sont définis par des méthodes objectives décrites dans les Recommandations P.65, P.64 et P.79;

(c) que les formules de conversion à partir des équivalents de référence (ER) et des équivalents de référence corrigés (ERC) (voir annexe C à la Recommandation G.111) ne sont pas assez précises pour être appliquées à des postes spécifiques; que par conséquent, les Administrations qui se fient encore aux valeurs d'équivalents de référence (déterminées dans le passé par le laboratoire du CCITT) pour les types de postes téléphoniques qu'elles utilisent auront besoin de trouver des valeurs recommandées d'ERC dans la Documentation du CCITT,

recommande

que les valeurs données ci-après, en termes d'ES, soient utilisées pour contrôler que les communications téléphoniques internationales fournissent une sonie appropriée pour la parole;

que les Administrations qui utilisent les ERC doivent de préférence traduire les ES de la présente Recommandation dans leurs ERC nationaux par les méthodes indiquées dans l'annexe C ou bien appliquer les valeurs indiquées dans le tome III du *Livre rouge.*

Remarque 1 – Les principaux termes utilisés dans cette Recommandation sont définis et/ou expliqués dans l'annexe A.

Remarque 2 – Pour nombre de postes téléphoniques munis de microphones à charbon, les valeurs de l'équivalent pour la sonie à l'émission (ESE) et de l'affaiblissement d'effet local par la méthode de masquage (AELM) ne peuvent être déterminées que de manière relativement imprécise.

1 Equivalents pour la sonie nominaux des systèmes nationaux

1.1 *Définition des* ES nominaux des systèmes nationaux

Les équivalents pour la sonie à l'émission et à la réception, c'est-à-dire l'ESE et l'ESR, peuvent en principe être déterminés à n'importe quelle interface du réseau téléphonique. Toutefois, lorsqu'on spécifie les valeurs d'ESE et d'ESR d'un système national, l'interface doit se trouver au centre international.

Un nombre croissant de systèmes internationaux seront reliés à des systèmes nationaux au moyen d'une interface *numérique* dans laquelle, par définition, les niveaux relatifs sont de 0 dBr. En conséquence, dans la présente Recommandation ainsi que dans la Recommandation G.121, les ESE et ESR des *systèmes nationaux* sont rapportés à une *extrémité de 0 dBr* au central international. Voir la Recommandation G.101, § 5. Cette convention est appliquée aussi bien pour les interconnexions numériques qu'analogiques entre les systèmes nationaux et internationaux (sauf dispositions contraires dans des cas particuliers).

Si ces interconnexions sont effectuées en mode analogique, les niveaux relatifs effectifs à l'interface peuvent toutefois être choisis par l'Administration concernée. En conséquence, si les niveaux relatifs normalisés à l'interface analogique sont E dBr et Q dBr pour les systèmes nationaux à l'émission et à la réception, la relation entre les ES effectifs à l'interface et une extrémité à 0 dBr est la suivante:

$$ESE \text{ (interface)} = ESE - E$$

$$ESR \text{ (interface)} = ESR + Q$$

(voir la figure 1/G.111).

En outre, à des fins de planification de la transmission, le concept d'extrémité virtuelle analogique a souvent été utilisé. Les extrémités virtuelles analogiques n'existent pas en général physiquement, mais on les a jugées pratiques pour étudier les connexions entièrement analogiques et les connexions mixtes analogiques/numériques. Si la section internationale est analogique ou mixte analogique/numérique, les niveaux relatifs aux extrémités virtuelles analogiques sont par convention:

$$E = -3{,}5 \text{ dBr}$$

$$Q = -4{,}0 \text{ dBr}$$

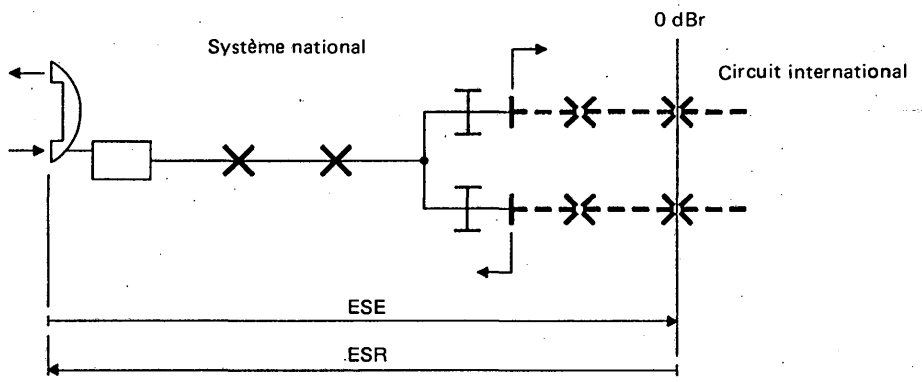
Remarque 1 – Lorsque $Q = -4{,}0$ dBr, cela correspond à un affaiblissement nominal de 0,5 dB entre les extrémités virtuelles analogiques du circuit international. Cependant, si on utilise un seul circuit international pour des connexions internationales relativement courtes et directes, cet affaiblissement peut être accru si cela permet d'éviter d'utiliser des dispositifs de réduction d'écho. (Voir la Recommandation G.131, § 2.1). En pareil cas donc, la valeur de Q sera abaissée en conséquence.

Remarque 2 – Si le circuit analogique international présente une distorsion d'affaiblissement importante en fonction de la fréquence, l'équivalent global pour la sonie, EGS, de la connexion internationale peut augmenter légèrement plus que l'affaiblissement nominal entre les extrémités virtuelles analogiques. Voir le § A.4.2.

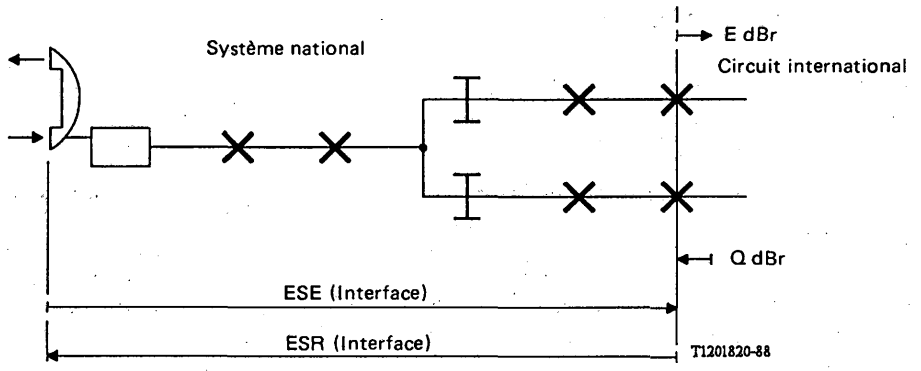
Le concept d'extrémité virtuelle analogique est également employé lorsque le circuit international est numérique. La convention est alors la suivante:

$$E = -3{,}5 \text{ dBr}$$

$$Q = -3{,}5 \text{ dBr}$$



a) ESE et ESR se rapportent à un point d'interconnexion de 0 dBr



b) ESE et ESR se rapportent à un point effectif d'interconnexion analogique

FIGURE 1/G.111

Définition des points de référence d'ESE et ESR d'un système national

1.2 *Valeurs recommandées*

On trouvera dans la Recommandation G.121 les objectifs pour l'ESE et l'ESR nominaux du système national.

2 Equivalent nominal de la chaîne internationale

L'affaiblissement nominal entre extrémités virtuelles de chaque circuit international analogique doit en principe être égal à 0,5 dB à 1020 Hz. Toutefois, certains circuits peuvent être exploités avec un affaiblissement plus grand (voir le § 2.1 de la Recommandation G.131) et certains circuits analogiques peuvent être exploités avec un affaiblissement nul (voir la remarque 3 du § 5 de la Recommandation G.101). Les circuits numériques sont exploités avec un affaiblissement nominal de 0 dB (voir le § 6).

Au point de vue de la transmission, le nombre de circuits analogiques internationaux que l'on peut interconnecter en chaîne n'est pas strictement limité, pourvu que chacun de ces circuits ait un affaiblissement nominal entre extrémités virtuelles de 0,5 dB en position de transit et que ces circuits soient interconnectés en quatre fils. Il est bien entendu que la qualité de transmission sera d'autant meilleure que le nombre de circuits interconnectés sera plus petit (voir le § 3 de la Recommandation G.101).

Remarque – Des renseignements sur le nombre réel de circuits compris dans les communications internationales sont fournis dans le § 3 de la Recommandation G.101.

3 ES et effets directionnels dans une communication complète

3.1 *ES nominaux pour chaque sens de transmission*

Les § A.3 et A.4 indiquent comment on calcule l'équivalent global pour la sonie (EGS) d'une communication complète. L'EGS d'une communication internationale est la somme de:

- l'équivalent pour la sonie à l'émission (ESE) du système émetteur national (voir le § 4 de la Recommandation G.121 et l'annexe A);
- l'équivalent pour la sonie du circuit (ESC) de la chaîne internationale (voir l'annexe A);
- l'équivalent pour la sonie à la réception (ESR) du système récepteur national (voir le § 4 de la Recommandation G.121 et l'annexe A).

3.2 *Valeurs moyennes des EGS pondérés en fonction du trafic*

Dans les conditions normales de l'exploitation, un EGS de 10 dB semble généralement convenir.

Remarque – Pour les communications totalement exemptes de problèmes d'écho et d'effet local, les recherches ont montré que la valeur optimale de l'EGS serait un peu plus basse – environ 5 dB – mais cet optimum étant relativement uniforme, les écarts par rapport à la valeur indiquée ont peu d'effet subjectif. (Toutefois, dans une application particulière, l'«EGS préféré» dépendra dans une certaine mesure de la valeur à laquelle sont habitués les abonnés. C'est ainsi que l'EGS sera très bas dans certaines communications internes avec autocommutateur privé analogique et que, si l'on remplace cet autocommutateur par un autocommutateur numérique à EGS de valeur plus élevée, certains abonnés noteront le «faible niveau de la parole». Certaines Administrations ont résolu le problème au moyen d'un dispositif de commande manuelle du volume inséré dans la partie réception du poste téléphonique, la gamme totale de variation étant de l'ordre de 10 à 12 dB. Il est à noter que dans le service téléphonique mobile, il est courant de prévoir une commande du volume qui intervient du côté émission comme du côté réception, mais dans des sens opposés.

L'objectif à long terme pour la valeur moyenne pondérée en fonction du trafic doit se situer dans le domaine 8-12 dB.

Il convient de fixer un objectif pour la valeur moyenne si l'on veut que la plupart des abonnés bénéficient d'une qualité de transmission satisfaisante.

Remarque 1 – Les objectifs à long terme ne peuvent être atteints pour le moment. Un objectif approprié à court terme pour l'EGS est le domaine de 8 à 21 dB.

Remarque 2 – Dans les objectifs pour ERC global, on a tenu compte de l'affaiblissement de transmission de 0,5 dB de chacun des circuits analogiques de la chaîne internationale (voir le § 2) en adoptant comme nombre moyen de circuits internationaux d'une communication internationale la valeur 1,1 (voir le § 3 de la Recommandation G.101).

En conséquence, les domaines de valeurs mentionnés ci-dessus ne comprennent pas de tolérances pour les communications internationales qui comprennent:

- plus d'un circuit international d'affaiblissement 0,5 dB;
- un seul circuit international d'affaiblissement supérieur à 0,5 dB, dans le cas admis par le § 2.1 de la Recommandation G.131.

Remarque 3 – Le § 1 de la Recommandation G.121 indique, pour des systèmes nationaux, des valeurs fondées sur les objectifs de la présente Recommandation.

Remarque 4 – Les valeurs indiquées pour l'EGS sont destinées à être utilisées aux fins de la planification et ne tiennent pas compte des tolérances de mesure et de fabrication.

Remarque 5 – Outre la sonie, d'autres facteurs importants sont à prendre en considération lors de l'établissement de plans de transmission. Des problèmes d'effet local, d'écho et de stabilité peuvent être à l'origine d'une dégradation de la qualité globale de la parole dans une communication. Il est donc important qu'une *stratégie* appropriée en matière *d'impédance* soit adoptée dans le plan de transmission national pour éviter de préjudiciables défauts d'adaptation du réseau (un exemple est donné dans le supplément n° 10 du fascicule VI.1).

3.3 *Différence entre les affaiblissements de transmission dans les deux sens de transmission*

Dans une communication internationale entre centraux locaux, l'asymétrie introduite par l'ensemble des deux systèmes nationaux est limitée, compte tenu des dispositions du § 2.2 de la Recommandation G.121. Les circuits internationaux pourraient, dans les circonstances pratiques définies dans les remarques générales du § 4 de la Recommandation G.101, introduire une asymétrie supplémentaire. Cette asymétrie supplémentaire sera assez faible pour être acceptable.

4 Variation en fonction du temps et influence du bruit de circuit

4.1 *Variations en fonction du temps*

Les valeurs d'ES calculées pour les systèmes nationaux (voir le § 4 de la Recommandation G.121) ne comprennent pas les variations en fonction du temps de l'affaiblissement des différentes parties du système national. Le § 3 de la Recommandation G.151 indique les objectifs recommandés par le CCITT pour les variations d'affaiblissement des circuits internationaux et des circuits nationaux de prolongement par rapport aux valeurs nominales.

4.2 *Influence du bruit de circuit*

Voir la Recommandation G.113.

5 Limites pratiques d'EGS entre deux opératrices ou entre une opératrice et un abonné

Il convient d'appliquer ici les mêmes limites d'équivalent pour la sonie que celles qui sont appliquées entre deux abonnés.

6 Incorporation de processus numériques MIC aux communications internationales

6.1 *Communications avec chaîne numérique à quatre fils s'étendant jusqu'aux centraux locaux*

Au fur et à mesure que le réseau national se développe, une communication téléphonique internationale peut avoir la configuration indiquée par la figure 2/G.111, dans laquelle l'interface analogique/numérique se situe au central local. Dans une communication de ce type, l'affaiblissement nominal de transmission introduit par la chaîne à quatre fils de circuits numériques nationaux et internationaux est égal à 0 dB. Par conséquent, la chaîne à quatre fils ne contribue généralement pas à la limitation des échos ni à la régulation de la stabilité. Cependant, une partie de l'affaiblissement nécessaire pour améliorer la stabilité et limiter les échos se situe au central local comme l'indiquent les compléments de ligne R et T à la réception et à l'émission, la différence étant fournie par l'affaiblissement d'équilibrage au termineur deux fils/quatre fils. (Voir aussi la Recommandation G.122.)

Les valeurs de R et de T sont examinées au § 6 de la Recommandation G.121 qui conclut que les valeurs peuvent être choisies compte tenu des affaiblissements et des niveaux nationaux, à condition de toujours tenir compte des Recommandations du CCITT relatives aux communications internationales. Par exemple, la somme de R et de T devra toujours être assez élevée pour que la Recommandation G.122 soit suivie. On s'en souviendra notamment dans les cas où l'affaiblissement d'équilibrage pour la stabilité avoisine 0 dB au termineur 2 fils/4 fils. On trouvera dans l'annexe C à la Recommandation G.121 des exemples de valeurs adoptées pour R et T par certaines Administrations.

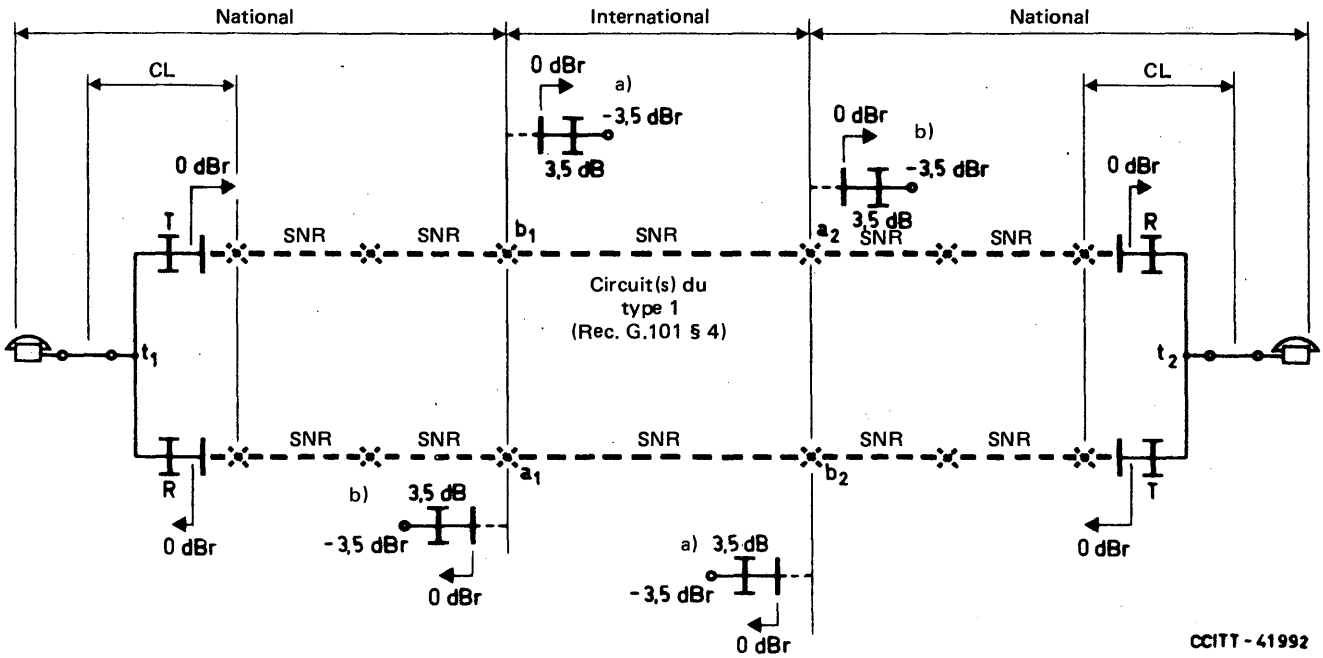
Parmi les autres considérations de transmission à prendre en compte dans la planification des communications nécessitant des centraux locaux à quatre fils dans un réseau mixte analogique et numérique, figurent la charge du système et la diaphonie.

De plus, la figure 2/G.111 représente des compléments de ligne R et T du type analogique. Il n'est pas toujours indispensable qu'il en soit ainsi étant donné que, dans certaines conditions, il pourrait être plus pratique, ou indispensable, d'introduire l'affaiblissement requis au moyen de compléments de ligne numériques. Mais lorsqu'on utilise de tels compléments, il faut tenir compte de la dégradation qui en résulte pour les services à données numériques ou les autres services qui exigent que l'intégrité des bits soit préservée de bout en bout, conformément aux indications du § 4.4 de la Recommandation G.101 et du § 4 de la Recommandation G.103.

6.2 *Communications mixtes analogiques et numériques*

Pour assurer une transmission satisfaisante sur les communications internationales au cours de la période d'exploitation mixte analogique et numérique, il faudra probablement modifier les plans de transmission nationaux en vigueur ou en élaborer de nouveaux de façon à prévoir des prolongements nationaux convenables. Toutes les Recommandations pertinentes du CCITT doivent être respectées. Les consignes relatives aux prolongements nationaux avec chaînes à quatre fils s'étendant aux centraux locaux à quatre fils figurent au § 6 de la Recommandation G.121.

Aussi serait-il préférable que la planification de la transmission, pendant les phases de transition, ne donne pas lieu à une dégradation de la qualité rencontrée auparavant.



SNR — Séquence numérique de référence

Transmission analogique

Transmission numérique

R T — Compléments de lignes analogiques (représentant un affaiblissement nominal entre le commutateur quatre fils et le point deux fils, y compris l'affaiblissement du termineur deux fils/quatre fils)

Commutation numérique

a), b) — Extrémités virtuelles analogiques

Codeur analogique à numérique ou décodeur numérique à analogique

0 dBr — Décodeur idéal numérique à analogique avec niveau relatif de 0 dBr à la sortie

Codeur idéal analogique à numérique avec niveau relatif de 0 dBr à l'entrée

0 dBr

CL — Central local

FIGURE 2/G.111

Exemple d'une communication internationale dans laquelle la chaîne numérique à quatre fils s'étend jusqu'à un central local avec lignes d'abonné analogiques à deux fils

ANNEXE A

(à la Recommandation G.111)

Explications concernant les Recommandations G.111, G.121, G.122, G.131 et G.134
Propriétés et utilisations des équivalents pour la sonie

Remarque – Les *définitions* du CCITT pour l'ES se trouvent dans le tome V.

A.1 *Explications générales des termes relatifs à l'équivalent pour la sonie tels qu'ils sont employés dans les Recommandations de la série G*

A.1.1 *Equivalent pour la sonie (ES)*

Tel qu'il est utilisé dans les Recommandations de la série G, pour la planification, est une mesure *objective* de l'affaiblissement en sonie, c'est-à-dire d'un affaiblissement électro-acoustique pondéré entre certaines interfaces dans le réseau téléphonique. (La nature de la pondération sera traitée ultérieurement.) Si le circuit entre les interfaces est subdivisé en sections, la somme des ES de chacune des sections est égale à l'ES total.

Les § A.3 et A.4 indiquent comment on détermine les ES et comment on les applique dans les Recommandations de la série G. Les méthodes sont suffisamment précises pour toutes les applications qui en sont faites dans la pratique. (Les équivalents pour la sonie sont essentiellement déterminés d'après les méthodes subjectives décrites dans les Recommandations P.76 et P.78. Toutefois, les valeurs obtenues par des mesures subjectives varient généralement beaucoup trop dans le temps et selon les équipes chargées de les effectuer pour être d'une réelle utilité dans l'élaboration de plans de transmission).

Aux fins des mesures des équivalents pour la sonie, les abonnés sont représentés respectivement par une bouche artificielle et une oreille artificielle conformes à des spécifications précises.

A.1.2 *Equivalent global pour la sonie (EGS)*

L'affaiblissement en sonie entre la bouche de l'abonné qui parle et l'oreille de l'abonné qui écoute sur une communication.

A.1.3 *Equivalent pour la sonie à l'émission (ESE)*

L'affaiblissement en sonie entre la bouche de l'abonné qui parle et l'interface électrique dans le réseau [l'affaiblissement en sonie est défini ici comme étant la moyenne pondérée (en dB) de la pression acoustique d'excitation rapportée à la tension mesurée].

A.1.4 *Equivalent pour la sonie à la réception (ESR)*

L'affaiblissement en sonie entre une interface électrique dans le réseau et l'oreille de l'abonné qui écoute [l'affaiblissement en sonie est défini ici comme étant la moyenne pondérée en (dB) de la force électromotrice f.e.m. d'excitation rapportée à la pression acoustique mesurée].

A.1.5 *Equivalent pour la sonie du circuit (ECS)*

L'affaiblissement en sonie entre deux interfaces électriques dans le réseau (par l'intermédiaire d'un circuit), chaque interface se terminant par son impédance nominale qui peut être complexe [l'affaiblissement en sonie équivaut ici à peu près à la moyenne pondérée (en dB) de l'affaiblissement électrique composite].

Remarque – L'équivalent pour la sonie du circuit de jonction (ESJ), est un cas particulier d'ESC; les terminaisons ont une résistance de 600 ohms.

A.1.6 *Affaiblissements en sonie de l'effet local*

A.1.6.1 *Effet local pour la personne qui parle, affaiblissement d'effet local par la méthode de masquage (AELM)*

L'affaiblissement en sonie entre la bouche d'un abonné et son oreille (écouteur) le long du trajet d'effet local *électrique* (voir la Recommandation P.10 pour une définition plus complète).

A.1.6.2 *Equivalent pour l'effet local pour la personne qui écoute*

L'affaiblissement en sonie entre une source de bruit de salle de type Hoth et l'oreille (l'écouteur) de l'abonné de long du trajet d'effet local *électrique* (voir la Recommandation P.10 pour une définition plus complète).

A.1.7 *Affaiblissements en sonie pour l'écho*

A.1.7.1 *Equivalent pour la sonie pour l'écho pour la personne qui parle (TELR)*

L'affaiblissement en sonie du son de la voix de la personne qui parle parvenant à son oreille sous la forme d'un écho retardé.

A.1.7.2 *Equivalent pour la sonie pour l'écho pour la personne qui écoute (LELR)*

La différence d'affaiblissement en sonie entre le son de la voix direct de la personne qui parle et son écho retardé parvenant à l'oreille de l'abonné qui écoute.

A.1.8 *Equivalent pour la sonie à la réception en présence de diaphonie (ESRD)*

L'affaiblissement en sonie depuis une interface électrique causant des perturbations jusqu'à l'oreille de l'abonné subissant ces perturbations par le trajet de diaphonie.

A.2 *Modèle psycho-acoustique pour les équivalents pour la sonie*

D'après la définition de base des équivalents pour la sonie, l'introduction d'un *affaiblissement uniforme* (c'est-à-dire un affaiblissement constant en fonction de la fréquence) dans un trajet augmente d'autant l'équivalent pour la sonie. Pour évaluer l'influence d'un affaiblissement dépendant de la fréquence, toutefois, on a besoin d'un modèle psycho-acoustique qui indique comment le cerveau interprète les impressions de sonie. Nous donnerons donc une courte description d'un modèle simple qui s'est révélé approprié pour les considérations relatives à la planification de l'équivalent pour la sonie (voir la Recommandation P.79 pour des explications détaillées).

On peut se représenter l'oreille comme un banc de filtres passe-bande régulièrement espacés sur une échelle de fréquence logarithmique. Si, dans une bande donnée, le signal son dépasse le seuil d'audibilité, le filtre correspondant émet un signal de sortie. Tous les signaux de sortie émis par le filtre sont ensuite ajoutés pour créer une impression de sonie, la règle d'addition dépendant du niveau sonore.

Pour des niveaux sonores de très *faible* intensité (proches du seuil d'audibilité), les signaux de sortie émis par le filtre sont ajoutés compte tenu de la puissance. Pour des niveaux sonores *normaux*, la mesure de la sonie peut être décrite comme étant obtenue ni par l'addition en puissance ni par l'addition en tension, mais plutôt comme la somme du *logarithme* des signaux de sonie émis par le filtre. La procédure peut être décrite par la formule (A.2-1) qui couvre les niveaux sonores, depuis ceux d'intensité très faible à normale (cet algorithme est en fait le même que celui qui est donné dans la Recommandation P.79, à ceci près qu'il est formulé sous une forme légèrement différente).

$$ES = L_0 - \frac{10}{m} \log_{10} \left\{ \sum_{i=1}^{N} K_i \cdot 10^{-0,1 m L_i} \right\} \qquad \text{(A.2-1)}$$

où:

L_0 est une constante (par exemple, L_0 est égal à 0 pour ESC et LELR), qui dépend de l'ES considéré.

N est le nombre de filtres passe-bande équivalents; l'indice i désigne le filtre n° i à la fréquence f_i (d'ordinaire, les «filtres» sont choisis avec un espacement de 1/3 octave dans l'échelle des fréquences. La question de la gamme de fréquences à retenir sera examinée ultérieurement).

L_i est l'affaiblissement à la fréquence f_i du trajet considéré (pour autant que le niveau sonore à cette fréquence soit supérieur au seuil d'audibilité).

m (le «facteur de croissance de la sonie») est une constante qui dépend du niveau sonore:

$m = 0,2$ pour des niveaux sonores normaux

$m = 0,5$ pour des niveaux sonores de moindre intensité (correspondant à l'addition en tension)

$m = 1$ pour des niveaux sonores de très faible intensité proches du seuil d'audibilité (correspondant à l'addition en puissance)

$m = 0{,}2$ s'applique à l'EGS, l'ESE, l'ESR, l'ESJ et l'ESC ainsi qu'aux phénomènes d'effet local, $m = 0{,}5$ et $m = 1$ s'appliquent à l'écho et à la diaphonie.

K_i est le coefficient de pondération à la fréquence f_i. Les coefficients de pondération K_i ont la propriété générale que leur somme est égale à 1 dans la gamme de fréquence concernée:

$$\sum_{i=1}^{N} K_i = 1 \qquad \text{(A.2-2)}$$

Les coefficients de pondération K_i sont déterminés par les facteurs suivants:

a) le spectre vocal du locuteur «moyen»,

b) l'acuité auditive de l'auditeur «moyen»,

c) la réponse en fréquence du trajet «nominal» caractéristique de l'ES considéré.

La forme de la pondération K_i ne revêt pas une importance extrêmement critique. Aux fins de l'établissement de plans de transmission, la plupart du temps une pondération uniforme suffira. Nous reviendrons sur ce point aux § A.3 et A.4.

La formule (A.2-1) peut être appliquée dans divers calculs d'équivalents relatifs à la sonie. On en trouvera des exemples dans le supplément n° 19, tome V.

Quelle gamme de fréquences faut-il employer pour les calculs? Pour planifier les ES, il ne faut tenir compte que de la gamme de fréquences dans laquelle la transmission est assurée. En général, il s'agit, pour les communications internationales de la gamme allant de 300 Hz à 3400 Hz. Toutefois, pour des sons vocaux très faibles, comme une diaphonie à peine discernable, la bande convenant aux calculs est plus étroite, de l'ordre de 500 Hz à 2000 Hz, du fait que l'acuité auditive de l'homme tombe aux limites de la bande pour des niveaux sonores faibles.

Remarque – Les facteurs de pondération K_i diffèrent pour les bandes 300-3400 Hz et 500-2000 Hz.

Il ressort à nouveau d'emblée des formules (A.2-1) et (A.2-2) qu'un affaiblissement uniforme de L (en dB) entraînera un accroissement correspondant de l'ES. De plus, il s'avère que si les valeurs L_i sont *peu* étalées, la formule (A.2-1) peut être simplifiée comme suit:

$$ES = L_0 + \sum_{i=1}^{N} K_i \cdot L_i \qquad \text{(A.2-3)}$$

Cette approximation linéaire permet de calculer la valeur totale de l'équivalent pour la sonie d'une connexion en ajoutant simplement les équivalents pour la sonie de ses parties. Les procédures à appliquer seront examinées au § A.4 (d'une manière empirique, si $m = 0{,}2$ et si l'écart maximum entre les valeurs L_i ne dépassent pas 10 à 15 dB, la formule (A.2-3) peut être appliquée).

A.3 *Mesure des équivalents pour la sonie des postes téléphoniques*

Les équivalents pour la sonie des postes téléphoniques sont déterminés objectivement à l'aide d'appareils de mesure spéciaux conformes aux Recommandations P.64, P.65 et P.79 pour ce qui est respectivement de la mise en œuvre matérielle et de l'algorithme de calcul. Pour les postes analogiques, le montage utilisé pour les mesures doit offrir un pont d'alimentation en courant représentatif et peut ou non inclure différentes longueurs de lignes d'abonnés non chargées (artificielles). Les paramètres habituellement mesurés sont l'ESE, l'ESR et l'AELM.

Toutefois, les résultats ne doivent être appliqués directement à la planification de la transmission avant que certaines précautions aient été prises en ce qui concerne la largeur de bande et les impédances terminales.

Les appareils conformes aux spécifications de la Recommandation P.79 disponibles sur le marché, utilisent une bande de mesure de 200 à 4000 Hz, voire de 100 à 8000 Hz. Ces largeurs de bande sont bien supérieures à la largeur de bande spécifiée dans les Recommandations du CCITT comme offrant l'assurance d'une transmission satisfaisante, à savoir 300 à 3400 Hz (voir par exemple les Recommandations G.132 et G.151). Aussi, dans un système national susceptible d'être utilisé pour établir une communication internationale, convient-il de considérer le poste téléphonique analogique comme un peu moins efficace que les valeurs mesurées selon la Recommandation P.79.

A noter également que, conformément aux spécifications des Recommandations P.64 et P.79, les mesures des équivalents pour la sonie doivent être faites avec une impédance terminale de 600 ohms. Or, la plupart du temps, cette impédance ne correspond pas à celle de la partie à deux fils du réseau. De nombreuses Administrations, spécifiant désormais pour diverses raisons, une impédance nominale complexe, il y aura donc défaut d'adaptation.

Une étude de l'ESE et de l'ESR a été effectuée pour diverses caractéristiques types d'efficacité et d'impédance de postes téléphoniques analogiques et pour diverses impédances nominales. Il ressort de cette étude que pour obtenir une précision suffisante dans la pratique il convient d'ajouter 1 dB aux valeurs mesurées pour l'ESE et l'ESR de postes téléphoniques analogiques lors de la planification des ES de réseaux pouvant intervenir dans une communication internationale. On obtient ainsi, les valeurs mesurées étant désignées par ESE_w et ESR_w:

$$ESE = ESE_w + 1$$
$$ESR = ESR_w + 1 \qquad \text{(A.3-1)}$$

A noter qu'il convient d'appliquer aussi la même correction dans le cas où un câble d'abonné non chargé est inséré lors des mesures décrites dans la Recommandation P.79.

Pour les postes *numériques*, toutefois, la correction n'est *pas* nécessaire, le codec et les filtres incorporés dans ces postes assurant dans une certaine mesure une limitation de la largeur de bande.

Dans le texte qui suit, les désignations ESE et ESR se rapportent toujours à des valeurs de planification. Plus précisément, ESE (poste) et ESR (poste) se rapportent au poste téléphonique lui-même, sans câble d'abonné, y compris la correction de 1 dB dans le cas des postes analogiques.

Les autres paramètres qui intéressent le planificateur sont bien entendu l'impédance d'entrée du poste téléphonique Z_c et/ou son affaiblissement d'adaption par rapport à l'impédance nominale du circuit.

A noter que pour les mesures de l'AELM, la valeur spécifiée pour l'impédance terminale de la ligne doit correspondre aux conditions observées dans la réalité sur le réseau, c'est-à-dire qu'elle ne sera pas nécessairement de 600 ohms.

Outre les mesures directes de l'AELM, il est utile de déterminer la valeur du paramètre appelé «impédance de ligne à effet local nul» (Z_{s0}), ou impédance d'équilibrage d'effet local équivalent. Connaissant Z_{s0} en plus de l'ESE et de l'ESR, la personne chargée d'établir le plan de transmission est mieux à même d'évaluer le niveau d'effet local dans les conditions extrêmement variables qui peuvent être observées sur le réseau. Voir le § A.4.3 pour de plus amples précisions. (A noter que Z_{s0} peut varier en fonction du courant de ligne).

L'effet local pour la personne qui écoute peut occasionner des difficultés à l'abonné en cas d'utilisation, dans des environnements bruyants, de postes modernes très sensibles munis de microphones linéaires. Pour quantifier le problème, il convient de mesurer les courbes d'efficacité à l'émission du poste téléphonique, tant pour le son direct (parole) que pour le son diffus (bruit de salle) (pour de plus amples précisions, voir le *Manuel sur les mesures téléphonométriques* [4] et la Recommandation P.64. Le résultat est de préférence présenté sous la forme de la différence suivante:

$$DELSM = S_s\,(\text{diffus}) - S_s\,(\text{direct}) \qquad \text{(A.3-2)}$$

(Voir le § A.4.3.3.)

Remarque 1 – Le paramètre DELSM varie relativement peu en fonction de la fréquence. Les mesures diffuses d'efficacité sur le terrain doivent se faire en plaçant un obstacle ressemblant à une tête humaine en face du microphone du combiné. Actuellement, on utilise la bouche artificielle pour l'ES comme obstacle. Cependant, la procédure détaillée de mesure est à l'étude.

Remarque 2 – La connaissance de la forme effective de la pondération K_i dépendante de la fréquence dans l'algorithme de la Recommandation P.79 utilisé pour les mesures des postes téléphoniques n'est pas d'un intérêt immédiat pour la personne chargée d'établir le plan de transmission. Toutefois, il semble que la pondération de la Recommandation P.79 ne rende pas très justement compte de l'élocution et de l'acuité auditive de «sujets normaux». Par conséquent, les résultats de la Recommandation P.79 seront à interpréter avec prudence si l'on ne veut analyser que les effets exercés sur la sonie par la distorsion d'affaiblissement et la limitation de la largeur de bande.

Remarque 3 – Jusqu'à présent, dans l'élaboration de leurs plans de transmission nationaux, la plupart des Administrations utilisaient d'autres formes d'appareils de mesure objective pour caractériser les postes téléphoniques. Traduire un tel plan de transmission en termes d'équivalents pour la sonie suppose que les données «anciennes» relatives aux postes téléphoniques soient elles aussi converties. Pour ce faire, il convient de *mesurer* les équivalents pour la sonie effectifs de modèles caractéristiques de postes en usage (les formules générales de conversion sont trop incertaines pour déterminer les ES à partir de l'ER, de l'ERC, de l'OREM-B ou de l'ES objectif de l'IEEE, entre autres).

A.4 *Application des équivalents pour la sonie des Recommandations de la série G*

A.4.1 *Observations générales*

Théoriquement, il est possible de déterminer la réponse (affaiblissement total en fonction de la fréquence) entre les bornes d'entrée et de sortie, et de calculer l'ES correspondant à l'aide de l'algorithme donné au § A.2. Toutefois, aux fins de l'établissement de plans de transmission, il est beaucoup plus commode d'évaluer l'ES de *chacune* des parties – et ce d'autant plus dans la situation actuelle où les types de postes téléphoniques autorisés dans les réseaux de la plupart des Administrations se multiplient rapidement. C'est pourquoi l'influence du poste téléphonique sur les équivalents pour la sonie sera caractérisée ci-après par la ou les valeurs ESE et/ou ESR de celui-ci.

Le plus important dans l'élaboration de plans de transmission en matière de sonie est d'appliquer des règles *logiques*, même si elles sont simples. Rechercher une grande précision dans les calculs est assez illusoire pour la simple raison que l'abonné peut exercer un contrôle relativement grand de la sonie subjective avec son combiné: volontairement, en appliquant celui-ci plus ou moins fortement contre son oreille (différence de 10 dB?) et involontairement, en écartant le microphone de sa position optimale.

A.4.2 *Transmission normale de la parole*

La figure A-1/G.111 représente une communication téléphonique entre deux abonnés, constituée de plusieurs parties en cascade.

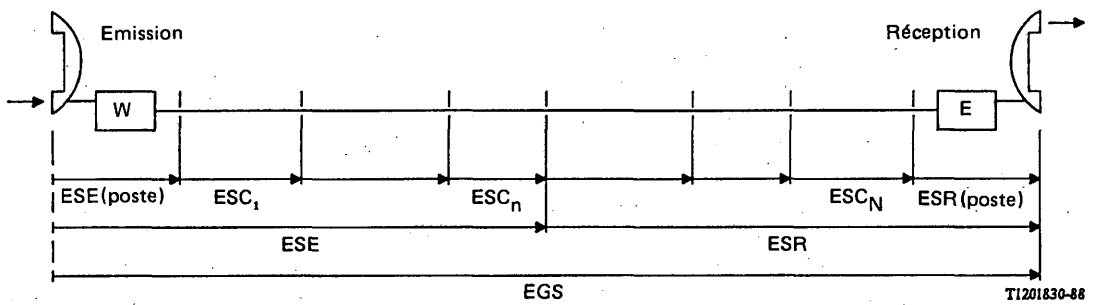


FIGURE A-1/G.111

Equivalents pour la sonie (ES) dans une communication téléphonique normale

L'équivalent pour la sonie à l'émission et l'équivalent pour la sonie à la réception des postes téléphoniques sont respectivement désignés par les abréviations ESE(poste) et ESR(poste); les équivalents pour la sonie du circuit sont désignés par l'abréviation ESC_n (pour les définitions, voir le § A.1). Ainsi, à l'interface $i = n$, dans le sens émission-réception, nous avons:

$$
\begin{aligned}
ESE &= ESE(\text{poste}) + \sum_{i=1}^{n} ESC_i \\
ESR &= ESR(\text{poste}) + \sum_{i=n+1}^{N} ESC_i \qquad \text{(A.4-1)} \\
EGS &= ESE + ESR
\end{aligned}
$$

Pour déterminer (mesurer) l'ESE(poste) et l'ESR(poste), on procède selon les principes indiqués au § A.3.

Lorsque l'affaiblissement du circuit ne varie pas en fonction de la fréquence, l'ESC est bien entendu égal à l'affaiblissement composite à la fréquence de référence 1020 Hz, en utilisant les impédances nominales appropriées aux interfaces particulières. En conséquence, en général, les ESC sont égaux à la *différence de niveaux relatifs* entre les différentes interfaces respectives. (A l'exception du cas dans lequel le circuit comprend une interface comportant un «saut» de niveau relatif. Voir la Recommandation G.121, § 6.3 pour de plus amples détails).

Si la distorsion d'affaiblissement est sensible, l'ESC est égal à *l'affaiblissement moyen* dans la bande de fréquences 300 Hz à 3400 Hz sur une échelle logarithmique de fréquence, c'est-à-dire un facteur de pondération K_i uniforme dans l'équation (A.2-3) avec la constante $L_0 = 0$. (Si la distorsion d'affaiblissement est exceptionnellement élevée, il convient d'utiliser l'équation (A.2-1) dans laquelle $m = 0{,}2$). L'affaiblissement doit être mesuré ou calculé comme un *affaiblissement de tension*, corrigé par un terme indépendant de la fréquence, c'est-à-dire que l'affaiblissement est égal à la somme des affaiblissements composites à 1020 Hz et à l'écart de l'affaiblissement de tension par rapport à la valeur à 1020 Hz. (Cette pratique est conforme à la Recommandation G.101, § 5.3.2.2).

Remarque 1 – Certaines Administrations peuvent toutefois vouloir utiliser à la place ce que l'on appelle la distorsion d'affaiblissement composite comme base pour le calcul de l'ESC d'un circuit dans l'élaboration de leurs plans nationaux de transmission. En outre, la Commission d'études XII étudie les divers aspects de la distorsion d'affaiblissement de bout en bout pour l'usager.

Lorsque l'on procède à des mesures pour déterminer l'affaiblissement, on doit le faire dans des conditions d'impédance adaptée du point de vue nominal. En pratique, cela signifie *soit* entre deux impédances physiques, comme c'est le cas pour les mesures à 600 ohms, *soit* entre un générateur à faible impédance et un indicateur à forte impédance. On peut utiliser l'une ou l'autre méthode, en fait celle que l'on juge la plus pratique. Les résultats des mesures ne diffèrent pas sensiblement. Dans le second cas, une correction de 6 dB doit évidemment être appliquée.

Il convient de signaler que pour les *sections de câbles d'abonné non chargés*, les ESC sont égaux à l'affaiblissement composite à la fréquence de référence 1020 Hz, et ce avec une précision suffisante pour la planification, c'est-à-dire qu'ils sont égaux à la différence de niveaux relatifs aux interfaces. (Il s'avère que du point de vue de la sonie, des affaiblissements plus faibles à des fréquences inférieures à 1020 Hz compensent les affaiblissements plus élevés à des fréquences supérieures à 1020 Hz).

Remarque 2 – Dans le cas particulier d'un câble d'abonné, le poste téléphonique et le central peuvent avoir des impédances nominales d'entrée différentes. Strictement parlant, on doit alors considérer l'«affaiblissement d'insertion» plutôt que l'«affaiblissement composite» comme base de l'ESC, étant donné qu'une longueur de ligne nulle doit être associée à $ESC = 0$. Toutefois, la désadaptation d'impédance entre le poste et le central n'entraîne généralement pas d'affaiblissement composite significatif à 1020 Hz. C'est pourquoi on peut également utiliser dans ce cas la désignation d'«affaiblissement composite».

L'ESC par km d'un câble d'abonné non chargé peut aussi être évalué à partir des caractéristiques du câble à l'aide de l'expression suivante:

$$ESC = K\sqrt{R \cdot C} \qquad \text{(A.4-2)}$$

où

R = est la résistance du câble en ohms/km

C = capacitance du câble en nF/km

K est une constante, dont la valeur dépend de la terminaison Z_0 du câble:

$K = 0{,}014$ si $Z_0 = 900$ ohms de résistance

$K = 0{,}015$ si $Z_0 = 600$ ohms de résistance

$K = 0{,}016$ si Z_0 est une impédance complexe.

Remarque 3 – Par «impédance complexe», on entend ici les impédances RC à 3 ou 2 éléments choisies par les Administrations pour ressembler à l'impédance d'image des câbles non chargés.

Remarque 4 – La formule (A.4-2) donne l'affaiblissement d'image à environ 800 Hz pour $K = 0{,}014$ et à environ 1020 Hz pour $K = 0{,}016$. Certaines Administrations ont utilisé l'impédance d'image du câble à une certaine fréquence (par exemple 1600 Hz) comme mesure de l'affaiblissement admissible dans le réseau d'abonné. Toutefois, la même valeur numérique ne doit pas être utilisée automatiquement en tant qu'ESC admissible lorsque l'on passe du plan de transmission aux équivalents pour la sonie.

Remarque 5 – Le plus souvent, les erreurs d'ESC lorsqu'on utilise la formule (A.4-2) sont inférieures à 0,4 dB.

On peut considérer que la plupart des équipements modernes de voie, y compris les centraux numériques, ont des caractéristiques d'affaiblissement/fréquence assez uniformes lorsqu'on évalue les ESC. On trouvera un exemple de distorsion d'affaiblissement de voie plus prononcée dans la Recommandation G.132 qui porte sur les limites de la distorsion affaiblissement/fréquence pour 12 circuits à 4 fils en tandem. Si l'on part de l'hypothèse que la courbe maximale de variation d'affaiblissement touche à peine les coins *supérieurs* dans la figure 1/G.132, il ressort par calcul que la distorsion d'affaiblissement contribue au ESC de 2,4 dB, qu'il faut ajouter à la valeur de l'affaiblissement à 1020 Hz (c'est-à-dire environ 0,2 dB par circuit).

Remarque 6 – Un EGS de 9 dB peut être considéré comme correspondant tout à fait à la gamme des valeurs optimales pour la sonie d'une communication. Chose intéressante, à cette valeur l'affaiblissement acoustique moyen, de la bouche de la personne qui parle à l'oreille de la personne qui écoute, est d'environ 0 dB, mesuré sur l'échelle logarithmique des fréquences.

A.4.3 *Effet local*

A.4.3.1 *Observations générales*

Comme indiqué précédemment, les grandeurs d'effet local AELM et LSTR (affaiblissement d'effet local pour la personne qui écoute) se rapportent expressément aux signaux parvenant à l'oreille par le trajet d'effet local *électrique.*

A.4.3.2 *AELM pour la personne qui parle*

On peut *mesurer* l'AELM comme indiqué au § A.3, en utilisant les impédances terminales effectivement présentes dans le réseau.

Dans bien des cas, il peut être plus commode de *calculer* l'AELM à partir de données relatives au poste téléphonique ou au réseau.

Aux fins de l'établissement de plans de transmission, on peut utiliser les équivalents pour la sonie du poste téléphonique et l'affaiblissement d'équilibrage entre l'impédance de la ligne et l'impédance d'équilibrage d'effet local. Dans la pratique, l'algorithme ci-après est en général suffisamment précis:

$$AELM = ESE(\text{poste}) + ESR(\text{poste}) + A_m - 1 \qquad \text{(A.4-3)}$$

où

ESE(poste) et ESR(poste) se rapportent au poste téléphonique, comme précédemment. A_m est une moyenne pondérée de l'affaiblissement d'équilibrage d'effet local (A_{rst}).

$$A_m = -\frac{10}{m}\log_{10}\left\{\sum_{i=1}^{N} K_i - 10^{-0,1mA_{rst}}\right\} \qquad \text{(A.4-4)}$$

où

$m = 0{,}2$; les coefficients de pondération K_i sont indiqués au tableau A-1/G.111;

et

$$A_{rst} = 20\log_{10}\left|\frac{Z_c + Z_{s0}}{2Z_c}\cdot\frac{Z + Z_c}{Z - Z_{s0}}\right| \qquad \text{(A.4-5)}$$

Ici

Z_c est l'impédance d'entrée du poste téléphonique

Z_{s0} est l'impédance d'équilibrage d'effet local du poste téléphonique (équivalent)

Z est l'impédance de la ligne, telle qu'elle est «perçue» par le poste téléphonique quand la communication est établie.

Remarque 1 – Le paramètre A_{rst} est à peu près égal à l'affaiblissement d'adaptation entre Z_{s0} et Z.

Remarque 2 – Quand les courbes *réelles* d'efficacité du poste téléphonique à l'émission et à la réception sont connues en tant que fonctions de la fréquence, il est possible de simuler précisément les mesures d'AELM à l'aide d'un algorithme plus élaboré (Recommandation P.79, § 8).

Ainsi qu'il ressort du tableau A-1/G.111 et de la figure A-2/G.111, peu d'importance est attribuée aux basses fréquences dans la pondération AELM. Cela tient au fait que le trajet d'«effet local humain» traversant la tête par conduction osseuse prédomine sur le trajet électrique dans cette gamme de fréquences.

Remarque 3 – Un AELM de 7 ou 8 dB entre tout à fait dans la gamme des valeurs préférées pour l'effet local pour la personne qui parle. A cette valeur, l'affaiblissement acoustique moyen de la bouche de la personne qui parle à son oreille par le trajet d'effet local électrique se situe généralement au voisinage de 0 dB; (moyenne établie pour les coefficients de pondération K_i figurant dans le tableau A-1/G.111).

TABLEAU A-1/G.111

Pondération AELM

i	F_i (kHz)	K_i
1	0,2	0
2	0,25	0,01
3	0,315	0,02
4	0,4	0,03
5	0,5	0,04
6	0,63	0,05
7	0,8	0,08
8	1	0,12
9	1,25	0,12
10	1,6	0,12
11	2	0,12
12	2,5	0,12
13	3,15	0,12
14	4	0,05

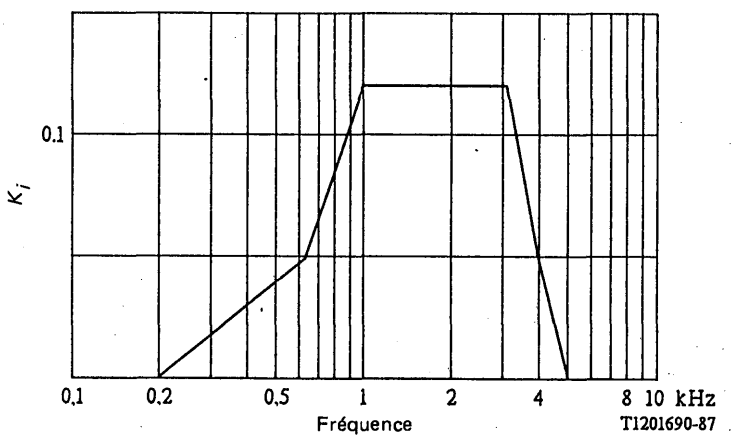


FIGURE A-2/G.111

Coefficients de pondération K_i pour l'effet local tels qu'ils figurent dans le tableau A-1/G.111

A.4.3.3 *Affaiblissement d'effet local pour la personne qui écoute (LSTR)*

Un bruit de salle important dans les locaux de l'abonné qui écoute perturbe la parole reçue de trois manières:

a) En étant capté par l'oreille «libre». Cette gêne peut être négligée ici en raison de la faculté d'analyse stéréophonique du cerveau qui lui permet de «déconnecter» les signaux étrangers venant de la mauvaise direction.

b) En s'infiltrant entre l'oreille et le combiné.

c) En étant capté par le microphone du combiné et retransmis à l'écouteur du combiné par le trajet d'effet local électrique.

Dans la pratique, les phénomènes du troisième type c) sont souvent les plus gênants (et naturellement les seuls que la personne chargée d'établir le plan de transmission puisse maîtriser).

Les études ont montré que, aux basses fréquences, la fuite au niveau de l'écouteur prédomine sur le trajet d'effet local électrique; cette prédominance rappelle tout à fait celle de la conduction osseuse sur l'effet local pour la personne qui parle. On peut donc appliquer ici les mêmes coefficients de pondération K_i pour l'AELM (du moins si le pavillon de l'écouteur n'a pas une forme malcommode). On peut donc calculer l'affaiblissement d'effet local pour la personne qui écoute (LSTR) à partir de l'AELM et de la moyenne pondérée de DELSM, la différence entre les courbes d'efficacité du poste téléphonique pour le son diffus et pour le son direct (voir le § A.3).

$$\begin{aligned} LSTR &= AELM + D \\ D &= -\sum_{i=1}^{N} K_i \cdot (DELSM)_i \end{aligned} \qquad \text{(A.4-6)}$$

Remarque 1 – Pour des postes téléphoniques modernes munis de microphones linéaires, D est de l'ordre de 1,5 à 4 dB. La valeur D dépend, dans une certaine mesure, de la forme géométrique du combiné mais pas du niveau du bruit de salle. Les postes équipés de microphones à charbon, toutefois, ont généralement un seuil d'efficacité, ce qui les rend un peu moins sensibles au bruit de salle. Leur valeur D est de l'ordre de 6 à 8 dB pour un bruit de salle de 60 dB (A). Toutefois, certains postes modernes à microphone linéaire (en particulier les postes à casque) comportent également un seuil d'efficacité qui les rend moins sensibles au bruit de salle.

Remarque 2 – Physiquement, au-dessus de 800 à 1000 Hz, l'écouteur, faisant écran de protection sur l'oreille, empêche celle-ci de capter directement le bruit de salle; toutefois, le trajet électrique est une source indirecte d'apport de bruit. En présence d'un bruit de salle élevé (60 dB (A) ou plus) et pour des communications sujettes à un important affaiblissement, l'affaiblissement d'effet local pour la personne qui écoute (LSTR) doit être > 13 dB. Cela correspond à peu près à un écouteur produisant un effet d'écran du bruit de salle équivalent de 5 ou 6 dB aux fréquences élevées.

A.4.4 *Echo et diaphonie*

A.4.4.1 *Observations générales*

Les sons réfléchis (écho) et diaphoniques ont une intensité sonore bien moindre que la parole normale. Il faut donc choisir, pour le «facteur d'accroissement de la sonie» (m) dans l'algorithme de calcul de la formule (A.2-1), une valeur supérieure à 0,2. L'expérience a montré l'opportunité de la procédure suivante:

Le trajet d'équivalent pour la sonie total considéré est divisé en deux parties, les équivalents pour la sonie de l'une et l'autre de ces parties se cumulant. Ces parties sont les suivantes:

1) les circuits émission et réception du ou des postes téléphoniques;

2) les circuits purement électriques.

Pour le ou les postes téléphoniques, les valeurs normales d'ESE et d'ESR sont retenues. Pour les circuits électriques, l'affaiblissement en sonie est évalué pour $m = 0{,}5$ ou 1, ce qui correspond à l'addition en tension ou en puissance (la valeur m ainsi que la gamme de fréquences à utiliser seront indiquées ultérieurement pour chaque application).

L'affaiblissement en sonie du circuit électrique (LC) est calculé conformément à la formle (A.2-1) pour une pondération uniforme dans la bande de fréquences (logarithmique) de 300 à 3400 Hz. La bande logarithmique est divisée en $(N - 1)$ sections égales, c'est-à-dire en N points.

$$LC(m) = -\frac{10}{m} \log_{10} \sum_{i=1}^{N} K_i \cdot 10^{-0,1 m L_i} \tag{A.4-7}$$

où

$$K_1 = K_N = \frac{1}{2(N-1)}$$

$$K_i = \frac{1}{N-1}; \; i = 2 \ldots (N-1) \tag{A.4-8}$$

Si la sommation (ou intégration) est faite sur une échelle de fréquence linéaire, la formule (A.4-7) devient:

$$LC(m) = \frac{1}{m} C - \frac{10}{m} \log_{10} \int_{300}^{3400} 10^{-0,1 m L(f)} \frac{1}{f} \, df \tag{A.4-9}$$

où

$$C = 10 \log_{10} \left\{ \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right) \right\} \tag{A.4-10}$$

Donc, si

$$f_1 = 300 \text{ Hz}, f_2 = 3400 \text{ Hz}, C = 3,9 \text{ dB} \tag{A.4-11}$$

$$f_1 = 500 \text{ Hz}, f_2 = 2000 \text{ Hz}, C = 1,4 \text{ dB} \tag{A.4-12}$$

A.4.4.2 *Equivalent pour la sonie pour l'écho pour la personne qui parle (TELR)*

D'après les principes indiqués au § A.4.4.1, on a:

$$TELR = ESE(\text{poste}) + ESR(\text{poste}) + L_e \tag{A.4-13}$$

où *ESE*(poste) et *ESR*(poste) se rapportent au poste téléphonique considéré.

On calcule l'affaiblissement d'écho (L_e) d'après la formule (A.4-7) ou la formule (A.4-8) pour $m = 1$ et $f_1 = 300$ Hz, $f_2 = 3400$ Hz.

$$L_e = LC(m = 1) \tag{A.4-14}$$

Remarque 1 – Pour un TELR de 9 dB, l'écho de la voix de la personne qui parle parviendra à son oreille avec un affaiblissement moyen d'environ 0 dB dans une échelle de fréquence logarithmique.

Remarque 2 – La valeur L_e calculée à l'aide de cette méthode est identique à celle obtenue par la méthode indiquée dans la Recommandation G.122, § 4.2.

Remarque 3 – La différence entre l'effet local pour la personne qui parle et l'écho pour la personne qui parle réside dans le fait évident que ce dernier est lié au terme de propagation. Il ressort d'études récentes qu'un temps de propagation de l'ordre de 2 à 4 ms permet déjà de distinguer clairement l'effet d'écho pour la personne qui parle de l'effet local pour la personne qui parle, même lorsque ce dernier est important. Pour ne pas que les abonnés soient gênés par l'écho celui-ci nécessite une plus grande suppression que les signaux d'effet local, et ce d'autant plus que le temps de propagation est long. Ce problème est à l'étude au titre de la Question 9/XII.

Remarque 4 – Pour les circuits se terminant par un poste téléphonique numérique 4 fils, un trajet d'écho est introduit par le trajet acoustique qui va de l'écouteur au microphone. Dans ce cas, l'affaiblissement pour le trajet d'écho [L_i et $L(f)$ dans les formules (A.4-7) et (A.4-9)] inclut le trajet acoustique ainsi que les caractéristiques du combiné à l'émission et à la réception. Il est commode de rapporter une mesure pondérée de l'affaiblissement pour le trajet d'écho aux points 0 dBr, 4 fils, en utilisant les formules (A.4-7) et (A.4-9) avec $m = 1$. La mesure pondérée est désignée par l'expression AEL (0).

A.4.4.3 *Equivalent pour la sonie pour l'écho pour la personne qui écoute (LELR)*

Le LELR est la moyenne pondérée de l'écho pour la personne qui écoute (LE) dans la bande de fréquences de 300 à 3400 Hz. La pondération doit être faite d'après la formule (A.4-6) ou la formule (A.4-8) pour $m = 0{,}5$.

Remarque – En Amérique du Nord, le terme «affaiblissement du trajet d'écho pondéré» (WEPL) est d'usage courant. Lorsqu'on calcule le WEPL, le facteur $m = 0{,}5$ mais la pondération est uniforme dans une échelle de fréquence *linéaire*. En général, le LELR et le WELP ne diffèrent pas beaucoup numériquement.

A.4.4.4 *Equivalent pour la sonie à la réception pour la diaphonie (ESRD)*

L'effet préjudiciable de la diaphonie est bien sûr directement lié au niveau effectif de puissance vocale dans la voix brouilleuse. Malheureusement, il n'existe aucune relation stable entre l'équivalent pour la sonie à l'émission (ESE) et le niveau de puissance vocale dans les réseaux téléphoniques, comme l'ont montré les investigations qui ont été faites. L'inclusion de l'ESE dans l'équivalent pour la sonie pour la diaphonie serait donc de nature à induire en erreur. Les niveaux de puissance vocale escomptés (moyenne et écart type) ont été évalués d'après d'autres données relatives aux réseaux. Le problème est traité dans la Recommandation P.16.

D'après les principes indiqués au § A.4.4.1, on a:

$$ESRD = ESR(\text{poste}) + L_x \qquad \text{(A.4-15)}$$

où ESR(poste) se rapporte au poste téléphonique considéré.

On calcule la diaphonie L_x d'après la formule (A.4-8) ou la formule (A.4-9), pour $m = 1$, $f_1 = 500$ Hz, $f_2 = 2000$ Hz

$$L_x = LC(m = 1) \qquad \text{(A.4-16)}$$

Remarque – Dans la pratique, la valeur de la diaphonie vers 1020 Hz s'est révélée assez représentative de L_x (voir le § A.3.1 de la Recommandation G.134).

ANNEXE B

(à la Recommandation G.111)

Valeurs et limites recommandées pour les équivalents pour la sonie de circuits de communications internationales

La figure B-1/G.111 montre la configuration des communications et le tableau B-1/G.111 indique les valeurs de l'ES.

Il est admis que les interfaces entre les sections nationale et internationale sont au niveau relatif de 0 dBr, comme c'est le cas pour les interconnexions numériques. La relation entre les ES à un point de 0 dBr et à une extrémité virtuelle analogique (VASP) est étudiée dans le § 1.1. Voir aussi le tableau D-1/G.111.

Remarque – Les valeurs moyennes pondérées en fonction du trafic à long terme de l'ES doivent être les mêmes pour chaque *principal* type de catégories d'abonnés, tels que ceux du secteur urbain, du secteur des banlieues et du secteur rural. Si l'on ne considère que la valeur moyenne pour *l'ensemble* du pays dans le plan de transmission, ceci peut conduire à pénaliser certains groupes importants d'usagers.

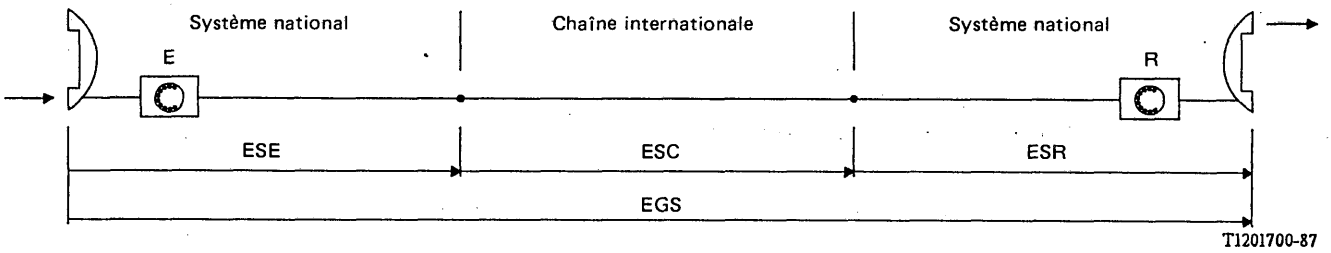


FIGURE B-1/G.111

Désignation des ES dans une communication internationale

TABLEAU B-1/G.111

Valeurs ES citées dans les Recommandations G.111 et G.121

	ESE	ESC	ESR	EGS
Valeurs moyennes pondérées en fonction du trafic:				
Long terme	7-9 [b)]	0-0,5 [e)]	1-3 [b), f)]	8-12 [a), e), f)]
Court terme	7-15 [b)]	0-0,5 [e)]	1-6 [b), f)]	8-21 [a), c), f)]
Valeurs maximales pour un pays de taille moyenne	16,5 [c)]		13 [c)]	
Valeur minimale	– 1,5 [d)]			

[a)] Recommandation G.111, § 3.2.

[b)] Recommandation G.121, § 1.

[c)] Recommandation G.121, § 2.1.

[d)] Recommandation G.121, § 3.

[e)] Quand la chaîne internationale est numérique, ESC = 0. Si la chaîne internationale se compose d'un circuit analogique, ESC = 0,5; on accroît alors l'EGS de 0,5 dB. (Si la distortion d'affaiblissement en fonction de la fréquence de ce circuit est prononcée, l'ESC peut à nouveau augmenter de 0,2 dB. Voir le § A.4.2).

[f)] Voir aussi les remarques du § 3.2.

ANNEXE C

(à la Recommandation G.111)

Traduction des valeurs ES en valeurs ERC

Cette question est traitée de manière approfondie dans l'annexe D, qui traite des relations générales entre les équivalents de référence (ER), les équivalents de référence corrigés (ERC) et les équivalents pour la sonie. A strictement parler, il conviendrait d'établir une distinction entre:

a) les ERC calculés d'après les ER subjectifs,

b) les équivalents R25 mesurés subjectivement,

c) les équivalents R25 objectifs (ER25 O_b), mesurés objectivement.

Toutefois, les Administrations semblent utiliser le terme ERC pour chacune de ces trois catégories et cette pratique a été adoptée ici.

La relation entre les ERC et les ES peut être exprimée comme suit:

$$ERCE = ESE_w + x$$

$$ERCR = ESR_w + y$$

(L'indice w indique ici une mesure conforme à la Recommandation P.79, large bande, 0,2-4 kHz).

Dans la Recommandation G.111 du *Livre rouge*, fascicule III.1, on trouve

$$x = 5;\ y = 5$$

Toutefois, ces valeurs ne sont que des moyennes générales. Il appartient aux Administrations de déterminer x et y par des *mesures objectives réelles de l'ES* sur des postes caractéristiques auxquels des valeurs ERC ont été assignées dans leurs réseaux nationaux. D'importantes variations peuvent être observées pour certains postes, par rapport aux moyennes générales.

ANNEXE D

(à la Recommandation G.111)

Justification des valeurs d'ES figurant dans les Recommandations G.111 et G.121

D.1 *Généralités*

D.1.1 *Principes généraux*

Le remaniement des Recommandations G.111 et G.121 en 1980 sur la base de l'ERC a été effectué selon les deux principes suivants:

a) Les Administrations qui utilisent des méthodes de planification fondées sur les équivalents de référence ne doivent pas se heurter à de graves difficultés pour appliquer les nouvelles Recommandations.

b) La qualité de transmission offerte aux abonnés ne doit pas subir de dégradation.

Lorsque les valeurs d'ES ont été recommandées (Recommandations G.111 et G.121, *Livre rouge*), il n'a pas été possible d'appliquer avec rigueur le principe a), car:

– la différence $ERCE - ESE$ dépend du type de combiné utilisé;

– de toute façon, les différences à l'émission et à la réception pour divers types de postes peuvent varier, étant donné que l'on peut obtenir des valeurs d'ER différentes dans différents laboratoires ou si l'on change les équipes chargées des essais.

Pour satisfaire au principe b), il a été convenu que l'$ESE = ERCE - 5$ et $ESR = ERCR - 5$ dB, moyennes (pour divers types de postes) des différences obtenues dans le laboratoire du CCITT au cours d'une certaine période. Cela signifie que la qualité de transmission sera sauvegardée dans l'ensemble, mais que certaines Administrations pourront avoir des difficultés à observer les valeurs d'ES recommandées.

D.1.2 *Valeurs optimales*

La conversion des «valeurs préférées» anciennement exprimées en ER n'est pas claire.

En se fondant sur les informations disponibles en 1984 [1], on a recommandé une valeur d'équivalent global pour la sonie (EGS) de 5 dB, mais on s'est rendu compte qu'il était préférable de fixer une valeur plus élevée en présence d'échos.

D.1.3 *Somme des ES en cas de postes d'abonné analogiques*

Il convient d'abord de définir le système national, comme cela a été fait pour l'ERC (voir les § A.3.3 et A.3.4 de la version du *Livre rouge* de cette Recommandation). L'ERC global d'une communication est le suivant:

$$Y = ERC \text{ du système national à l'émission} + ERC \text{ du système national à la réception} + X + D_0 + A \qquad \text{(D-1)}$$

avec ERC du système national à l'émission $= ERCE + b + c$ et l'on peut adopter une définition similaire pour la réception,

où

l'$ERCE$ et l'$ERCR$ correspondent aux systèmes locaux,

b est l'ECR d'un circuit local,

c est la somme des affaiblissements (à 800 ou 1000 Hz) des circuits nationaux à grande distance, des centraux et du termineur deux fils/quatre fils,

X est la somme des affaiblissements des circuits internationaux,

D_0 et A (EDA) sont définies dans l'annexe B de la version du *Livre rouge.*

De même, l'ES global sera le suivant:

$$Z = ES \text{ du système national à l'émission} + ES \text{ du système national à la réception} + X + D_0' + A' \qquad \text{(D-2)}$$

avec

$$ES \text{ du système national à l'émission} = ESE + b' + c \qquad \text{(D-3)}$$

où

D_0' est négligeable et

A', b' sont virtuellement égaux à A, b (voir l'annexe B de la version du *Livre rouge*).

Si nous présumons (voir § D.1.1 ci-dessus) que $ESE = ERCE - 5$, $ESR = ERCR - 5$ et $D_0' = -4$ (du fait que les Recommandations ont été à l'origine appliquées aux anciens types de postes d'abonné), on obtient $Z = Y - 6$ dB.

En fait, les valeurs recommandées sont dérivées de $Z = Y - 5$ dB, ce qui ne constitue pas une différence importante, mais les Recommandations applicables aux systèmes nationaux sont un peu plus contraignantes, du fait que l'EDA des circuits nationaux à grande distance est inclus dans le système national.

D.2 *Valeurs d'ES recommandées en 1988*

D.2.1 Les valeurs maximales et minimales à l'émission ont été conservées. D'autres valeurs diffèrent de celles recommandées en 1984, comme expliqué ci-dessous.

D.2.2 *Valeur optimale*

Les valeurs déterminées directement en fonction de l'EGS (Recommandation P.78 ou P.79) au cours d'essais de conversation ont été obtenues comme suit:

British Telecom [1], en présence de bruit de salle, a obtenu une note d'opinion moyenne (NOM) maximale pour un EGS de 3 dB et un pourcentage minimal de difficultés pour un EGS de 7,2 dB. Il a été proposé d'adopter 5 dB comme valeur optimale; une qualité de fonctionnement pratiquement aussi bonne a été observée de 1 à 10 dB.

NTT [2] a obtenu des valeurs entre 4 et 6 dB en fonction des conditions de bruit; un EGS optimal de 5,34 dB est utilisé dans le modèle OPINE.

Selon le modèle TRANSAT [3], on obtient une NOM maximale lorsque $L'_e = 7{,}5$ (correspondant à $L_e = 8{,}5$ dans le supplément n° 3, § 1, tome V), lorsque L_e = EGS (EARS). On est fondé à penser que L_e est supérieur à l'EGS (voir la Recommandation P.79) de quelques dB, de sorte que L_e ne doit pas être très différent des valeurs indiquées ci-dessus; cet élément fait l'objet d'études au titre de la Question 7/XII.

En tout état de cause, ces maxima sont très uniformes et il est évident que des valeurs supérieures devraient être adoptées en présence d'échos. Nous pouvons conclure à titre provisoire que pour obtenir la meilleure qualité de fonctionnement, l'EGS (voir la Recommandation P.79) ne doit pas dépasser 10 dB environ, ni être de beaucoup inférieur à cette valeur.

D.2.3 *Valeurs moyennes pondérées en fonction du trafic*

Une valeur optimale d'EGS de 10 dB a été adoptée, puis subdivisée entre les côtés émission et réception, comme pour les ES des postes d'abonné numériques (ces derniers se rapportant à un point de 0 dBr). On obtient ainsi les objectifs à long terme.

Les valeurs de A (voir le § D.1.3) utilisées précédemment et qui tenaient compte des effets de la distorsion de l'affaiblissement sur la puissance sonore et du caractère naturel de la parole, ont été remplacées par une tolérance fixée à 2 dB (1 dB dans chaque système national, voir le § A.3) en cas d'utilisation de postes d'abonné analogiques. C'est ainsi qu'il a été possible, en tenant également compte d'une petite marge qui existait dans la Recommandation précédente (voir le § D.1.3 de la présente annexe), d'accroître les moyennes pondérées en fonction du trafic de 4 dB environ pour l'émission et de converser les mêmes valeurs globales.

D.3 *Conclusion*

Le tableau D-1/G.111 récapitule les valeurs d'ES recommandées en 1984 et celles qui sont recommandées maintenant.

TABLEAU D-1/G.111

Valeurs (en dB) des équivalents pour la sonie à l'émission, à la réception de circuit et d'équivalent global citées dans les Recommandations G.111 et G.121

	Recommandées en 1984			Recommandées en 1988					
	ESE	ESR	EGS	ESE		ESR		ESC	EGS
	EVA	EVA		0 dBr	EVA	0 dBr	EVA		
Valeur optimale			≈5						≈10
Valeurs moyennes pondérées en fonction du trafic:									
Objectif à long terme (minimum)	6,5	−2,5	8	7	10,5	1	−3	(Remarque 1)	8
Objectif à long terme (maximum)	8	−1	11	9	12,5	3	−1	(Remarque 1)	12
Objectif à court terme (maximum)	14	2,5	20,5	15	18,5	6	2	(Remarque 1)	21
Valeurs maximales pour un pays de dimensions moyennes	20	9		16,5	20	13	9	$n \times 0{,}5$ (Remarque 2)	
Minimum à l'émission	2			−1,5	2				

Remarque 1 – *ESG* = 0 pour un circuit international numérique, 0,5 dB pour un circuit analogique. Le nombre moyen de circuits internationaux est de 1 environ.

Remarque 2 – n est le nombre de circuits internationaux analogiques.

Remarque 3 – Les extrémités virtuelles analogiques (EVA) sont définies dans la Recommandation G.101.

Références

[1] CCITT contribution COM XII-97 (British Telecom), Période d'études 1981-1984.

[2] OSAKA (S.) et KAKEHI (N.): Objective model for evaluating telephone transmission performance, *Review of the Electric Communication Laboratories*, tome 34, n° 4, pp. 437-444, 1986.

[3] HATCH (R. W.) et SULLIVAN (J. L.): Transmission rating models for use in planning of telephone networks, in *Conference Record NTC 76*, pp. 23.2-1 à 23.2-5, Dallas, 1976.

[4] CCITT *Manuel sur les mesures téléphonométriques*, UIT, Genève, 1987.

Recommandation G.113

RÉDUCTIONS DE QUALITÉ DE TRANSMISSION

(Genève, 1980; modifiée à Malaga-Torremolinos, 1984 et Melbourne, 1988)

1 Réduction de la qualité de transmission

1.1 Les objectifs en matière de distorsion d'affaiblissement pour une chaîne à 4 fils de longueur maximum sont donnés dans la Recommandation G.132 et ceux qui concernent les caractéristiques de bruit indépendantes du signal de ces communications figurent au § 2 de la présente Recommandation. Etant donné que des communications moins complexes (qui sont les plus nombreuses) donnent lieu à une distorsion d'affaiblissement et à un bruit moindres, les valeurs maximum, moyenne et minimum de l'équivalent pour la sonie spécifiées dans la Recommandation G.121 assurent une qualité de transmission suffisante pour les communications internationales.

1.2 Si l'on prévoit des valeurs de distorsion d'affaiblissement et de bruit très différentes de celles que spécifie le CCITT pour les systèmes et les équipements, on trouvera des directives relatives aux modifications possibles de la qualité de transmission ainsi que des indications de pondération possible de ces modifications dans la Recommandation P.11 et annexes [1].

2 Objectif de fonctionnement du réseau pour le bruit de circuit sur des communications téléphoniques complètes

Le CCITT émet l'avis que l'objectif de fonctionnement du réseau pour la valeur moyenne, exprimée en décibels et prise sur un grand nombre de communications mondiales (comprenant chacune quatre circuits internationaux), de la distribution de la valeur moyenne pendant une minute de la puissance de bruit indépendante du signal ne doit pas dépasser −43 dBm0p, rapportée à l'entrée du premier circuit de la chaîne des circuits internationaux.

3 Dégradation de la transmission due aux processus numériques

L'incorporation de processus numériques non intégrés dans les communications téléphoniques internationales, en particulier au cours de la période d'exploitation mixte analogique et numérique, peut aboutir à une accumulation sensible de dégradations de transmission. Il est donc nécessaire de veiller à ce que les dégradations cumulatives n'atteignent pas des proportions telles que la qualité globale de transmission s'en trouve sérieusement altérée.

3.1 *Distorsion de quantification*

Du point de vue de la distorsion de quantification, il est recommandé qu'une communication téléphonique internationale ne comporte pas plus de 14 unités de distorsion de quantification.

Dans le cas de communications téléphoniques qui comportent des processus numériques non intégrés, on peut se contenter d'additionner les unités de distorsion de quantification qui ont été assignées aux processus numériques individuels pour déterminer la distorsion de quantification globale. On trouvera au § 3.2 l'énumération de certaines sources de distorsion de quantification et l'indication des unités qui leur sont assignées à titre provisoire.

Par définition, un couple de codecs à 8 bits en moyenne (conversions A-N et N-A, loi A ou μ) conforme à la Recommandation G.711, introduit une unité de distorsion de quantification (une unité dq). Un couple de codecs moyen produit une distorsion de quantification inférieure d'environ 2 dB aux limites indiquées dans la Recommandation G.712. Cela correspondrait à un rapport signal/distorsion de 35 dB pour la méthode d'essai du signal sinusoïdal et d'environ 36 dB pour la méthode d'essai du bruit. (Un nombre total de 14 processus MIC à 8 bits dont chacun satisferait tout juste aux limites du rapport signal/distorsion de la Recommandation G.712 serait inacceptable.) Le même principe devrait être appliqué lorsqu'on propose des valeurs de planification des unités de distorsion de quantification pour d'autres processus numériques.

En principe, le nombre d'unités pour d'autres processus numériques est déterminé par comparaison avec un couple de codecs MIC à 8 bits, de sorte qu'on assigne *n* unités de distorsion de quantification à la distorsion du processus numérique évalué si cette distorsion équivaut à *n* processus MIC non intégrés à 8 bits connectés en cascade. Plusieurs méthodes de comparaison sont possibles; on distingue notamment les mesures objectives (ou analyse équivalente), les essais subjectifs et les essais de données dans lesquels on prend pour critère l'effet produit sur le taux d'erreur sur les bits à la sortie d'un récepteur moderne de données à fréquences vocales.

Il n'existe actuellement aucune méthode de mesure objective qui puisse donner des résultats (tels que S/N) en étroite corrélation avec les résultats des mesures subjectives de l'effet exercé sur la qualité de transmision des signaux vocaux par nombre des processus numériques aujourd'hui étudiés. En conséquence, le nombre d'unités de distorsion de quantification associé aux processus numériques sera généralement déterminé au moyen de méthodes de mesure subjective, telles que celles de la Recommandation P.81. Dans certains cas, on peut déterminer sans mesure subjective le nombre d'unités de distorsion de quantification associé à un processus numérique en décomposant ce processus en plusieurs parties et en assignant à ces parties des fractions appropriées du nombre total d'unités assignées au processus numérique. Toutefois, bien que l'on puisse considérer qu'il s'agit là d'une méthode objective pour déterminer la répartition des unités de distorsion de quantification entre les parties du processus, le point de départ de la méthode est une valeur subjectivement déterminée. De plus, à l'exception de processus numériques relativement simples où la décomposition ne pose pas de problème, la méthode peut manquer de fiabilité; on l'utilisera donc avec prudence.

Etant donné que les règles de planification doivent s'appliquer à tous les signaux transmis dans la bande des fréquences vocales, il faut tenir compte aussi bien de la qualité de la parole que de la qualité de transmission des données. En général, la qualité de la parole doit être évaluée par des essais subjectifs et la qualité de transmission des données par des mesures objectives qui donnent des évaluations du taux d'erreur prévu sur les bits et de la qualité de la signalisation. Actuellement, faute de méthode objective d'évaluation de l'effet qu'exercent les processus numériques sur la qualité de transmission dans la bande des fréquences vocales, la règle de planification énoncée dans la présente Recommandation est limitée à la planification des communications téléphoniques. Le § 4 traite des problèmes que pose l'élaboration d'une règle de planification applicable aux transmissions de données ou autres signaux non téléphoniques dans la bande des fréquences vocales. Cette règle serait fondée sur une unité représentant la contribution apportée par les processus numériques à la ou aux dégradations affectant les modems pour données et/ou les systèmes de signalisation dans la bande des fréquences vocales. Une telle unité n'existe pas encore.

Remarque – L'effet de la distorsion de quantification sur la transmission de la parole est étudié dans le cadre de la Question 18/XII et l'effet de la distorsion de quantification sur la transmission de données dans le cadre de la Question 25/XII.

3.2 *Sources de distorsion de quantification*

Les unités de distorsion de quantification qui sont assignées, à titre provisoire, à divers processus numériques sont indiquées au tableau 1/G.113. Les informations générales concernant les valeurs ainsi attribuées figurent dans les suppléments n°s 21 et 22, Livre rouge, fascicules III.1 et III.2 respectivement, à la fin du présent fascicule et dans les remarques associées au tableau 1/G.113.

Théoriquement, le nombre d'unités de distorsion de quantification assigné à un processus numérique déterminé ne représente que l'effet du bruit de quantification produit par le processus sur les signaux vocaux. Pratiquement, le nombre d'unités de distorsion de quantification doit être déterminé à partir de mesures subjectives de processus réels ou simulés, les sujets étant exposés non seulement au bruit de quantification, mais aussi à d'autres dégradations introduites par le processus numérique à l'essai.

Les résultats des mesures subjectives seront donc faussés par ces autres dégradations si le niveau de celles-ci diffère dans une plus ou moins grande mesure des niveaux produits par le processus MIC (référence). En raison de ces résultats faussés, le nombre d'unités de distorsion de quantification, ne donnera pas la vraie mesure de l'effet de la distorsion de quantification, mais représentera l'effet global des différentes dégradations sur la qualité des signaux vocaux. Pour réduire le risque de résultats faussés dans la détermination du nombre d'unités de distorsion de quantification, il importe de concevoir les essais subjectifs de façon

1) à minimiser les contributions des dégradations autres que celles qui sont dues à la distorsion de quantification, aux résultats des essais subjectifs ou
2) d'égaliser les niveaux de ces autres dégradations dans les conditions d'essai et de référence.

3.3 *Effet des erreurs aléatoires sur les bits*

L'effet des erreurs aléatoires sur les bits est étudié au titre de la Question 25/XII.

3.4 *Distorsion d'affaiblissement et distorsion de temps de propagation de groupe*

Dans une recommandation provisoire formulée au § 3.1, il est spécifié que la distorsion totale de quantification introduite par les processus numériques non intégrés dans les communications téléphoniques internationales doit être limitée à 14 unités au maximum. Si cette recommandation provisoire est suivie, il semble que les distorsions cumulatives d'affaiblissement d'une part, de temps de propagation de groupe d'autre part, introduites dans ces communications par les processus numériques non intégrés resteront également dans des limites acceptables.

Remarque – Les relations existant entre les limites imposées par la distorsion de quantification, la distorsion d'affaiblissement et la distorsion de temps de propagation de groupe sont étudiées par la Commission d'études XII.

3.5 *Règle provisoire de planification*

Comme corollaire de la relation indiquée au § 3.4 au sujet de la distorsion de quantification, de la distorsion d'affaiblissement et de la distorsion de temps de propagation de groupe, on peut recommander une règle de planification provisoire au sujet de l'incorporation de processus numériques non intégrés dans les communications téléphoniques internationales. Cette règle provisoire s'exprime à l'aide de nombres d'unités de dégradation de transmission identiques aux nombres d'unités de distorsion de quantification assignées aux processus numériques spécifiques, conformément aux indications du tableau 1/G.113. Cette règle de planification provisoire est la suivante:

Le nombre d'unités de dégradation de la transmission dans une communication téléphonique internationale ne doit pas dépasser: 5 + 4 + 5 = 14 unités.

Conformément à cette règle, chacune des deux portions nationales d'une communication téléphonique internationale peut introduire jusqu'à 5 unités de dégradation de transmission, tandis que la portion internationale peut en introduire 4 au maximum.

Remarque – Il est reconnu que, au cours de la période d'exploitation mixte analogique et numérique, certains pays risquent d'avoir pendant quelque temps des difficultés pour limiter leur contribution nationale à 5 unités de dégradation de transmission au maximum. Pour tenir compte de l'existence de ces pays, on peut admettre, de façon temporaire, un assouplissement de la règle de planification provisoire en stipulant que la portion nationale d'une communication téléphonique internationale peut introduire jusqu'à 7 unités de dégradation de transmission. Théoriquement, cela pourrait amener à des communications téléphoniques internationales sur lesquelles la dégradation globale de transmission atteindrait 18 unités. Ces communications introduiraient une pénalité supplémentaire de transmission en ce qui concerne le service téléphonique. Les Administrations qui estiment indispensable d'admettre une contribution nationale de plus de 5 unités (mais au plus égale à 7 unités) doivent faire en sorte que, sur les prolongements nationaux, cette contribution ne dépasse 5 unités que sur un faible pourcentage du trafic.

3.6 *Limites de la règle de planification provisoire*

Dans le § 3.5, il est admis que, pour estimer la dégradation de la transmission résultant de la présence dans les communications téléphoniques internationales de processus numériques non intégrés, il y a équivalence entre les unités de dégradation de transmission et les unités de distorsion de quantification, de sorte qu'il suffit de procéder à une simple addition de ces deux types d'unités.

Dans le cas de circuits téléphoniques internationaux qui comportent des processus numériques en cascade dans un environnement entièrement numérique, l'addition des unités individuelles de distorsion de quantification risque de ne pas refléter correctement la distorsion cumulative de quantification (et, par conséquent, l'accumulation des unités de dégradation de transmission). Tel pourrait être le cas du fait que les valeurs individuelles de la puissance de distorsion de quantification produite par les divers processus numériques ne sont pas nécessairement dénuées de corrélation; dans certaines circonstances, l'addition des unités individuelles de distorsion de quantification risque donc de conduire à un total différent de celui qu'on observe en pratique. Ce phénomène est expliqué de façon plus détaillée dans le supplément n° 21 au fascicule III.1 du *Livre rouge.*

Bien que, dans certaines conditions, la règle 5 + 4 + 5 = 14 donnée au § 3.5 puisse fournir des résultats qui ne sont qu'approximatifs, elle semble néanmoins convenir aux fins de la planification dans la majorité des cas, notamment lorsque des processus numériques non intégrés sont en cause. Des exemples de processus numériques en cascade, qui sont explicitement pris en considération dans le tableau 1/G.113 sont la conversion de code A-μ-A, la conversion de code μ-A-μ et la conversion MIC-MICDA-MIC.

TABLEAU 1/G.113

Valeurs de planification pour la distorsion de quantification

(Services vocaux uniquement; voir le § 4 pour considérer les données dans la bande vocale)
(voir les remarques 1, 11 et 12)

Processus numérique	Unités de distorsion de quantification (udq)	Remarques
Processus faisant intervenir la conversion A/N		
Couple de codecs MIC à 8 bits (conformément à la Recommandation G.711 [2], (loi A ou μ)	1	2, 3
Coupe de codecs MIC à 7 bits (loi A ou μ)	3	3, 4, 5
Paire de transmultiplexeurs (fondée sur MIC à 8 bits, loi A ou μ) (conformément à la Recommandation G.792)	1	3
MICDA à 32 kbit/s (avec prédicteur adaptatif) (combinaison d'un couple de codecs MIC à 8 bits et d'une conversion en cascade MIC-MICDA-MIC)	3,5	6
Processus purement numérique		
Complément de ligne numérique (MIC à 8 bits, loi A ou μ)	0,7	7
Convertisseur loi A/μ ou loi μ/A (conformément à la Recommandation G.711 [2])	0,5	10
Conversion en cascade loi A/μ/A	0,5	
Conversion en cascade loi μ/A/μ	0,25	
Conversion en cascade MIC-MICDA-MIC (conformément à la Recommandation G.721)	2,5	8, 9
Transcodage 8-7-8 bits (loi A ou μ)	3	9

Remarque 1 – Une remarque générale à formuler, concernant les unités de distorsion de quantification assignées aux différents processus numériques, est que les valeurs indiquées ont été établies pour un niveau moyen de signal gaussien d'environ –20 dBm0. Les cas traités dans le supplément n° 21 (à la fin du présent fascicule) sont conformes à cette hypothèse.

Remarque 2 – Par définition.

Remarque 3 – A des fins de planification générale, la moitié de la valeur peut être assignée soit du côté émission, soit du côté réception.

Remarque 4 – Ce système n'est pas recommandé par le CCITT, mais certaines Administrations l'utilisent dans leurs réseaux nationaux.

Remarque 5 – La réduction de qualité de transmission indiquée pour ce processus est fondée sur des essais subjectifs et a été signalée par la Commission d'études XII.

Remarque 6 – Pour ce processus MICDA à 32 kbit/s, la Commission d'études XII a calculé une valeur de 3,5 unités à partir de mesures subjectives effectuées sur une combinaison d'un couple de codecs MIC à 8 bits et une conversion MIC-MICDA-MIC conformément à la Recommandation G.721.

Remarque 7 – La dégradation indiquée est essentiellement la même pour tous les compléments de ligne numériques assurant un affaiblissement de 1 a 8 dB. Fait exception le complément de ligne «6 dB loi A» qui introduit une dégradation négligeable des signaux jusqu'à environ –30 dBm0 et qui donc apporte 0 unité de distorsion de quantification.

Remarque 8 – La valeur de 2,5 unités a été calculée en soustrayant la valeur correspondant à un couple de codecs MIC à 8 bits d'une valeur de 3,5 unités déterminée subjectivement pour la combinaison d'un couple de codecs MIC à 8 bits et d'une conversion MIC-MICDA-MIC. Une valeur de 2,5 unités est assignée aux conversions numériques synchrones multiples, telles que MIC-MICDA et MIC-MICDA-MIC.

Remarque 9 – Ce processus pourrait être utilisé dans un système de concentration numérique de la parole.

Remarque 10 – La contribution d'unités de distorsion de quantification apportée par les convertisseurs de loi de codage (par exemple, de la loi μ à la loi A) est assignée à la partie internationale.

Remarque 11 – L'assignation d'unités de distorsion de quantification à ces processus numériques ne représente autant que possible que l'effet de la distorsion de quantification sur la qualité de transmission des signaux vocaux. D'autres dégradations, telles que bruit de circuit, écho et distorsion d'affaiblissement portent aussi atteinte à cette qualité. On tiendra donc compte de ces autres dégradations dans le processus de planification.

Remarque 12 – Les nombres d'unités de distorsion de quantification indiqués dans ce tableau ont été établis en supposant négligeables les erreurs sur les bits.

4 Effets des dégradations de la transmission sur la qualité de transmission des données dans la bande des fréquences vocales

L'effet des dégradations de la transmission sur la qualité de transmission des données dans la bande des fréquences vocales est étudié au titre de la Question 25/XII. Des informations fournies par une Administration sont reproduites dans l'annexe 4 à la Question.

Les dégradations de la transmission survenant dans les communications téléphoniques portent autant atteinte à la qualité des données dans la bande des fréquences vocales qu'à la qualité des signaux vocaux. On relève dans une communication de nombreuses dégradations dont certaines sont permanentes (affaiblissement, bruit, distorsion de quantification, gigue de phase, distorsions harmoniques et d'intermodulation, distorsion de temps de propagation de groupe, écho, distorsion d'affaiblissement, etc.) et dont certaines sont transitoires (bruit impulsif, sauts de phase ou de gain, interruptions, etc.) et peu fréquentes. Dans les deux cas, ces dégradations portent atteinte à la qualité de transmission des signaux et des données transmises dans la bande des fréquences vocales. Les transitoires ont cependant presque toujours un plus grand impact sur les données que sur les signaux vocaux, ce qui est également vrai de quelques dégradations en régime permanent, par exemple, la gigue de phase et la distorsion du temps de propagation de groupe, C'est pourquoi les règles de planification des circuits qui acheminent des signaux vocaux prêtent généralement plus d'attention à la protection contre les dégradations en régime permanent qu'à la protection contre les transitoires. Si l'on doit établir de nouvelles règles de planification afin de prévenir l'accumulation des dégradations importantes pour les données dans la bande des fréquences vocales, il faudra que ces nouvelles règles traitent des transitoires comme des dégradations permanentes.

La mesure dans laquelle certaines dégradations portent atteinte aux données dans la bande des fréquences vocales dépend de la rapidité du modem, de la modulation utilisée et d'autres caractéristiques (par exemple, la présence ou l'absence, dans le modem, d'un égaliseur pour corriger la distorsion de temps de propagation de groupe). Les modems peu rapides, fonctionnant à 1200 bit/s, ou moins, peuvent généralement tolérer un S/N plus bas que ne le font les modems plus rapides. Ils sont aussi moins sensibles que les modems rapides à la distorsion de temps de propagation de groupe. Les modems fonctionnant à 4800 bit/s, ou plus, contiennent généralement un égaliseur de distorsion de temps de propagation de groupe pour minimiser les effets de cette distorsion sur la qualité de transmission. Les transitoires affectent tous les modems, dans une mesure plus ou moins grande qui dépend de nombreux facteurs.

Deux autres facteurs dont dépend l'impact des dégradations sur la qualité de transmission des données dans la bande des fréquences vocales sont:

a) l'utilisation ou l'inutilisation de techniques de détection d'erreur et/ou de correction d'erreur,

b) la méthode de codage de l'information à transmettre.

Si la correction d'erreur est inemployée, les dégradations qui sont à l'origine des erreurs causeront des erreurs dans les données de sortie. Si la correction d'erreur est employée, les dégradations qui sont à l'origine des erreurs n'auront pour conséquence qu'une réduction du débit de sortie des données. Selon le codage de l'information d'usager, les erreurs auront des effets plus ou moins graves. Par exemple, la perte d'une lettre dans un mot, due à une erreur sur les 8 bits qui représentent les lettres de l'alphabet, est probablement moins importante qu'une erreur sur les 8 bits porteurs d'information sur la taille, la forme ou l'emplacement d'un symbole graphique dans une image.

Les techniques de compression des bits telles que MICDA (conformément à la Recommandation G.721) ont un effet très significatif sur la qualité de fonctionnement des modems à grande rapidité ($\geqslant$ 4800 bit/s) (voir l'annexe C).

Si l'on considère l'élaboration d'une règle simple de planification utilisable pour évaluer le effets des processus numériques sur la qualité de transmission des données dans la bande des fréquences vocales, on attachera de l'importance à plusieurs points:

1) Les dégradations (en particulier les dégradations dues aux transitoires) autres que les dégradations habituellement mesurées pour évaluer la qualité de transmission des signaux vocaux prennent de l'importance dans la mesure de la qualité de transmission des données dans la bande des fréquences vocales.

2) Une simple mesure des dégradations en régime permanent (par exemple, rapport signal/bruit total) est peut-être une base insatisfaisante pour une règle de planification applicable aux données dans la bande des fréquences vocales. Une règle de planification peut devoir tenir compte des dégradations transitoires.

3) Le type et la rapidité du modem doivent être pris en considération. A la différence des règles de planification applicables aux signaux vocaux, les règles applicables aux données dans la bande des fréquences vocales peuvent se révéler spécifiques des modems considérés.

4) L'importance de certains types d'erreurs sur les données et, par conséquent, de certaines dégradations, peut dépendre du type de service de transmission de données. Les règles de planification peuvent donc être spécifiques des services considérés.

5) Seule une méthode de mesure objective tenant compte des quatres points qui précèdent constituera probablement une base fructueuse pour l'élaboration d'utiles règles de planification.

6) Une seule méthode de mesure n'existe pas de nos jours.

En conséquence, jusqu'à ce que de plus grands progrès aient été accomplis pour déterminer les dégradations qui portent atteinte à la qualité de transmission des données dans la bande des fréquences vocales, la façon de mesurer ces dégradations, les niveaux importants des dégradations en question et la manière dont peuvent être prises en considération les différences de types, rapidités et autres caractéristiques des modems, l'application de la présente Recommandation doit être limitée aux services téléphoniques.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.113)

Renseignements donnés à des fins de planification sur la distorsion d'affaiblissement et la distorsion de temps de propagation de groupe introduites par les circuits et les centraux du réseau téléphonique à commutation

A.1 Les renseignements fournis dans les tableaux A-1/G.113 à A-6/G.113 proviennent de mesures[1] effectuées sur un équipement moderne. Les caractéristiques des communications effectivement écoulées sur le réseau téléphonique à commutation seront en principe moins bonnes que n'indiquent les calculs réalisés sur la base des données des tableaux, et cela pour plusieurs raisons:

- défaut d'adaptation et réflexion,
- présence de lignes d'abonné non chargées,
- présence de circuits de jonction chargés à faible fréquence de coupure,
- présence d'équipements plus anciens.

TABLEAU A-1/G.113

Central local et centre primaire à deux fils

Fréquence (Hz)	Distorsion d'affaiblissement		Distorsion de temps de propagation de groupe	
	Valeur moyenne	Ecart type	Valeur moyenne	Ecart type
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	1,69	1,20	0,56	0,07
300	0,63	0,81	0,28	0,05
400	0,30	0,43	0,23	0,05
600	0	0,28	0,11	0,03
800	0	0	0,05	0,02
1000	−0,05	0,11	0,03	0,01
2000	−0,04	0,35	0	0
2400	−0,29	0,45	0	0
2800	−0,45	0,50	0	0
3000	−0,24	0,65	0	0
3400	−0,29	0,63	0	0

Remarque – On peut admettre que la distorsion de temps de propagation de groupe est obtenue par rapport au temps de propagation de groupe à la fréquence d'environ 2000 Hz.

[1] Fournies par AT&T, Telecom Australia, l'Italie, British Telecom, NTT et la Suisse.

TABLEAU A-2/G.113

Centraux à quatre fils

Fréquence (Hz)	Distorsion d'affaiblissement		Distorsion de temps de propagation de groupe	
	Valeur moyenne	Ecart type	Valeur moyenne	Ecart type
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	0,32	0,14	0,40	0,02
300	0,16	0,28	0,14	0,02
400	0,13	0,21	0,14	0,03
600	0,02	0	0,07	0,02
800	0	0	0,03	0,01
1000	0	0	0,02	0,01
2000	0,01	0,14	0	0
2400	0,06	0,21	0	0
2800	0,02	0,02	0	0
3000	0,10	0,07	0	0
3400	0,20	0,50	0	0

Remarque – On peut admettre que la distorsion de temps de propagation de groupe est obtenue par rapport au temps de propagation de groupe à la fréquence d'environ 2000 Hz.

TABLEAU A-3/G.113

Circuits de jonction

Fréquence (Hz)	Distorsion d'affaiblissement		Distorsion de temps de propagation de groupe	
	Valeur moyenne	Ecart type	Valeur moyenne	Ecart type
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	4,29	1,95	3,05	0,36
300	0,86	0,49	1,42	0,18
400	0,36	0,31	0,78	0,09
600	0,09	0,17	0,34	0,06
800	0	0,03	0,16	0,02
1000	−0,03	0,04	0,08	0,02
2000	0,14	0,20	0,02	0,01
2400	0,33	0,29	0,06	0,03
2800	0,58	0,35	0,18	0,06
3000	0,88	0,55	0,31	0,11
3400	2,21	1,06	0,92	0,26

Remarque 1 – On peut admettre que la distorsion de temps de propagation de groupe est obtenue par rapport au temps de propagation de groupe à la fréquence d'environ 1500 Hz.

Remarque 2 – Les circuits de jonction faisant partie de l'étude étaient, selon les cas, à lignes métalliques ou du type MRF ou MIC.

Remarque 3 – A 200 Hz, les circuits MIC présentent parfois une distorsion d'affaiblissement un peu plus faible que la valeur indiquée ci-dessus.

Remarque 4 – Les valeurs indiquées pour les circuits de jonction incluent celles des termineurs deux fils/quatre fils.

TABLEAU A-4/G.113

Circuits établis sur un groupe primaire direct à 12 voies

Fréquence (Hz)	Distorsion d'affaiblissement		Distorsion de temps de propagation de groupe	
	Valeur moyenne	Ecart type	Valeur moyenne	Ecart type
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	1,56	0,92	5,42	0,22
300	0,39	0,43	2,97	0,35
400	0,11	0,30	1,45	0,22
600	0,05	0,18	0,76	0,10
800	0	0	0,44	0,05
1000	−0,01	0,11	0,26	0,02
2000	−0,03	0,19	0,01	0,01
2400	0,04	0,21	0,06	0,02
2800	0,13	0,33	0,21	0,04
3000	0,16	0,43	0,45	0,04
3400	1,03	0,56	1,97	0,20

Remarque 1 – On peut admettre que la distorsion de temps de propagation de groupe est obtenue par rapport au temps de propagation de groupe à la fréquence d'environ 1800 Hz.

Remarque 2 – Les données concernent un équipement de modulation de voie MRF à espacement de 4 kHz, qui constitue la principale source de distorsion dans les circuits téléphoniques établis sur des groupes primaires directs à 12 voies, c'est-à-dire des circuits qui comportent une seule section.

TABLEAU A-5/G.113

Circuits établis sur un groupe primaire direct à 16 voies

Fréquence (Hz)	Distorsion d'affaiblissement		Distorsion de temps de propagation de groupe	
	Valeur moyenne	Ecart type	Valeur moyenne	Ecart type
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	2,80	1,63	9,74	0,40
300	0,04	0,19	4,39	0,27
400	−0,07	0,20	2,49	0,09
600	0,02	0,09	1,02	0,56
800	0	0	0,47	0,35
1000	0,09	0,08	0,19	0,28
2000	0,06	0,12	0,03	0,14
2400	0,03	0,14	0,36	0,31
2800	0,03	0,16	1,59	1,06
3000	−0,01	0,28	4,29	0,38

Remarque 1 – On peut admettre que la distorsion de temps de propagation de groupe est obtenue par rapport au temps de propagation de groupe à la fréquence d'environ 1200 Hz.

Remarque 2 – Les données concernent un équipement de modulation de voie MRF à espacement de 3 kHz, qui constitue la principale source de distorsion dans les circuits téléphoniques établis sur des groupes primaires directs à 16 voies, c'est-à-dire des circuits qui comportent une seule section.

TABLEAU A-6/G.113

Circuits comprenant trois sections (4 kHz + 3 kHz + 4 kHz)

Fréquence (Hz)	Distorsion d'affaiblissement		Distorsion de temps de propagation de groupe	
	Valeur moyenne	Ecart type	Valeur moyenne	Ecart type
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	5,92	2,09	20,58	0,51
300	0,82	0,64	10,33	0,56
400	0,15	0,47	5,39	0,32
600	0,12	0,27	2,54	0,58
800	0	0	1,35	0,36
1000	0,07	0,17	0,71	0,28
2000	0	0,29	0,05	0,14
2400	0,11	0,33	0,48	0,31
2800	0,29	0,49	2,01	1,06
3000	0,31	0,67	5,19	0,38

Remarque 1 – Ce tableau a été établi à partir des tableaux A-4/G.113 et A-5/G.113, il se rapporte à des circuits internationaux où l'acheminement sur la section intermédiaire se fait à l'aide d'un équipement de voie à espacement de 3 kHz, par exemple une section de circuit en câble sous-marin.

Remarque 2 – On peut admettre que la distorsion de temps de propagation de groupe est obtenue par rapport au temps de propagation de groupe à la fréquence d'environ 1400 Hz.

A.2 La fréquence de référence est de 800 Hz pour la distorsion d'affaiblissement. Elle a été estimée dans chaque cas pour la ditorsion de temps de propagation de groupe (c'est pour cette fréquence que le temps de propagation de groupe a sa plus faible valeur).

A.3 Les résultats indiqués pour les circuits ne tiennent pas compte des termineurs de signalisation de ligne tandis que les distorsions provoquées par ces équipements sont parfois incorporées dans les données relatives aux centraux.

Références

[1] Recommandation du CCITT *Effet des dégradations de la transmission*, tome V, Rec. P.11 et annexes.

[2] Recommandation du CCITT *Modulation par impulsions et codage (MIC) des fréquences vocales*, tome III, Rec. G.711.

ANNEXE B

(à la Recommandation G.113)

Effet des dégradations de la transmission sur les données transmises dans la bande des fréquences téléphoniques

(AT&T)

B.1 *Introduction*

Le plan actuel de transmission pour les communications internationales fournit des directives sur le contrôle de la qualité de transmission, essentiellement dans le but d'assurer une transmision satisfaisante des signaux vocaux. Les principales dégradations ainsi que les effets produits sur ces signaux sont décrits dans la Recommandation P.11. Parmi ces dégradations, on peut citer notamment: l'affaiblissement en sonie, le bruit de circuit, l'affaiblissement en sonie de l'effet local, le bruit de salle, la distorsion d'affaiblissement, l'écho pour la personne qui parle, et pour celle qui écoute, la distorsion de quantification et la gigue de phase. D'autres Recommandations traitent de la qualité de données sur les circuits loués: à savoir, les Recommandations H.12, M.1020 et M.1025.

Etant donné qu'on utilise des communications internationales pour transmettre des signaux autres que téléphoniques (par exemple, la transmission de données dans la bande des fréquences téléphoniques), il est devenu nécessaire d'élargir le domaine d'application du plan de transmission afin d'y inclure des directives sur la limitation des dégradations supplémentaires. Les dégradations importantes qui affectent la transmission de données dans la bande des fréquences téléphoniques sont notamment: le bruit impulsif, la distorsion de temps de propagation de groupe, la gigue de phase, la distorsion non linéaire, le rapport tonalité/bruit, le décalage de fréquence, les transitoires de gain et les transitoires de phase. Les sections suivantes contiennent des informations qu'AT&T a obtenues sur ces dégradations. Toutes les valeurs concernant les paramètres indiqués illustrent les objectifs de qualité de bout en bout du réseau public à commutation d'AT&T avant son démantèlement. Les valeurs représentatives obtenues dans le réseau sont très supérieures aux objectifs minimaux. Ces valeurs minimales sont considérées convenir à une performance satisfaisante des modems jusqu'à un débit binaire de 4,8 kbit/s. On estime nécessaires des objectifs minimaux plus ambitieux pour des débits binaires plus élevés (9,6 kbit/s, par exemple). Les valeurs concernant les paramètres indiqués ne sont données que pour illustration et ne représentent pas une proposition de Recommandation.

B.2 *Bruit impulsif*

Le bruit impulsif et défini par les excursions sur une voie, du signal de bruit dépassant un seuil déterminé. Ce bruit est évalué sur les voies en comptant le nombre d'excursions au cours d'un intervalle de temps prédéterminé. Afin de minimiser les contributions imputables au bruit thermique, le seuil minimal est normalement fixé entre 12 et 18 dB au-dessus de la valeur efficace du bruit. Le niveau de bruit impulsif correspond au seuil où le taux de comptage moyen est égal à un par minute.

Les instruments de mesure utilisés pour compter les impulsions de bruit peuvent être des compteurs de type électromécanique ou électronique. Dans certains appareils, le taux de comptage maximal et limité à sept par seconde.

Le bruit impulsif introduit dans le taux d'erreur devient important lorsque les crêtes de bruit atteignent un niveau de 3 à 12 dB au-dessous de la valeur efficace du niveau de signal de données, cela en fonction du type de modulation utilisée par les modems de données, de la vitesse de transmission en bits par seconde et de l'ampleur d'autres dégradations de transmission sur la voie. Selon l'objectif de bruit impulsif fixé par AT&T, il ne faut pas dénombrer plus de 15 comptages en 15 minutes à un niveau supérieur au seuil qui se situe à 6 dB au-dessous du niveau des données reçues. Le contrôle se fait par application des règles techniques et des limites aux niveaux mesurés du bruit impulsif.

Etant donné que l'essentiel du bruit impulsif provient, sous forme de transitoires, du fonctionnement des relais et autres équipements de commutation, les règles techniques et les mesures correctives visent à protéger les signaux porteurs de faible niveau contre les rayonnements associés à ces transitoires.

B.3 *Temps de propagation de groupe*

Le temps de propagation de groupe est défini comme la valeur dérivée par rapport à la fréquence de la caractéristique de phase de la voie. Comme il est très difficile de mesurer cette valeur dérivée, on l'obtient par approximation au moyen d'une mesure des différences. Un grand nombre d'appareils de mesure du temps de propagation de groupe actuellement en service, emploient plusieurs largeurs de bande pour effectuer cette mesure des différences. La norme d'AT&T est 166-2/3 Hz. Dans les résultats des essais, ces différences se traduisent par une résolution variable des ondulations dans la caractéristique du temps de propagation de groupe. Avec des largeurs de bande plus étroites la résolution obtenue est supérieure mais la précision moins importante.

Dans les voies de télécommunication, la fréquence du temps minimal de propagation de groupe se situe généralement au voisinage de 1800 Hz. Par conséquent, les mesures du temps de propagation de groupe sont généralement normalisées à zéro à 1800 Hz. On appelle distorsion de temps de propagation de groupe l'écart par rapport à zéro lorsqu'on utilise d'autres fréquences. Cette distorsion s'accompagne d'un brouillage intersymbole dans la transmission de données, qui produit des erreurs et une sensibilité accrue au bruit de fond.

Dans le réseau, le temps de propagation de groupe est limité essentiellement au niveau de la conception des filtres de banc de voies et des autres équipements. Les objectifs typiques de la distorsion du temps de propagation de groupe sont 800 µsec au maximum dans la bande comprise entre 1004 et 2404 Hz et 2600 µsec au maximum dans la bande comprise entre 604 et 2804 Hz.

B.4 *Gigue de phase*

La gigue de phase est définie par la modulation angulaire non désirée d'un signal émis. La constatation la plus courante est que la gigue de phase perturbe le passage à zéro d'un signal. Etant donné que le bruit produit également le même effet, on obtient des indications sur un appareil de mesure de la gigue de phase même lorsqu'il n'existe pas de modulation fortuite.

La gigue de phase dégrade la transmision des données en réduisant la marge laissée aux autres dégradations dans le récepteur de données. Elle dépend de la conception de l'équipement de transmission. Bien que des causes spécifiques de cette gigue de phase, telles que les fréquences porteuses primaires aient été localisées dans la réalité, il a fallu modifier la conception de tel ou tel équipement, compte tenu des techniques correctives préconisées. L'objectif de bout en bout de la gigue de phase est fixé à 10° crête à crête pour la bande de fréquences comprises entre 20 et 300 Hz et à 15° crête à crête pour la bande comprise entre 4 et 300 Hz.

B.5 *Distorsion non linéaire*

Les éléments non linéaires présents dans l'équipement introduisent une distorsion harmonique et une distorsion d'intermodulation qui sont désignées plus généralement par le terme de distorsion non linéaire. Les mesures de la distorsion non linéaire se font habituellement sur la base des mesures de la distorsion d'intermodulation.

La distorsion non linéaire peut, en règle générale, se définir par la formation, à partir du signal émis, de composantes qui s'ajoutent à ce signal d'une façon le plus souvent indésirable. La distorsion non linéaire qui nous intéresse ici est celle que l'on trouve dans une voie téléphonique. Il ne faut pas la confondre avec le bruit d'intermodulation dû aux non-linéarités de l'équipement de multiplexage et aux amplificateurs de ligne d'un système de multiplexage par répartition en fréquence. Bien que ces non-linéarités puissent contribuer à la distorsion non linéaire dans le cas des fréquences vocales, leur contribution est généralement négligeable.

La distorsion non linéaire est couramment mesurée et déterminée par l'effet qu'elle produit sur certains signaux. Par exemple, si le signal est une tonalité de fréquence A, la distorsion non linéaire apparaît comme harmoniques du signal d'entrée, c'est-à-dire en tant que tonalités à 2A, 3A, etc. Etant donné que la plus grande partie de l'énergie du produit de distorsion correspond généralement au deuxième ou au troisième harmonique, on quantifie souvent la distorsion en mesurant la puissance de chacun de ces harmoniques et on parle alors de distorsion du deuxième ou du troisième harmonique. En mesurant le degré de distorsion non linéaire par la somme de puissance de tous les harmoniques, on obtient la distorsion harmonique totale. Ces puissances de distorsion n'ont de signification que si la puissance du signal utile (la fondamentale) est connue, de sorte que ces mesures sont généralement rapportées à la puissance de la fondamentale et on parle alors de distorsion du deuxième ou du troisième harmonique ou encore de l'harmonique total.

Dans le passé, on a utilisé deux méthodes différentes pour mesurer la distorsion non linéaire sur les voies de la bande des fréquences vocales: la méthode à tonalité unique et la méthode à 4 tonalités. On notera toutefois que la première méthode n'est plus utilisée.

Selon la méthode à 4 tonalités, 4 tonalités de même niveau sont émises en deux séries de tonalités à une puissance du signal composite correspondant au niveau de données (−13 dBm0). La première série comprend des tonalités à 856 et 863 Hz (espacement de 7 Hz); la deuxième utilise les fréquences de 1374 et 1385 Hz (espacement de 11 Hz). L'espacement des fréquences dans chaque série de tonalités n'est pas important mais il doit être différent pour les deux séries. Supposons que ces 4 tonalités soient désignées par A_1, A_2, B_1 et B_2. Les produits du deuxième ordre $(A + B)$ correspondent à $A_1 + B_1$, $A_1 + B_2$, $A_2 + B_1$ et $A_2 + B_2$. Si l'espacement entre A_1 et A_2 est le même qu'entre B_1 et B_2, on a alors $A_1 + B_2 = A_2 + B_1$, de plus, les tensions de ces deux composantes s'ajoutent et on obtient une lecture erronée.

Les produits du troisième ordre ($2B - A$) correspondent à $2B_1 - A_1$, $2B_1 - A_2$, $2B_2 - A_1$, $2B_2 - A_2$, $B_1 + B_2 - A_1$, et $B_1 + B_2 - A_2$. Le récepteur utilise des filtres dont la bande passante est de 50 Hz pour sélectionner les produits $A + B$, $B - A$ et $2B - A$. R_2 est le rapport entre la puissance des produits $A + B$ et $B - A$. R_3 est le rapport entre les fondamentales composites reçues et les produits $2B - A$.

La méthode des 4 tonalités, qu'utilise actuellement AT&T présente l'avantage suivant: la fonction de densité d'amplitude du signal d'essai à 4 tonalités est assez semblable à celle d'un signal de données. Toutefois, puisque la bande passante des filtres du récepteur est relativement large (50 Hz), les mesures effectuées à l'aide de la méthode des 4 tonalités seront affectées davantage par le bruit de circuit.

Les produits d'intermodulation résultant de la distorsion non linéaire s'ajoutent au signal utile et le brouillent autant que le bruit. Les produits d'intermodulation sont cependant beaucoup plus préjudiciables que le bruit et, pour que le fonctionnement puisse être satisfaisant, le rapport fréquence fondamentale/produit du deuxième ou du troisième ordre doit se situer entre 25 et 38 dB, selon le type de transmission de données.

La distorsion non linéaire est limitée essentiellement au niveau de la conception de l'équipement. Toutefois, en raison, par exemple, du vieillissement des tubes à vide dans des équipements anciens et du mauvais alignement des bancs de voies MIC, il se peut que la distorsion soit supérieure aux limites fixées au moment de la conception. Dans le cas de la distorsion non linéaire utilisant la méthode de mesure à 4 tonalités, l'objectif global à long terme d'usager à usager est fixé à 27 dB au minimum pour R_2 et à 32 dB au minimum pour R_3.

B.6 *Rapport tonalité/bruit*

Dans la transmission de la parole, le bruit perçu au cours des intervalles silencieux de la parole est le plus important et c'est précisément ce bruit qui est évalué par les mesures types du bruit de circuit des messages. Dans la transmission des données, le bruit perçu sur la voie au cours de la transmission active est important ainsi que le rapport signal/bruit correspondant. Dans les systèmes qui utilisent des compresseurs-extenseurs ou des appareils de quantification, le bruit augmente au cours de la transmission active. Afin de mesurer ce bruit, on émet une tonalité de -16, -13 ou -10 dBm0 à partir de l'extrémité de la voie à l'essai et on effectue ensuite un filtrage en amont de l'appareil de mesure du bruit. Le filtre utilisé pour supprimer la tonalité est un filtre à bande d'arrêt étroite, centré sur la fréquence de la tonalité. On parle également de bruit avec tonalité pour désigner ce type de mesure. Il existe actuellement un équipement d'essai qui utilise la fréquence de 1004 Hz comme tonalité pour cette mesure.

Il va de soi que le bruit peut introduire des erreurs dans la transmission de données et il faut maintenir un objectif de rapport signal de tonalité/bruit de 24 dB pour assurer une qualité de fonctionnement satisfaisante. Le bruit est limité au niveau de la conception de l'équipement de transmission, de l'ingénierie des systèmes de transmission (par des facteurs tels que l'espacement entre répéteurs) et de la maintenance de ces systèmes.

B.7 *Déplacement de fréquence*

Lorsqu'une tonalité subit une modification de fréquence au cours de sa transmission sur une voie, on parle d'un déplacement de fréquence dans cette voie. Ce décalage peut être mesuré par utilisation des compteurs de fréquence aux deux extrémités d'une voie. Lorsque la fréquence d'entrée diffère de la fréquence de sortie, la différence correspond au déplacement de fréquence sur la voie.

Dans les équipements de télécommunication modernes, le déplacement de fréquence, s'il existe, est généralement de l'ordre de 1 Hz ou moins. Dans certains systèmes à courants porteurs plus anciens on peut rencontrer des déplacements plus marqués, par exemple, de 15 à 20 Hz.

Le déplacement de fréquence est important dans les systèmes qui utilisent les filtres de réception à bande étroite, tels que les multiplexeurs télégraphiques et les équipements de télémesure. Lorsque ces systèmes subissent un déplacement de fréquence, les signaux reçus se trouvent en dehors de la largeur de bande des filtres. Le déplacement de fréquence peut se produire dans les équipements utilisant les émissions à bande latérale unique avec onde porteuse supprimée. Chez AT&T, le déplacement de fréquence est limité à l'aide du réseau de synchronisation des fréquences. L'objectif global fixé pour le déplacement de fréquence est $\pm$ 5 Hz.

B.8 *Transitoires de gain et de phase*

Il arrive que l'on rencontre des variations très rapides de gain et de phase dans les voies de télécommunication. Parmi les causes les plus courantes qui sont à l'origine de ces phénomènes on peut citer: la commutation automatique sur des équipements ou des générateurs de porteuses de secours, la répartition entre les postes de travail pour la maintenance de routine, les évanouissements ou modifications du trajet dans les équipements à hyperfréquences et les transitoires de bruit couplés à des sources de fréquences porteuses. Le gain de la voie et le décalage de phase (ou de fréquence) peuvent reprendre leur valeur initiale en peu de temps ou rester indéfiniment à la même valeur.

Les variations de gain sont généralement détectées par des variations survenues dans le circuit de réglage automatique du gain et les variations de phase au moyen d'une boucle à verrouillage de phase. Afin d'assurer une protection contre les détecteurs des appareils d'essai qui fonctionneraient par erreur sur des crêtes de bruit non corrélé (bruit impulsif), on a conçu un intervalle de garde de 4 ms dans l'instrument qui indique la crête de gain ou de phase. Malheureusement, cet intervalle a l'inconvénient de masquer les véritables variations brusques de phase inférieures à 4 ms qui ne s'accompagnent pas d'une excursion d'amplitude de crête. Pour le moment, on estime que le risque est justifié lorsqu'on compare les fréquences relatives connues des variations brusques de phase à celles du bruit impulsif.

Pour mesurer les variations brusques de gain et de phase, on utilise des instruments qui contrôlent l'ampleur et la phase d'un signal sinusoïdal audible. Les variations brusques sont enregistrées et totalisées dans les compteurs qui ont des niveaux de seuil ajustables. Les compteurs des variations brusques de gain totalisent en général les événements qui dépassent des seuils de 2, 3, 4 et 6 dB, bien qu'ils ne fassent pas de distinction entre une augmentation et une diminution de niveau. De même, les compteurs des variations brusques de phase totalisent les variations enregistrées à des seuils compris entre 5 et 45 degrés, par paliers de 5 degrés. Ils réagissent à n'importe quelle variation brusque de phase égale ou supérieure au seuil choisi. Il peut être utile qu'un commutateur supprime la caractéristique de supression du bruit impulsif à la demande de l'usager lorsqu'il soupçonne une activité de variation brusque de phase. Compte tenu de la grande variété des signaux de variation brusque de phase, de l'effet du bruit sur les mesures et des tolérances admissibles pour les seuils et les circuits de mesure, on obtiendra généralement des comptages différents des variations brusques de phase, même sur des instruments de conception identique. D'où une certaine confusion chez ceux qui font des essais avec des compteurs conçus par des constructeurs différents. L'Institute of Electrical and Electronic Engineers étudie plus avant une autre spécification pour l'ensemble des compteurs de variations brusques de phase.

Les variations brusques de gain commencent à causer des erreurs dans la transmission de données à grande vitesse lorsqu'elles sont de l'ordre de 2 à 3 dB. Quant aux variations brusques de phase, elles commencent à causer des erreurs lorsqu'elles sont comprises entre 20 et 25 degrés. L'objectif visé pour les variations brusques de gain est de ne pas dépasser de bout en bout huit variations brusques de gain de plus de 3 dB en 15 minutes, et dans celui des variations brusques de phase, de ne pas dépasser huit variations brusques de phase en 15 minutes à un seuil de 20 degrés. Un évanouissement de transmission se définit par une diminution du niveau supérieure ou égale à 12 dB pendant une durée d'au moins 4 ms. Pour ce qui est des évanouissements de transmission, l'objectif est de ne pas dépasser deux évanouissements par heure.

ANNEXE C

(à la Recommandation G.113)

Effet de la MICDA sur la qualité de transmission des données dans la bande des fréquences vocales

(AT&T)

(conformément à la Recommandation G.721)

Résumé

La présente contribution se fonde essentiellement sur un exposé prononcé par AT&T Bell Laboratories à l'occasion de la «Conférence mondiale des télécommunications de l'IEEE», qui s'est tenue du 2 au 5 décembre 1985. Elle va dans le sens des efforts visant à réviser la Recommandation G.113 de manière à inclure la planification des unités de distorsion de quantification (dq) en fonction de la qualité de transmission des données dans la bande des fréquences vocales. Les résultats font apparaître que tenter d'attribuer une valeur dq des données à un matériel fonctionnant en mode MICDA à 32 kbit/s est une tâche ardue étant donné que la qualité de transmission dépend fortement de la vitesse et du type du modem.

Cette contribution rend compte d'un ensemble d'essais empiriques portant sur le taux d'erreur des modems à grande vitesse fonctionnant dans la bande des fréquences vocales, la transmission s'effectuant sur de voies contenant des systèmes MICDA à 32 kbit/s en cascade asynchrone émaillés de dégradations analogiques simulées. A cette fin, on a testé une transmission type à 4,8 kbit/s et 2 modems à 9,6 kbit/s, à savoir un modem expérimental en duplex intégral conforme à la norme CCITT V.32, et un autre modem de type courant à 9,6 kbit/s. Il ressort des essais que la transmission des données dans la bande des fréquences vocales à 4,8 kbit/s peut s'effectuer dans de bonnes conditions en présence de sytèmes MICDA en cascade asynchrone, alors qu'à 9,6 kbit/s, la transmission est moins satisfaisante, et même avec certains modems, impossible dans les même conditions.

C.1 *Introduction*

La modulation par impulsions et codage différentielle adaptative (MICDA) peut être utilisée à des vitesses de bits inférieures à 64 kbit/s par voie, avec dans de nombreux cas, une diminution non proportionnelle de la qualité de transmission analogique. C'est pourquoi un algorithme MICDA à 32 kbit/s sur des voies de qualité téléphonique aurait essentiellement pour effet de doubler la capacité des voies des installations connexes.

En contrepartie du gain économique potentiel dû à l'augmentation de capacité, il faut s'attendre à une dégradation consécutive de la qualité de transmission des voies individuelles. Nos essais ont fait apparaître que l'adoption de cette nouvelle technique pénaliserait sensiblement la qualité de transmission des données à grande vitesse dans la bande des fréquences vocales (c'est-à-dire à 4,8 kbit/s ou davantage).

Nous rendons compte ici des résultats obtenus à l'issue d'une série d'essais empiriques portant sur le taux d'erreur des modems pour données à grande vitesse dans la bande des fréquences vocales effectués sur des voies contenant des systèmes MICDA en concaténation selon la norme CCITT 32 kbit/s [1] et émaillés de dégradations analogiques simulées. Les configurations de voies sont conçues pour être représentatives de topologies réelles possibles du réseau public commuté, avec des systèmes MICDA. Ces voies d'essai comportent des équipements en cascade asynchrone dont le nombre varie de zéro à sept, les dégradations analogiques introduites dans les systèmes étant obtenues en attribuant aux paramètres des valeurs fondées sur les distributions de dégradations extraites d'études antérieures, à savoir les «Loop Surveys» (études sur les systèmes en boucle) de la End Inter-Office Connections Study (EOCS) [2] de 1970 [3] et de 1980. Nous avons également étudié la qualité de transmission sur des connexions comportant des systèmes MIC en cascade asynchrone[2)] à 64 kbit/s, mis en œuvre dans des bancs de voies de type D4, pour faire la comparaison avec les configurations MICDA ayant donné une qualité de transmission particulièrement médiocre, de manière à déterminer si celle-ci était due à l'algorithme MICDA ou simplement au codage MIC.

Le modems utilisés lors des essais étaient du type à grande vitesse. Nous avons essayé une transmission type à 4,8 kbit/s et deux modems à 9,6 kbit/s, à savoir un modem expérimental en duplex intégral conforme à la norme CCITT V.32, et un autre modem de type courant. Tous ces appareils sont des modems à deux fils déjà commercialisés ou sur le point de l'être pour être mis en place dans le réseau public commuté.

Les résultats de nos essais font apparaître que la transmission des données dans la bande des fréquences vocales à 4,8 kbit/s donne des résultats satisfaisants en présence de systèmes multiples MICDA en cascade asynchrone, tandis que la transmission à 9,6 kbit/s et moins satisfaisante et même, avec certains modems, impossible dans les mêmes conditions.

C.2 *Configurations d'essais*

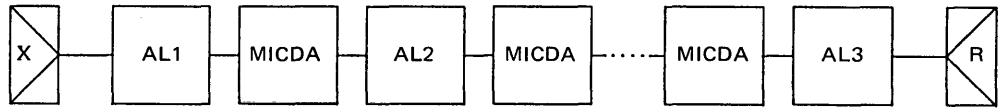
On sait que la précision de l'algorithme MICDA dépend dans une grande mesure de la nature du signal qui doit être codé et transmis. Les signaux qui ne comportent que peut d'éléments stochastiques ou pas du tout, comme les sons purs, traversent très bien ces systèmes, avec ou sans distortion. En revanche, les signaux de transmission de données à grande vitesse dans la bande des fréquences vocales, qui comportent par leur nature un élément stochastique important et ont une largeur de bande considérable, subissent nettement l'influence du codage MICDA. C'est pourquoi notre configuration d'essai vise à examiner ces types de modem à grande vitesse. Nous nous sommes en outre efforcés de limiter efficacement le nombre de essais necessaires en utilisant un gabarit d'architecture universelle pour toutes nos études.

C.2.1 *Semi-duplex 4,8 kbit/s*

La figure C-1/G.113 montre la configuration d'essais en mode semi-duplex à 4,8 kbit/s. On peut voir que les deux extrémités sont terminées par des modems. Sur le graphique, les dégradations analogiques simulées sont introduites à gauche au niveau de l'élément AL1; elles sont représentatives d'une boucle analogique et d'un circuit d'accès (AT). Vient ensuite le tronçon longue distance, qui consiste en un système MICDA, une liaison d'une distance équivalente à 500 miles composée d'un système analogique à courant porteur de type L (AL2), et de 1 à 6 systèmes MICDA. Une telle structure est représentative d'une portion de jonction entre réseaux constituée de liaisons multiples et représente le tronçon comme si toutes les dégradations analogiques apparaissaient au début de celui-ci. Si cette localisation des dégradations analogiques peut paraître excessivement prudente, elle est compensée par le fait que ces mêmes dégradations sont celles d'une liaison unique à courant porteur de type L et qu'elles reflètent assez bien la réalité, compte tenu de la difficulté d'utiliser un seul simulateur de dégradation pour la portion longue distance. Enfin, la sortie vers le recepteur se fait à travers un autre simulateur de dégradations analogiques (AL3) censé représenter un circuit et une boucle analogiques. Le fait d'émailler ainsi les systèmes MICDA de dégradations analogiques au niveau de la liaison reflète mieux la réalité des topologies de réseaux et de leurs applications que de se borner à accumuler toutes ces dégradations en un seul endroit.

---

2) Le montage en cascade asynchrone est effectué lorsqu'un signal antérieur en codage MICDA est décodé pour restituer sa version analogique puis recodé à nouveau dans un système MICDA.



Modem	Accès	LH			Sortie	Modem
	Boucle + accès	MICDA	1 LMX	n (MICDA)	Boucle + accès	# tests
4,8 kbit/s	85	Nil	85	Nil	85	1
	Nil	MICDA	Nil	1-6 MICDA	Nil	6
	Nil	MIC	Nil	1-6 MIC	Nil	6 AN
	μ, 85	MICDA	μ, 85	1-6 MICDA	μ, 85	48
	μ, 85	MIC	μ, 85	1-6 MIC	μ, 85	48 AN

T1201840-88

FIGURE C-1/G.113

Configuration d'essai pour un modem à 4,8 kbit/s

Il est bien sûr nécessaire de déterminer, pour cette configuration, le type et les valeurs réelles des dégradations analogiques à programmer dans les simulateurs AL1, AL2 et AL3. En utilisant comme outil de modélisation de la qualité de transmission du réseau les résultats de l'étude (EOCS), et en partant de l'hypothèse que les utilisateurs des services de données à grande vitesse se branchent sur le réseau à l'aide de connecteurs d'équipements de données, nous avons calculé la moyenne (M) de bout en bout et les conditions correspondant à 85% du principal sous-ensemble de dégradations pour les voies du réseau commuté. Il convient de noter que, bien que l'on désigne la voie au 85e percentile comme étant celle où chaque dégradation est au niveau 85%, la situation est en fait un peu plus mauvaise car toutes les dégradations à 85% signalées simultanément dans une voie se produiraient en fait moins de 15% du temps. Néanmoins, nous avons attribué ces valeurs de bout en bout aux simulateurs de dégradations analogiques. Le tableau C-1/G.113 reproduit les résultats de ces attributions, les types de dégradation et les valeurs de bout en bout. Les valeurs désignées sont attribuées à partir de la moyenne de bout en bout (M), tandis que les valeurs désignées «85» le sont à partir des valeurs de dégradation de bout en bout à 85%. On peut à présent compléter la figure C-1/G.113 en décrivant les diverses valeurs des dégradations analogiques, ainsi que le type et le nombre des équipements numériques présents. La première configuration ne contient pas de système MICDA, mais elle comporte les dégradations attribuées à partir de la voie à 85%. Ensuite, pour référence supplémentaire, nous avons étudié six voies contenant de 2 à 7 systèmes MICDA seulement, sans dégradations analogiques. Six autres voies devaient être testées si nécessaire en utilisant uniquement des dispositifs MIC montés en cascade asynchrone, pour le cas où les essais antérieurs correpondants effectués à l'aide des dispositifs MICDA auraient donné de mauvais résultats. Enfin, on a réalisé les essais les plus importants en faisant intervenir à la fois les dégradations analogiques attribuées aux simulateurs à partir de la moyenne (μ) et la voie au 85e percentile comportant de 2 à 7 systèmes MICDA (ou MIC selon les besoins).

C.2.2 *Duplex intégral et semi-duplex à 9,6 kbit/s*

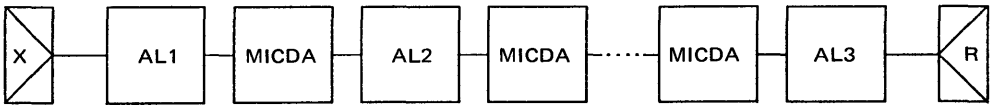
Le gabarit utilisé ici pour la configuration d'essai est reproduit sous la forme d'un graphique à la figure C-2/G.113. Une mise en œuvre expérimentale de la norme V.32 appliquée à un modem en duplex intégral à 9,6 kbit/s a été expérimentée à partir des mêmes valeurs de dégradations analogiques que celles utilisées pour le modem à 4,8 kbit/s. Quoique les portions de la voie soient représentées de la même façon dans le gabarit, nous n'avons testé qu'entre 1 et 3 systèmes MICDA dans la portion à longue distance. Des essais de simulation de fonctionnement en mode duplex intégral ont été effectués alors que la voie opposée acheminait des données, le rapport entre le signal et l'écho pour l'auditeur étant de 12 dB, et le temps de propagation de l'écho de 25 ms, en accord avec les essais dont il a été rendu compte antérieurement à la Commission d'études XVIII du CCITT [4]. Pour ces essais également, le tableau C-1/G.113 indique les valeurs correspondantes pour les simulateurs de dégradations analogiques.

On voit aussi les résultats de trois essais effectués à l'aide d'un autre modem en mode semi-duplex à 9,6 kbit/s, uniquement avec des sytèmes MICDA. Ce modem est spécifiquement conçu pour être utilisé sur le réseau public commuté, et donne une bonne idée des résultats que l'on peut attendre des techniques le plus couramment utilisées actuellement à 9,6 kbit/s.

TABLEAU C-1/G.113

Conditions d'essai dérivées de l'EOCS

	AL1	AL2	AL3	E-E
Dégradation	μ/85	μ/85	μ/85	M/85
Affaiblissement (dB)	11,0/11,4	1,1/1,7	11,0/11,4	23,0/24,5
Bruit (Pond. C)	32,0/35,6	37,5/38,5	24,0/27,6	29,4/31,0
Pente (dB)	1,5/3,0	0,0/0,2	1,5/3,0	2,9/6,1
Répartition du temps de propagation (μs)	226/388	632/755	226/388	1084/1535
2e intermod. (dB)	66,0/50,2	58,4/53,8	66,0/50,2	52,7/46,3
3e intermod. (dB)	74,0/53,0	56,9/50,3	74,0/53,0	51,7/44,3
Gigue de phase (op-p)	0,5/0,7	1,9/3,7	0,5/0,7	3,5/5,1
Niveau (dBm)				−27,0/28,5
Signal/bruit (dB)				31,6/28,5



Modem	Accès	LH			Sortie	Modem
	Boucle + accès	MICDA	1 LMX	n (MICDA)	Boucle + accès	# tests
V.32	85	Nil	85	Nil	85	1
9,6 kbit/s	Nil	MICDA	Nil	1-3 MICDA	Nil	3
V.32	Nil	MIC	Nil	1-3 MIC	Nil	3 AN
	μ, 85	MICDA	μ, 85	1-3 MICDA	μ, 85	24
	μ, 85	MIC	μ, 85	1-3 MIC	μ, 85	24 AN

T1201850-88

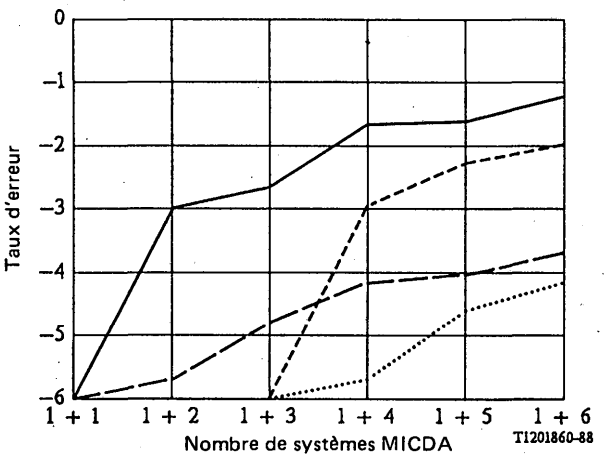
FIGURE C-2/G.113

Configuration d'essai pour des modems à 9,6 kbit/s

C.2.3 *Qualité de la transmission à 4,8 kbit/s avec des systèmes MICDA*

Les résultats les plus remarquables des essais de transmission à 4,8 kbits/s sont représentés à la figure C-3/G.113. Nous avons tracé 4 courbes : 2 d'entre elles représentent les taux d'erreur sur les blocs (TEBL) à 1000 bits, et les deux autres les taux d'erreur sur les bits (TEB), l'une pour la voie moyenne et l'autre pour la voie EOCS à 85%. En abscisse, on a le nombre de systèmes MICDA en cascade asynchrone sur la liaison. En raison de la configuration d'essai, on les a numérotés 1+n. Le «1» représente le codage MICDA entre AL1 et AL2, tandis que «n» est le nombre de systèmes MICDA entre AL2 et AL3.

Il ressort clairement des tracés que les mesures du taux d'erreur se dégradent en proportion de l'augmentation du nombre de systèmes MICDA en cascade asynchrone, et que les résultats obtenus sur la voie à 85%, où les valeurs des dégradations analogiques sont plus mauvaises, sont inférieurs aux résultats de la voie moyenne. On suppose que la limite d'acceptation concernant la précision du modem correspond pour 85% des voies à un TEB$<10^{-5}$ et à un TEBL$<10^{-2}$. Par conséquent, si nous nous intéressons à la voie à 85% de l'EOCS, nous constatons que les résultats de la transmission à 4,8 kbit/s se situent dans des limites acceptables si le nombre de systèmes MICDA est de 4 ou 5 pour les TEBL et de 3 ou 4 pour les TEB. Des résultats plus récents tendent à montrer que pour certains modems, le critère du TEB est négligeable avec trois systèmes en cascade et que deux systèmes seulement seraient acceptables. Nous savons bien sûr que le critère du TEB est plus strict que la limite TEBL, parce que les erreurs sur les bits ont davantage tendance à se produire en paquets, phénomène auquel on peut remédier dans une large mesure en recourant à la transmision en mode bloc, à l'aide d'un système de détection et de correction d'erreurs. Nous avons toutefois testé l'un et l'autre et nous présentons les résultats obtenus dans les deux cas, car le choix de l'un ou de l'autre sera dicté par les applications voulues par les utilisateurs.



------- Log (TEBL) voie moyenne

····· Log (TEB) voie moyenne

——— Log (TEBL) voie à 85%

— — — Log (TEB) voie à 85%

TEB taux d'erreur sur les bits

TEBL taux d'erreur sur les blocs

FIGURE C-3/G.113

Qualité de transmission à 4,8 kbit/s en présence de systèmes MICDA (voies moyennes et à 85%)

C.2.4 *Qualité de transmission d'un modem de type V.32 en présence de systèmes MICDA*

Les résultats obtenus à la suite du banc d'essai effectué au départ d'un équipement à 9,6 kbit/s conforme à la norme V.32 sont représentés à la figure C-4/G.113. On notera que nous avons à nouveau tracé 4 courbes. Comme précédemment, la qualité de transmision de la voie à 85% est inférieure à celle de la voie moyenne. Si nous nous intéressons à présent au TEBL de la voie à 85%, nous constatons que la limite de qualité acceptable correspond à 2 à 3 systèmes MICDA en cascade asynchrone, alors que pour le TEB, ce nombre est de 0 ou 1. C'est l'application visée par l'utilisateur qui détermine laquelle des deux mesures est la plus appropriée. Nous constatons ici qu'un élément stochastique plus important des signaux de données implique un taux d'erreur du modem plus élevé. Dans le cas présent, l'utilisation d'un dispositif à 9,6 kbit/s révèle une dégradation certaine de la qualité de transmission par rapport à la même topologie mais avec des dispositifs à 4,8 kbit/s.

Il est aussi intéressant de vérifier si un changement de position des segments présentant des valeurs de dégradation plus élevées a un effet sur la qualité de transmission du modem. La figure C-5/G.113 représente 3 courbes de TEBL pour des appareils conformes à la Recommandation V.32, où nous avons pris la portion attribuée à 85% d'abord à l'accès, puis dans la partie à longue distance, et enfin à la sortie de la voie utilisée pour l'essai, les autres portions correspondant aux valeurs moyennes attribuées des dégradations. On notera d'abord que ces courbes s'inscrivent, sur le plan de la qualité de transmission, entre la voie à 85% et la voie moyenne, et qu'ensuite, il semble que l'emplacement des valeurs de dégradation les plus sévères joue un léger rôle. Les dégradations les plus graves à proximité de l'émetteur semblent avoir un effet plus préjudiciable sur la qualité de transmission du modem TEBL que si elles apparaissaient à proximité du récepteur. Cela signifie que les dégradations analogiques à l'accès sont probalement plus significatives lorsqu'elles influencent les taux d'erreur du modem que celles du réseau à longue distance ou de la sortie. On ne constate cependant pas d'effets très marqués, probablement parce que les valeurs de dégradations des segments attribués à 85% ne sont pas réellement beaucoup plus mauvaises que celles des segments moyens attribués.

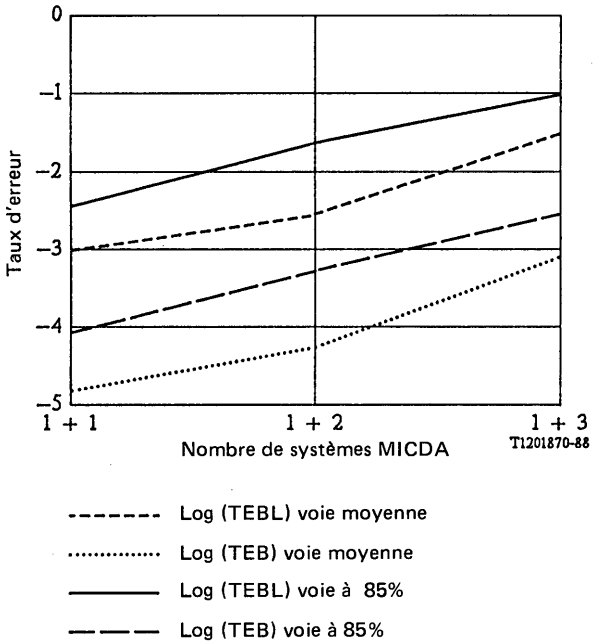


FIGURE C-4/G.113

Qualité de transmission en présence de systèmes MICDA avec un modem conforme à la norme V.32 (voies moyennes et à 85%)

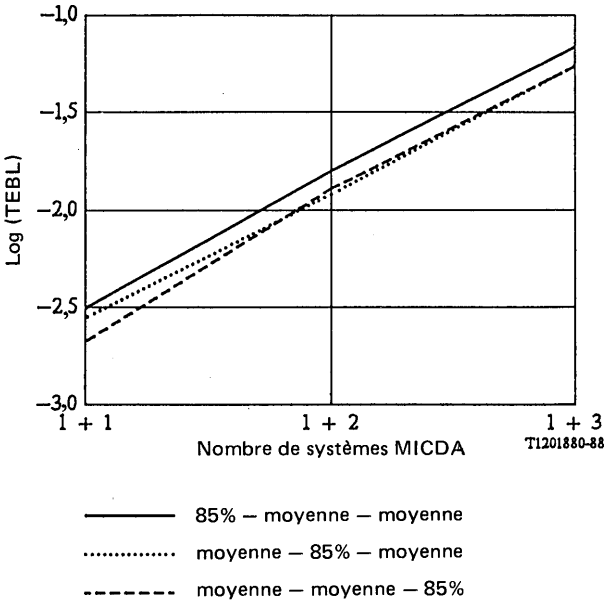


FIGURE C-5/G.113

Qualité de transmission en présence de systèmes MICDA avec un modem conforme à la norme V.32 (étude de position des dégradations)

C.2.5 *Qualité de transmision à 9,6 kbit/s avec des systèmes MICDA*

Pour conclure cet essai de qualité de transmission, nous avons soumis un autre dispositif à 9,6 kbit/s à une suite de systèmes MICDA en cascade asynchrone, en utilisant une technique plus traditionnelle. Le modem utilisé à cette fin est un appareil à 2 fils que le fabricant recommande d'utiliser dans le réseau public commuté avec des débits pouvant aller jusqu'à 9,6 kbit/s. Nous avons effectué cet essai en l'absence totale de dégradations analogiques dans la voie d'essai. Durant ce processus empirique, on a constaté que la séquence d'initialisation du modem et l'algorithme MICDA se conjugaient pour empêcher le commencement de la communication entre l'émetteur et le récepteur. Il était donc nécessaire de procéder à l'essai en faisant en sorte que le conditionnement du modem se produise sur une voie ordinaire MIC, après quoi les signaux MICDA étaient interrompus pour pouvoir constater les résultats de transmission. Des problèmes similaires se produiraient probablement avec n'importe quel modem à grande vitesse ayant une séquence de conditionnement de départ comparable à celle de ce produit à 9,6 kbit/s.

La figure C-6/G.113 montre les résultats de transmission obtenus à l'aide de ce modem. Sans aucune dégradation analogique, on peut présenter les systèmes MICDA simplement en ordre séquentiel. Le résultat du TEBL fait apparaître que le critère de qualité de transmission ne peut être satisfait que si le nombre de systèmes MICDA est de 0 ou 1. En ce qui concerne le TEB, il apparaît encore une fois, d'après notre critère habituel, que le MICDA est incompatible avec un bon fonctionnement du modem. Comme on peut s'attendre que de nombreux fabricants de modems annonceront, ou ont déjà annoncé des appareils à 2 fils et à grande vitesse pouvant être utilisés sur le réseau public commuté, il est probable que la présence de dispositifs MICDA sur ces voies causera des problèmes de transmission dans les appareils de type comparable à celui qui a été testé pour le conditionnement, la modulation et les détections d'erreurs.

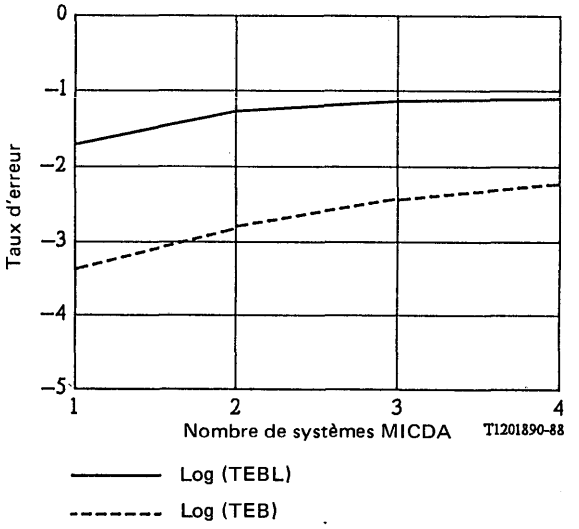


FIGURE C-6/G.113

Qualité de transmission en présence de systèmes MICDA (sans dégradations analogiques)

C.3 *Conclusions*

Nous avons rendu compte, dans la présente contribution, de la configuration des appareils de laboratoire, et des résultats d'un ensemble d'essais empiriques effectués pour déterminer les taux d'erreur des modems de transmission de données à grande vitesse dans la bande des fréquences vocales en passant par des voies comportant des systèmes MICDA en cascade asynchrone, émaillés de dégradations analogiques simulées. Le tableau C-2/G.113 ci-après donne l'essentiel des résultats obtenus à l'issue des essais, d'où il ressort que la transmission à 4,8 kbit/s peut s'effectuer plus facilement sur un nombre plus grand de systèmes MICDA en cascade asynchrone que dans le cas de modems à 9,6 kbit/s. En outre, les transmissions s'effectuant à 9,6 kbit/s peuvent être impossibles si l'on applique le critère du TEB, et parfois possibles si le critère du TEBL est applicable. Il est donc évident que le critère approprié dépend de l'application que veut faire l'usager des communications de données.

TABLEAU C-2/G.113

Nombres de systèmes MICDA autorisés sur la voie EOCS à 85%

Modem	TEB = 10^{-5}	TEBL = 10^{-2}
4,8 kbit/s (V.29)	3/4 [a)]	4/5
V.32	0/1	2/3
9,6 kbit/s	0	0/1

[a)] Des résultats plus récents donnent une fourchette 2/4.

Références

[1] Draft-Proposed American National Standard 32 kbit/s ADPCM Algorithm and Line Format, Committee T1, Subcommittee T1Y1, Document n° T1Y1, LB 85-01, 28 mars 1985.

[2] CAREY (M. B), CHEN (H.-T), DESCIOUX (A.), INGLE (J. F.) et PARK (K. I.): 1982/83 End Office Connection Study: Analog voice and Voiceband Data Transmission Performance Characterization of the Public Switched Network, *AT&T Bell Lab. Tech. J.*, 63, 2059, 1984.

[3] MANHIRE (L. M.): Physical and Transmission Characteristics of Customer Loop Plant, *BSTJ* 57, 1/70.

[4] KALB (M.), MORTON (C. H.) et SHYNK (JU. J.): DATACAL – A Voiceband Data Communication Connection Performance Model, *Proc. of the Second International Network Planning Symposium, University of Sussex*, Brighton, UK, 21-25 mars 1983.

Recommandation G.114

TEMPS DE PROPAGATION MOYEN DANS UN SENS

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968, Genève, 1980; Malaga-Torremolinos, 1984 et Melbourne, 1988)

Les temps dont il est question dans la présente Recommandation sont les moyennes des temps de propagation dans les deux sens de transmission d'une communication. Lorsque les deux sens de transmission sont établis sur deux supports différents (par exemple, au moyen d'une voie par satellite pour un sens et d'un circuit terrestre pour l'autre), les deux valeurs de temps à partir desquelles est établie la moyenne peuvent différer de façon considérable.

1 Limites pour une communication

Dans une communication téléphonique internationale, il est nécessaire de limiter le temps de propagation entre deux abonnés. A mesure que le temps de propagation augmente, les difficultés des abonnés augmentent et le taux d'accroissement de ces difficultés augmente également. Des renseignements pertinents, particulièrement en ce qui concerne l'alinéa b) ci-après, figurent dans les références de [1] à [10].

En conséquence, à titre d'objectif de fonctionnement du réseau, le CCITT *recommande* d'appliquer les limites suivantes pour le temps de propagation moyen dans un sens lorsqu'il existe des sources d'écho et que l'on utilise des dispositifs de protection contre les échos (suppresseurs ou annuleurs d'écho, par exemple):

a) 0 à 150 ms, acceptable;

Remarque – On peut employer les suppresseurs d'écho spécifiés dans la Recommandation G.161 du Livre bleu [11] pour les temps de propagation ne dépassant pas 50 ms (voir le § 2.2 de la Recommandation G.131).

b) 150 à 400 ms, acceptable, pourvu que l'on prenne de plus en plus de précautions sur les communications lorsque le temps de propagation moyen dans un sens dépasse environ 300 ms et pourvu que l'on emploie des dispositifs de protection contre les échos (suppresseurs et annuleurs d'écho, par exemple) conçus pour des circuits à long temps de propagation;

c) au-dessus de 400 ms, inacceptable. Des communications présentant de tels temps de propagation ne devraient être utilisées que dans des circonstances tout à fait exceptionnelles.

Jusqu'au jour où des renseignements additionnels significatifs leur permettront de mieux déterminer des limites acceptables pour le temps de propagation, les Administrations tiendront pleinement compte des données contenues dans les documents cités en référence pour choisir, parmi les différentes possibilités, les plans correspondant à des temps de propagation compris dans les limites indiquées au § b) ci-dessus.

Remarque 1 – Les valeurs ci-dessus concernent seulement le temps de propagation entre deux abonnés. Cependant, pour d'autres applications (par exemple, dans la Recommandation G.131), le temps de propagation moyen dans un seul sens d'un trajet d'écho doit être estimé. Les valeurs indiquées au § 2 de la présente Recommandation peuvent être utilisées dans leur évaluation.

Remarque 2 – Il est fort probable que la qualité de fonctionnement assurée par des annuleurs d'écho placés aux deux extrémités d'une communication à temps de propagation long sera généralement supérieure à celle obtenue avec des types d'annuleurs d'écho courants. (Pour plus de détails, voir le § 2.2 de la Recommandation G.131.)

Remarque 3 – Il convient de noter que, bien qu'un suppresseur d'écho et un annuleur d'écho soient compatibles sur la même communication (leur interfonctionnement est satisfaisant), on tire parti au maximum des avantages offerts par les annuleurs d'écho que s'ils sont placés à chacune des deux extrémités. En effet, une Administration qui remplace unilatéralement ses suppresseurs d'écho par des annuleurs d'écho apportera peu d'avantages à ses propres abonnés sur les communications internationales s'il y a un suppresseur d'écho à l'autre extrémité.

Remarque 4 – Les données expérimentales disponibles (annexe A) ont montré que les communications à temps de propagation dépassant quelque peu 400 ms peuvent être acceptables si des annuleurs d'écho conformes aux spécifications de la Recommandation G.165 ou d'autres dispositifs de protection contre l'écho tout aussi efficaces sont utilisés. L'utilisation de communications à temps de propagation dépassant 400 ms n'est toutefois pas recommandée pour le moment; elle est à l'étude au titre de la Question 27/XII.

Remarque 5 – L'utilisation d'équipements qui introduisent une mutilation, un contraste de bruit, une faible augmentation de l'affaiblissement d'adaptation pour l'écho ou d'autres altérations susceptibles de dégrader la protection contre l'écho (comme cela peut être le cas avec les postes téléphoniques mains libres, surtout dans un environnement de bruit changeant) peut devoir être contrôlée pour arriver à une qualité de transmission acceptable sur des communications à temps de propagation de 150 à 400 ms. Le sujet est à l'étude au titre de la Question 11/XII.

2 Valeurs pour les circuits

Lorsqu'on établit le plan général d'interconnexion à l'intérieur des limites du § 1, il faut tenir compte du temps de propagation dans un sens aussi bien sur les circuits de prolongement nationaux que sur les circuits internationaux. Le temps de propagation sur les circuits et sur les communications est le total de divers éléments, par exemple, le temps de propagation de groupe dans les câbles et dans les filtres utilisés dans les modulateurs-démodulateurs MRF de types divers. La transmission et la commutation numériques jouent aussi un rôle dans le temps de propagation. Les valeurs conventionnelles de planification indiquées au § 2.1 peuvent être utilisées pour évaluer le temps de propagation total d'assemblages spécifiés pouvant constituer des circuits ou des communications.

2.1 *Valeurs de planification conventionnelles du temps de propagation*

A titre provisoire, les valeurs de planification conventionnelles du tableau 1/G.114 peuvent être utilisées pour le temps de propagation.

2.2 *Circuits nationaux de prolongement*

Les artères principales du réseau national devraient être constituées au moyen de lignes à grande vitesse de propagation. Dans ces conditions, le temps de propagation entre le centre international et l'abonné qui en est le plus éloigné dans un réseau national sera dans les cas suivants:

a) Dans des réseaux purement analogiques, il ne dépassera probablement pas

$$12 + (0{,}004 \times \text{distance en kilomètres}) \text{ ms.}$$

Dans cette formule, le coefficient 0,004 repose sur l'hypothèse que les circuits interurbains nationaux seront établis sur des lignes à grande vitesse de propagation (250 km/ms). Le terme constant de 12 ms tient compte des équipements terminaux et de la présence probable dans le réseau national d'une certaine quantité de câbles chargés (par exemple, trois couples d'équipements de modulation de voie plus environ 160 km de câbles à charge H 88/36). Pour un pays d'étendue moyenne (voir la figure 2/G.103), le temps de propagation dans un sens sera inférieur à 18 ms.

b) Dans des réseaux mixtes, analogiques et numériques, le temps de propagation peut généralement être estimé au moyen de la formule donnée pour des réseaux purement analogiques. Cependant, dans certaines conditions défavorables, on peut observer un retard plus important que dans un réseau purement analogique. C'est en particulier le cas lorsque des centraux numériques sont connectés à des systèmes de transmission analogiques par l'intermédiaire d'équipements MIC/MRF en cascade ou de transmultiplexeurs. Avec le degré croissant de numérisation, le temps de propagation approchera graduellement celui des réseaux purement numériques.

TABLEAU 1/G.114

Moyen de transmission	Temps de propagation dans un seul sens	Observations
Paire coaxiale terrestre ou faisceau hertzien; transmission MRF et numérique	4 µs/km	Permet un retard dans les répéteurs et les régénérateurs
Système en câble à fibres optiques; transmission numérique	5 µs/km	Permet un retard dans les répéteurs et les régénérateurs
Paire coaxiale sous-marine	6 µs/km	
Voie par satellite à une altitude de 14 000 km à une altitude de 36 000 km	 110 ms 260 ms	Seulement entre stations terriennes
Modulateur ou démodulateur de voies MRF	0,75 ms [a)]	La moitié du total des temps de propagation dans les deux sens de transmission
Modulateur ou démodulateur de voie à compression-extension MRF	0,5 ms [b)]	
Codeur ou décodeur MIC	0,3 ms [a)]	
Transcodage MIC-MICDA-MIC	0,5 ms	
Transmultiplexeur	1,5 ms [c)]	
Centre numérique de transit, numérique à numérique	0,45 ms [d)]	
Centre local numérique, analogique-analogique	1,5 ms [d)]	
Centre local numérique, ligne d'abonné analogique-jonction numérique	0,975 ms [d)]	
Centre local numérique, ligne d'abonné numérique-jonction numérique	0,825 ms [d)]	
Annuleurs d'écho	1 ms [e)]	

[a)] Ces valeurs autorisent une distorsion de temps de propagation de groupe autour des fréquences où la puissance vocale est maximale et un retard pour les équipements de multiplexage intermédiaires d'ordre supérieur et les équipements de transfert.

[b)] Cette valeur se rapporte à des équipements MRF conçus pour être utilisés avec un compresseur-extenseur et avec des filtres spéciaux.

[c)] Pour les communications numériques par satellite, où le transmultiplexeur est situé dans la station terrienne, cette valeur peut être portée à 3,3 ms.

[d)] Il s'agit là de valeurs moyennes; selon la charge de trafic, ces valeurs pourront être plus élevées, sans toutefois dépasser, par exemple, 0,75 ms (1,950 ms, 1,350 ms ou 1,250 ms respectivement) dans 95 cas sur 100 (pour plus de détails, voir la Recommandation Q.551).

[e)] Lorsqu'ils sont mis en œuvre, les annuleurs d'écho peuvent augmenter le temps de propagation dans un sens de 1 ms sur le trajet d'émission de chacun de ces dispositifs. Cette valeur ne tient pas compte du retard occasionné par les codecs que peut éventuellement contenir un annuleur d'écho. Aucun retard notable ne devrait être introduit sur le trajet de réception des annuleurs d'écho.

c) Dans des réseaux purement numériques entre centraux (par exemple, un RNI), le temps de propagation tel qu'il est défini plus haut, ne dépassera probablement pas

$$3 + (0{,}004 \times \text{distance en kilomètres}) \text{ ms.}$$

Le terme constant 3 ms tient compte d'un codeur ou décodeur MIC et de cinq centraux à commutation numérique.

Remarque – La valeur 0,004 est une valeur moyenne pour des systèmes à câbles coaxiaux et des faisceaux hertziens; pour des systèmes à fibres optiques, on doit utiliser 0,005.

d) Dans des réseaux purement numériques entre abonnés (par exemple, un RNIS), le temps donné au point c) doit être augmenté jusqu'à 3,6 ms si on utilise la transmission en mode rafale (multiplexage par compression dans le temps) sur des lignes d'abonné locales à deux fils.

2.3 *Circuits internationaux*

Les circuits internationaux[1] utiliseront des systèmes à grande vitesse de propagation (câbles terrestres ou faisceau hertzien, câbles sous-marins ou systèmes par satellite, par exemple). Les valeurs de planification indiquées au § 2.1 peuvent être utilisées.

Compte tenu de la valeur du temps de propagation moyen dans un sens pour des circuits établis sur des systèmes par satellite à grande altitude, il est souhaitable d'imposer certaines restrictions d'acheminement pour l'utilisation de ces circuits. La Recommandation Q.13 [12] contient des renseignements détaillés sur ces restrictions (voir également l'annexe A).

ANNEXE A

(à la Recommandation G.114)

Problèmes de temps de propagation et d'écho posés par les circuits téléphoniques

A.1 *Introduction*

Les communications internationales (voir la figure 1/G.103 ou la figure 1/G.104) qui font intervenir des câbles sous-marins sont caractérisées par un temps de propagation dans un sens d'environ 170 ms (valeur maximale). La présente annexe traite des problèmes fondamentaux que posent les communications nationales et internationales qui par nature présentent des temps de propagation dans un sens relativement plus élevés.

Dans le cas d'une connexion par satellite à un seul bond, même comprenant une liaison intersatellites de longueur moyenne, le temps de transmission dans un sens ne dépasse pas la limite recommandée de 400 ms. Une analyse approfondie des contributions de temps notamment ajoutées par le traitement numérique du signal (AMRT, CNP, DCME, codage à faible débit de 16 kbit/s ou 32 kbit/s, régénération numérique, commutation par paquets, etc.) conduit cependant à penser que la limite de 400 ms recommandée pour le temps moyen de propagation dans un sens est peut-être inutilement restrictive.

Compte tenu de l'évolution récente des techniques de protection contre l'écho, on pourrait considérer une limite moins rigoureuse. Les Administrations sont invitées à prendre note du caractère évolutif des recherches qui doivent se poursuivre en la matière.

Pour poursuivre l'analyse du problème, il faut rappeler qu'il y a lieu d'étudier deux types d'effets distincts, à savoir la dégradation de la qualité de la parole due à l'écho et les problèmes de conversation qui tiennent au temps de propagation proprement dit (transit). Les systèmes de limitation d'écho, à savoir les suppresseurs et particulièrement les annuleurs d'écho, sont tout indiqués dans le premier cas.

---

[1] Pour des liaisons courtes de proximité, des câbles de télécommunications exploités aux fréquences acoustiques peuvent aussi être utilisés dans les conditions de l'introduction de la sous-section 5.4 du fascicule III.2.

Les circuits du type quatre fils fournissent une bonne approximation des connexions exemptes d'écho, en admettant un couplage acoustique minimal dans le combiné. A long terme, avec le déploiement des RNIS, on peut s'attendre à l'utilisation généralisée des circuits quatre fils. Toutefois, les circuits à deux fils et leurs connexions hybrides, ainsi que d'autres composants générateurs d'écho, resteront sans doute en service pendant quelques années. En conséquence, c'est en dotant les circuits à satellite d'annuleurs d'écho modernes que l'on résoudra le mieux les problèmes d'écho, à condition que les caractéristiques du trajet d'écho à modéliser par l'annuleur d'écho soient linéaires et invariables dans le temps ou qu'elles ne varient que lentement si on les compare à la rapidité de convergence de l'annuleur d'écho.

Nous traiterons brièvement, ci-après, de la mesure du temps de propagation, de l'effet du phénomène sur la qualité offerte par les circuits et des réactions des abonnés.

A.2 *Effet d'un long temps de propagation sur l'abonné*

A.2.1 *Premières études*

La figure A-1/G.114 montre l'effet qu'exerce un long temps de transmission sur la difficulté de converser qu'éprouve l'abonné. La courbe 1 représente une série d'essais effectués en 1964 et 1965 [5, 8 et autres] alors que l'on étudiait le fonctionnement du premier satellite opérationnel (Early Bird) qui offrait des circuits entre la France, le Royaume-Uni, les Etats-Unis d'Amérique et la République fédérale d'Allemagne. Ces circuits étaient équipés de premières versions de différents suppresseurs d'écho, avaient une certaine quantité de puissance de bruit (environ 20 000 pW0p) et avaient des largeurs de bande différentes sur l'itinéraire du câble TAT-3 (230-3200 Hz) et sur le satellite (170-3400 Hz). La courbe 1 (F/P) montre les résultats de mêmes questions adressées à des abonnés à qui l'on avait demandé d'évaluer la qualité de la communication, sous forme des opinions moyenne ou mauvaise.

On voit, d'après la courbe 1, qu'avec un temps de propagation d'environ 400 ms, plus de 50% des abonnés ont des difficultés à converser. Un niveau de difficulté de 40% correspond à un temps de propagation d'environ 300 ms. Par ailleurs, le pourcentage d'opinions «moyenne ou mauvaise» est de quelque 15% inférieur au pourcentage de difficultés, ce qui peut tenir au fait que certains des abonnés interrogés ont estimé, en dépit des difficultés, que la qualité des signaux vocaux reçus était bonne ou excellente.

Sur la base de ces observations, il a été décidé de retenir comme valeurs-seuils un temps de propagation de 300 ms, la valeur de 400 ms étant le temps maximum acceptable dans une conversation téléphonique internationale, selon les premières versions de la Recommandation G.114.

Il existe des résultats plus anciens. Williams et Moye [30, 31] ont étudié l'effet de l'écho sans limitation sur des conversations passant par des liaisons téléphoniques simulées, avec différentes valeurs de l'affaiblissement d'adaptation pour l'écho et avec des caractéristiques de fréquence uniformes ou modelées sur le trajet d'écho.

Les courbes 2, 5 et 6 montrent les résultats obtenus avec des affaiblissements d'adaptation pour l'écho de 37 dB (modelé), 37 dB (uniforme) et 50 dB (uniforme ou modelé). La courbe 4 montre les résultats d'essais en laboratoire [32] de connexions simulées équipées de suppresseurs d'écho, avec un affaiblissement d'adaptation pour l'écho d'environ 20 dB. Ces résultats ont été obtenus en utilisant un trajet d'écho linéaire et invariable dans le temps.

La figure A-1/G.114 donne aussi quelques résultats récents obtenus avec des circuits à long temps de propagation, mais équipés d'annuleurs d'écho modernes, l'affaiblissement d'adaptation pour l'écho étant d'environ 18 dB [29] (voir le § A.2.3).

Les courbes 2 à 6 (pour lesquelles les méthodes de protection contre l'écho étaient meilleures ou les valeurs de l'affaiblissement d'adaptation pour l'écho étaient plus grandes) montrent que l'effet de plus longs temps de propagation sur les difficultés de la conversation est beaucoup plus faible que ne l'indique la courbe 1, pour laquelle étaient utilisées des versions plus anciennes des suppresseurs d'écho.

D'autres travaux de recherche (résumés dans [33]) effectués au moyen de circuits n'ayant que de «purs» temps de transmission (circuits quatre fils exempts d'écho) ont montré que des temps de propagation moyens dans un sens atteignant 600 ms semblent n'avoir pas d'effet significatif sur les évaluations subjectives des usagers du téléphone.

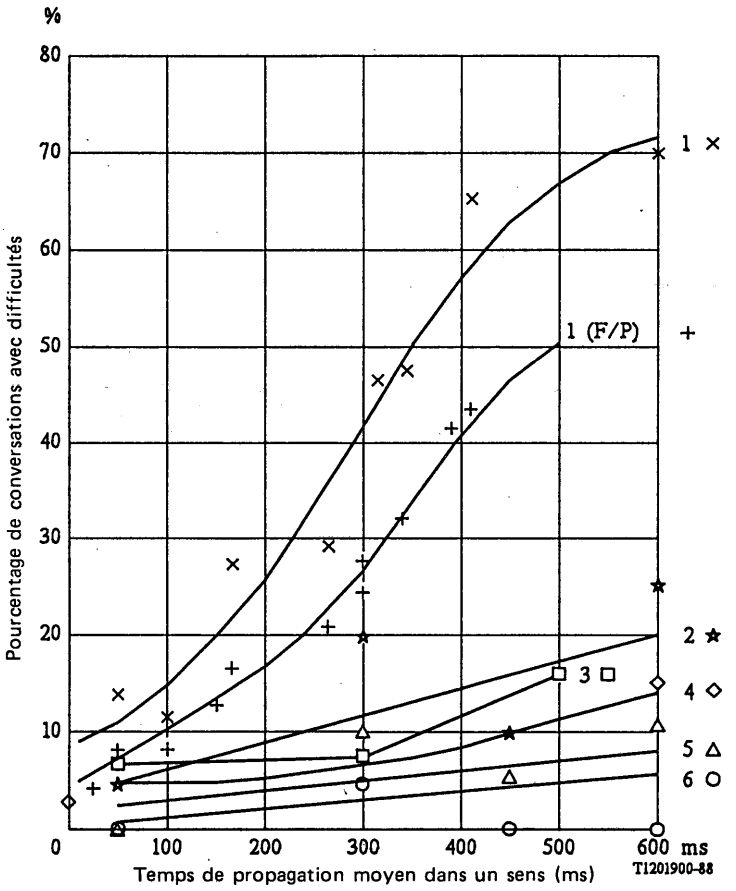


FIGURE A-1/G.114

Effet d'un long temps de propagation moyen dans un sens sur les difficultés de la conversation

Conditions de mesure:

Courbe N°	Protection contre écho	Type de mesure	AAE dB	Bruit de ligne	Bruit de salle db(A)	Réf.
1	SE	Sur le terrain, internationale (1964/65)		20 000 pW0p	–	/5, 8/
2	–	En laboratoire (1970)	37 (model.)	–61,5 dBmp	50	/30, 31/
3	AE	Sur le terrain, nationale (1987)	18	–	–	/29/
4	SE	En laboratoire (1970)	> 20	–50 dBm0p	50	/32/
5	–	En laboratoire (1970)	37 (uniforme)	–61,5 dBmp	50	/30, 31/
6	–	En laboratoire (1970)	50	–61,5 dBmp	50	/30, 31/

SE Suppresseur d'écho

AE Annuleur d'écho

FIGURE A-1/G.114

Effet d'un long temps de propagation moyen dans un sens sur les difficultés de la conversation

A.2.2 *Etudes ultérieures*

Les techniques ayant progressé, il a été possible d'améliorer la conception et le fonctionnement des annuleurs d'écho [16, 19], et Helder et Lopiparo [20], DiBiaso [21], Post et Silverthorn [22], ainsi que d'autres chercheurs, ont alors procédé à plusieurs séries d'expériences en vue d'évaluer le fonctionnement subjectif des suppresseurs et annuleurs d'écho sur des circuits à satellite et des circuits terrestres aux Etats-Unis d'Amérique, au Canada et dans d'autres réseaux nationaux à satellite.

Helder et Lopiparo [20] ont communiqué les résultats d'une série d'essais portant sur plusieurs circuits terrestres, circuits à satellite sur un demi-bond[2)] et circuits à satellite sur un bond réalisés aux Etats-Unis en 1976 et 1977. Le rapport établi par DiBiaso [21] repose sur l'étude des résultats d'essais et d'évaluations subjectives de systèmes de limitation d'écho effectués pendant la période 1975-77 par la société AT&T (American Telephone et Telegraph Company) et d'autres organismes sur le réseau national à satellite des Etats-Unis d'Amérique (COMSTAR), avec des suppresseurs analogiques, des suppresseurs numériques [23] et des annuleurs d'écho expérimentaux [24-25] respectivement dans le cas de liaisons terrestres, de liaisons par satellite sur un demi-bond et de liaisons par satellite sur un bond et deux bonds. Un autre document donne le détail des essais [26]. La figure A-2/G.114 résume ces résultats exprimés en pourcentage de communications définies comme inacceptables, dans les divers cas mentionnés. Ce graphique fait apparaître les améliorations que l'on peut obtenir en utilisant un suppresseur et un annuleur d'écho numériques respectivement sur la connexion «demi-bond» et la connexion à un bond: dans les deux cas, le fonctionnement est pour ainsi dire équivalent à celui d'un circuit terrestre doté d'un suppresseur d'écho. En variant les critères de fonctionnement et de qualité, en se référant par exemple au pourcentage de communications achevées prématurément ou au pourcentage de nouvelles tentatives de communication ou encore au pourcentage de communications dans le cadre desquelles il est nécessaire de demander assistance à l'opérateur, on parvient à des conclusions fondamentalement analogues.

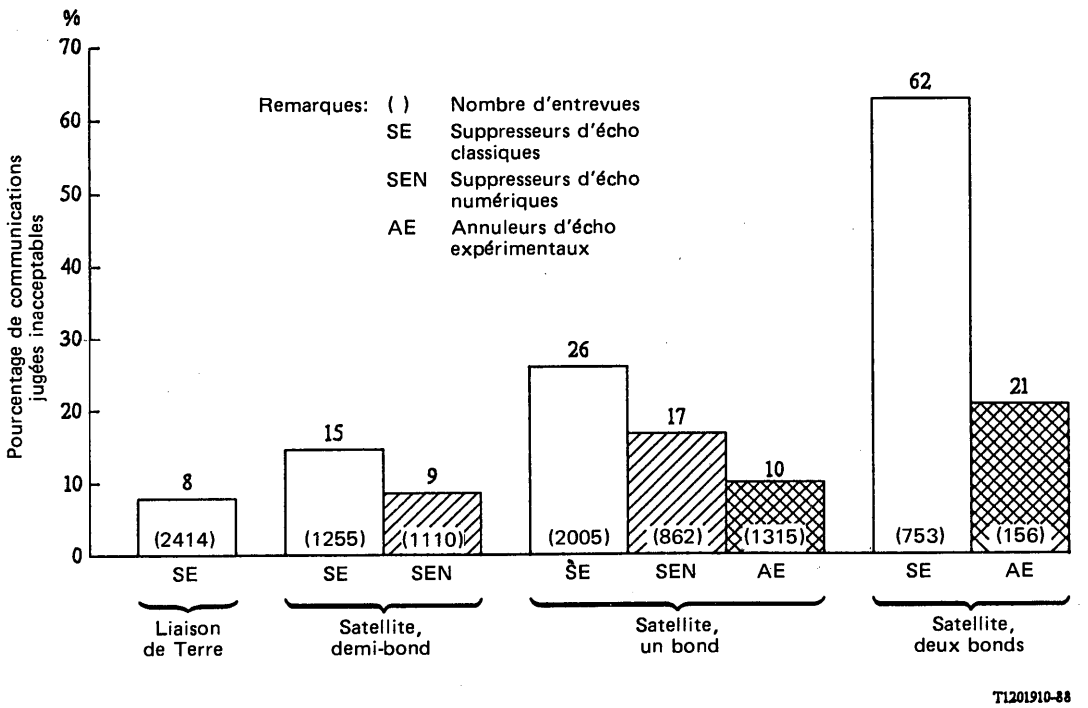


FIGURE A-2/G.114

Réaction des usagers en fonction du système de limitation d'écho utilisé, circuit national à satellite

2) Une liaison sur un demi-bond s'entend d'une configuration dans laquelle la liaison d'aller est assurée par satellite et la liaison de retour par des moyens terrestres (ou inversement).

En 1978, Post et Silverthorn [22] ont réalisé une série d'essais d'évaluation portant sur neuf conditions expérimentales: il s'agissait d'étudier divers systèmes de limitation d'écho sur le réseau à satellite canadien (TCTS – Trans-Canada Telephone System) et certaines liaisons terrestres. La figure A-3/G.114 résume une partie des résultats ainsi obtenus, exprimés en pourcentage d'évaluations subjectives de circuits à satellite dotés d'annuleur d'écho de liaisons terrestres et de circuits à satellite dotés de systèmes de suppression d'écho, selon une échelle qualitative (excellent, bon, moyen ou mauvais). La figure A-4/G.114 résume les résultats d'une série d'essais analogues effectués sur des réseaux nationaux et internationaux à satellite et de liaisons terrestres [22]. Ces résultats montrent que le fonctionnement de circuits à satellite équipés d'annuleurs d'écho et de circuits terrestres établis sur de longues distances et dotés de suppresseurs d'écho ont un fonctionnement quasi équivalent. Il apparaît également que les suppresseurs d'écho offrent des résultats moins intéressants que les annuleurs d'écho sur les circuits à satellite. En conséquence, les suppresseurs d'écho ne sont pas considérés comme optimaux dans le cas de liaisons par satellite: seuls les annuleurs d'écho sont recommandés. Pour les applications terrestres, l'amélioration procurée par un annuleur d'écho sera sans doute marginale; d'ailleurs, des considérations d'ordre économique pourront dicter l'utilisation de suppresseurs d'écho sur les liaisons terrestres.

Toutes ces observations permettent de conclure que les problèmes rencontrés par les usagers des réseaux téléphoniques à satellite tiennent essentiellement à des pertes de qualité liées aux phénomènes d'écho et au temps de propagation. Cette perte de qualité peut être limitée de façon adéquate avec des annuleurs d'écho, qui permettent d'obtenir sur une connexion par satellite à simple bond des résultats pour ainsi dire équivalents à ceux d'une liaison terrestre [27-28].

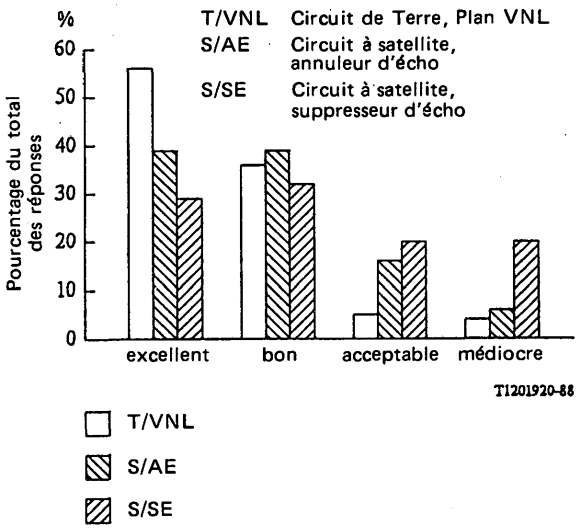


FIGURE A-3/G.114

Répartition des réactions, sur la ligne Toronto-Halifax

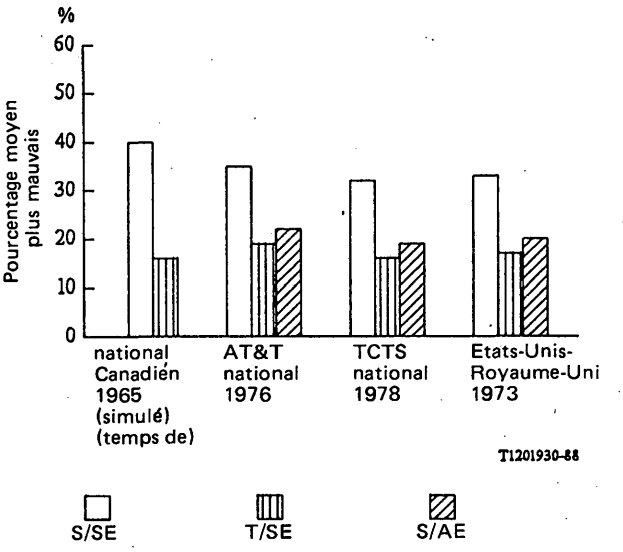


FIGURE A-4/G.114

Evaluation des usagers communications établies par satellite, période 1965-1987

A.2.3 *Etudes récentes et futures*

Aux Etats-Unis d'Amérique, la COMSAT (Communications Satellite Corporation) a procédé en 1987 à une série d'essais visant à déterminer l'efficacité des systèmes d'annulation d'écho sur les circuits terrestres et les circuits à satellite, avec des dispositifs conformes à la Recommandation G.165 et selon la procédure définie à l'annexe A de la Recommandation P.77. Les détails de ces recherches ont été communiqués récemment [29] et la courbe 3 de la figure A-1/G.114 en résume les résultats: le pourcentage de difficulté est représenté en fonction du temps de propagation moyen dans un sens. Une valeur de 45 ms sur un circuit terrestre a été prise comme référence, et l'on a évalué l'effet de l'accroissement du temps de propagation, de 300 à 500 ms, sur les circuits terrestres et les liaisons par satellite.

D'après les résultats de l'étude effectuée par la COMSAT, on peut conclure que le «pourcentage de difficulté» ne varie pas sensiblement entre 45 et 300 ms. A 500 ms, le pourcentage de difficulté double approximativement (de 7,3 à 15,8%), mais cette valeur est encore sensiblement inférieure aux résultats précédemment obtenus, qui dépassaient 60% [13].

Les résultats récemment obtenus conduisent à penser que des temps de propagation quelque peu supérieurs à 400 ms pourraient être acceptables sur des connexions équipées d'annuleurs d'écho conformes aux spécifications de la Recommandation G.165 ou équipées d'autres dispositifs d'efficacité équivalente; cela pourrait permettre un traitement du signal sur une liaison intersatellites de longueur moyenne sans perte de qualité sensible.

D'autres essais, mesures et évaluations subjectives de fonctionnement avec les derniers modèles d'annuleurs d'écho sur des liaisons à satellite permettront sans doute de déterminer, le cas échéant, dans quelle mesure il serait possible d'améliorer encore ces résultats.

A.3 *Résumé et conclusions*

La meilleure façon d'analyser les dégradations de la transmission associées aux circuits à long temps de propagation est de considérer séparément la dégradation due à l'écho et la difficulté subjective inhérente à ce temps de propagation. Comme les études précitées le montrent, il est évident que les suppresseurs d'écho (avec une sensibilité fixe d'intervention) utilisés dans les circuits par satellite sont beaucoup moins efficaces que les annuleurs d'écho. L'efficacité de ces derniers, en ce qui concerne la limitation de l'effet d'écho et des pertes de qualité connexes, est suffisante pour garantir une qualité de fonctionnement élevée ou acceptable sur un circuit par satellite à long temps de propagation. L'amélioration du fonctionnement des annuleurs d'écho et des circuits par satellite associés se poursuit. Dans ces conditions, les problèmes dominants ne sont posés que par le temps de propagation proprement dit.

Un certain nombre d'études récentes et en cours donnent à penser qu'il sera possible de mettre au point et d'utiliser des systèmes d'annulation d'écho encore plus efficaces. L'application des techniques d'intégration à très grande échelle est également envisageable, et permettra sans doute d'abaisser sensiblement le coût des annuleurs d'écho destinés aux circuits à satellite. Ainsi, avec des dispositifs plus appropriés, le temps de propagation relativement plus important des connexions internationales ne devrait pas provoquer de perte de qualité ou d'efficacité dans les voies, contrairement à ce que l'on avait conclu des premières séries d'essais effectués soit sans dispositif de protection contre l'écho, soit avec des suppresseurs d'écho à seuil d'intervention fixe. Il apparaît donc que l'utilisation appropriée d'annuleurs d'écho permet d'établir des connexions internationales ou nationales par satellite offrant une qualité de fonctionnement pour ainsi dire équivalente à celle des connexions terrestres en téléphonie. Les résultats jusqu'ici obtenus ne concernent que l'écho électrique et l'effet de l'écho acoustique doit faire l'objet de recherches supplémentaires (voir la remarque 5 de la Question 27/XII).

Références

[1] *Livre rouge* du CCITT, tome V *bis*, annexe E (Etats-Unis), UIT, Genève, 1965.

[2] *Ibid.*, annexe F (Royaume-Uni).

[3] *Ibid.*, annexe 4 à la Question 6/XII (Italie).

[4] *Livre rouge* du CCITT, tome V, suppléments n°s 1 à 6, UIT, Genève, 1985.

[5] BARSTOW (J. M.): Results of user reaction tests on communication via Early Bird satellite, *Progress in Astronautic Aeronautics*, 19, 1966, Academic Press, New York et Londres.

[6] HELDER (G. K.): Customer evaluation of telephone circuits with delay, *Bell System Technical Journal*, 45, septembre 1966, pp. 1157-1191.

[7] RICHARDS (D. L.): Transmission performance of telephone connections having long propagation times, *Het PTT-Bedrijf*, XV, n° 1/2, mai 1967, pp. 12-24.

[8] KARLIN, (J. E.): Measuring the acceptability of long delay transmission circuits used during the *Early Bird* transatlantic tests in 1965, *Het PTT-Bedrijf*, mai 1967, pp. 25-31.

[9] DE JONG (C.): Observations on telephone calls between the Netherlands and the USA, *Het PTT-Bedrijf*, mai 1967, pp. 32-36.

[10] HUTTER (J.): Customer response to telephone circuits routed via a synchronous-orbit satellite, *POEEJ*, tome 60, octobre 1967, p. 181.

[11] Recommandation du CCITT *Caractéristiques d'un demi-suppresseur d'écho différentiel commandé à distance*, Livre bleu, tome III, Rec. G.161, UIT, Genève, 1965.

[12] Recommandation du CCITT *Plan d'acheminement international*, tome VI, Rec. Q.13.

[13] Recommandation du CCITT *Temps de propagation moyen dans un sens*, Livre rouge, tome III, Rec. G.114, UIT, Malaga-Torremolinos, 1984.

[14] Rapport du CCIR *Influence du temps de propagation dans le service fixe par satellite*, tome IV, pp. 29-37, Rapport 383-4, UIT, Genève, 1982.

[15] DECKER (H.): Die fur lange Fernsprechleitungen Zulassige Ubertragungszeit, Europaischer Fernsprechdienst, 19832, Heft n° 8, 1931, pp. 133-135.

[16] SONDHI (M. M.): An Adaptive Echo Canceller, *Bell Systems Technical Journal*, tome 46, mars 1967, pp. 497-511.

[17] CAMPANELLA (S. J.), SUYDERHOUD (H. G.) et ONUFRY (M.): Analysis of an Adaptive Impulse Response Echo Canceller, *COMSAT Technical Review*, tome 2, n° 1, Spring 1972, pp. 1-36.

[18] SUYDERHOUD (H. G.), CAMPANELLA (S.) et ONUFRY (M.): Results and Analysis of Worldwide Echo Canceller Field Trial, *COMSAT Technical Review*, tome 5, n° 2, Fall 1975, pp. 253-273.

[19] HORNA (O. A.): Echo Canceller with Adaptive Transversal Filter Utilizing Pseudo-logarithmic Coding, *COMSAT Technical Review*, tome 7, n° 2, Fall 1977, pp. 393-428.

[20] HELDER (G. K.) et LOPIPARO (P. C): Improving Transmission on Domestic Satellite Circuits, *Bell Laboratories Record*, tome 55, n° 8, octobre 1977, pp. 202-207.

[21] DIBIASO (L. S.): Satellite User Reaction Tests: A subjective Evaluation of Echo Control Methods, *National Telecommunications Conference Record*, tome 3, 1979, pp. 43.6.1-43.6.6.

[22] POST (J. A.) et SILVERTHORN (R. D.): Results of a Subjective Comparison of Echo Control Devices in Terrestrial and Satellite Trunks, *National Telecommunications Conference Record*, tome 3, 1979, pp. 48.4.1-48.4.5.

[23] CCITT – Contribution COM XV-n° 86 (annexe II de la Question 10/XV), janvier 1978.

[24] DUTTWEILER (D. L.): A Twelve-Channel Digital Echo Canceller, *IEEE Transactions on Communication*, tome COM-26, n° 5, mai 1978.

[25] Recommandation G.165 du CCITT relative aux annuleurs d'écho.

[26] CCITT – Contribution COM XII-N° 165 (également COM XV-N° 112), juin 1979.

[27] CCITT – Contribution COM XVI-N° 65, période d'études 1973-1976.

[28] CCITT – Contribution COM XII-N° 154, avril 1979.

[29] CCITT – Contribution COM XII-N° 177 – Groupe de travail XII/3, juin 1987.

[30] WILLIAMS (G.): Subjective evaluation of unsuppressed echo in simulated long delay telephone communications. *Proc. 5e Internat. Sympos. Human Factors in Telecomm.*, Londres, 1970, communication 2.2.

[31] WILLIAMS (G.) et MOYE (L. S.): Subjective evaluation of unsuppressed echo in simulated long delay telephone communications. *Proc. IEE* 118 (1971), n° 3/4, pp. 401-408.

[32] HUTTER (J.): The effect of echo suppressors and echo return loss on the performance of circuits having a long propagation time. *Post Office Research Department Report* n° 153, 1970.

[33] CCITT – Contribution COM XII-N° 199, période d'études 1984-1988.

Bibliographie

SETZER (R.): Echo Control for RCA Americom Satellite Channels, *RCA Engineer*, tome 25, n° 1, juin-juillet 1979, pp. 72-76.

YAMAMOTO (S.) *et al.*: Adaptive Echo Canceller with Linear Predictor, *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Japan*, tome E62, n° 12, décembre 1979, pp. 851-857.

WEHRMANN (R.), VAN DER LIST (J.) et MEISSNER (P.): Noise-Insensitive Compromise Gradient Method for the Adjustment of Adaptive Echo Canceller, *IEEE Trans. Communication*, tome COM-28, n° 5, mai 1980, pp. 753-759.

CAVANAUGH (J. R.), HATCH (R. W.) et NEIGH (J. L.): Model for the Subjective Effects of Listner Echo on Telephone Connections, *Bell Systems Technical Journal*, tome 59, n° 6, juillet-août 1980, pp. 1009-1060.

SONDHI (M. M.) et BERKLEY (D. A.): Silencing Echoes on the Telephone Network, *Proc. IEEE*, tome 68, n° 8, août 1980, pp. 948-963.

DUTTWEILER (D. L.): Bell's Echo-Killer Chip, *IEEE Spectrum*, tome 17, n° 10, octobre 1980, pp. 34-37.

MEISSNER (P.), WEHRMANN (R.) et VAN DER LIST (J.): Comparative Analysis of Kalman and Gradient Methods for Adaptive Echo Cancellation, *AEU Arch Elektron Uebertrag Electron Commun.*, tome 34, n° 12, décembre 1980, pp. 485-492.

HORNA (O. A.): Extended Range Echo Cancellers, *Proceedings of IEEE SOUTHEASTCON Regional Conf.* 81, Huntsville, 5-8 avril, 1981, pp. 846-853.

FURUYA (N.) *et al.*: High Performance Custom VLSI Echo Canceller, *IEEE International Conference on Communications*, Chicago, 23-26 juin 1985, pp. 46.1.1-46.1.7.

ITO (Y.), MARUYAMA (Y.) et FURUYA (N.): An Acoustic Echo Canceller for Teleconferencing, *ibid*, pp. 1498-1502.

CIOFFI (J. M.) et KAILATH (T.): An Efficient, RLS, Data Driven Echo Canceller for Fast Initialization of Full-Duplex Data Transmission, *ibid*, pp. 1503-1507.

Recommandation G.117

DISSYMÉTRIE PAR RAPPORT À LA TERRE DU POINT DE VUE DE LA TRANSMISSION (DÉFINITIONS ET MÉTHODES)

(Genève, 1980; modifiée à Malaga-Torremolinos, 1984 et Melbourne, 1988)

1 Objectif

On trouvera dans la présente Recommandation un ensemble complet de mesures usuelles relatives aux divers paramètres de symétrie applicables aux réseaux à un seul accès et à deux accès, mesures conçues pour pouvoir être effectuées en exploitation ou en usine au moyen d'appareils relativement simples (par exemple: oscillateurs usuels de transmission, appareils de mesure de niveau), associés à un pont de mesure spécial. Les montages à réaliser pour mesurer le degré de dissymétrie figurent dans la Recommandation O.121 [1] et sont conformes avec la présente Recommandation.

Les définitions et les méthodes sont conçues de façon que les résultats obtenus sur des éléments d'équipements mesurés (ou spécifiés) séparément (par exemple: ponts d'alimentation, paires en câble, entrées à fréquence vocale d'équipements de modulation de voie, etc.) puissent être valablement combinés (sans que ce soit nécessairement par une simple addition de décibels), de sorte qu'il soit possible de prévoir la qualité de fonctionnement d'une chaîne constituée par de tels éléments en cascade (ou, du moins, de déterminer des limites caractérisant cette qualité de fonctionnement). La qualité de fonctionnement selon cette acception a trait aux propriétés qu'affectent les conditions de dissymétrie (par exemple: niveau de bruit impulsif, sensibilité aux influences longitudinales, écart diaphonique, etc.).

2 Principes d'un système de nomenclature

De multiples termes différents ont été utilisés dans les écrits traitant de la dissymétrie par rapport à la terre; certains sont contradictoires ou, à certains égards, impropres. Les appellations descriptives des quantités utilisées dans la présente Recommandation sont basées sur les principes suivants:

a) *Conversion selon le mode.* Ainsi, une terminaison médiocre (non équilibrée) donnera naissance à un signal transversal non désiré quand elle sera excitée par un signal longitudinal, et la mesure de cet effet est ici désignée par *rapport de conversion longitudinale* et par *affaiblissement de conversion longitudinale* (ACL) quand elle est exprimée en unités de transmission.

b) Quand on a affaire à un système à deux accès dans lequel, par exemple, une excitation longitudinale appliquée à un seul accès produit un signal transversal apparaissant à un autre accès, l'appellation comprend le mot *transfert*, ce qui donne, par exemple, *rapport de transfert de conversion longitudinale* avec l'affaiblissement correspondant (ATCL).

c) L'impédance du trajet longitudinal présentée par un objet à mesurer est un paramètre capital. Le terme *rapport d'impédance longitudinale* est utilisé; son expression en décibels est désignée par *affaiblissement d'impédance longitudinale (AIL)* pour caractériser la mesure particulière définie ici.

d) Les dispositifs actifs qui sont des sources de signaux (par exemple: un oscillateur, la sortie d'un amplificateur) sont en outre caractérisés par l'importance du signal longitudinal non désiré qui se trouve dans l'émission. Le mot *sortie* est alors introduit, ce qui donne *tension de sortie longitudinale* et, corrélativement, *niveau de sortie longitudinale (NSL).* Quand de tels signaux non désirés sont exprimés sous forme de proportion par rapport au signal (transversal) utile, la phrase essentielle est *rapport d'équilibre des signaux de sortie*, dont l'expression en décibels est l'*équilibre des signaux de sortie.*

e) Des dispositifs qui réagissent de façon continue à des signaux (par exemple: appareils de mesure de niveau, entrée d'un amplificateur) et qui, par suite de mécanismes internes (c'est-à-dire: même si leurs impédances d'entrée sont parfaitement équilibrées), peuvent en principe être soumis à des signaux longitudinaux non désirés sont caractérisés par des mesures contenant les mots *perturbations à l'entrée.* Cette mesure est le *rapport de perturbation longitudinale à l'entrée,* l'expression correspondante en décibels étant *affaiblissement de perturbation longitudinale à l'entrée.* Le terme, établi de longue date et bien défini, *rapport d'affaiblissement dans le mode commun* est maintenu; d'autre part, le terme «*coefficient de sensibilité*», qui est utilisé dans les Directives [2] et lors des travaux de la Commission d'études V dans un sens assez particulier est évité.

f) Quand on a affaire à un réseau à deux accès, il se peut que les signaux d'entrée et de sortie soient différents et qu'ils aient par exemple des niveaux, des fréquences (modems MRF) ou des structures (équipement de multiplexage MIC) différents. Il convient d'en tenir compte lorsque l'on formule les propositions relatives à l'élément soumis aux essais.

g) Pour les dispositifs de réception dont le fonctionnement ne varie pas de manière linéaire avec le niveau du signal d'entrée (par exemple un appareil de mesure du temps de propagation de groupe ou un modem pour données), le principe essentiel est le niveau *de seuil* de la perturbation auquel, c'est le niveau au-delà duquel la dégradation du fonctionnement devient inacceptable. On obtient ainsi la *tension de seuil de perturbation longitudinale* et le *niveau* correspondant.

3 Résumé des termes descriptifs utilisés

3.1 *Réseaux à un seul accès*

a) Coefficient de réflexion transversale (affaiblissement d'adaptation transversale: AT);

b) rapport (affaiblissement: ACT) de conversion transversale;

c) rapport (affaiblissement: ACL) de conversion longitudinale;

d) rapport (affaiblissement: AIL) d'impédance longitudinale;

e) tension (niveau: NST) de sortie transversale;

f) tension (niveau: NSL) de sortie longitudinale.

(Les tensions e) et f) sont des signaux parasites sans corrélation avec les signaux utiles.)

3.2 *Réseaux à deux accès*

3.2.1 *Mesure séparée*

On applique à chacun des accès les mesures applicables aux réseaux à un seul accès:

a) coefficient de réflexion transversale (affaiblissement d'adaptation transversale: AT);

b) rapport (affaiblissement: ACT) de conversion transversale;

c) rapport (affaiblissement: ACL) de conversion longitudinale;

d) rapport (affaiblissement: AIL) d'impédance longitudinale;

e) tension (niveau: NST) de sortie transversale;

f) tension (niveau: NSL) de sortie longitudinale.

3.2.2 *Mesure groupée*

De plus, les paramètres de transfert suivants sont mesurés dans chaque sens de transmission:

a) rapport (affaiblissement: ATT) de transfert transversal;

b) rapport (affaiblissement: ATCT) de transfert de conversion transversale;

c) rapport (affaiblissement: ATL) de transfert longitudinal;

d) rapport (affaiblissement: ATCL) de transfert de conversion longitudinale.

3.3 *Générateurs de signaux*

a) Rapport (affaiblissement: AESS) d'équilibre du signal de sortie.

Cette mesure s'ajoute aux six mesures citées au § 3.1 pour les réseaux à un seul accès.

3.4 *Récepteurs de signaux*

a) Rapport (affaiblissement: APLL) de perturbation longitudinale à l'entrée;

b) tension (niveau) de seuil de perturbation longitudinale.

Ces mesures s'ajoutent aux six mesures indiquées au § 3.1 pour les réseaux à un seul accès. Si le signal utile est longitudinal (par exemple, dans un système de signalisation) et si la tension perturbatrice est transversale, on remplacera le mot *longitudinal* par le mot *transversal* dans les termes descriptifs.

4 Définitions et méthodes de mesure correspondant à des dispositions de mesure optimales

Les définitions illustrées dans le présent § 4 supposent des ponts de mesure de caractéristiques optimales, utilisant des enroulements à prise médiane d'inductance infinie sans affaiblissement, des générateurs de tension à impédance nulle et des voltmètres à impédance infinie.

Cet ensemble de mesures compatibles a pour caractéristique importante que le pont de mesure fournit simultanément des terminaisons de référence définies de Z ohms pour les trajets transversaux et de $Z/4$ ohms pour les trajets longitudinaux. A partir de là, on peut calculer, à l'aide des mesures spécifiées, la qualité de fonctionnement des éléments en cascade, compte tenu du fait que ces éléments ne présentent pas en général les impédances de référence existant dans les conditions de mesure.

Une impédance de référence non réactive simplifie le calcul mathématique et permet de réaliser un objectif important, car elle facilite l'utilisation des appareils de mesure de transmission disponibles pour obtenir des résultats de mesure en service et en usine.

La configuration idéale du pont de mesure utilisé dans les pages qui suivent est indiquée sur la figure 1/G.117.

Les sources transversale et longitudinale E_T et E_L sont mises en œuvre selon les besoins pour les mesures; dans la figure 6/G.117, aucune source n'émet, et le pont de mesure fournit alors seulement des terminaisons passives Z et $Z/4$.

Remarque – Il aurait été conforme à la théorie classique de la transmission de définir ces paramètres en fonction de la moitié de la f.é.m. en circuit ouvert. Cependant, afin de s'aligner sur la Recommandation O.121, la présente Recommandation définit quelques paramètres en fonction V_{T1}. Si l'impédance d'entrée du dispositif à l'essai est nominalement égale à celle du dispositif d'excitation, les deux méthodes sont équivalentes.

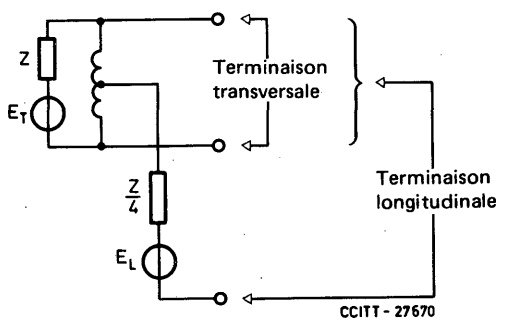
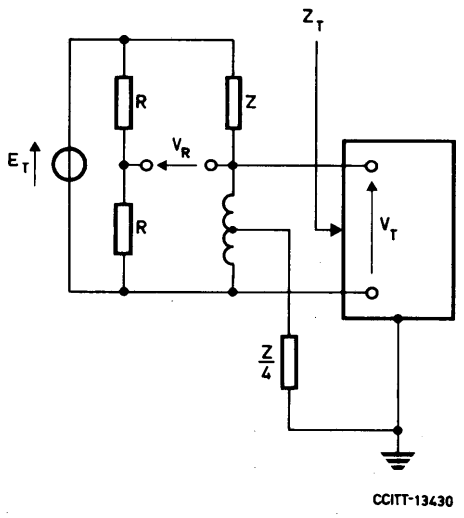


FIGURE 1/G.117

4.1 *Réseaux à un seul accès*

4.1.1 *Coefficient (affaiblissement d'adaptation) de réflexion transversale* (voir la figure 2/G.117)



$$\text{Coefficient de réflexion transversale } \rho = \frac{Z - Z_T}{Z + Z_T} = \frac{\text{tension réfléchie}}{\text{tension incidente}} = \frac{2V_R}{E_T}$$

et

$$\text{Affaiblissement d'adaptation transversale (AT)} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{\rho} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_T}{2V_R} \right| \text{ dB.}$$

Remarque 1 – **La valeur de *R* n'est théoriquement pas prise en compte. Le diviseur de tension traversant le générateur à impédance nulle est seulement nécessaire pour produire la moitié de la tension du générateur, qui est numériquement égale à la tension incidente requise pour la définition.**

Remarque 2 – **Les ponts classiques de mesure de l'affaiblissement d'adaptation ne terminent pas le trajet longitudinal sur *Z*/4. Cela n'a pas d'importance quand l'affaiblissement d'adaptation est inférieur d'environ 20 dB à l'affaiblissement de conversion longitudinale de l'objet à mesurer. En pareil cas, la puissance réfléchie est nettement plus grande que celle qui est dirigée sur le trajet longitudinal, et l'erreur est négligeable.**

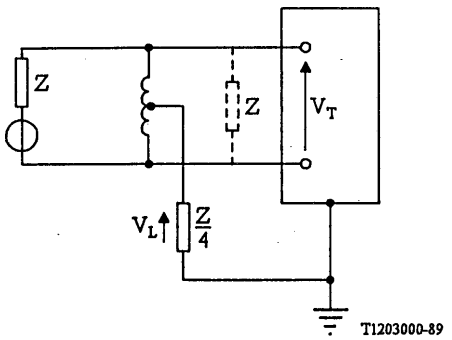
Remarque 3 – **Si l'on connaît la valeur de Z_T, ρ n'est évidemment pas nécessaire. Si l'on mesure V_T, ρ peut être calculé au moyen de l'expression:**

$$\rho = 1 - \frac{2V_T}{E_T}$$

ce qui n'est pas très commode lorsque l'affaiblissement d'adaptation est important.

FIGURE 2/G.117

4.1.2 *Rapport (affaiblissement) de conversion transversale* (voir la figure 3/G.117)



Rapport de conversion transversale $k = \frac{V_L}{V_T}$

et

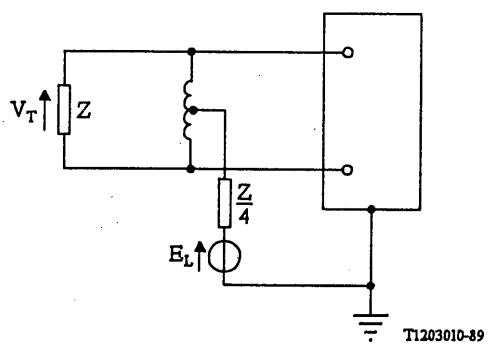
Affaiblissement de conversion transversale (ACT) $= 20 \log_{10} \left| \frac{1}{k} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{V_T}{V_L} \right|$ dB.

Remarque 1 — Dans un réseau bilatéral de caractéristiques passives et linéaires, l'affaiblissement de conversion transversale est égal à la moitié du rapport de conversion longitudinale *c*. En revanche, cette relation n'est pas valable pour d'autres dispositions de réseau.

Remarque 2 — La composante en tirets est nécessaire pour un dipôle uniquement utilisé pour relier en pont le circuit de transmission et ne sera plus explicitement mentionnée.

FIGURE 3/G.117

4.1.3 *Rapport (affaiblissement) de conversion longitudinale* (voir la figure 4/G.117)



Rapport de conversion longitudinale, $c = \frac{V_T}{E_L}$

et

Affaiblissement de conversion longitudinale (ACL) $= 20 \log_{10} \left| \frac{1}{c} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_T} \right|$ dB.

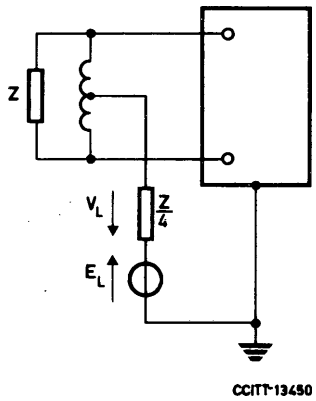
Remarque 1 — Cette mesure est désignée également dans d'autres Recommandations:

a) Symétrie longitudinale
b) Degré de dissymétrie
c) Dissymétrie
d) Degré de symétrie longitudinale
e) Rapport d'équilibre des signaux
f) Déséquilibre d'impédance par rapport à la terre.

Remarque 2 — Le rapport de conversion longitudinale est applicable à un dispositif quelconque à un seul accès, même s'il s'agit d'une source de signaux (par exemple: oscillateur, bornes de sortie). En pareil cas, la tension transversale V_T doit être mesurée d'une manière sélective s'il est nécessaire de mesurer cet affaiblissement pour un générateur de signaux en marche. Voir le § 5.2.

FIGURE 4/G.117

4.1.4 *Rapport (affaiblissement) d'impédance longitudinale* (voir la figure 5/G.117)



$$\text{Rapport d'impédance longitudinale, } q = \frac{E_L}{V_L}$$

et

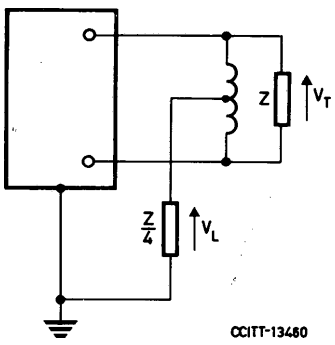
$$\text{Affaiblissement d'impédance longitudinale (AIL)} = 20 \log_{10} |q| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_L} \right| \text{ dB.}$$

Remarque 1 – Cette mesure supplémentaire est nécessaire si l'on désire prévoir la qualité de fonctionnement d'éléments en série.

Remarque 2 – Si les objets à mesurer sont pratiquement isolés de la terre (par exemple, un appareil de mesure portatif à double isolation non relié volontairement à la terre), la valeur de V_L est très faible et le rapport (et l'affaiblissement) correspondant est très grand. Mais en pareils cas, le couplage introduit entre les trajets longitudinal et transversal est très faible et cet effet n'est donc pas important.

FIGURE 5/G.117

4.1.5 *Tension (niveau) de sortie transversale et longitudinale* (voir la figure 6/G.117)



$$\text{Tension de sortie transversale} = V_T$$

$$\text{Niveau de sortie transversale (NST)} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_T}{1 \text{ volt}} \right| \text{ dBV.}$$

$$\text{Tension de sortie longitudinale} = V_L$$

$$\text{Niveau de sortie longitudinale (NSL)} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_L}{1 \text{ volt}} \right| \text{ dBV.}$$

Remarque 1 – Ces mesures concernent les signaux parasites qui n'ont aucun rapport avec le signal utile. Par exemple, un système de signalisation à courant continu dans un trajet longitudinal peut produire des signaux transversaux non désirés. De même, la sortie d'un amplificateur peut produire un bruit longitudinal non désiré, et une paire en câble peut débiter des signaux longitudinaux non désirés résultant de l'induction ou du rayonnement.

Remarque 2 – Des tensions de référence autres que 1 V peuvent être utilisées: par exemple, 0,775 V pour 1 mW à 600 Ω (avec la désignation en dB [3]).

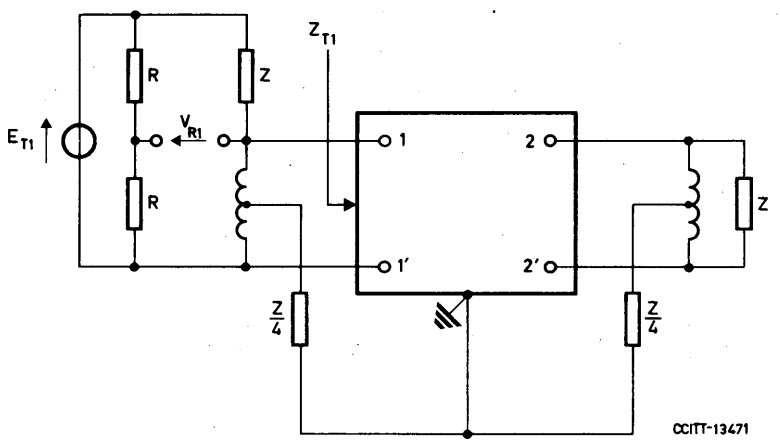
FIGURE 6/G.117

4.2 *Réseaux à deux accès*

On applique, dans ces réseaux, des principes semblables à ceux qui ont été décrits pour les réseaux à un seul accès, mais les signaux peuvent maintenant être transférés d'un accès à l'autre. Les deux accès sont désignés par les indices 1/1′ pour un côté et 2/2′ pour l'autre côté et font l'objet des mesures suivantes:

- des mesures dans lesquelles l'excitation et la réponse ont lieu du même côté du réseau; ces mesures sont déjà définies pour un réseau à un seul accès; elles sont désignées par l'indice 1/1′ ou 2/2′ selon le cas;
- des mesures dans lesquelles l'excitation et la réponse ont lieu des deux côtés du réseau. La désignation contient le mot transfert et le symbole deux indices, dont l'ordre indique le sens de transmission.

4.2.1 *Coefficient (affaiblissement d'adaptation) de réflexion transversale* (voir la figure 7/G.117)



Coefficient de réflexion transversale du côté 1/1′ $= \rho_1 = \dfrac{Z - Z_{T1}}{Z + Z_{T1}} = \dfrac{2V_{R1}}{E_{T1}}$

et

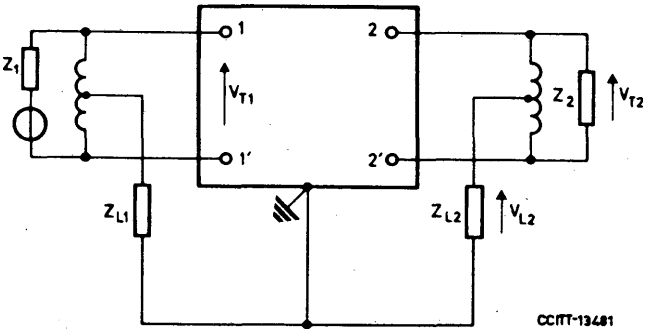
Affaiblissement d'adaptation transversale du côté 1/1′ (AT_1) $= 20 \log_{10} \left| \dfrac{1}{\rho_1} \right| = 20 \log_{10} \left| \dfrac{E_{T1}}{2V_{R1}} \right|$ dB,

de même du côté 2/2′ (AT_2).

Remarque – Z_{T1} est l'impédance que présente le côté 1/1′ quand le côté 2/2′ est terminé par un pont de mesure comme le montre la figure.

FIGURE 7/G.117

4.2.2 *Rapport (affaiblissement) de transfert transversal et rapport (affaiblissement) de transfert de conversion* (voir la figure 8/G.117)



$$\text{Rapport de transfert transversal de 1 vers 2} = g_{12} = \frac{V_{T2}}{V_{T1}}$$

et

$$\text{Affaiblissement de transfert transversal de 1 vers 2 (ATT}_{12}) = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{g_{12}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{V_{T1}}{V_{T2}} \right| \text{ dB.}$$

$$\text{Rapport de transfert de conversion transversale de 1 vers 2} = t_{12} = \frac{V_{L2}}{V_{T1}}$$

et

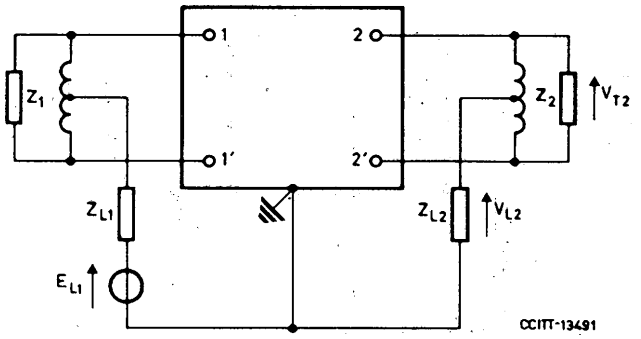
$$\text{Affaiblissement de transfert de conversion transversale de 1 vers 2 (ATCT}_{12}) = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{t_{12}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{V_{T1}}{V_{L2}} \right| \text{ dB.}$$

L'interversion de 1 et 2 donne la définition pour les rapports de transfert de l'affaiblissement de conversion transversale/longitudinale dans l'autre sens de la transmission.

Remarque – Z_1 et Z_2 sont les impédances terminales connectées respectivement à l'accès d'entrée et/ou de sortie de l'élément soumis aux essais. Z_1 et Z_2 sont généralement égales à l'impédance nominale de l'accès auquel elles sont connectées, à 25% près. Si l'on effectue les mesures à des accès d'entrée à impédance élevée, il convient de connecter une impédance supplémentaire Z_1 à l'accès d'entrée 1/1'. Les impédances longitudinales Z_{L1} et Z_{L2} sont nominalement égales à $Z_1/4$ et $Z_2/4$ respectivement. Cependant, l'on peut utiliser diverses valeurs, ce qui peut être nécessaire pour reproduire plus fidèlement les conditions de fonctionnement de l'élément soumis aux essais. Il faut alors spécifier la valeur de Z_{L1} ou Z_{L2} à l'aide de la Recommandation qui traite de l'élément en cours d'essai.

FIGURE 8/G.117

4.2.3 *Rapport (affaiblissement) de transfert longitudinal et rapport (affaiblissement) de transfert de conversion* (voir la figure 9/G.117)



$$\text{Rapport de transfert longitudinal de 1 vers 2} = m_{12} = \frac{V_{L2}}{E_{L1}}$$

et

$$\text{Affaiblissement de transfert longitudinal de 1 vers 2 } (\mathrm{ATL}_{12}) = 20 \log_{10}\left|\frac{1}{m_{12}}\right| = 20 \log_{10}\left|\frac{E_{L1}}{V_{L2}}\right| \text{ dB.}$$

$$\text{Rapport de transfert de conversion longitudinale de 1 vers 2} = h_{12} = \frac{V_{T2}}{E_{L1}}$$

et

$$\text{Affaiblissement de transfert de conversion longitudinale de 1 vers 2 } (\mathrm{ATCL}_{12}) = 20 \log_{10}\left|\frac{1}{h_{12}}\right| = 20 \log_{10}\left|\frac{E_{L1}}{V_{T2}}\right| \text{ dB.}$$

En intervertissant les bornes 1/1' et 2/2' on obtient les définitions pour le rapport et l'affaiblissement de transfert ATL_{21} et ATCL_{21} dans l'autre sens de transmission.

Remarque 1 — Cette mesure est désignée dans d'autres Recommandations sous le nom d'*asymétrie d'impédance par rapport à la terre.*

Remarque 2 — Il aurait été plus conforme à la théorie classique de définir les quantités en fonction de la moitié de la f.é.m. en circuit ouvert mais les Recommandations du CCITT relatives aux paramètres de symétrie tenant compte d'une excitation longitudinale sont déjà exprimées par rapport à la f.é.m. en circuit ouvert. Il ne paraît pas nécessaire d'introduire un «écart» de 6 dB entre la pratique courante et ces nouvelles définitions.

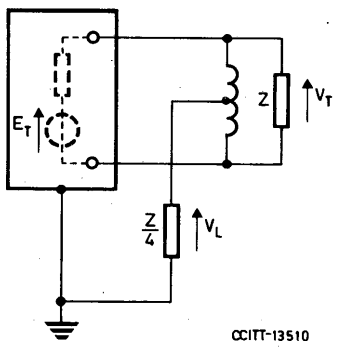
Remarque 3 — Z_1 et Z_2 sont les impédances connectées respectivement en parallèle aux accès d'entrée et de sortie de l'élément soumis aux essais. Z_1 et Z_2 se situent généralement dans une plage de ± 25% par rapport à l'impédance nominale de l'accès auquel elles sont connectées. Si l'on effectue les mesures à des accès d'entrée à impédance élevée, il faut connecter une impédance supplémentaire Z_1 entre les accès 1/1'. Les valeurs nominales des impédances longitudinales Z_{L1} et Z_{L2} sont respectivement égales à $Z_1/4$ ou $Z_2/4$. Toutefois l'on peut utiliser diverses valeurs. Ceci peut s'avérer nécessaire afin de reproduire fidèlement les conditions de fonctionnement de l'élément soumis aux essais. Il faut alors spécifier la valeur de Z_{L1} et/ou de Z_{L2} à l'aide de la Recommandation qui traite de l'élément soumis aux essais.

FIGURE 9/G.117

4.3 *Générateurs de signaux*

Outre les six mesures définies pour les réseaux à un seul accès, une mesure est nécessaire pour vérifier le volume des signaux parasites par rapport aux signaux utiles produits par le générateur sur le circuit auquel il est connecté. Il s'agit du:

4.3.1 *Rapport (affaiblissement) d'équilibre du signal de sortie* (voir la figure 10/G.117)



$$\text{Rapport d'équilibre du signal de sortie, } b = \frac{V_L}{V_T}$$

et

$$\text{Affaiblissement d'équilibre du signal de sortie (AESS)} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{b} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{V_T}{V_L} \right| \text{ dB.}$$

Remarque 1 – Cette mesure est une version généralisée des quantités désignées comme déséquilibre de la force électromotrice de sortie.

Remarque 2 – Cette mesure se rapporte aussi indirectement et d'une manière complexe aux coefficients de sensibilité définis en [2] pour l'induction électromagnétique et électrostatique, si l'on considère une paire en câble comme une source simultanée de signaux transversaux en corrélation avec des tensions longitudinales induites.

Remarque 3 – L'objet à mesurer fournit la source des signaux, et un générateur distinct n'est pas nécessaire.

Remarque 4 – La définition concerne particulièrement les générateurs de signaux transversaux (par exemple: oscillateurs de transmission), mais elle peut s'appliquer par extension à un générateur de signaux longitudinaux (par exemple: un système de signalisation basse fréquence utilisant le circuit fantôme mis à la terre). En pareil cas, le rapport peut être inversé de manière que l'expression en décibels conserve une valeur positive.

Remarque 5 – Les autres quantités (affaiblissement d'adaptation, affaiblissement de conversion longitudinale, affaiblissement d'impédance longitudinale et les tensions de sortie transversale et longitudinale sans corrélation) doivent être mesurées d'une manière sélective afin que les valeurs obtenues correspondent aux conditions de fonctionnement.

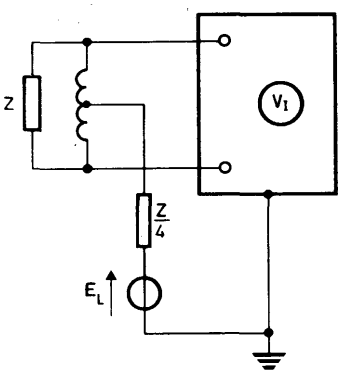
FIGURE 10/G.117

4.4 *Récepteurs de signaux*

Outre les six mesures déjà définies pour les réseaux à un seul accès, il faut prévoir des mesures supplémentaires pour vérifier la sensibilité des récepteurs de signaux aux signaux non désirés. Deux cas sont importants. Le premier concerne les récepteurs à réponse linéaire variant en fonction du niveau du signal utile, par exemple: l'indication d'un décibelmètre. En pareil cas, les signaux parasites se traduisent par une *imprécision* des mesures.

Le deuxième cas concerne les récepteurs tels que les modems de données, les appareils de mesure du temps de propagation de groupe, et les récepteurs de signalisation, dont les signaux non désirés entraînent un *fonctionnement erroné* ou incorrect. Nous définissons alors ces deux mesures supplémentaires.

4.4.1 *Rapport (affaiblissement) de perturbation longitudinale à l'entrée* (voir la figure 11/G.117)



$$\text{Rapport de perturbation longitudinale à l'entrée} = s = \frac{V_I}{E_L}$$

et

$$\text{Affaiblissement de perturbation longitudinale à l'entrée} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{s} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_I} \right| \text{ dB},$$

où V_I est la tension indiquée par l'appareil de mesure soumis aux essais.

Remarque 1 – Il s'agit d'une version généralisée des quantités désignées comme rapport d'équilibre des signaux du récepteur (Recommandation O.41 [4]).

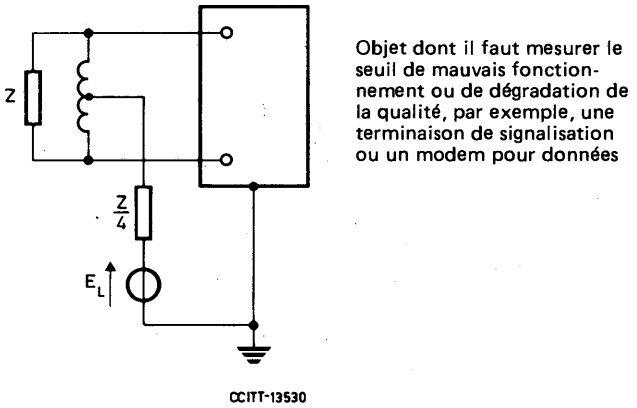
Remarque 2 – L'appareil de mesure fournit lui-même une des tensions requises par la définition.

Remarque 3 – Cette mesure s'apparente au *rapport d'affaiblissement dans le mode commun,* mais d'une manière complexe. En particulier, la différence n'est pas de 6 dB. Cela est dû au fait que pour mesurer le rapport d'élimination longitudinale les bornes transversales d'entrée sont mises en court-circuit et qu'ainsi aucun signal transversal ne peut engendrer un signal longitudinal supplémentaire, au moyen du déséquilibre de l'impédance d'entrée. Le § 5.3 fournit des précisions à cet égard.

Remarque 4 – Ce concept peut être étendu aux récepteurs donnant une réponse linéaire aux signaux longitudinaux perturbés par des signaux transversaux. La désignation est alors: rapport (affaiblissement) de perturbation *transversale* à l'entrée, et il faut modifier la disposition des circuits.

FIGURE 11/G.117

4.4.2 *Tension (niveau) de seuil de perturbation longitudinale* (voir la figure 12/G.117)



$$\text{Tension de seuil de perturbation longitudinale} = E_L$$

et

$$\text{Niveau de seuil de perturbation longitudinale} = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{1 \text{ volt}} \right| \text{ dBV},$$

où E_L est la tension à partir de laquelle se produit un mauvais fonctionnement de l'appareil de mesure.

Remarque 1 – L'on pourra utiliser des tensions de référence autres que 1 volt: 0,775 volt pour 1 mW à 600 Ω (avec la désignation dB [3]).

Remarque 2 – Il conviendra de définir le terme «mauvais fonctionnement», qui désigne l'importance de la dégradation de la qualité. Dans le cas d'un modem pour données, il pourra être défini en fonction du taux d'erreurs.

Remarque 3 – La tension de seuil peut être spécifiée comme une valeur efficace, ou comme une tension impulsive mesurée par un compteur d'impulsions, ou en fonction de sa forme d'onde (rectangulaire ou triangulaire, par exemple).

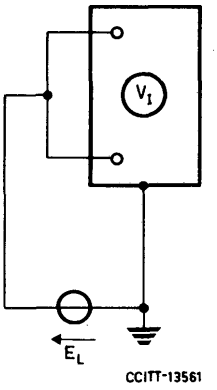
Remarque 4 – Ce concept peut être étendu aux signaux transversaux non désirés qui dégradent le fonctionnement des récepteurs longitudinaux, à condition d'apporter des modifications appropriées au circuit de mesure et à la désignation de la mesure.

FIGURE 12/G.117

5 Autres définitions de mesure

5.1 *Rapport d'élimination dans le mode commun*

Cette quantité concerne les récepteurs de signaux; elle est mesurée conformément au principe indiqué dans la figure 13/G.117, les bornes d'entrée étant en court-circuit puis alimentées ensemble.



$$\text{Rapport d'élimination dans le mode commun} = \left|\frac{E_L}{V_I}\right|$$

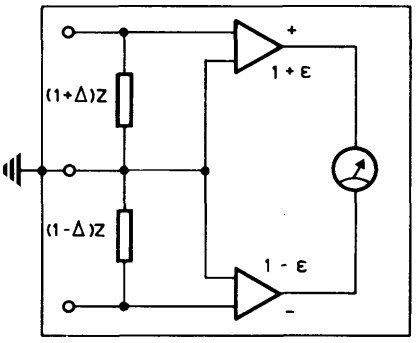
et

$$\text{Elimination dans le mode commun} = 20 \log_{10} \left|\frac{E_L}{V_I}\right| \text{ dB.}$$

Remarque – V_I est la tension indiquée par l'appareil de mesure soumis aux essais.

FIGURE 13/G.117

Il est évident que cette mesure s'apparente un peu au rapport de perturbation longitudinale à l'entrée, mais vu l'absence de signal transversal (en raison du court-circuit) aucun mécanisme de conversion transversale/longitudinale n'intervient dans l'objet à mesurer. Il n'y a donc pas, en général, de relation simple entre les deux mesures, comme il ressort de l'illustration de la figure 14/G.117 montrant un appareil de mesure dans lequel l'impédance d'entrée est dissymétrique et où les rapports de gain des deux moitiés de l'amplificateur différentiel sont également légèrement différents. Pour autant que la valeur de ε soit comme dans la figure 14/G.117 et que $\Delta \ll 1$, les divers paramètres d'équilibre sont ceux qui sont indiqués; cela suppose que le rapport d'élimination dans le mode commun n'est pas deux fois plus élevé que le rapport de perturbation longitudinale à l'entrée, autrement dit qu'il n'y a pas une différence de 6 dB entre les valeurs en décibels de ces deux rapports.



CCITT-13570

Rapport d'élimination dans le mode commun = 2ϵ

Rapport de perturbation longitudinale à l'entrée = $\epsilon + \frac{\Delta}{2}$ $(\epsilon, \Delta \ll 1)$

Rapport d'impédance longitudinale = 0,5 $(\Delta \ll 1)$

Rapport de conversion longitudinale = $\frac{\Delta}{2}$ $(\Delta \ll 1)$

FIGURE 14/G.117

Appareil de mesure faisant à la fois l'objet d'un déséquilibre passif et d'un déséquilibre interne actif

Références

[1] Recommandation du CCITT *Montages à réaliser pour mesurer le degré de dissymétrie par rapport à la terre*, tome IV, Rec. O.121.

[2] CCITT *Directives concernant la protection des lignes de télécommunication contre les actions nuisibles des lignes électriques*, chapitre XVI, UIT, Genève, 1978.

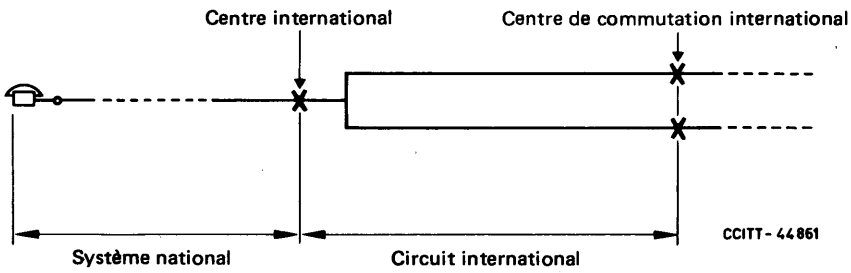
[3] Recommandation du CCIR *Grandeurs et unités logarithmiques*, vol. XIII, Rec. 574, UIT, Genève, 1986.

[4] Recommandation du CCITT *Spécification d'un psophomètre utilisé sur des circuits de type téléphonique*, tome IV, Rec. O.41.

1.2 Caractéristiques générales des systèmes nationaux faisant partie de communications internationales

La présente sous-section groupe les Recommandations que les systèmes nationaux doivent respecter pour assurer une qualité convenable aux communications internationales.

Les principes exposés dans ces Recommandations s'appliquent également au cas où un circuit international est commuté en deux fils à une de ses extrémités dans un centre international, cas qui peut se présenter pendant la période de mise en application du plan de transmission du CCITT. La figure suivante illustre ce cas.



Recommandation G.120

CARACTÉRISTIQUES DE TRANSMISSION DES RÉSEAUX NATIONAUX[1]

1 Application dans les réseaux nationaux des Recommandations du CCITT relatives à la qualité de la transmission téléphonique

Les éléments d'un réseau national constitués de systèmes analogiques et numériques et susceptibles d'intervenir dans une communication internationale doivent permettre de satisfaire aux recommandations générales suivantes:

1.1 Les systèmes émetteur et récepteur nationaux doivent satisfaire aux limites recommandées:

- dans la Recommandation G.121 pour l'équivalent pour la sonie (ES);
- dans la Recommandation G.133 pour la distorsion de temps de propagation de groupe;
- dans la Recommandation G.122 pour l'affaiblissement d'équilibrage et les affaiblissements des circuits;
- dans la Recommandation G.123 pour les bruits de circuit.

Remarque – Il est également intéressant de se reporter aux Recommandations P.12 [2] et G.113.

1.2 Les circuits interurbains à grande distance, faisant partie des artères principales du réseau national, doivent être des circuits à grande vitesse de propagation permettant de satisfaire aux limites de la Recommandation G.114. Ils doivent également satisfaire aux Recommandations G.151 et G.152.

Les circuits chargés doivent satisfaire à la Recommandation G.124 [3] et les circuits à courants porteurs à la Recommandation G.123.

1.3 Les circuits interurbains nationaux doivent avoir des caractéristiques qui permettent de satisfaire aux Recommandations G.131, G.132 et G.134 pour les autres caractéristiques de la chaîne à quatre fils formée par les circuits téléphoniques internationaux et par les circuits interurbains nationaux de prolongement.

[1] Ancienne Recommandation P.21 [1].

1.4 Les centres internationaux doivent satisfaire aux Recommandations Q.45 [4], Q.45 *bis*, Q.551, Q.552 et Q.553.

Les centraux automatiques nationaux à quatre fils doivent satisfaire aux limites de bruit du § 3 de la Recommandation G.123.

Les centraux téléphoniques interurbains manuels doivent satisfaire à la Recommandation P.22 [5].

Des indications sur la qualité de transmission des centraux locaux automatiques se trouvent dans le manuel du CCITT cité en [6].

2 Plan national de transmission

Chaque Administration est libre de choisir la méthode de spécification de la qualité de transmission qu'elle juge appropriée et de fixer les limites correspondantes pour assurer une qualité satisfaisante aux communications nationales, étant entendu qu'en outre la Recommandation relative aux équivalents pour la sonie (ES) (Recommandation G.121) devrait être satisfaite par les communications internationales.

Remarque – Pour satisfaire à cette double condition, relative aux communications nationales et aux communications internationales, chaque Administration doit établir un plan national de transmission, c'est-à-dire à fixer des limites pour chaque partie du réseau national.

Dans le manuel du CCITT cité en [6], on trouvera des descriptions de plans de transmission appliqués dans divers pays et quelques indications sur des méthodes qui peuvent être appliquées pour établir un tel plan.

En particulier, les annexes A et B à la Recommandation G.111 contiennent des renseignements utiles pour les Administrations désirant appliquer la méthode de l'ES à leurs communications nationales.

Références

[1] Recommandation du CCITT *Application dans les réseaux nationaux des Recommandations du CCITT relatives à la qualité de la transmission téléphonique*, Livre rouge, tomes V et V *bis*, Rec. P.21, UIT, Genève, 1962 et 1965; modifiée à Mar del Plata, 1968, devenue Rec. P.20 (G.120) *Caractéristiques de transmission des réseaux nationaux*, Livre blanc, tome V (tome III), UIT, Genève, 1969.

[2] Recommandation du CCITT *Affaiblissement équivalent pour la netteté (AEN)*, Livre jaune, tome V, Rec. P.12, UIT, Genève, 1981.

[3] Recommandation du CCITT *Caractéristiques des circuits interurbains en câbles chargés susceptibles d'écouler des conversations internationales*, Livre orange, tome III, Rec. G.124, UIT, Genève, 1977.

[4] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de transmission d'un centre international*, tome VI, Rec. Q.45.

[5] Recommandation du CCITT *Centraux téléphoniques interurbains manuels*, Livre orange, tome V, Rec. P.22, UIT, Genève, 1977.

[6] Manuel du CCITT *Planification de la transmission dans les réseaux téléphoniques à commutation*, UIT, Genève, 1976.

Recommandation G.121

ÉQUIVALENTS POUR LA SONIE (ES) DES SYSTÈMES NATIONAUX

Préambule

Les § 1 à 5 de la présente Recommandation s'appliquent à toutes les communications téléphoniques internationales, qu'elles soient entièrement analogiques, mixtes analogiques et numériques ou entièrement numériques. Cependant, le § 6 s'appliquera chaque fois que les aspects spécifiques des communications mixtes analogiques et numériques ou entièrement numériques auront fait l'objet de consignes particulières.

Tous les ES à l'émission et à la réception spécifiés dans la présente Recommandation sont des valeurs nominales comme l'explique le § 4 de la présente Recommandation et sont rapportés aux extrémités virtuelles analogiques correspondantes d'un circuit international dans le centre de commutation international, sauf indication contraire.

La définition des extrémités virtuelles analogiques des circuits internationaux peut être trouvée à la figure 1/G.111.

Le CCITT,

considérant

(a) que les équivalents pour la sonie (ES), tels qu'ils sont définis dans la Recommandation P.76 ont été déterminés par des essais subjectifs décrits dans la Recommandation P.78 et que la différence entre les valeurs ainsi déterminées dans différents laboratoires (y compris laboratoire du CCITT) sont plus faibles que celles des équivalents de référence;

(b) qu'à des fins de planification, les ES sont définis par des méthodes objectives décrites dans les Recommandations P.65, P.64 et P.79;

(c) que les formules de conversion à partir des équivalents de référence et des équivalents de référence corrigés (ERC) (voir annexe C à la Recommandation G.111) ne sont pas assez précises pour être appliquées à des postes spécifiques; que par conséquent, les Administrations qui se fient encore aux valeurs d'équivalents de référence (déterminées dans le passé par le laboratoire du CCITT) pour les types de postes téléphoniques qu'elles utilisent auront besoin de trouver des valeurs recommandées d'ERC dans la documentation du CCITT,

recommande

(1) que les Administrations utilisent les valeurs d'équivalent pour la sonie mentionnées ci-dessous pour vérifier que leurs systèmes nationaux répondent aux objectifs généraux découlant de la Recommandation G.111;

(2) que les Administrations employant les équivalents de référence corrigés transposent de préférence, les valeurs d'équivalent pour la sonie de la présente Recommandation dans leurs ERC nationaux au moyen des méthodes indiquées à l'annexe C à la Recommandation G.111, ou à titre d'alternative, appliquent les valeurs indiquées dans le tome III du *Livre rouge.*

Remarque 1 – Les principaux termes utilisés dans la présente Recommandation sont définis et/ou expliqués dans l'annexe A à la Recommandation G.111.

Remarque 2 – En ce qui concerne de nombreux postes téléphoniques, avec des microphones à charbon, les valeurs de LSTR et d'AELM ne peuvent être déterminées qu'avec une précision limitée.

1 Equivalents pour la sonie nominaux des systèmes nationaux

1.1 *Définition des ES nominaux des systèmes nationaux*

Les équivalents pour la sonie à l'émission et à la réception, c'est-à-dire l'ESE et l'ESR, peuvent en principe être déterminés à n'importe quelle interface du réseau téléphonique. Toutefois, lorsqu'on spécifie les valeurs d'ESE et d'ESR d'un système national, l'interface doit se trouver au centre international.

Un nombre croissant de systèmes internationaux seront reliés à des systèmes nationaux au moyen d'une interface *numérique* dans laquelle, par définition, les niveaux relatifs sont de 0 dBr. En conséquence, dans la présente Recommandation ainsi que dans la Recommandation G.111, les ESE et ESR *des systèmes nationaux* sont rapportés à un *point de mesure du commutateur de 0 dBr* au central international. Voir la Recommandation G.101, § 5. Cette convention est appliquée aussi bien pour les interconnexions numériques qu'analogiques entre les systèmes nationaux et internationaux (sauf dispositions contraires dans des cas particuliers).

Toutefois, le concept d'«extrémité virtuelle analogique» a également été utilisé dans la planification des systèmes entièrement analogiques, mixtes analogiques/numériques et numériques. Si la connexion au circuit international se fait en mode analogique, les niveaux relatifs *effectifs* à l'interface peuvent bien entendu être choisis par l'Administration concernée. Pour une étude plus détaillée de ces questions, voir le § 1.1 de la Recommandation G.111.

Cette Recommandation indique aussi des valeurs à l'extrémité virtuelle analogique.

1.2 *Valeurs moyennes pondérées en fonction du trafic, des répartitions des ES à l'émission (ESE) et à la réception (ESR)*

Fixer un objectif pour la valeur moyenne est une nécessité si l'on veut que la majorité des abonnés bénéficient d'une bonne qualité de transmission. La transmission ne sera pas satisfaisante si l'on prend pour chaque communication les valeurs maximales autorisées au § 2 de la présente Recommandation.

On obtient une subdivision adéquate de l'objectif global en matière de sonie en utilisant les objectifs à long terme ci-après rapportés à une extrémité internationale de 0 dBr

ESE: 7 à 9 dB

ESR: 1 à 3 dB

et à l'extrémité virtuelle analogique

ESE: 10,5 à 12,5

ESR: −3 à −1

Remarque 1 – Dans certains réseaux, les valeurs à long terme ne peuvent être obtenues actuellement et les objectifs adéquats à court terme sont les suivants à 0 dBr

ESE: 7 à 15 dB

ESR: 1 à 6 dB

et à l'extrémité virtuelle analogique

ESE: 10,5 à 18,5 dB

ESR: −3 à 2

Remarque 2 – Dans certains réseaux, la répartition réelle du trafic n'est pas totalement connue. En pareil cas, les abonnés qui sont à l'origine d'un volume élevé de trafic, comme les commutateurs privés, doivent faire l'objet d'une attention particulière.

Remarque 3 – Les valeurs moyennes pondérées en fonction du trafic à long terme de l'ES doivent être les mêmes pour chaque *principal* type de catégories d'abonnés, tels que ceux du secteur urbain, du secteur des banlieues et du secteur rural. Si l'on ne considère que la valeur moyenne pour *l'ensemble* du pays dans le plan de transmission ceci peut conduire à pénaliser certains groupes importants d'usagers.

Remarque 4 – L'éventail de valeurs indiquées pour l'ESE et l'ESR sont destinées à la planification et ne comprennent pas les tolérances de mesure et de fabrication.

Remarque 5 – Quelques Administrations ont dans certains cas estimé qu'il y avait avantage à insérer un dispositif de commande manuelle du volume dans la partie réception du poste téléphonique numérique. Voir les remarques figurant au § 3.2 de la Recommandation G.111.

2 Equivalents pour la sonie maximaux à l'émission (ESE) et à la réception (ESR)

2.1 *Valeurs pour chaque sens de transmission*

Les valeurs maximales d'ESE et d'ESR indiquées ci-dessous au tableau 1/G.121 s'appliquent essentiellement lorsque le système national est surtout analogique. Lorsque l'on modernise les réseaux au moyen des techniques numériques, on devrait s'efforcer d'éviter ces valeurs maximales dans un système national.

TABLEAU 1/G.121

ES nominaux maximaux recommandés pour les systèmes nationaux

Pays Dimensions [a]	Nombre de circuits nationaux [b] dans la chaîne à 4 fils	Point à 0 dBr		Extrémité virtuelle analogique	
		ESE	ESR	ESE	ESR
Moyennes	Jusqu'à 3	16,5	13	20	9
Grandes	4	17	13,5	20,5	9,5
Grandes	5	17,5	14	21	10

[a] Voir le § 2.2 de la Recommandation G.101.

[b] Analogiques ou mixtes analogiques/numériques.

Remarque – Lorsque l'on compare ces valeurs maximales d'ES avec les valeurs d'ES déterminées pour les réseaux *existants*, on peut constater certaines différences. Si les ES réels sont plus grands de 2 ou même de 3 dB, ceci n'est pas inquiétant. Par contre, si dans d'autres cas il apparaît une marge de 2 ou 3 dB, il ne faut pas nécessairement augmenter l'affaiblissement permis pour les lignes d'abonné. On doit d'abord examiner s'il ne faut pas profiter de cette marge pour améliorer les valeurs moyennes pondérées en fonction du trafic qui font l'objet du § 1.2.

2.2 *Différence d'affaiblissement de transmission entre les deux sens de transmission dans les systèmes nationaux*

On a jugé commode d'introduire une certaine différence d'affaiblissement entre les sens quatre fils vers deux fils et deux fils vers quatre fils. Comme le montre la figure 1/G.121, cette différence est égale à $D_o = (R - T)$ dB par rapport aux points de référence à quatre fils de 0 dBr. Par rapport aux extrémités virtuelles analogiques (VASP) comme dans la figure 1/G.122, la différence est $D_v = (R - T - 7)$ dB. Pour la compatibilité des transmissions internationales, il est souhaitable que les Administrations choisissent à peu près la même valeur pour ces différences. Le tableau C-1/G.121 indique que $R = 7$ et $TR = 0$ dB sont les valeurs de compléments de lignes les plus courantes, donnant $D_o = 7$ $D_v = 0$ en moyenne. Ce sont là les valeurs préférées pour la planification des réseaux. Ainsi, la différence d'affaiblissement entre les deux sens de transmission sur une connexion internationale ne doit pas dépasser 8 dB et, de préférence, ne doit pas dépasser 6 dB.

Il convient de noter les points suivants:

1) Compte tenu de ce que la plupart des Administrations allouent les affaiblissements de leurs circuits nationaux de prolongement à peu près de la même façon, les communications établies dans la pratique ne devraient pas présenter de différences très supérieures à 3 dB.
2) Pour ce qui est de la transmission de la parole, il résulte clairement d'études faites au cours de la période 1968-1972 par plusieurs Administrations que, pour les communications dont les ES globaux tombent dans la gamme constatée en pratique, il n'y a pas grand inconvénient à ce qu'il y ait une différence raisonnable entre les ES globaux dans les deux sens de transmission.
3) En élaborant leurs plans nationaux de transmission, il convient que les Administrations tiennent compte des besoins en matière de transmission de données entre modems conformes aux Recommandations pertinentes.

3 ES minimaux

Les Administrations doivent veiller à ne pas sucharger les systèmes de transmission internationaux si elles réduisent les affaiblissements de leur réseau national interurbain.

A titre provisoire, une valeur minimale d'ES à l'émission, de 1,5 dB rapportée à un point de 0 dBr ou de 2 dB, rapportée à l'extrémité virtuelle analogique à l'émission du circuit international, est recommandée afin de limiter la valeur de crête de la puissance vocale appliquée au système international de transmission. Il est à noter que la fixation de cette limite n'entraîne aucune conséquence sur la limitation de la puissance moyenne à long terme transmise sur le système.

Dans certains pays, un équivalent pour la sonie à l'émission très faible peut se rencontrer lorsque des postes téléphoniques sans régulation sont utilisés. La puissance des courants vocaux provenant des postes d'opératrice et envoyés sur les circuits internationaux doit être réglementée pour qu'elle ne devienne pas trop élevée.

4 Détermination des ES nominaux d'un système national

Les propriétés et les utilisations des équivalents pour la sonie sont expliquées dans l'annexe A à la Recommandation G.111, qui décrit comment l'ES particulier d'un système national peut être défini comme la somme des différents ES de ses parties. Par ailleurs, cette annexe contient également des règles concernant l'obtention des différents ES de ces parties, par exemple, pour les postes téléphoniques, les lignes d'abonné, les circuits, les équipements de voies, etc.

Il convient de noter que les équivalents pour la sonie à l'émission et à la réception de postes *téléphoniques analogiques* sont mesurés dans des conditions particulières qui ne correspondent pas exactement à celles applicables à un système national qui fait partie d'une connexion internationale. Les mesures sont faites avec une impédance de terminaison résistive de 600 ohms et sur une largeur de bande beaucoup plus grande (100-8000 Hz ou 200-4000 Hz) que la largeur de bande assurée de la connexion internationale (300-3400 Hz).

Par conséquent, pour éviter toute confusion, les valeurs mesurées des équivalents pour la sonie à l'émission et à la réception de postes téléphoniques *analogiques* sont désignées par l'indice «W» (correspondant à «wideband», large bande). Pour obtenir les valeurs adéquates d'ESE et d'ESR pour la *planification* de connexions internationales, il convient d'ajouter 1 dB aux valeurs mesurées pour tenir compte de la largeur de bande et des effets de l'inadaptation d'impédance. En conséquence,

$$ESE = ESE_w + 1$$

$$ESR = ESR_w + 1$$

Toutefois, un poste téléphonique *numérique* n'a pas besoin de ces corrections du fait que le codec et les filtres du poste limitent de toute façon la bande.

En général, l'affaiblissement en sonie entre *deux interfaces électriques*, l'équivalent pour la sonie de circuit, l'ESC, est égal à la différence correspondante des niveaux relatifs (à moins qu'une interface à «saut» de niveau relatif ne soit insérée dans le trajet. Voir le § 6.3).

Par «valeur nominale», on entend ici «moyenne technique raisonnable» correspondant à des conditions types, comme il est expliqué dans ce qui suit, à l'exclusion des «pires cas».

En ce qui concerne les circuits et d'autres parties de l'équipement, les variations dues au temps, à la température, etc., ne sont pas comprises dans les ESC nominaux, les équivalents pour la sonie des circuits.

En ce qui concerne les postes téléphoniques, aujourd'hui la plupart des Administrations doivent accepter une grande diversité de postes conformes à certaines spécifications nationales assez élastiques. Les spécifications en matière d'ESE et d'ESR s'appliquent en général à un montage de mesure équipé d'une ligne artificielle variable terminée par un pont d'alimentation et dont l'impédance nominale peut être complexe ou de 600 ohms le plus souvent.

Les spécifications sont souvent élaborées sous forme de limites supérieures et inférieures pour l'ESE_w en tant que fonctions de la longueur de la ligne (ou éventuellement du courant de ligne). Les ESE_w et ESR_w nominaux du poste téléphonique avec la ligne d'abonné peuvent alors être interprétés comme la moyenne arithmétique entre les courbes des limites supérieures et inférieures.

En pratique, l'impression subjective de qualité de la sonie globale varie de manière peu importante lorsque l'EGS varie assez nettement à proximité de la valeur optimale et il est peu probable que des postes ayant les pires valeurs d'ES possibles soient associés à des longueurs de ligne limite. En conséquence, des tolérances de fabrication plutôt larges, qui sont en général de l'ordre de ± 3 dB, peuvent être acceptées pour l'ESE(poste) du poste individuel et pour l'ESR(poste). L'ESE(poste) et l'ESR(poste) s'appliquent aux mesures du poste sans la ligne d'abonné mais en fonction du courant de ligne, y compris la correction de largeur de bande de 1 dB.

Il convient toutefois de noter que la *somme* d'ESE(poste) + ESR(poste) d'un poste téléphonique individuel à deux fils doit être contrôlée plus soigneusement afin qu'elle ne tombe pas au-dessous d'une certaine valeur minimale. La raison en est que dans certains conditions, les abonnés réagissent très négativement à un fort effet local et à un écho pour la personne qui parle. Ces deux effets dépendent directement de cette somme d'ES, outre les variations inévitables de l'impédance du réseau. Cette limite minimale se traduit souvent en limite minimale d'AELM, mesuré en fonction d'une imprédance spécifique. Pour plus de détails, voir le § 5.

5 Effet local

5.1 *Considérations générales*

En ce qui concerne en particulier les communications proches des limites supérieures fixées pour l'équivalent pour la sonie et/ou le bruit, il convient d'éviter d'autres dégradations de la transmission. Il importe de veiller à ce qu'un niveau adéquat *d'effet local* soit maintenu pour les différentes combinaisons de circuits composant le système téléphonique. (Par «adéquat», on entend le plus souvent un affaiblissement dû à l'effet local assez élevé.)

Pour des postes téléphoniques à deux fils, le niveau d'effet local dépend fondamentalement de l'efficacité du poste et des limites des variations d'impédance, comme il est expliqué dans l'annexe A à la Recommandation G.111. En conséquence, un plan de transmission national ne doit pas seulement contenir des règles applicables à l'attribution des affaiblissements dans le réseau, mais indiquer également une stratégie appropriée en matière d'impédance. (On trouvera un exemple dans le supplément n° 10 du tome VI).

Il convient de remarquer que pour évaluer l'effet local, il faut tenir compte de l'impédance de la ligne «perçue» par le poste téléphonique à deux fils dans la connexion *complète*, réelle. Dans les configurations modernes, cette impédance ne peut pas toujours être simulée par une ligne artificielle terminée par un simple réseau du type R-C. Il faut utiliser un dispositif de mesures plus élaboré ou effectuer des calculs à partir des données connues relatives aux circuits concernés, (il existe un certain nombre de programmes informatiques qui peuvent servir à cette fin).

Il est intéressant de savoir qu'une liaison à quatre fils insérée dans une connexion à deux fils peut provoquer de fortes variations d'impédance. Comme c'est une pratique courante dans les réseaux, par exemple, dans les centraux numériques, on trouvera à l'annexe B, une méthode de calcul simplifiée.

Théoriquement, un poste téléphonique à deux fils peut être conçu pour avoir une fonction d'adaptation d'équilibrage de l'effet local, ce qui élargi ainsi l'éventail admissible d'impédances de ligne. Des techniques aussi onéreuses que celles-ci sont toutefois très exceptionnelles et ne doivent pas être recommandées pour les postes

«types» utilisés dans les réseaux. On peut envisager, à titre d'alternative moins onéreuse, de concevoir un poste dont la valeur Z_{so} varie de manière prédéterminée avec le courant d'alimentation de la ligne. (Z_{so} = impédance équivalente d'équilibrage de l'effet local.) Toutefois, la meilleure technique consiste à contrôler les impédances dans le réseau. En conséquence, l'utilisation d'impédances d'entrée nominales complexes pour les centraux tend à réduire l'éventail d'impédances constatées à partir du poste.

Les postes téléphoniques numériques, ont bien sûr des connexions à quatre fils du réseau numérique et il n'y a donc pas de défaut d'adaptation de l'impédance de l'extrémité proche provoquant un effet local. En revanche, on introduit une petite réaction interne de l'émission vers la réception. Pour juger la qualité globale de transmission, les effets à l'extrémité éloignée, doivent toutefois être pris en considération. Ces effects, dus aux désadaptations d'impédances et/à des échos acoustiques, peuvent avoir une forte incidence.

Pour certaines conditions de transmissions difficiles, les postes téléphoniques analogiques ont également des connexions à quatre fils au réseau. C'est le cas des services mobiles et maritimes (analogiques), et dans le passé, de certains réseaux privés, exceptionnellement grands.

5.2 *Affaiblissement de l'effet local par la méthode de masquage pour la personne qui parle (AELM)*

L'AELM, affaiblissement de l'effet local par la méthode de masquage, est expliqué dans l'annexe A.1 à la Recommandation G.111. Les annexes A.3 et A.4 à la Recommandation G.111 décrivent la méthode de détermination de l'AELM. Voir également l'annexe B à la Recommandation G.121 et les Recommandations P.76 et P.79.

Dans une conversation face à face, il existe un certain retour du trajet aérien de bouche de la personne qui parle à son oreille, notamment par le truchement des réflexions des sons de la salle. Lorsqu'on utilise un combiné dans une conversation téléphonique, le trajet électrique de l'effet local doit fournir à peu près le même retour, l'éventail acceptable étant assez grand. Malheureusement, dans de nombreuses connexions actuelles à deux fils, les écarts par rapport à l'impédance idéale sont si importants que le retour électrique de l'effet local devient trop fort, c'est-à-dire que l'AELM est trop faible. La personne qui parle est dans ce cas obligée d'abaisser la voix et ou d'éloigner l'écouteur de son oreille, ce qui dégrade la qualité acoustique de la transmission.

Les valeurs ci-après sont données à titre de guide pour la planification de la transmission.

Pour les postes téléphoniques à deux fils:

AELM = 7-12 dB:	Gamme préférée
AELM = 20 dB:	Limite supérieure au-delà de laquelle la connexion semble morte
AELM = 3 dB:	Limite inférieure, acceptable uniquement pour les connexions à faible affaiblissement, c'est-à-dire lorsque l'EGS est faible
AELM = 1 dB:	Limite (plancher) à court terme pour des cas exceptionnels, comme les lignes d'abonnés très courtes

Pour les postes téléphoniques numériques (4 fils):

AELM = 15 ± 5 dB:	Gamme préférée pour l'effet local introduit à l'extrémité rapprochée. (Les effets à l'extrémité éloignée sont négligés).

Remarque 1 – Si l'*AELM* = 7 ou 8 dB, cela correspond à l'affaiblissement acoustique moyen de la bouche de la personne qui parle à son oreille via le trajet électrique, de l'effet local soit 0 dB en général.

Remarque 2 – L'AELM doit être déterminé pour la connexion *complète*. (Voir les observations formulées au § 5.1.)

Remarque 3 – Lorsque le bruit de salle est élevé, les spécifications relatives au LSTR peuvent être le facteur dominant.

Remarque 4 – Si le signal électrique réfléchi a un temps de propagation appréciable, il est interprété comme un écho plutôt que comme un effet local, ce qui veut dire qu'il nécessitera une plus grande suppression pour ne pas gêner les abonnés. Voir les Recommandations G.122 et G.131. (Il ressort d'études récentes qu'un temps de propagation de l'ordre de 2 à 4 ms permet déjà de distinguer clairement l'écho de l'effet local «normal», même lorsque ce dernier est important.) Ce problème est à l'étude au titre de la Question 9/XII.

5.3 *Affaiblissement de l'effet local pour la personne qui écoute (LSTR)*

Le LSTR, affaiblissement de l'effet local pour la personne qui écoute, est défini à l'annexe A.1 à la Recommandation G.111. La manière de déterminer le LSTR est décrite dans les annexes A.3 et A.4 à la Recommandation G.111.

La présence d'un effet local pour la personne qui écoute signifie que le bruit de salle est recueilli par le microphone du combiné et transmis à l'écouteur via le trajet électrique de l'effet local. Le LSTR est une mesure de la suppression de l'effet local du bruit de salle. Des valeurs trop basses de LSTR signifient que le bruit de la salle sera *amplifié* à l'écouteur du combiné, ce qui est de toute évidence très ennuyeux pour les abonnés dans des environnements bruyants, en particulier pour les connexions à affaiblissement élevé.

Remarque – Un bruit important donne l'impression que les niveaux des signaux vocaux reçus sont plus bas.

Pour un poste téléphonique donné, il existe une relation fixe entre l'effet local pour la personne qui parle et celui pour la personne qui écoute, c'est-à-dire l'AELM et le SSTR respectivement. Pour les postes à microphones linéaires, le LSTR est en général de 1,5 à 4 dB supérieur à l'AELM, quel que soit le niveau du bruit de salle, du fait que l'on constate un effet de seuil. Lorsque le bruit de salle est de 60 dB (A) (type Hoth), la différence est de l'ordre de 6 à 8 dB. (Pour d'autres niveaux de bruit et pour certains types de combinés, la différence peut atteindre 15 dB.)

En général, les abonnées préfèrent des postes à microphones linéaires du fait que la qualité sonore est nettement supérieure. Toutefois, lorsque l'on remplace les anciens postes à microphones à charbon dans des environnements bruyants par des postes modernes linéaires, il fait veiller à ce que la valeur du LSTR soit suffisamment élevée. (Toutefois, certain postes à microphone linéaire comportent une fonction de seuil de bruit.)

Il convient de rechercher la valeur ci-après pour les systèmes téléphoniques modernes:

$$LSTR > 13 \text{ dB}$$

Remarque 1 – Cette valeur de 13 dB pour le *LSTR* correspond approximativement à ce que le pavillon du combiné fonctionne comme un écran par rapport au bruit de salle avec un affaiblissement moyen de 5 ou 6 dB (pour les fréquences les plus élevées). Pour les fréquences inférieures, il y a des fuites au-delà du pavillon.

Remarque 2 – Le LSTR doit être déterminé pour la connexion *complète*. (Voir les observations au § 5.1.)

6 Incorporation de processus numériques MIC aux circuits de prolongement nationaux

6.1 *Effet sur les plans de transmission nationaux*

L'incorporation de processus numériques MIC dans les circuits de prolongement nationaux peut rendre obligatoire la modification des plans de transmission nationaux existants ou leur remplacement par de nouveaux plans.

Les plans de transmission nationaux adoptés doivent être compatibles avec les plans de transmission nationaux existants dans le contexte analogique et permettre une exploitation mixte, analogique et numérique. En outre, ces plans doivent permettre un passage sans heurt à une exploitation entièrement numérique.

En conséquence, la planification de la transmission pendant les phases de transition ne doit pas, de préférence, impliquer une quelconque dégradation de la qualité obtenue précédemment.

6.2 *Considérations d'affaiblissement de transmission*

Quand la portion nationale de la chaîne à quatre fils est entièrement numérique entre le centre local et le central international, l'affaiblissement de transmission que doit assurer ce circuit en vue du maintien de la stabilité et de la limitation des échos sur une communication internationale, peut être placé dans le central local. Les modalités d'introduction de l'affaiblissement requis seront fixées par le plan de transmission national adopté. Trois configurations possibles parmi de nombreuses autres sont indiquées à la figure 1/G.121 pour les circuits de prolongement nationaux de ce type.

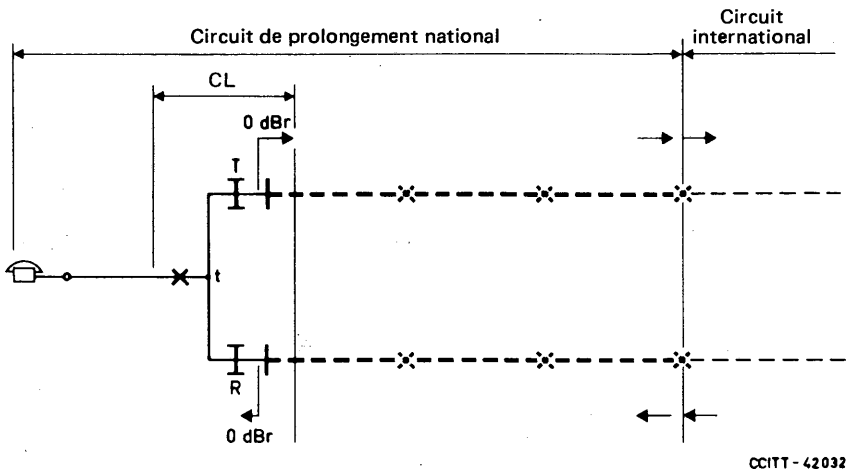
Dans les cas 1 et 2 de la figure 1/G.121, le complément de ligne R représente l'affaiblissement de transmission entre le point à 0 dBr au décodeur numérique à analogique et le côté deux fils du termineur deux fils/quatre fils. De même, le complément de ligne T représente l'affaiblissement de transmission entre le côté deux fils du termineur deux fils/quatre fils et le point à 0 dBr au codeur analogique à numérique. Dans la pratique, on peut rencontrer d'autres niveaux que 0 dBr, pouvant entraîner des modifications des valeurs des compléments de ligne R et T.

Les valeurs de R et T peuvent être choisies en fonction des affaiblissements et des niveaux nationaux, à condition de toujours tenir compte des Recommandations du CCITT relatives aux communications internationales. Il est certain que les valeurs à adopter pour un réseau évolutif peuvent être différentes de celles qui

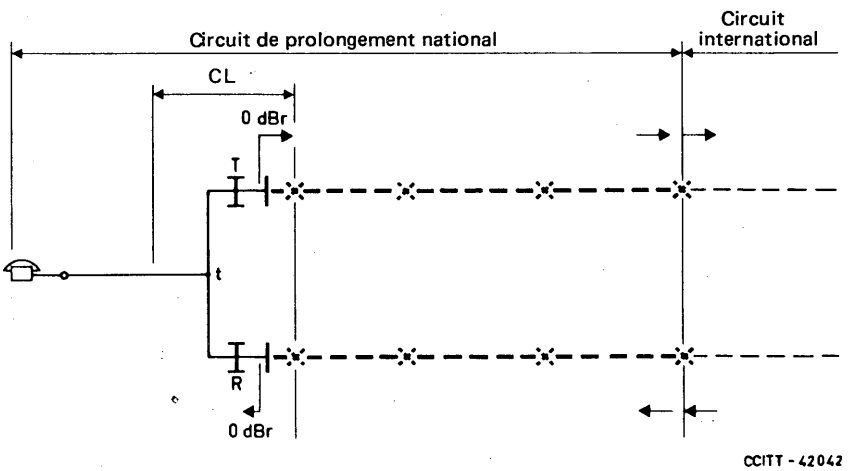
conviennent à une chaîne nationale à 4 fils entièrement numérique. S'il s'agit d'une chaîne nationale entièrement numérique, le choix des valeurs de R et T revêt toutefois une importance particulière dans la détermination de la qualité de transmission du point de vue de l'écho et de la stabilité. Par exemple, si l'affaiblissement d'équilibrage au termineur 2 fils/4 fils est voisin de 0 dB dans le cas le plus défavorable, la somme de R et T doit au moins être assez élevée pour satisfaire aux spécifications de la Recommandation G.122. On trouvera dans l'annexe E des exemples de valeurs adoptées pour R et T par certaines Administrations.

Dans le cas 2 de la figure 1/G.121, il est possible – moyennant un affaiblissement d'équilibrage suffisamment élevé – de satisfaire aux Recommandations relatives aux équivalents pour la sonie, à la stabilité et à l'écho, sans imposer une valeur particulière à la somme des valeurs de R et T. Il n'en demeurera pas moins nécessaire de respecter les dispositions relatives à la différence d'affaiblissement (voir § 6.4), ce qui suppose que:

$$R - T = 3 \text{ à } 9 \text{ dB}$$

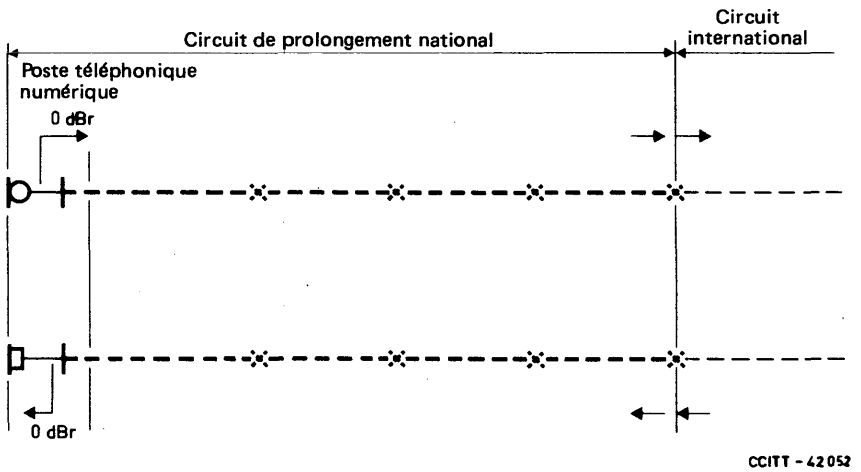


a) Cas 1 – Commutation analogique à deux fils au centre local et lignes d'abonné analogiques à deux fils



Remarque – Il n'existe pas de point de commutation à deux fils entre la ligne locale d'abonné et le termineur au centre local.

b) Cas 2 – Commutation numérique à quatre fils au centre local mais lignes d'abonné analogiques à deux fils



c) Cas 3 – Commutation à quatre fils au centre local, ligne numérique d'abonné à quatre fils et poste téléphonique numérique

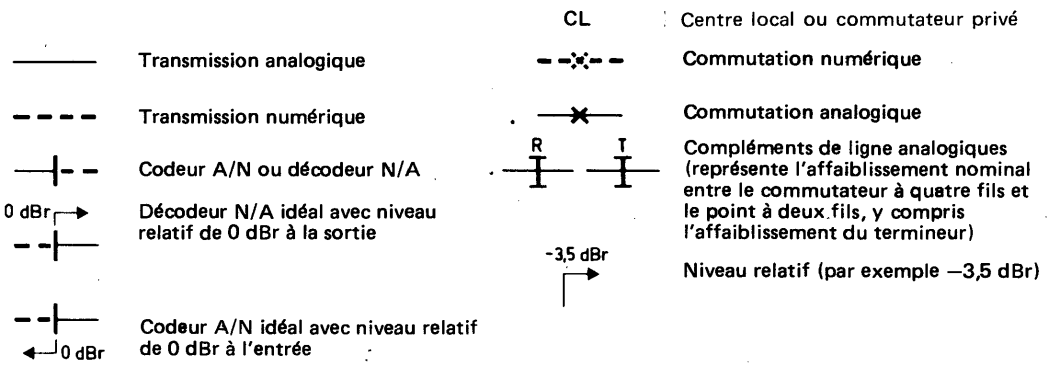


FIGURE 1/G.121

Exemples de circuits de prolongement nationaux dans lesquels la chaîne numérique à quatre fils aboutit à un centre local à quatre fils

Cependant, un central local conçu selon ces principes et situé à l'extrémité d'un prolongement national qui contient des sections analogiques asymétriques, ne peut pas admettre la totalité de la tolérance d'asymétrie.

Les compléments de ligne R et T qui sont représentés sur la figure 1/G.121 sont également indiqués en tant que compléments de ligne analogiques. L'introduction de ce type de compléments de ligne n'est pas forcément obligatoire dans toutes les conditions. Dans certaines situations, il pourrait être plus pratique d'assurer l'affaiblissement nécessaire, au central local ou en un autre point du circuit de prolongement national, au moyen de compléments de ligne numériques. Mais lorsqu'on emploie des compléments de ligne numériques, il faut tenir compte de l'effet défavorable qu'ils exercent sur les services à données numériques ou les autres services qui exigent que l'intégrité des bits soit préservée du bout en bout, comme l'indiquent les § 4.4 de la Recommandation G.101 et 4 de la Recommandation G.103.

En ce qui concerne la transmission de la parole, la distorsion de quantification augmentera. Voir le § 4 de la Recommandation G.113. Le concept de niveaux relatifs est également modifiée par un complément de ligne numérique. Voir le § 6.3.

Dans la disposition du cas 3 de la figure 1/G.121, on admet qu'il y a commutation numérique à quatre fils au centre local, associé à une ligne locale numérique à quatre fils et d'un «poste téléphonique numérique» à quatre fils également.

La stabilité et l'écho sur les connexions internationales sont régis par la Recommandation G.122.

6.3 *Désignation des niveaux relatifs et des compléments de ligne numériques*

L'expression «niveau relatif» dBr, est un concept utile dans la planification de la transmission; il permet de déterminer le gain ou l'affaiblissement entre des points d'un système ainsi que les exigences relatives aux traitement des signaux pour l'équipement de transmission. On trouvera les définitions générales dans la Recommandation G.101. Pour mieux préciser l'utilisation des niveaux relatifs dans les Recommandations G.111 et G.121, on trouvera ci-après une étude de certains aspects particuliers.

Le niveau relatif à un point d'un circuit est en principe déterminé par comparaison avec le point de référence de transmission, TRP, pour ce circuit, point *fictif* utilisé comme point de niveau relatif zéro. Ce point existe à l'extrémité émission de chaque voie d'un circuit commuté à quatre fils avant le centre international.

Lorsque la connexion internationale est *numérique* et assurée au moyen d'un système MIC traditionnel, le point de référence de transmission et identique au point d'essai du commutateur numérique, c'est-à-dire que le train de bits numérique est associé à un niveau relatif de 0 dBr. La «puissance acheminable» du train de bits numérique est interprété comme le niveau de mutilation d'un signal sinusoïdal lorsqu'il est introduit au moyen d'un codec idéal: +3,14 dBm pour la loi A, +3,17 dBm pour la loi μ (voir la Recommandation G.101, § 5.3.2.4 à 5.3.3.2).

Lorsque la connexion internationale est établie au moyen d'un système *analogique* (MRF), le système de transmission doit être conçu pour traiter une charge de puissance de −15 dBm par voie au point de référence de transmission si celui-ci existe physiquement. En conséquence, lorsque le système de transmission a une puissance acheminable (nominale) de $(-15 + S)$ dBm au point d'interconnexion international effectif, le niveau relatif à ce point est de $+S$ dBr.

Pour des conditions normales du réseau, le niveau relatif à un certain point est numériquement égal au «gain composite» entre ce point et le point de référence de tranmission pour le circuit concerné à la fréquence de référence de 1020 Hz. Par exemple, pour les connexions internationales analogiques, le niveau relatif à l'émission à l'extrémité virtuelle analogique est de −3,5 dBr (par définition). L'affaiblissement du circuit international est de 0,5 (comme recommandé par le CCITT) et le niveau relatif à l'extrémité virtuelle analogique côté réception dans l'autre pays est donc de −4 dBr.

De même, pour des conditions normales du réseau, les circuits sont interconnectés avec des puissances acheminables adaptées.

En conséquence, les trains de bits numériques (MIC) qui ne subissent pas de gain ou d'affaiblissement numérique sont toujours associés à un niveau relatif de 0 dBr.

Toutefois, dans certains cas exceptionnels, les règles qui mettent en rapport le niveau relatif à «l'affaiblissement composite» et à la «puissance acheminable» ne s'appliquent pas avec exactitude. Pour des raisons pratiques, certains types d'interfaces ont des «sauts» de niveau relatif du fait que deux (ou plus) points de référence de transmission différents se présentent en tandem.

On peut citer pour exemple le gain ou l'affaiblissement numérique introduit dans le sens émission. Suite à la définition donnée dans la Recommandation G.101, § 5.3.2.6, on constatera un saut de niveau relatif comme illustré à la figure 2/G.121 au point B. L'affaiblissement entre les points A et B est de T dB, mais la différence de niveau relatif est de 0 dB.

On en trouvera un autre exemple dans certains connexions internationales comprenant plusieurs systèmes à quatre fils (analogiques ou mixtes analogiques/numériques) en cascade entre les extrémités virtuelles analogiques. S'il existe n circuits de ce type, pour des raisons de stabilité, l'affaiblissement est alors rendu égal à $n \cdot 0{,}5$ dB.

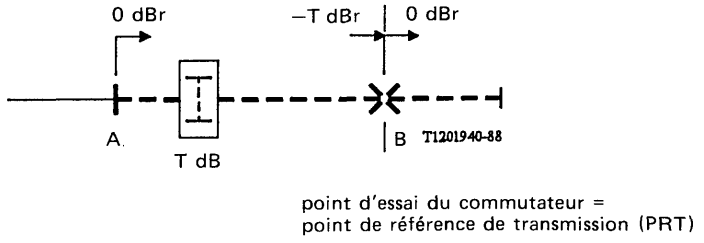


FIGURE 2/G.121

Exemple de saut de niveau relatif à une interface (point B)

Remarque 1 – La «puissance acheminable» s'applique à une charge *nominale* et non à la charge *réelle* à laquelle le système est assujetti. Par exemple, pour un système analogique, au PRT, la charge nominale de –15 dBm correspond à 0,032 mW dont 0,010 mW sont considérés comme provenant de la signalisation et des tonalités, 0,022 mW de la parole, résidus de courants porteurs et de la télégraphie harmonique. La charge nominale de la parole au PRT est donc de –16,6 dBm, considéré comme une moyenne temporelle obtenue à partir d'un ensemble de voies pendant une heure de pointe. Le niveau vocal moyen réel peut très bien être différent de cette valeur. C'est un cas, bien entendu, plus probable pour une voie individuelle. (Toutefois, il faut toujours fixer comme objectif une charge réelle proche de la charge nominale pour laquelle le système de transmission a une qualité de fonctionnement optimale).

Remarque 2 – Pour de nombreuses raisons, le gain ou l'affaiblissement numérique ne doit être utilisé qu'à titre exceptionnel dans un réseau.

Remarque 3 – L'introduction d'un gain ou d'un affaiblissement numérique risque de faire perdre leur stabilité aux relations entre niveau relatif et «puissance acheminable». Par exemple, dans un arrangement conforme à la figure 2/G.121, le niveau de crête maximal possible dans la réalité à la droite du point B (c'est-à-dire à 0 dBr) sera de T dB inférieur à +3,14 dBm. De même, à la gauche du point B (c'est-à-dire à $-T$ dBr) le niveau de seuil de bruit sera de T dB supérieur à ce qu'il et dans un système MIC normal.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.121)

Calcul de la différence nominale d'affaiblissement entre les deux sens de transmission

A.1 Soit une communication internationale entre centres primaires de deux pays, établie sur un circuit international de la manière indiquée à la figure A-1/G.121.

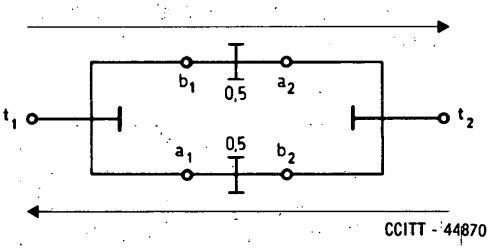


FIGURE A-1/G.121

L'affaiblissement nominal total dans chaque sens de transmission est:

$$1 \rightarrow 2 = t_1 b_1 + 0{,}5 + a_2 t_2 \quad \text{(dB)}$$

et

$$2 \rightarrow 1 = t_2 b_2 + 0{,}5 + a_1 t_1 \quad \text{(dB)}$$

où a et b sont définis conformément à la Recommandation G.122, en sorte que la différence entre les deux sens de transmission est:

$$(t_1 b_1 - a_1 t_1) - (t_2 b_2 - a_2 t_2) = d_1 - d_2$$

formules dans lesquelles d signifie $d_1 = t_1 b_1 - a_1 t_1$ ou $d_2 = t_2 b_2 - a_2 t_2$.

Remarque – Tant que les impédances nominales de la connexion à deux fils sont résistives, la définition «d'affaiblissement» ne pose pas de problème. Actuellement, on tend à utiliser des impédances nominales complexes. Il faut toutefois observer certaines conventions. La façon de mesurer les centraux numériques avec bornes analogiques est prescrite aux § 1.2.3 à 1.2.5 de la Recommandation Q.551. En résumé, les règles à suivre sont les suivantes:

a) l'équipement (circuit) est mesuré dans des conditions d'impédances nominalement adaptées pour les bornes analogiques. Pendant les mesures, la boucle de quatre fils doit être interrompue dans le sens opposé. (En pratique, cela signifie que les mesures sont effectuées *soit* entre deux impédances physiques, comme c'est le cas pour les mesures à 600 ohms, *soit* entre un générateur à faible impédance et un indicateur à forte impédance. L'une ou l'autre méthode (en fait la plus pratique) peuvent être utilisées. Les résultats des mesures ne varient pas sensiblement.) A noter que, quand on utilise la seconde méthode, une correction de 6 dB doit être appliquée;

b) l'affaiblissement nominal est l'affaiblissement composite à la fréquence référence de 1020 Hz (c'est-à-dire l'affaiblissement de tension auquel on applique un facteur de correction égal à 10 fois le logarithme du rapport d'impédance);

c) la distorsion d'affaiblissement en tant que fonction de la fréquence f est égale à 20 fois le logarithme du rapport de la tension à 1020 Hz à la tension à f.

ANNEXE B

(à la Recommandation G.121)

Considérations relatives à la transmission pour une boucle à quatre fils insérée dans un circuit à deux fils

B.1 *Considérations générales*

Une boucle à quatre fils comporte en général un changement de phase considérable en tant que fonction de la fréquence. En conséquence, elle peut avoir une forte influence sur la distorsion d'affaiblissement et sur les impédances lorsqu'elle est insérée dans un circuit à deux fils en raison des réflexions qui se produisent. On trouvera ci-après des expressions exactes correspondant à l'affaiblissement et à l'impédance ainsi qu'une règle approximativement utile pour estimer certaines conséquences de l'effet local.

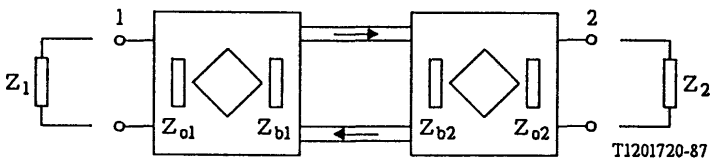


FIGURE B-1/G.121

Boucle à 4 fils insérée dans une communication à 2 fils

La figure B-1/G.121 illustre une boucle à quatre fils ayant des bornes d'accès à deux fils (n° 1, n° 2). Les désignations ci-après correspondent aux éléments suivants.

Impédances terminales: Z_1 et Z_2.

Impédances d'entrée à deux fils (boucle à quatre fils ouverte): Z_{o1} et Z_{o2}.

Impédances d'équilibre: Z_{b1} et Z_{b2}.

Affaiblissement et décalage de phase dans des conditions de charge adaptée, c'est-à-dire $Z_1 = Z_{o1}$ et $Z_2 = Z_{o2}$;

de la borne d'accès 1 à la borne d'accès 2 (boucle à quatre fils ouverte de la borne 2 à la borne 1): L_1 dB, B_1 deg.

de la borne d'accès 2 à la borne d'accès 1 (boucle à quatre fils ouverte de la borne 1 à la borne 2): L_2 dB, B_2 deg.

Définitions maintenant les facteurs (complexes) ci-après:

$$C_1 = 10^{-L_1/20} \cdot (\cos B_1 - j \sin B_1)$$

$$C_2 = 10^{-L_2/20} \cdot (\cos B_2 - j \sin B_2)$$

$$C_{r1} = \frac{2Z_{o1}}{Z_{o1} + Z_{b1}} \cdot \frac{Z_1 - Z_{b1}}{Z_1 + Z_{o1}}$$

$$C_{r2} = \frac{2Z_{o2}}{Z_{o2} + Z_{b2}} \cdot \frac{Z_2 - Z_{b2}}{Z_2 + Z_{o2}} \qquad \text{(B-1)}$$

$$C_{b1} = \frac{Z_{o1} - Z_{b1}}{Z_{o1} + Z_{b1}}$$

$$C_{b2} = \frac{Z_{o2} - Z_{b2}}{Z_{o2} + Z_{b2}}$$

Les affaiblissements d'équilibrage aux bornes d'accès 1 et 2 sont les suivants:

$$L_{br1} = -20 \log_{10} \left| C_{r1} \right|; \; L_{br2} = -20 \log_{10} \left| C_{r2} \right| \qquad \text{(B-2)}$$

Il convient de remarquer que les affaiblissements d'équilibrage peuvent devenir *négatifs* à certaines terminaisons. En conséquence, on trouvera certaines observations relatives à cet aspect que l'on peut rencontrer pour certaines configurations particulières de circuits pendant l'établissement d'une communication.

L'affaiblissement d'équilibrage minimum à une borne d'accès ayant une impédance d'entrée (deux fils) Z_o et une impédance d'équilibrage Z_b se produit lorsque l'impédance de terminaison est une *réactance pure*, dont la valeur dépend de Z_o et Z_b. (En conséquence, en général, il ne s'agit ni de la condition circuit ouvert ni de court-circuit.)

La valeur minimale d'affaiblissement d'équilibrage est la suivante:

$$(L_{br})_{min} = -20 \log_{10} \left\{ \frac{1}{\cos V} + \sqrt{(1 - S)^2 + (\tan V - T)^2} \right\} \qquad \text{(B-3)}$$

où

$$\left.\begin{aligned} V &= \text{déphasage de } (Z_o) \\ S + jT &= \frac{2Z_o}{Z_o + Z_b} \end{aligned}\right\} \qquad \text{(B-4)}$$

Lorsque, par conception, on donne à Z_o la même valeur qu'à Z_b, il se produit un cas particulièrement intéressant. L'équation B-4 se transforme alors comme suit:

$$(L_{br})_{min} = -20 \log_{10} \left\{ \tan \tfrac{1}{2} (90° - |V|) \right\}$$

$$(Z_o = Z_b) \qquad \text{(B-5)}$$

Cette valeur minimale se produit lorsque l'impédance de terminaison est une pure réactante jX de signe *opposé* à la réactance Z_o et à la valeur suivante:

$$|X| = |Z_o| \qquad \text{(B-6)}$$

Remarque 1 – En général, plus Z_o et Z_b sont réactifs, plus l'affaiblissement d'équilibrage minimal sera faible lorsque le nombre de terminaisons non réussies se produisent dans le réseau. Par exemple, si Z_o et Z_b étaient exactement adaptés à l'angle d'impédance caractéristique du câble d'abonné non chargé (–45°), l'affaiblissement d'équilibrage minimum serait égal à –7,7 dB. En conséquence, il convient d'éviter des valeurs extrêmement réactives de Z_o et de Z_b.

Remarque 2 – Pour les cas *normaux* se présentant dans le réseau, les terminaisons ainsi que les réseaux d'équilibrage ont le plus souvent une composante réactive négative. L'affaiblissement d'équilibrage et l'affaiblissement d'adaptation ne diffèrent pas beaucoup sur le plan numérique.

Remarque 3 – Dans de nombreux cas pratiques, les conditions «circuit ouvert» et «court-circuit» représentent les pires cas.

B.2 *Affaiblissement*

Selon la Convention du CCITT pour l'affaiblissement avec des impédances nominales complexes, l'affaiblissement de la borne d'accès 1 à la borne d'accès 2 lorsque la bouche à quatre fils est fermée est le suivant:

$$L_{12} = L_1 + 20 \log_{10} \left| \frac{Z_2\,(1\text{ kHz})}{Z_1\,(1\text{ kHz})} \right| + 20 \log_{10} \left| \frac{Z_{o1} + Z_1}{2Z_{o1}} \right| + \tag{B-7}$$

$$+ 20 \log_{10} \left| \frac{Z_{o2} + Z_2}{2Z_2} \right| + 20 \log_{10} \left| 1 - C_1 \cdot C_2 \cdot C_{r1} \cdot C_{r2} \right|$$

La somme des quatre premiers termes représentent l'affaiblissement qui serait mesuré lorsque la boucle à quatre fils est interrompue dans le sens retour de la borne 2 à la borne 1. Le second terme est une correction lorsque les impédances de terminaison sont inégales. (En partant de l'hypothèse que Z_1 et Z_2 sont les impédances de référence nominales.) Les troisième et quatrième termes représentent les effets d'inadaptation.

Enfin, le cinquième terme montre les effets d'ondulation dus au décalage de phase de la boucle et à l'équilibrage imparfait aux bornes, c'est-à-dire lorsque Z_{b1} n'est pas égal à Z_1 et Z_{b2} n'est pas égal à Z_2.

B.3 *Impédance*

Lorsque la boucle à quatre fils est fermée, l'impédance d'entrée à la borne d'accès 1 est la suivante:

$$Z_{in1} = Z_{o1} \frac{(Z_{o1} + Z_{b1}) + 2Z_{b1} \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot C_{r2}}{(Z_{o1} + Z_{b1}) - 2Z_{o1} \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot C_{r2}} \tag{B-8}$$

On peut mesurer l'écart de Z_{in1} par rapport à l'impédance d'entrée nominale à deux fils Z_{o1} à l'aide de l'affaiblissement d'adaptation:

$$L_{r1} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_{in1} + Z_{o1}}{Z_{in1} - Z_{o1}} \right| \tag{B-9}$$

En se servant de l'équation (B-8), on obtient:

$$L_{r1} = L_1 + L_2 + L_{br2} + 20 \log_{10} \left| 1 - C_1 \cdot C_2 \cdot C_{b1} \cdot C_{r2} \right| \tag{B-10}$$

Remarque 1 – Le dernier terme de l'équation (B-10) représente une ondulation (à haute périodicité). Toutefois, cette ondulation n'est souvent pas très importante. Si $Z_o = Z_b$, elle est égale à zéro!

Remarque 2 – Si l'affaiblissement de la bouche ($L_1 + L_2$) est faible, l'impédance d'entrée effective à une borne peut être sensiblement modifiée par les conditions prévalant à l'autre borne.

B.4 *Considérations relatives à l'effet local*

L'effet local peut avoir une influence très importante pour les abonnés situés à très grande proximité d'un central numérique, c'est-à-dire lorsque la longueur de ligne est égale à zéro. En conséquence, nous étudierons ici ce cas en détail.

Si un abonné est relié directement à la borne 1 dans la figure B-1/G.121, l'équation B-8 peut servir à calculer l'impédance Z que le poste téléphonique perçoit à ses terminaux. L'affaiblissement d'équilibrage de l'effet local A_{rst} et sa valeur moyenne pondérée A_m sont calculés comme indiqué dans l'annexe A.4.3 à la Recommandation G.111, en se servant de l'impédance d'entrée du poste téléphonique, Z_c, et de son impédance équivalente d'équilibrage de l'effet local Z_{so}. Enfin, l'effet local pour la personne qui parle et l'affaiblissement en sonie de l'effet local pour la personne qui écoute, l'AELM et l'ASEZ sont obtenus à l'aide de la valeur de A_m dans l'équation A.4-3 de l'annexe A à la Recommandation G.111.

Cette procédure est assez complexe du fait qu'elle implique le calcul exact de l'impédance à deux fils de la boucle fermée à quatre fils. Pour donner rapidement une indication de l'ampleur des incidences de l'effet local, on peut utiliser la méthode simplifiée ci-après.

Les incidences de l'inadaptation de l'effet local sont considérées comme la superposition de deux effets «d'écho», c'est-à-dire:

a) l'affaiblissement d'équilibrage de l'effet local A_{rst1} entre le poste téléphonique et l'impédance d'entrée *nominale* Z_{o1} de la borne de l'extrémité rapprochée à laquelle le poste est relié. La valeur moyenne pondérée A_{m1} est calculée à l'aide de l'équation A.4-3 de l'annexe A à la Recommandation G.111;

b) le défaut d'équilibrage de l'impédance de la borne de l'extrémité éloignée, transféré à la borne de l'extrémité rapprochée, c'est-à-dire l'affaiblissement d'adaptation L_{r1}, tel qu'il est donné par l'équation B-10[1] sert à calculer une valeur moyenne A_{m2} à l'aide de l'équation A.4-3 de l'annexe A à la Recommandation G.111.

Enfin, les deux «échos d'effet local» sont ajoutés en puissance pour donner une nouvelle valeur moyenne pondérée:

$$A_m = -10 \log_{10} \left\{ 10^{\frac{-A_{m1}}{10}} + 10^{\frac{-A_{m2}}{10}} \right\}$$

Remarque – Les effets de l'inadaptation de l'impédance de l'extrémité éloignée devront être interprétés bien entendu non comme un effet local mais comme un écho si le temps de propagation aller-retour est long. Le passage de la perception de l'effet local à celle d'un écho peut commencer après un délai de quelques millisecondes environ. (Ce problème est étudié au titre de la Question 9/XII.) Les échos dont le temps de propagation est long sont beaucoup plus perçus que l'effet local.

ANNEXE C

(à la Recommandation G.121)

Exemples de valeurs adoptées pour les compléments de ligne R et T par certaines Administrations

Cette annexe donne les valeurs des compléments de ligne R et T adoptées par certaines Administrations pour leurs réseaux numériques. Les chiffres indiqués ici conviennent à des communications numériques entre abonnés, les lignes d'abonné analogiques à deux fils étant raccordées à des centraux locaux numériques; ils pourront être différents dans un réseau évolutif mixte analogique et numérique.

Ces indications serviront de directives aux pays en développement qui envisagent de planifier de nouveaux réseaux. L'adoption de valeurs de cet ordre associées à des valeurs adéquates de l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho et la stabilité, devrait permettre de satisfaire aisément aux spécifications de la Recommandation G.122.

[1] En ignorant le dernier terme.

Certaines Administrations déterminent l'affaiblissement en fonction des niveaux relatifs d'entrée et de sortie. Ces valeurs peuvent être tirées du tableau C-1/G.121 en utilisant la relation indiquée à la figure C-1/G.121.

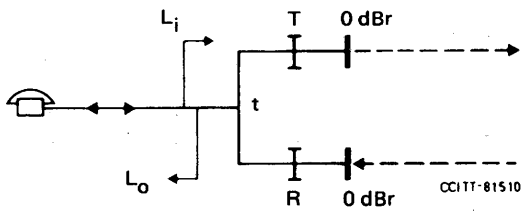


FIGURE C-1/G.121

Relation entre les niveaux relatifs et les compléments de ligne R et T

Dans ce circuit, on suppose que l'entrée du codeur et la sortie du décodeur ont des niveaux relatifs de 0 dBr, que le complément de ligne T représente l'affaiblissement total entre le point à deux fils, t, et l'entrée du codeur, et que le complément de ligne R représente l'affaiblissement total entre la sortie du décodeur et t. En conséquence, la relation entre les niveaux relatifs et les affaiblissements est:

$$L_i = T, \; L_o = -R$$

Remarque – Actuellement, on a tendance à employer une impédance nominale complexe à la borne à deux fils. Voir la remarque à l'annexe A.1 en ce qui concerne l'interprétation de l'affaiblissement dans ce cas.

Dans des cas exceptionnels, on peut obtenir certains des affaiblissements correspondant à R et T au moyen de compléments de ligne numériques. Voir les § 6.2 et 6.3 pour plus de détails.

En général, l'intervalle des niveaux d'entrée a été calculé en supposant que les puissances vocales dans le réseau sont voisines de la charge conventionnelle adoptée pour la conception des systèmes MRF. Les mesures effectuées montrent toutefois que cette charge n'est pas atteinte dans la pratique (supplément n° 5 au fascicule III.2 du *Livre jaune*). C'est la raison pour laquelle il pourrait être préférable à l'avenir de modifier les niveaux d'entrée (et de sortie) utilisés pour la conception des centraux. Une telle modification devrait cependant tenir compte des éléments suivants:

i) l'intervalle des puissances vocales observées sur une voie donnée à l'entrée du central et les effets subjectifs de l'écrêtage du signal, si les dégradations sont limitées à cette voie;

ii) le niveau des signaux analogiques autres que les signaux vocaux (par exemple, émanant de modems pour la transmission de données ou de dispositifs de signalisation à fréquences multiples), en particulier ceux qui proviennent d'abonnés raccordés à des lignes courtes;

iii) la nécessité de satisfaire aux conditions d'écho et de stabilité spécifiées dans la Recommandation G.122, en particulier lorsque la somme de R et de T est inférieure à 6 dB;

iv) la nécessité de tenir compte de la différence d'affaiblissement entre les deux sens de transmission, comme cela est indiqué au § 6.3 de la Recommandation G.121.

A ce stade, les Administrations devraient considérer que le fait d'envisager un intervalle de réglage du niveau, pour la conception future des centraux locaux numériques, peut présenter certains avantages.

TABLEAU C-1/G.121

Valeurs de R et T pour divers pays

	Types de communications					
	Central de rattachement		Locales via jonctions numériques		Interurbaines via commutateurs interurbains numériques	
	R dB	T dB	R dB	T dB	R dB	T dB
Allemagne (R.f. d') (Pour abonnés sur lignes courtes: $R = 10$ dB, $T = 3$ dB)	7	0	7	0	7	0
Australie	6	0	6	0	6	0
Autriche	7	0	7	0	7	0
Belgique	7	0	7	0	7	0
Canada	0	0	3	0	6	0
Danemark	6	0	6	0	6	0
Espagne	7	0	7	0	7	0
Etats-Unis	0	0	3	0	6	0
Finlande	7	0	7	0	7	0
France	7	0	(non utilisées)	(non utilisées)	7	0
Inde	6	0	6	0	6	0
Italie	7	0	7	0	7	0
Japon	4	0	8	0	8	0
Pays-Bas	4,5	1,5	4,5	1,5	4,5 (national) 10,5 (international)	1,5
Norvège	5	2	5	2	5	2
Royaume-Uni (Les valeurs indiquées s'appliquent aux lignes médianes; un affaiblissement supplémentaire est introduit sur les lignes locales courtes dans les deux sens de transmission)	6	1	6	1	6	1
Suède	5	0	5	0	5 (national) 7 (international)	0 (national) 0 (international)
URSS	7	0	7	0	7	0
Yougoslavie	7	0	7	0	7	0
Nouvelle-Zélande	7	0,5	7	0,5	7	0,5

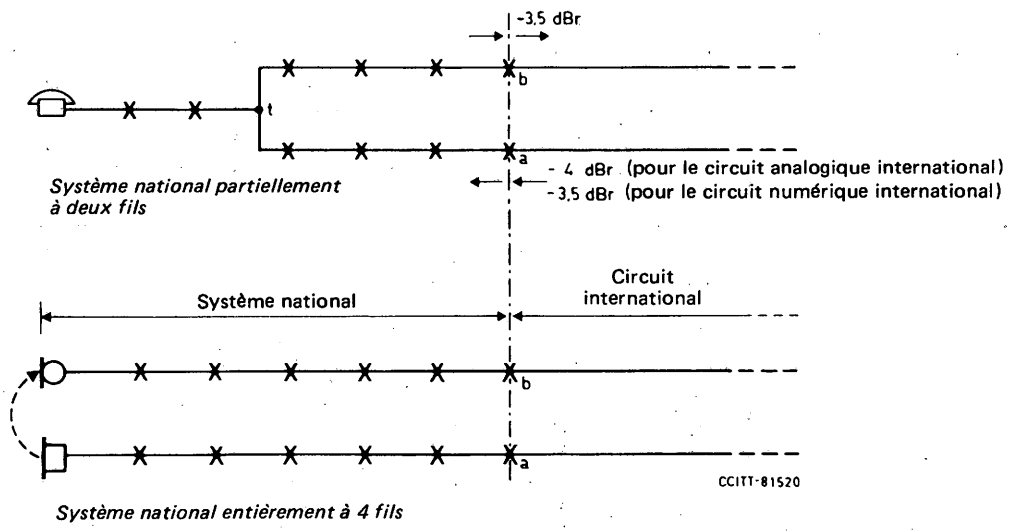
INFLUENCE DES SYSTÈMES NATIONAUX SUR LA STABILITÉ, L'ÉCHO POUR LA PERSONNE QUI PARLE ET POUR LA PERSONNE QUI ÉCOUTE DANS LES COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968; Genève, 1972, 1976 et 1980; Malaga-Torremolinos, 1984 et Melbourne, 1988)

1 Introduction

Les informations fournies dans la présente Recommandation s'appliquent à tous les systèmes nationaux.

Les configurations d'un système national qui aboutissent à des extrémités virtuelles analogiques sont représentées à la figure 1/G.122.



Remarque — a et b sont les extrémités virtuelles analogiques du circuit international.

FIGURE 1/G.122

Configuration du système national et définition de l'extrémité virtuelle analogique

L'affaiblissement de transmission introduit par le système national entre *a* et *b*, appelé affaiblissement (*a-b*), est important à trois points de vue:

a) il conditionne la marge de la communication internationale à l'égard des oscillations au cours de l'établissement et de la libération de la communication. Un affaiblissement minimal dans la bande de 0 à 4 kHz constitue la valeur caractéristique;

b) il conditionne la marge de stabilité au cours d'une communication. Ici aussi, un affaiblissement minimal dans la bande de 0 à 4 kHz constitue la valeur caractéristique mais dans ce cas, les appareils des abonnés (téléphone, modem, etc.) sont censés être connectés et en état de service;

c) il conditionne la protection contre les échos et, en ce qui concerne l'effet subjectif de l'écho pour la personne qui parle, une somme pondérée de l'affaiblissement (*a-b*) dans la bande de 300 à 3400 Hz constitue la valeur caractéristique.

En outre, les échos circulant dans n'importe quelle boucle à quatre fils du système national ou dans la chaîne internationale à quatre fils, donnent lieu à l'écho pour la personne qui écoute, ce qui peut affecter la transmission de données analogiques dans la bande vocale.

Les caractéristiques définies dans la présente Recommandation représentent les objectifs de fonctionnement du réseau.

2 Affaiblissement (*a-b*) en vue d'éviter l'instabilité en cas d'établissement, de libération ou de modifications intervenant dans une communication

2.1 L'instabilité doit être évitée dans toutes les conditions normales d'établissement ou de libération de la communication et en cas d'autres modifications intervenant dans la composition (par exemple, transfert d'appel) d'une communication complète. Pour assurer une stabilité adéquate des connexions internationales, il faut que la répartition (sur de nombreux appels réels) de l'affaiblissement (*a-b*) observé dans le cas le plus défavorable, soit telle que le risque d'un affaiblissement (*a-b*) de 0 dB ou moins ne dépasse pas 6 pour 1000 appels lorsqu'on utilise la méthode de calcul appliquée au § 2.2. Cette condition devrait être respectée pour n'importe quelle fréquence de la bande comprise entre 0 et 4 kHz.

Remarque 1 – Les systèmes de signalisation et de commutation influent sur l'affaiblissement (*a-b*) dans les cas d'établissement et de libération de la communication. Par exemple, dans certains systèmes, des enregistreurs à quatre fils commandent la procédure d'établissement et n'établissent le trajet à quatre fils qu'après réception du signal de réponse. Dans d'autres systèmes, les circuits sont libérés immédiatement en présence d'un état d'occupation. Dans ce cas, le risque d'une oscillation ne se pose pas.

Remarque 2 – La Recommandation Q.32 donne des informations sur les méthodes permettant d'obtenir un affaiblissement adéquat (*a-b*) dans un système national d'arrivée avant d'obtenir les réponses de l'abonné demandé (c'est-à-dire, au cours de la transmission de la tonalité de retour d'appel) ou lorsque le numéro de l'abonné est occupé ou qu'il est impossible de l'atteindre.

Remarque 3 – Lorsqu'il n'existe pas de dispositions semblables à celles qui sont décrites dans les Remarques 1 ou 2 ci-dessus, il est en général permis de supposer qu'aucun affaiblissement d'équilibrage n'est produit par le circuit téléphonique local appelé (s'il est à deux fils). Dans ce cas, l'affaiblissement nécessaire (*a-b*) doit provenir des affaiblissements de transmission du système national.

Remarque 4 – La stabilité des communications téléphoniques internationales en dehors de la bande des fréquences effectivement transmises (c'est-à-dire au-dessous de 300 Hz et au-dessus de 3400 Hz) dépend des affaiblissements suivants aux fréquences considérées:

- affaiblissement d'équilibrage des termineurs;
- affaiblissement des termineurs;
- affaiblissement des circuits à quatre fils.

Remarque 5 – Les conditions qui ne durent que quelques dixièmes de milliseconde peuvent être négligées parce que dans un tel laps de temps, les oscillations ne peuvent pas atteindre un niveau significatif.

2.2 On peut respecter la limite qui y est recommandée au § 2.1 en imposant, par exemple, les conditions simultanées suivantes au réseau national:

1) la somme des affaiblissements nominaux dans chaque sens de transmission *a-t* et *t-b*, mesurés entre l'entrée à deux fils du termineur *t* et l'une ou l'autre des extrémités virtuelles du circuit international, *a* ou *b*, doit être au moins égale à $(4 + n)$ dB où n est le nombre de circuits analogiques ou mixtes analogiques-numériques à quatre fils dans la chaîne nationale;
2) l'affaiblissement d'équilibrage pour la stabilité, au termineur *t*, doit avoir une valeur au moins égale à 2 dB dans toutes les conditions de terminaison rencontrées en exploitation normale;
3) l'écart type des variations de l'affaiblissement d'un circuit ne doit pas dépasser 1 dB (voir le § 3 de la Recommandation G.151).

Dans un calcul effectué pour vérifier si ces valeurs sont acceptables, on peut supposer (voir [1]):

- qu'il n'existe aucune différence significative entre la valeur nominale et la valeur moyenne de l'affaiblissement des circuits;
- que les variations de l'affaiblissement pour les deux sens de transmission du même circuit sont en parfaite corrélation;
- que les distributions sont de type gaussien.

Pour l'affaiblissement (a-b), on obtient les valeurs suivantes:

valeur moyenne $2 + 4 + n = 6 + n$ dB

écart type $\sqrt{4n}$ dB

Avec $n = 4$, la valeur moyenne devient 10 dB et l'écart type 4 dB, ce qui donne une probabilité de 6×10^{-3} pour les valeurs inférieures à 0 dB.

Remarque – Il n'est pas nécessaire que les deux quantités a-t et t-b soient égales, ce qui autorise l'emploi d'un gain différentiel sur le réseau national. Cette dernière pratique peut être nécessaire pour satisfaire aux clauses du § 2 de la Recommandation G.121, mais elle entraîne que les équivalents en service terminal de la chaîne à quatre fils complétée par les termineurs peuvent être différents pour les deux sens de transmission. Lorsqu'on choisit la valeur nominale de l'affaiblissement t-b, on doit dans tous les cas garder présent à l'esprit le § 3 de la Recommandation G.121, relative à l'équivalent de référence à l'émission minimale à imposer à chaque chaîne nationale pour éviter tout risque de surcharge dans le réseau international.

3 Affaiblissement non pondéré (a-b) sur les communications établies

3.1 L'objectif est d'éviter, autant que possible, que l'affaiblissement (a-b) ne puisse avoir des valeurs faibles à n'importe quelle fréquence de la gamme comprise entre 0 à 4 kHz. Il faut donc imposer des restrictions à la répartition des valeurs de l'affaiblissement de la stabilité (a-b) pour la population d'appels internationaux réels établis sur le système national. Cette distribution peut être caractérisée par une valeur moyenne et par un écart type.

L'objectif sera atteint lorsque le système national aura une valeur moyenne d'au moins $(10 + n)$ dB ainsi qu'un écart type ne dépassant pas $\sqrt{6{,}25 + 4n}$ dB dans la bande de 0 à 4 kHz; où n est le nombre de circuits analogiques ou mixtes analogiques-numériques à quatre fils dans la chaîne nationale. D'autres distributions sont, elles aussi, acceptables, pour autant qu'elles permettent d'aboutir à des résultats équivalents ou supérieurs à ceux obtenus en appliquant la convention utilisée en [1].

Remarque 1 – Voir la remarque du § 2.2.

Remarque 2 – Dans le cas plus conventionnel de la partie *a)* de la figure 1/G.122, l'affaiblissement (a-b) est calculé en tant que somme des affaiblissements du circuit, d'affaiblissement de terminaison et d'affaiblissement d'équilibrage pour la stabilité. En réalité, l'affaiblissement (a-b) à une fréquence donnée est la somme des affaiblissements du circuit à cette fréquence, plus l'affaiblissement d'équilibrage à la même fréquence. Pour les besoins de la planification, on peut supposer que l'affaiblissement de stabilité est égal ou supérieur à la somme de l'affaiblissement d'équilibrage pour la stabilité, plus la somme des affaiblissements du circuit à la fréquence de référence. En effet, on a observé que l'affaiblissement le plus faible du circuit se produit généralement au voisinage de la fréquence de référence.

Remarque 3 – On peut supposer que les circuits entièrement numériques ont un affaiblissement dont la valeur moyenne et l'écart type sont égaux à 0. Les codecs vocaux des circuits ou des centraux doivent normalement présenter des variations d'affaiblissement plus faibles que les circuits à courants porteurs. Des écarts types de l'ordre de 0,4 dB ont été signalés dans les variations de l'affaiblissement d'une combinaison codeur-décodeur.

Remarque 4 – On suppose que l'appareil de l'abonné (téléphone, modem) dans un circuit téléphonique local à deux fils se trouve en état «décroché», ou son équivalent, de sorte qu'on obtient un affaiblissement d'équilibrage.

Remarque 5 – Dans la pratique, la répartition de l'affaiblissement d'équilibrage pour la stabilité est nettement oblique, la plupart des écarts types étant dus à des valeurs se situant au-dessus de la moyenne. Il pourrait être trop restrictif de partir de l'hypothèse d'une distribution normale.

Remarque 6 – Le manuel du CCITT cité en [3] décrit quelques méthodes qui ont été proposées, et dans certains cas appliqués avec succès par les Administrations en vue d'améliorer l'affaiblissement d'équilibrage.

3.2 On pourra, par exemple, obtenir la distribution de l'affaiblissement pour la stabilité (a-b) recommandée au § 3.1, à condition que la valeur moyenne de l'affaiblissement d'équilibrage pour la stabilité au termineur ne soit pas inférieure à 6 dB et que l'écart type ne dépasse pas 2,5 dB; il faut en outre que les conditions stipulées au § 2.2 soient satisfaites.

4 Affaiblissement pour l'écho (a-b) sur les communications établies

4.1 Afin de minimiser les effets de l'écho sur les communications internationales, il est recommandé que la distribution de l'affaiblissement de l'écho (*a-b*) pour la population d'appels internationaux réels établis sur le système national ait une valeur moyenne qui ne soit pas inférieure à $15 + n$ dB avec un écart type ne dépassant pas $\sqrt{9 + 4n}$, où n est le nombre de circuits analogiques ou mixtes analogiques-numériques à quatre fils dans la chaîne nationale.

D'autres distributions sont également acceptables, dès lors qu'elles permettent d'obtenir des résultats équivalents ou supérieurs calculés conformément à la convention adoptée dans le supplément n° 2.

Remarque 1 – Dans les suppresseurs et annuleurs d'écho conformes aux Recommandations G.164 et G.165, l'affaiblissement du signal (*a-b*), pour le signal *réel* faisant converger le compensateur ou qui est commandé par le suppresseur doit généralement être égal à 6 dB. L'affaiblissement du signal (*a-b*) est le rapport de la puissance signal incident/signal réfléchi sur le trajet de retour. La valeur de l'affaiblissement du signal (*a-b*) dépendra à la fois de la réponse en fréquence de l'affaiblissement (*a-b*) et du spectre du signal. Par conséquent, il est souhaitable, du point de vue de la qualité de transmission, que l'affaiblissement pour la stabilité (*a-b*) au cours d'une communication établie soit d'au moins 6 dB, car cela permettra d'assurer un fonctionnement approprié de n'importe quel signal (spectre de fréquence) dans la bande de 0 à 4 kHz.

Toutefois, ce niveau de fonctionnement n'est pas toujours réalisable, surtout aux fréquences supérieures des signaux de données dans la bande vocale. Pour ce qui est de la parole, l'affaiblissement du signal (*a-b*) atteindra généralement au moins 6 dB si l'affaiblissement pour l'écho est lui-même de 6 dB. Toutefois, pour les signaux de données dans la bande vocale, il faut un affaiblissement pour l'écho plus élevé, afin d'obtenir un affaiblissement du signal de données (*a-b*) de 6 dB. Pour certains signaux de données, il faut un affaiblissement pour l'écho d'au moins 10 dB. Il convient de noter que dans certains modems fonctionnant en semi-duplex sur les circuits à satellite équipés d'annuleurs d'écho, il faudra que l'annuleur fonctionne de façon satisfaisante pour éviter que les échos à long temps de propagation, qui dépassent la période de réglage silencieux du récepteur, ne causent pas des problèmes de transmission de données.

Remarque 2 – Voir la remarque 2 du § 3.1. De même, pour les besoins de la planification, on peut supposer que l'affaiblissement pour l'écho est égal ou supérieur à la somme de l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho et des affaiblissements du circuit à la fréquence de référence.

Remarque 3 – La Recommandation G.131 fournit des directives sur l'application des dispositifs de limitation de l'écho.

4.2 L'affaiblissement d'écho (*a-b*) s'obtient à partir de l'intégrale de la caractéristique de transfert de puissance $A(f)$ pondérée par une pente négative de 3 dB/octave comprise entre 300 et 3400 Hz, de la manière suivante:

$$\text{Affaiblissement d'écho } L_e = 3{,}85 - 10 \log_{10} \left[\int_{300}^{3400} \frac{A(f)}{f} \mathrm{d}f \right] \text{ dB}$$

où

$$A(f) = 10^{\frac{-Lab(f)}{10}} \text{ avec } L_{ab} = \text{affaiblissement } (a\text{-}b)$$

Remarque 1 – La méthode susmentionnée remplace une méthode utilisée précédemment dans laquelle l'affaiblissement d'écho du trajet *a-t-b* était provisoirement défini comme étant l'expression, en unités de transmission, de la valeur moyenne non pondérée du rapport de puissance dans la bande de 500 à 2500 Hz. On a estimé que la nouvelle méthode s'adaptait mieux à l'opinion subjective pour les communications individuelles. Cependant, une étude a montré que les distributions d'affaiblissement de trajet d'écho pour les échantillons importants de communications réelles, calculées à l'aide des deux méthodes, ont presque des moyennes et des écarts types identiques. En conséquence, les données rassemblées à l'aide de l'ancienne méthode sont encore considérées comme utiles pour les études de planification.

Remarque 2 – Il a été démontré qu'un signal de bruit blanc n'est pas nécessairement le meilleur moyen de mesurer le niveau de l'écho résiduel après la suppression, car un annuleur d'écho n'aboutit pas exactement au même résultat avec ce genre de signal qu'avec un signal vocal réel. Il peut être préférable d'utiliser le signal téléphonique conventionnel (Recommandation G.227 [5]) ou mieux encore, un signal vocal artificiel [6]. Le signal de bruit pondéré recommandé ci-dessus est un compromis satisfaisant.

Remarque 3 – On peut obtenir de meilleurs affaiblissements d'adaptation à *t* lorsque le central local utilise une commutation à quatre fils et que la ligne locale est associée en permanence à l'unité de conversion 2 fils-4 fils et à son équilibreur (voir, par exemple, la Recommandation Q.552). En cas de commutation à deux fils, il faut utiliser un équilibreur de compromis.

Remarque 4 – On peut démontrer qu'un combiné téléphonique à quatre fils utilisé normalement, peut introduire un écho acoustique significatif dans la communication. Par conséquent, dans certains cas (affaiblissement faible, temps longs de propagation), il faut peut-être utiliser des dispositifs de limitation de l'écho.

4.3 La valeur recommandée au § 4.1 peut être réalisée dans les conditions suivantes, données à titre d'exemple: la valeur moyenne de la somme des affaiblissements *a-t* et *t-b*, serait au moins égale à $(4 + n)$ dB, avec un écart type par rapport à la moyenne ne dépassant pas $2\sqrt{n}$ dB; l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho, au termineur *t*, serait au moins égal à 11 dB avec un écart type ne dépassant pas 3 dB.

5 Effets de l'écho pour la personne qui écoute (écho à l'extrémité de réception)[1]

5.1 *Considérations générales*

Dans les § 1 à 4 de la présente Recommandation, on a supposé qu'il n'existait qu'une seule boucle à 2 fils-4 fils-2 fils (ci-après désignée boucle) dans une communication. Par conséquent, les conditions stipulées dans les § 1 à 4 sont valables pour ce cas, c'est-à-dire qu'elles se réfèrent à une «demi-boucle» vue directement par les extrémités virtuelles analogiques. Toutefois, dans les communications mixtes analogiques et numériques, il se peut que l'on rencontre plusieurs boucles lorsque les centraux numériques à quatre fils (y compris les autocommutateurs privés) sont connectés par deux fils à d'autres centraux. Ces boucles ont en général un affaiblissement faible et des temps de propagation courts (quelques millisecondes tout au plus). Les signaux réfléchis deux fois, c'est-à-dire dans les deux différentiels qui terminent une boucle, entraîneraient donc un écho pour la personne qui écoute. Ces signaux d'écho pour la personne qui écoute:

- peuvent causer un «vide» préjudiciable dans les communications téléphoniques;
- peuvent dégrader le taux d'erreur sur les bits des signaux de données reçus dans la bande vocale.

D'une manière générale, on a constaté que pour obtenir une transmission satisfaisante, il faut que l'affaiblissement de l'écho pour la personne qui écoute ait des valeurs plus élevées (dans la bande de 500 à 2500 Hz) que la parole (dans la bande de 300 à 3400 Hz) dans les récepteurs de modems de données.

L'effet de l'écho pour la personne qui écoute est caractérisé par la différence de niveau entre le signal direct et le signal multiple réfléchi. Sur la figure 2/G.122, on suppose que l'affaiblissement du trajet direct est de *S* dB, alors que l'affaiblissement le long du trajet du signal réfléchi est de *L* dB. L'affaiblissement de l'écho pour la personne qui écoute (LE) est alors $L - S$ dB. D'après la figure 2/G.122, on constate que s'il n'y a que deux réflexions (uniquement les signaux à double réflexion), l'affaiblissement de l'écho pour la personne qui écoute, LE, est égal à l'affaiblissement autour de la boucle (affaiblissement en boucle ouverte, ABO) car tous les autres affaiblissements proviennent de la même manière des signaux directs et des signaux réfléchis.

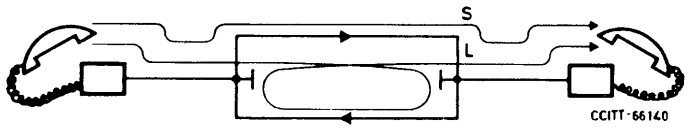


FIGURE 2/G.122

Echo pour la personne qui écoute

Il convient de noter qu'en général l'écho pour la personne qui écoute comprend une série de signaux réfléchis deux fois, quatre fois, etc., et donc que LE et ABO ne sont pas égaux en principe. Toutefois, dans la pratique, on peut considérer que LE et ABO sont égaux lorsque l'ABO dépasse environ 8 dB.

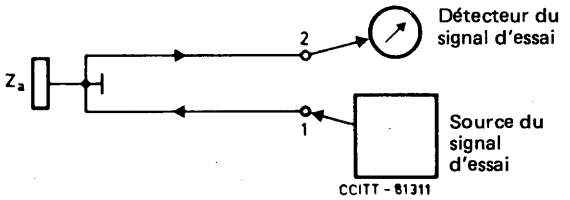
L'affaiblissement autour de la boucle peut être mesuré en coupant la boucle en un point, en injectant un signal et en mesurant l'affaiblissement obtenu au moment de traverser la boucle ouverte. Pendant les mesures, il faut que toutes les conditions d'impédance de la boucle fermée restent inchangées ainsi qu'aux extrémités à 2 fils. La grandeur mesurée est l'affaiblissement en boucle ouverte (ABO).

Pour des raisons pratiques, il sera plus commode de faire des mesures des demi-boucles, surtout dans le cas des centraux à quatre fils munis de termineurs de circuit à deux fils, étant donné qu'il est parfois difficile de maintenir une communication dans un central à quatre fils et d'interrompre un sens de transmission. Le principe de l'affaiblissement en demi-boucle (ADB) est expliqué à la figure 3/G.122.

---

[1] Le terme «écho pour la personne qui écoute», tel qu'il est utilisé dans ce contexte, peut prêter à confusion. Il pourrait être remplacé par un terme plus approprié. L'expression «écho à l'extrémité de réception» est une expression que préfèrent certaines Administrations.

La somme des deux affaiblissements en demi-boucle d'un dispositif à 2 fils-4 fils-2 fils est égale à son affaiblissement en boucle ouverte (il est donc très proche de son affaiblissement d'écho pour la personne qui écoute); on suppose à nouveau que les conditions d'impédance aux extrémités à deux fils restent inchangées lors des mesures.



Remarque – 1 et 2 sont des points situés au même niveau (par exemple, des points numériques).

FIGURE 3/G.122

Mesures de l'affaiblissement en demi-boucle

5.2 *Limitation de l'écho pour la personne qui écoute*

5.2.1 *Transmission de données dans la bande vocale*

On étudie actuellement les valeurs minimales de l'affaiblissement d'écho pour la personne qui écoute. Les considérations exposées ci-après constituent un exemple et peuvent servir à indiquer les valeurs de l'ABO qu'il faudrait peut-être attribuer aux types existants de modems dont le débit binaire peut atteindre jusqu'à 2,4 kbit/s, pour obtenir une transmission de données de haute qualité:

- une communication complète ne doit pas comprendre plus de 5 (et exceptionnellement 7) boucles physiques;
- les boucles ayant un ABO très élevé (par exemple, supérieur à 45 dB) ne doivent pas figurer parmi les boucles faisant partie de la communication;
- l'ABO de chaque boucle, pour n'importe quelle fréquence de la bande comprise entre 500 et 2500 Hz, ne doit pas être inférieur aux valeurs indiquées dans le tableau 1/G.122 (avec $ABO = 18 + 10 \log m$, où m = nombre total de boucles):

TABLEAU 1/G.122

Dans un système national		Nombre total maximal de boucles dans une communication internationale
Nombre de boucles nationales	ABO de chaque boucle	
1	22 dB	3
2	25 dB	5
3	26,5 dB	7

5.2.2 *Transmission dans la bande vocale*

La qualité de transmission dans la bande vocale, en présence d'un écho pour la personne qui écoute, peut être quantifiée par une valeur pondérée de l'ABO dans la bande des fréquences vocales comprise entre 300 et 3400 Hz. Deux fonctions de pondération ont été définies dans le supplément n° 3 du tome V.

D'après les renseignements fournis dans la Recommandation P.11, on peut déduire les valeurs appropriées de l'ABO en fonction du temps de propagation aller et retour de la boucle pour obtenir une transmission satisfaisante dans la bande vocale. Ces valeurs sont actuellement à l'étude.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.122)

Mesure de l'affaiblissement de la stabilité (*a-b*) et de l'affaiblissement de l'écho (*a-b*)

L'affaiblissement pour la stabilité (*a-b*) et l'affaiblissement pour l'écho (*a-b*) tels qu'ils sont respectivement définis dans les § 3.1 et 4.1 peuvent être mesurés au moyen d'un appareil placé au centre international, conformément au principe décrit à la figure A-1/G.122.

En ce qui concerne la mesure de l'écho, la réponse combinée des filtres d'émission et de réception doit être telle que la définition donnée au § 4.2 du texte de la Recommandation soit effectivement appliquée – de telle manière, par exemple, que la différence entre un affaiblissement d'écho mesuré et un affaiblissement d'écho calculé à partir de la caractéristique d'affaiblissement en fonction de la fréquence ne dépasse pas 0,25 dB.

La répartition de la réponse totale entre l'émission et la réception n'a aucun caractère critique, et l'on peut utiliser toute division raisonnable pourvu que:

- l'on évite, dans les systèmes de transmission nationaux, des perturbations excessives entre voies, dues au spectre illimité du signal transmis;
- les signaux non désirés pouvant donner lieu à des erreurs, bourdonnements, bruit de circuit, résidu de la porteuse, par exemple, soient interdits à l'entrée du récepteur.

Des arrangements appropriés (non représentés sur le dessin) sont nécessaires pour l'accès (manuel ou automatique) aux commutateurs quatre fils au centre international, de même que pour assurer qu'il est dûment tenu compte des niveaux de transmission aux points effectifs de commutation.

En ce qui concerne la mesure de la stabilité, si l'on fait usage d'un oscillateur à balayage, il convient de prendre garde au risque de fonctionnement intempestif des systèmes nationaux de signalisation.

Dans ces deux mesures, on peut obtenir des résultats anormaux s'il y a des suppresseurs d'écho dans les circuits de prolongement nationaux.

Pour mesurer l'affaiblissement pour l'écho (*a-b*), la sortie du filtre d'émission est tout d'abord connectée à l'entrée du filtre de réception; le niveau approprié est alors réglé et il en est pris note. L'appareil est ensuite connecté comme indiqué à la figure A-1/G.122 et il est pris note de la nouvelle indication qui s'inscrit sur le cadran. L'affaiblissement ainsi établi est l'affaiblissement pour l'écho (*a-b*).

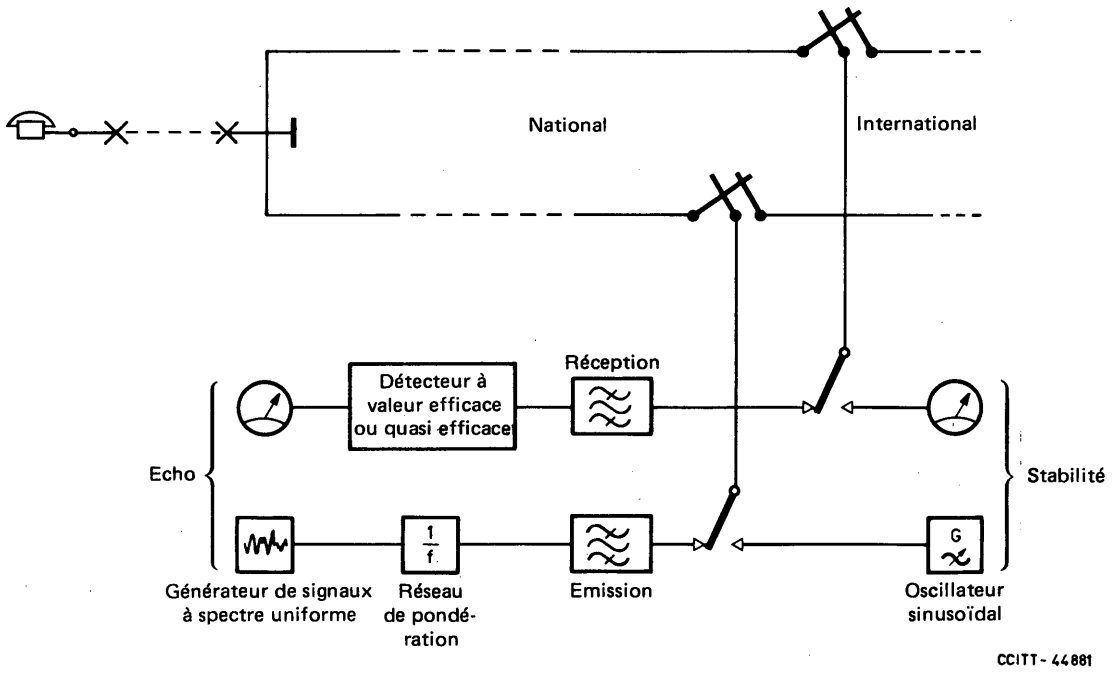


FIGURE A-1/G.122

Principe de la mesure de l'affaiblissement sur le trajet *a-t-b* aux points de vue de la stabilité et de l'écho

ANNEXE B

(à la Recommandation G.122)

Explication des termes relatifs au trajet *a-t-b*

(Contribution de British Telecom et de l'Australie)

B.1 *Affaiblissement d'adaptation*

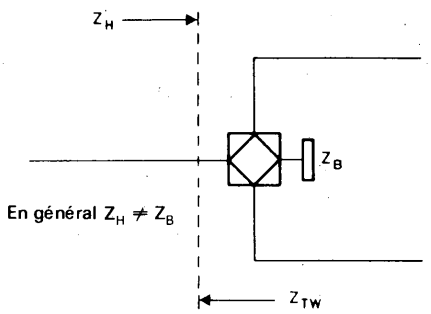
L'affaiblissement d'adaptation est une grandeur qui indique le degré d'adaptation entre deux impédances. Il a pour expression:

$$\text{Affaiblissement d'adaptation de } Z_1 \text{ par rapport à } Z_2 = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \right| \text{ dB}$$

Le terme «affaiblissement d'adaptation» ne devrait être utilisé que pour les circuits à deux fils, transmettant des signaux simultanément dans les deux sens.

B.2 *Affaiblissement d'équilibrage*

Le préambule à la Recommandation G.122 donne de l'affaiblissement d'équilibrage une définition précise, illustrée par la figure B-1/G.122.



$$\text{Affaiblissement d'équilibrage} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_B + Z_{TW}}{Z_B - Z_{TW}} \right| \text{ dB}$$

FIGURE B-1/G.122

Il importe que la partie en deux fils se prête à l'étude projetée: si l'on étudie par exemple l'écho de la parole, le poste téléphonique doit être en position de conversation.

Dans le cas particulier, qui se présente d'ailleurs très souvent, où les impédances sur chaque trajet de la partie en quatre fils sont aussi égales à Z_B (par exemple, 600 ohms), l'équipement terminal présente au point en deux fils une impédance sensiblement égale à Z_B. La figure B-2/G.122 illustre ce cas.

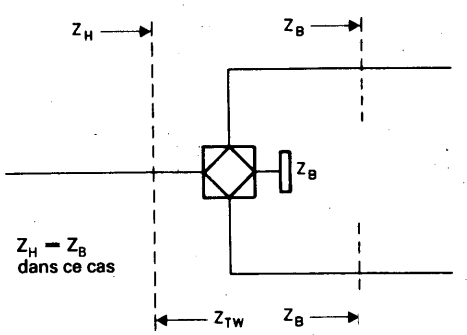


FIGURE B-2/G.122

Il faut toujours utiliser le terme «affaiblissement d'équilibrage» et non «affaiblissement d'adaptation» pour désigner la partie de l'affaiblissement du trajet *a-t-b* imputable au degré d'adaptation entre Z_B et Z_{TW}.

B.3 *Affaiblissement du trajet a-t-b*

Il peut y avoir des risques de confusion dans la mesure où cette notion peut s'appliquer à des systèmes qui ne comportent pas matériellement de point «*t*», par exemple dans certaines simulations en laboratoire de communications de grande longueur dans lesquelles l'écho est introduit par un circuit unidirectionnel asservi qui «enjambe» les deux circuits à quatre fils. Il est nécessaire de mentionner le point «*t*» dans la Recommandation puisque celui-ci s'applique à des réseaux téléphoniques publics, réels, à commutations.

On se trouve généralement en présence de l'un des deux cas suivants:

Cas 1: Le point «*t*» existe (figure B-3/G.122).

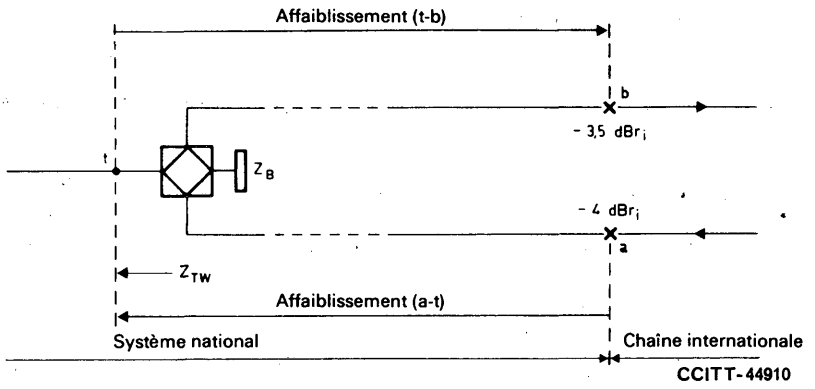


FIGURE B-3/G.122

L'affaiblissement du trajet *a-t-b* peut être calculé comme suit:

$$\text{Affaiblissement } (a\text{-}t) + 20 \log_{10} \left| \frac{Z_B + Z_{TW}}{Z_B - Z_{TW}} \right| + \text{affaiblissement } (t\text{-}b)$$

Ce schéma est tracé en fonction des extrémités virtuelles du circuit international et des niveaux relatifs correspondant à ces extrémités. L'indice i dans l'abréviation dBr$_i$ signifie que ces niveaux relatifs sont définis par rapport à un point à 0 dBr du circuit international.

Il est évident que l'on peut, dans la pratique, utiliser tout autre couple de niveaux relatifs appropriés (différant de 0,5 dB dans le sens convenable), par exemple les niveaux de commutation réellement utilisés dans un centre international.

Cas 2: Il n'existe pas de point «*t*» (figure B-4/G.122).

Cette hypothèse concerne tout particulièrement les dispositifs utilisés pour les essais en laboratoire.

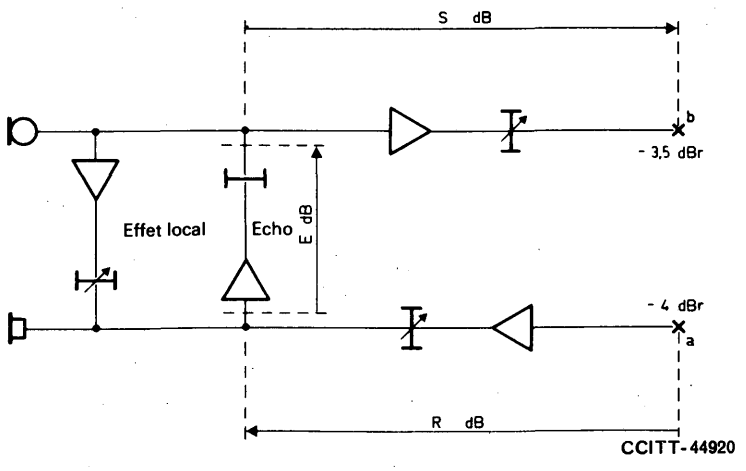


FIGURE B-4/G.122

Dans ce cas, on peut calculer l'affaiblissement du trajet *a*-«*t*»-*b* comme suit: $(R + E + S)$ dB (en admettant que la réaction acoustique sur le circuit téléphonique à quatre fils est négligeable).

Dans les deux cas, il est théoriquement possible de mesurer directement l'affaiblissement du trajet *a-t-b* en appliquant les principes décrits dans l'annexe A, c'est-à-dire en injectant un signal au point *a* et en mesurant le résultat obtenu au point *b*, de sorte que l'on obtient dans tous les cas:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{affaiblissement} \\ \text{du trajet } a\text{-}t\text{-}b \end{array} \right\} \equiv \left\{ \begin{array}{l} \text{affaiblissement du} \\ \text{trajet entre } a \text{ et } b \end{array} \right\}$$

ou, plus simplement:

$$\text{affaiblissement } (a\text{-}t\text{-}b) \equiv \text{affaiblissement } (a\text{-}b)$$

B.4 *Affaiblissements du point de vue de la stabilité et de l'écho*

Les grandeurs considérées ci-dessus sont fonction de la fréquence; elles donnent une courbe distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence. Lorsqu'il faut définir une telle courbe avec une seule valeur numérique, on utilise généralement des expressions explicatives, par exemple, affaiblissement pour la stabilité (*a-b*) et affaiblissement pour l'écho (*a-b*).

Le texte de la présente Recommandation définit comme suit ces descriptions à numéro unique: l'affaiblissement de la stabilité (*a-b*) est la plus faible valeur (mesurée ou calculée) dans la bande de 0 à 4 kHz (voir les § 2.1 et 3.1), et l'affaiblissement de l'écho (*a-b*) est une intégrale pondérée de la fonction d'affaiblissement en fonction de la fréquence dans la bande de 300 à 3400 Hz, conformément à la définition figurant au § 4.2.

Lorsque la caractéristique d'affaiblissement en fonction de la fréquence du trajet d'écho est disponible sous la forme d'un graphique ou sous celle d'un tableau, il est souhaitable d'appliquer, pour le calcul de l'affaiblissement pour l'écho (*a-b*) d'autres méthodes que celles suggérées pour les mesures en service spécifiées dans l'annexe A.

Remarque – Lors de l'évaluation de l'affaiblissement pour l'écho à partir de données présentées sous forme de graphiques ou de tableaux, il convient de prendre un nombre de fréquences ponctuelles suffisant pour s'assurer que l'influence de la forme de la caractéristique d'amplitude en fonction de la fréquence est correctement préservée. Plus cette forme est irrégulière, plus il convient de prendre de fréquences pour un niveau de précision déterminé.

Données graphiques (règle du trapèze)

Lorsque la caractéristique d'affaiblissement en fonction de la fréquence du trajet d'écho est disponible sous forme graphique (ou lorsque les données ont été mesurées de manière appropriée), l'affaiblissement pour l'écho peut être calculé comme suit au moyen de la règle du trapèze:

1) Diviser la bande de fréquences (300 Hz à 3400 Hz) en N sous-bandes d'égale largeur sur une échelle logarithmique de fréquences.
2) A chacune des $(N + 1)$ fréquences aux lisières des sous-bandes, relever la valeur de l'affaiblissement pour l'écho pour chacune de ces fréquences considérées et exprimer cette valeur sous la forme d'un rapport entre les puissances d'entrée et de sortie A_i.
3) Calculer ensuite la valeur de l'affaiblissement pour l'écho en se servant de la formule suivante:

$$L_e = -10 \log_{10} \left[\frac{1}{N} \left(\frac{A_0}{2} + A_1 + A_2 \ldots + A_{N-1} + \frac{A_N}{2} \right) \right]$$

Données présentées sous forme de tableaux

Lorsque la caractéristique d'affaiblissement en fonction de la fréquence du trajet d'écho n'est disponible qu'aux fréquences discrètes $N + 1$, lesquelles sont espacées de manière non uniforme sur une échelle logarithmique de fréquences, il convient de procéder comme suit:

On trouve dans le texte une approximation de la formule de calcul de l'affaiblissement pour l'écho:

$$L_e = 3{,}24 - 10 \log_{10} \sum_{i=1}^{N} (A_i + A_{i-1}) (\log_{10} f_i - \log_{10} f_{i-1})$$

dans laquelle

A_0 est le rapport des puissances d'entrée et de sortie à la fréquence $f_0 = 300$ Hz,

A_i le rapport des puissances d'entrée et de sortie à la fréquence f_i et

A_N le rapport des puissances d'entrée et de sortie à la fréquence $f_N = 3400$ Hz.

Remarque 1 – Cette approximation consiste à considérer, par hypothèse, que, dans le cadre de la sous-bande f_{i-1} à f_i, le rapport des puissances demeure constant et qu'il a la valeur: $A(f) = (A_i + A_{i-1})/2$.

Remarque 2 – Dans la formule d'approximation, la constante 3,24 résulte d'une combinaison de la constante 3,85 utilisée dans la définition et d'autres constantes résultant de l'approximation.

Comme le montre l'exemple du tableau B-1/G.122, la somme des termes du produit de la formule d'approximation peut être facilement calculée:

TABLEAU B-1/G.122

f_i (Hz) (1)	$\log_{10} f_i$ (2)	$\log_{10} f_i - \log_{10} f_{i-1}$ (3)	Affaiblissement (dB) (4)	Rapport A_i (5)	$A_i + A_{i-1}$ (6)	(3) × (6) (7)
300	2,477		∞	0		
		0,222			0,124	0,0275
500	2,699		9,05	0,124		
		0,204			0,402	0,0820
800	2,903		5,56	0,278		
		0,097			0,636	0,0617
1000	3,000		4,46	0,358		
		0,176			0,838	0,1475
1500	3,176		3,19	0,48		
		0,125			0,970	0,1213
2000	3,301		3,09	0,49		
		0,097			0,881	0,0855
2500	3,398		4,08	0,391		
		0,079			0,571	0,0451
3000	3,477		7,45	0,180		
		0,055			0,180	0,0099
3400	3,532		∞	0		
					Total	0,5804

$$L_e = 3{,}24 - 10 \log_{10} 0{,}5804 = 5{,}6 \text{ dB}$$

B.5 *Equivalent global pour la sonie du trajet d'écho (Equivalent pour la sonie du trajet d'écho pour la personne qui parle, ESEP)*

La Recommandation G.131 porte sur des trajets complets d'écho de la parole; il est commode de définir ces trajets en termes d'équivalent pour la sonie (ES). On peut donc, conventionnellement, considérer l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho comme la contribution de cet affaiblissement à l'équivalent global pour la sonie du trajet de l'écho de bouche à oreille. Ainsi qu'il est indiqué au § 2, on peut utiliser naturellement, lorsqu'il est déjà connu, l'affaiblissement pour l'écho (*a-b*) en lieu et place de la somme des trois grandeurs suivantes: ES du trajet (*a-t*), affaiblissement d'équilibrage pour l'écho au point *t* (dont la moyenne est conforme aux indications du § 2) et ES du trajet (*t-b*).

Ainsi, l'équivalent global pour la sonie nominal du trajet de l'écho peut être calculé comme le montre la figure B-5/G.122.

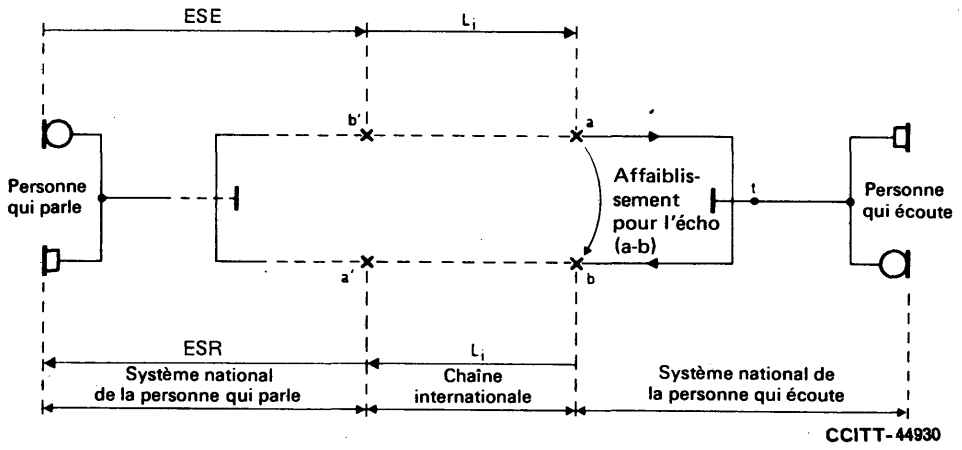


FIGURE B-5/G.122

Equivalent global pour la sonie du trajet d'écho (Equivalent pour la sonie du trajet d'écho pour la personne qui parle, ESEP), voir annexe A/G.111.

= ESE + ESR du système national de la personne qui parle,

+ deux fois l'AES de la chaîne internationale (c'est-à-dire 2 L_i);

+ affaiblissement de l'écho (*a-b*) du système national de la personne qui écoute (valeur moyenne calculée conformément aux dispositions de cette Recommandation).

B.6 *Définitions utiles – Résumé*

affaiblissement d'adaptation – S'applique à un circuit bidirectionnel à deux fils, définition classique.

affaiblissement d'équilibrage – Partie de l'affaiblissement du trajet *a-t-b* pouvant être attribuée à l'adaptation entre l'impédance «deux fils» et l'impédance d'équilibrage de l'équipement terminal. Cette définition n'est applicable que s'il existe un point «*t*».

affaiblissement du trajet *a-t-b* – Peut être considéré comme l'affaiblissement (*a-b*), qu'il existe matériellement ou non un point «*t*».

affaiblissement pour la stabilité (*a-b*) – La plus petite valeur de l'affaiblissement (*a-b*) dans la bande de 0 à 4 kHz.

affaiblissement pour l'écho (*a-b*) – Valeur moyenne de l'affaiblissement (*a-b*), calculée conformément à la définition figurant au § 2 de la présente Recommandation.

affaiblissement d'équilibrage pour l'écho – Valeur moyenne de l'affaiblissement d'équilibrage, calculée conformément au § 2 de la présente Recommandation.

équivalent pour la sonie du trajet d'écho (Equivalent pour la sonie du trajet d'écho pour la personne qui parle, ESEP) – Somme des grandeurs suivantes: équivalent pour la sonie à l'émission (ESE) et équivalent pour la sonie à la réception (ESR) du système national de la personne qui parle, double de l'AES sur la chaîne internationale et affaiblissement pour l'écho (*a-b*) du système national de la personne qui écoute.

Références

[1] *Calcul de la stabilité des communications internationales établies conformément au plan de la transmission et de commutation*, CCITT, Livre vert, tome III.2, supplément n° 1, UIT, Genève, 1973.

[2] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 12 voies*, tome III, Rec. G.232, § 2.

[3] Manuel du CCITT *Planification de la transmission dans les réseaux téléphoniques à commutation*, UIT, Genève, 1976.

[4] Recommandation du CCITT *Réduction, par des méthodes de commutation, des risques d'instabilité*, tome VI, Rec. Q.32.

[5] Recommandation du CCITT *Signal téléphonique conventionnel*, tome III, Rec. G.227.

[6] CCITT – Question 8/XII, annexe 2, contribution COM XII-N° 1 de la période d'études 1981-1984, Genève, 1981.

Recommandation G.123

BRUITS DE CIRCUIT DANS LES RÉSEAUX NATIONAUX

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968; Genève, 1972, 1976 et 1980 et Melbourne, 1988)

1 Bruits induits par des lignes électriques

L'objectif pour la qualité de fonctionnement du réseau relatif à la force électromotrice psophométrique correspondant aux bruits dus à l'induction magnétique et/ou à l'influence électrique de l'ensemble des lignes électriques agissant sur une ou plusieurs parties de la chaîne des lignes téléphoniques[1] qui relient le poste d'abonné au centre international dont il dépend ne devrait pas dépasser 1 millivolt, cette valeur étant déterminée aux bornes de «ligne»[1] du poste d'abonné (considéré à la réception) dans l'hypothèse que les installations de télécommunications insérées dans cette chaîne sont symétriques par rapport à la terre, cette symétrie étant aussi parfaite que possible, conformément à la technique la plus moderne de construction des appareils.

Même dans le cas de lignes[1] parfaitement symétriques, l'introduction d'installations présentant un déséquilibre trop important par rapport à la terre peut faire apparaître un bruit inadmissible aux bornes du récepteur de l'abonné.

Dans la pratique, on peut généralement déterminer, dans chaque réseau national, des centres de commutation tels qu'un certain nombre de lignes[1] y aboutissant (lignes[1] en câble établies conformément aux spécifications du CCITT) sont pratiquement exemptes de bruit dû à l'action de lignes électriques voisines. Il suffit alors d'effectuer les calculs des forces électromotrices psophométriques provenant de l'ensemble des lignes[1] électriques agissant sur une ou plusieurs parties de la chaîne des lignes[1] téléphoniques qui relient un tel centre au poste d'abonné.

2 Bruits provenant des systèmes de transmission

2.1 *Systèmes analogiques*

2.1.1 *Circuits de très grande longueur* (d'environ 2500 à 25 000 km)

Si un circuit de prolongement de plus de 2500 km est utilisé dans un pays de grande étendue, il doit satisfaire à toutes les recommandations applicables à un circuit international de même longueur (Recommandation G.153). Cela implique que l'objectif pour les projets d'équipement relatif au bruit de ligne dans les voies utilisées pour fournir ce circuit, ne dépasse pas 2 pW0p/km.

[1] Le mot «ligne» est utilisé dans ce § 1 pour désigner la ligne d'abonné, le circuit local ou le circuit interurbain.

2.1.2 *Circuits dont la longueur est inférieure à 2500 km*

Ces circuits doivent être conformes aux spécifications de la Recommandation G.152. Cela implique que, suivant les objectifs de bruit indiqués dans la Recommandation G.222 [1], les bruits introduits sur la ligne ne doivent pas dépasser, en moyenne, 3 pW0p/km et la puissance psophométrique correspondant au bruit produit par les divers équipements de modulation doit être conforme aux dispositions de la Recommandation citée en [2].

Compte tenu de la structure particulière d'un circuit réel, il convient d'appliquer les Recommandations pertinentes: Recommandation G.226 [3] (CCITT) [pour les systèmes en câbles], Recommandation 395 [4] (CCIR) [pour les systèmes à faisceaux hertziens], afin d'évaluer les conditions de bruit.

Remarque 1 – Le bruit admissible produit par l'équipement n'est pas lié au fait que les circuits font partie d'une chaîne internationale à quatre fils ou qu'ils lui sont reliés par une commutation en deux fils. Toutefois, les puissances du bruit de circuit permettent de penser que les communications fictives de référence indiquées dans la Recommandation G.103 sont, ou seront à l'avenir, suffisamment représentatives des communications. Elles permettent également de penser que la longueur totale des circuits reliant le central local au centre primaire n'est pas excessive. L'attention des Administrations est appelée sur une conclusion des études effectuées par le CCITT pendant la période d'études 1964-1968, selon laquelle si l'augmentation du pourcentage d'opinion «médiocre» ou «mauvaise» sur la qualité des communications, en raison du bruit introduit sur les circuits reliant le central local au centre primaire, ne doit pas dépasser la moitié de celui qui est causé par la présence, dans la communication, de toutes les autres sources de bruit de circuit, il convient alors de limiter le bruit introduit par chacun de ces circuits à environ 500 pW0p (moyenne pour toutes les voies du système pendant une heure quelconque).

Remarque 2 – Dans les conditions ci-dessus et en se fondant sur les valeurs maximales de bruit admises pour des couples de modulateurs de voie (200 pW0p), des modulateurs de groupe primaire (80 pW0p) et des modulateurs de groupe secondaire (60 pW0p), on peut considérer qu'une puissance totale de bruit de 500 pW0p ne sera pas dépassée dans un circuit reliant le central local au centre primaire (figure 1/G.103) lorsque sa longueur est inférieure à environ 50 à 100 km.

Remarque 3 – Dans les cas où ces circuits fonctionnent avec des compresseurs-extenseurs conformes aux dispositions de la Recommandation G.162, les puissances de bruit admises doivent s'entendre avec effet du gain de compresseur-extenseur compris.

2.2 *Systèmes numériques*

Les circuits établis sur des systèmes MIC satisfaisant aux dispositions des Recommandations de la série G.700, et notamment de la Recommandation G.712, présenteront [5] une qualité acceptable au point de vue du bruit qui sera dans une large mesure indépendante de leur longueur.

2.3 *Circuits mixtes*

La valeur de bruit dans un circuit assuré par des systèmes de transmission tant analogiques que numériques dépend de toute la longueur des sections analogiques et du nombre de codecs dont est équipé le circuit.

Les limites de bruit et les méthodes de mesure applicables à un circuit mixte sont étudiées au titre des Questions 26/XII, 16/IV et 18/IV.

3 Bruit dans un central automatique national à quatre fils[2)]

3.1 *Définition d'une* «connexion à travers un central»

Les conditions auxquelles doit satisfaire le bruit dans un central automatique national à quatre fils sont définies par référence à une «connexion à travers ce central». On entend par cette expression la paire de fils correspondant à un sens de transmission et reliant le point d'entrée d'un circuit qui arrive au central au point de sortie d'un autre circuit qui en part. Ces points d'entrée et de sortie sont ceux définis dans la Recommandation Q.45 (points A et D de la figure 1/Q.45 [8]) et ne sont pas nécessairement les mêmes que les points d'accès pour les essais définis dans la Recommandation M.640 [9].

---

2) Conformément à la Recommandation Q.31 [6] les limites recommandées sont les mêmes que dans la Recommandation Q.45 [7].

3.2 *L'objectif pour les projets d'équipement relatif à la puissance moyenne de bruit au cours de l'heure chargée*

La puissance moyenne du bruit au cours d'une longue période pendant l'heure chargée ne doit pas dépasser les valeurs suivantes:

1) bruit de pondération psophométrique: −67 dBm0p (200 pW0p)
2) bruit non pondéré: −40 dBm0 (100 000 pW0) mesuré au moyen d'un appareil ayant une courbe de réponse uniforme dans toute la bande de 30 à 20 000 Hz.

Remarque – Les mesures doivent être faites sur un nombre suffisant de communications différentes de manière à représenter les divers trajets possibles au travers du centre.

3.3 *L'objectif pour les projets d'équipement relatif au bruit impulsif au cours de l'heure chargée*

Le nombre des comptages d'impulsions de bruit pendant cinq minutes ne doit pas dépasser 5 à un niveau de seuil de −35 dBm0 (pour la méthode de mesure, voir la Recommandation citée en [10]).

Remarque – La figure 3/Q.45 [11] montre le nombre maximal d'impulsions de bruit acceptable pour une période de cinq minutes.

4 **Limite pour le bruit dû à un système national** (indications données aux fins de la planification)

Les puissances de bruit indiquées dans le texte ci-après sont des valeurs nominales.

La planification du réseau doit être telle que la puissance de bruit appliquée au réseau international et attribuable aux systèmes émetteurs nationaux satisfasse aux limites découlant de la règle suivante:

La puissance psophométrique du bruit appliquée par le système émetteur national en un point de niveau relatif zéro du premier circuit international ne doit pas dépasser la plus petite des deux quantités $(4000 + 4L)$ ou $(7000 + 2L)$ pWp, L étant la longueur totale en kilomètres des systèmes MRF à grande distance de la chaîne nationale. Les quantités correspondantes rapportées à l'extrémité virtuelle d'émission sont $(1800 + 1{,}8L)$ et $(3100 + 0{,}9L)$ pWp.

La manière dont on parvient à cette règle est expliquée en annexe A.

Remarque – Un problème qui s'est déjà posé dans certains réseaux nationaux, notamment dans le sens de réception, est que, lorsque les affaiblissements sont réduits, le bruit de circuit devient plus perceptible, en particulier durant les périodes où il n'y a pas de conversation. C'est ce qui se produit notamment dans le cas de pays de grande étendue dans lesquels la contribution au bruit provenant des systèmes de ligne est élevée. Dès lors, si une Administration se trouve dans cette situation et, se conformant à une Recommandation concernant les niveaux nationaux de puissance du bruit, améliore par la suite la qualité de transmission, par exemple, en introduisant la commutation en quatre fils dans ses centraux d'ordre inférieur, elle se trouvera peut-être dans une situation plus défavorable en ce qui concerne le bruit. Il s'ensuit qu'il importe de maintenir un équilibre approprié entre le bruit et l'affaiblissement.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.123)

Limite pour le bruit dû à un système national

A.1 Il est souhaitable d'imposer une limite à la puissance du bruit qui prend naissance dans un réseau national, et plus précisément au niveau qui apparaît aux extrémités virtuelles, c'est-à-dire aux points convenus de jonction entre le réseau national et le réseau international. Cela n'est possible qu'à la condition que l'on ait admis quelque répartition particulière des affaiblissements à l'intérieur du réseau national. La solution consiste à adopter une communication de référence convenue afin de spécifier des niveaux maximaux de puissance du bruit provenant de sources nationales, rapportés à l'extrémité virtuelle du circuit international.

A.2 Pour tenir compte de la manière dont les réseaux nationaux sont construits, il est approprié d'exprimer la limite de bruit sous la forme $A + BL$, A étant une valeur fixe résultant du bruit de centraux et du bruit provenant des systèmes multiplex à courte distance, B étant une tolérance correspondant à un taux de bruit par unité de longueur, provenant des systèmes multiplex à grande distance, et L étant la longueur totale de ces derniers systèmes dans la partie nationale d'une communication internationale. Deux expressions de ce genre sont nécessaires, l'une pour les pays d'étendue moyenne et l'autre pour les pays de grande étendue (au sens de la Recommandation G.121).

A.3 Cette solution, relativement simple dans le cas du système émetteur national, sert à limiter la valeur du bruit injecté dans la communication internationale.

A.4 *Pays d'étendue moyenne* (la distance entre un CT3 et le central local le plus éloigné est inférieure ou égale à 1500 km).

La figure A-1/G.123 représente la chaîne fictive de référence établie dans ce cas pour le système émetteur national[3]. On admet que le circuit reliant le central local au centre primaire est établi sur un système MRF à courants porteurs, dont la longueur ne dépasse pas 250 km, et qu'il est exploité avec un affaiblissement nominal de 3 dB. La puissance maximale de bruit sur ce circuit est de 2000 pW0. On suppose également que le circuit reliant le centre primaire au centre secondaire est établi sur un système MRF à courants porteurs du même type.

On suppose que le taux de bruit en ligne, pour les deux circuits interurbains à grande distance, est de 4 pW/km et que la longueur de ligne totale correspondant à ces deux circuits ($L_1 + L_2$ dans la figure A-1/G.123) est voisine de la limite de 1500 km qui définit arbitrairement un «pays d'étendue moyenne» dans la Recommandation G.121. On suppose donc que la distance couverte par les deux systèmes à courte distance ne représente qu'une faible proportion de la longueur totale du système émetteur national complet.

Conformément au § 3 de la présente Recommandation ou de la Recommandation Q.31 [6], on suppose que chaque central introduit une puissance de bruit de 200 pWp.

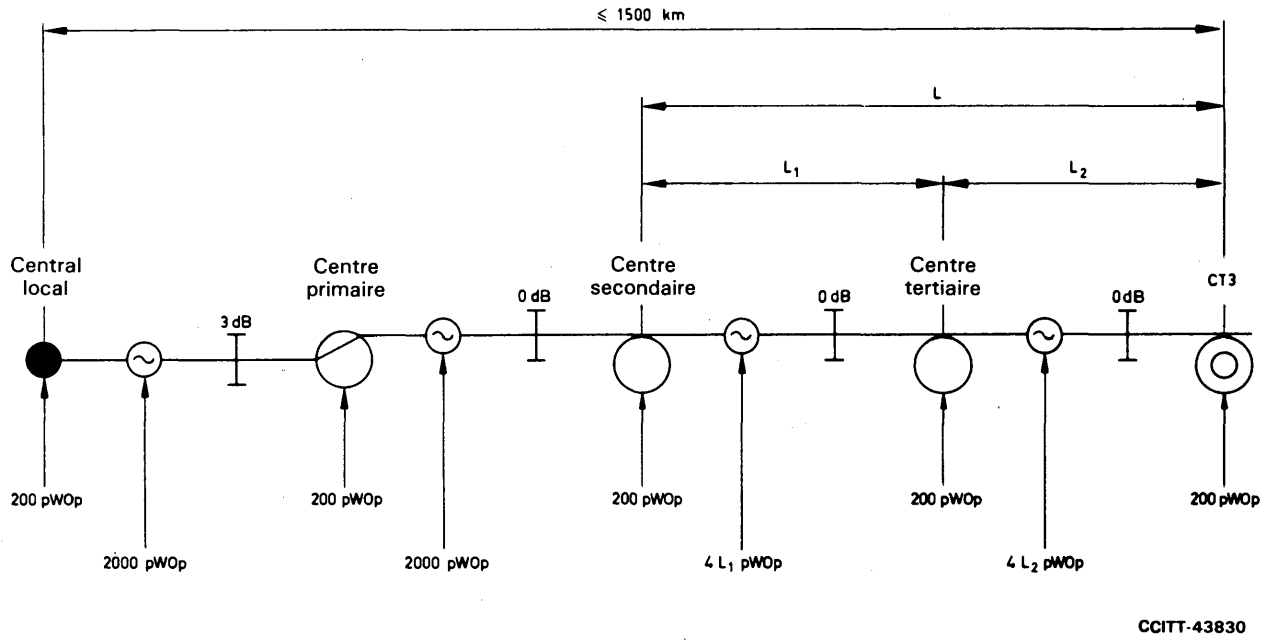


FIGURE A-1/G.123

La puissance de bruit totale, rapportée à un point de niveau relatif zéro sur le premier circuit international au CT3, est la suivante (on additionne les valeurs des puissances de bruit rencontrées successivement en se dirigeant de la droite vers la gauche):

$$200 + 4L_2 + 200 + 4L_1 + 200 + 2000 + 200 + \tfrac{1}{2}(2000) + \tfrac{1}{2}(200) = 3900 + 4L \text{ pW0},$$

où $L = L_1 + L_2$. Ce résultat peut être arrondi, pour des raisons de commodité, à $4000 + 4L$ pW0.

Cette formule convient aux valeurs de L inférieures ou égales à 1500 km; pour cette distance, elle conduit à une puissance de 10 000 pW0.

[3] *Note du secrétariat du CCITT* – Les valeurs de bruit qui apparaissent sur cette figure sont des valeurs maximales; voir aussi la partie correspondante de la figure 1/G.103.

A.5 *Pays de grande étendue*

Lorsque L dépasse 1500 km, les circuits à grande distance supplémentaires du réseau national doivent, en principe, être réalisés conformément aux normes internationales. Certains pays de grande étendue, en particulier, ont estimé nécessaire de prévoir, lors de la planification de leurs systèmes nationaux, des puissances de bruit inférieures à 4 pW/km.

Il est commode d'admettre une valeur de 2 pW/km, plus ou moins conforme à la pratique adoptée dans l'un de ces pays de grande étendue et aux indications données dans la Recommandation G.153.

La règle applicable aux pays de grande étendue est indiquée dans la figure A-2/G.123, où la droite $4000 + 4L$ passe par le point de coordonnées (1500 km, 10 000 pW). On trace une droite dont la pente est de 2 pW/km et qui passe par le même point; son ordonnée à l'origine est de 7000 pW. La formule applicable aux pays de grande étendue est en conséquence $7000 + 2L$ pW0. (Pour simplifier, on n'a pas tenu compte de l'affaiblissement nominal de 0,5 dB pour le dernier circuit national.)

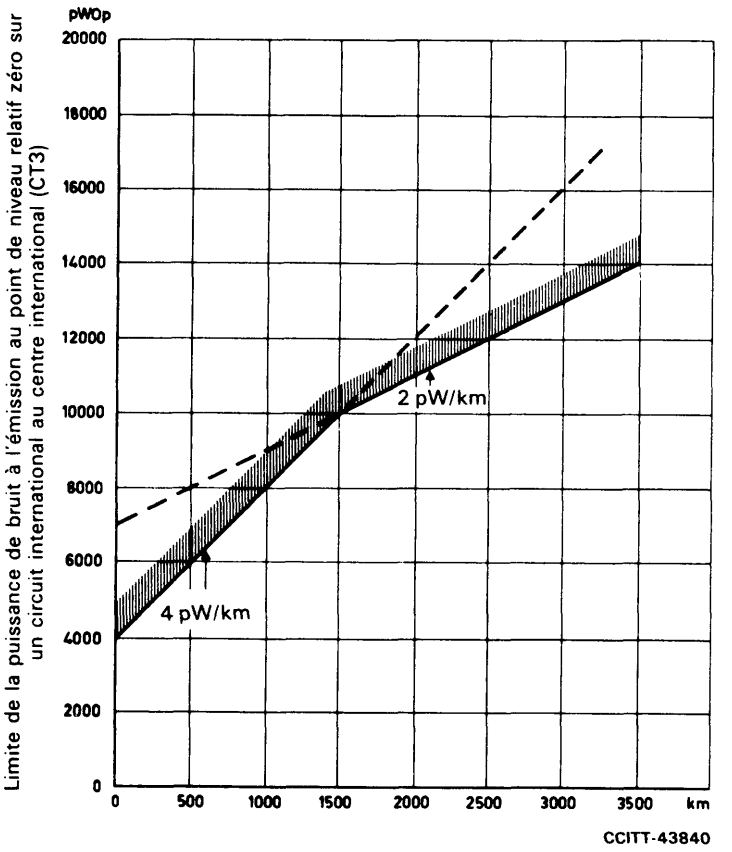


FIGURE A-2/G.123

Références

[1] Recommandation du CCITT *Objectifs de bruit pour les projets de construction des systèmes à courants porteurs de 2500 km*, tome III, Rec. G.222.

[2] *Ibid.*, § 4.

[3] Recommandation du CCITT *Bruit sur une liaison réelle*, tome III, Rec. G.226.

[4] Recommandation du CCIR *Bruit dans la partie radioélectrique de circuits à établir sur des liaisons réelles utilisant des faisceaux hertziens de téléphone à multiplexage par répartition en fréquence*, Vol. IX, Rec. 395, UIT, Genève, 1986.

[5] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de qualité des voies MIC entre accès quatre fils aux fréquences vocales*, tome III, Rec. G.712.

[6] Recommandation du CCITT *Bruit dans un canal automatique national à quatre fils*, tome VI, Rec. Q.31.

[7] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de transmission d'un centre international*, tome VI, Rec. Q.45.

[8] *Ibid.*, figure 1/Q.45.

[9] Recommandation du CCITT *Connexions en quatre fils établies par commutation et mesures sur circuits à quatre fils*, Livre jaune, tome IV, Rec. M.640, UIT, Genève, 1981.

[10] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de transmission d'un centre international*, tome VI, Rec. Q.45, annexe A.

[11] *Ibid.*, figure 3/Q.45.

Recommandation G.125

CARACTÉRISTIQUES DES CIRCUITS NATIONAUX ÉTABLIS SUR DES SYSTÈMES À COURANTS PORTEURS

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968 et à Genève, 1972)

Les circuits à courants porteurs qui sont susceptibles de faire partie de communications internationales doivent, en ce qui concerne la distorsion d'affaiblissement, permettre de satisfaire aux recommandations de la Recommandation G.132. Ces circuits doivent transmettre tous les types de signaux (par exemple, parole, données, fac-similé) que l'on peut normalement s'attendre à rencontrer, compte tenu des Recommandations, sur une telle partie de communication.

Les recommandations relatives à la qualité des circuits nationaux du point de vue des bruits se trouvent dans la Recommandation G.123 (bruits de circuit dans les réseaux nationaux).

1.3 Caractéristiques générales de la chaîne à quatre fils formée par les circuits téléphoniques internationaux et par les circuits nationaux de prolongement

La présente sous-section indique les caractéristiques globales recommandées pour la chaîne à quatre fils définie au § 2 de la Recommandation G.101.

Recommandation G.131

STABILITÉ ET ÉCHOS

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968, à Genève, 1972, 1976 et 1980; Malaga-Torremolinos, 1984 et Melbourne, 1988)

1 Stabilité de la transmission téléphonique

Les affaiblissements nominaux des circuits internationaux étant fixés, les principaux autres facteurs qui affectent la stabilité de la transmission téléphonique sur des communications établies par commutation sont les suivants:

- les variations de l'affaiblissement des circuits en fonction du temps et selon les circuits (voir le § 3 de la Recommandation G.151);
- la distorsion d'affaiblissement des circuits (voir le § 1 de la Recommandation G.151);
- la répartition des affaiblissements d'équilibrage pour la stabilité (voir les § 2 et 3 de la Recommandation G.122).

On a calculé la stabilité de communications internationales et à l'aide des résultats obtenus, on a établi un graphique (figure 1/G.131) montrant la proportion de communications (parmi toutes les communications possibles) qui présenteront probablement une stabilité inférieure ou égale à 0 dB ou 3 dB en fonction du nombre de circuits analogiques dont se compose la chaîne à quatre fils et des valeurs moyennes de l'affaiblissement d'équilibrage que l'on peut supposer. Bien entendu, la proportion de communications réellement établies qui présenteront une stabilité inférieure ou égale aux valeurs considérées sera beaucoup plus petite.

Remarque – Si des circuits numériques font partie de la chaîne à quatre fils, la stabilité sera probablement meilleure qu'indiqué sur la figure 1/G.131, car ces circuits présenteront une variabilité de l'affaiblissement moins grande que la variabilité supposée sur la figure 1/G.131.

En interprétant la signification des courbes indiquant la proportion de communications qui auront probablement une stabilité de 3 dB ou moins, on devra tenir compte du fait que les chaînes les plus compliquées comprendront certainement un circuit muni d'un suppresseur ou d'un annuleur d'écho; dans ce cas, la stabilité durant la conversation sera beaucoup plus élevée.

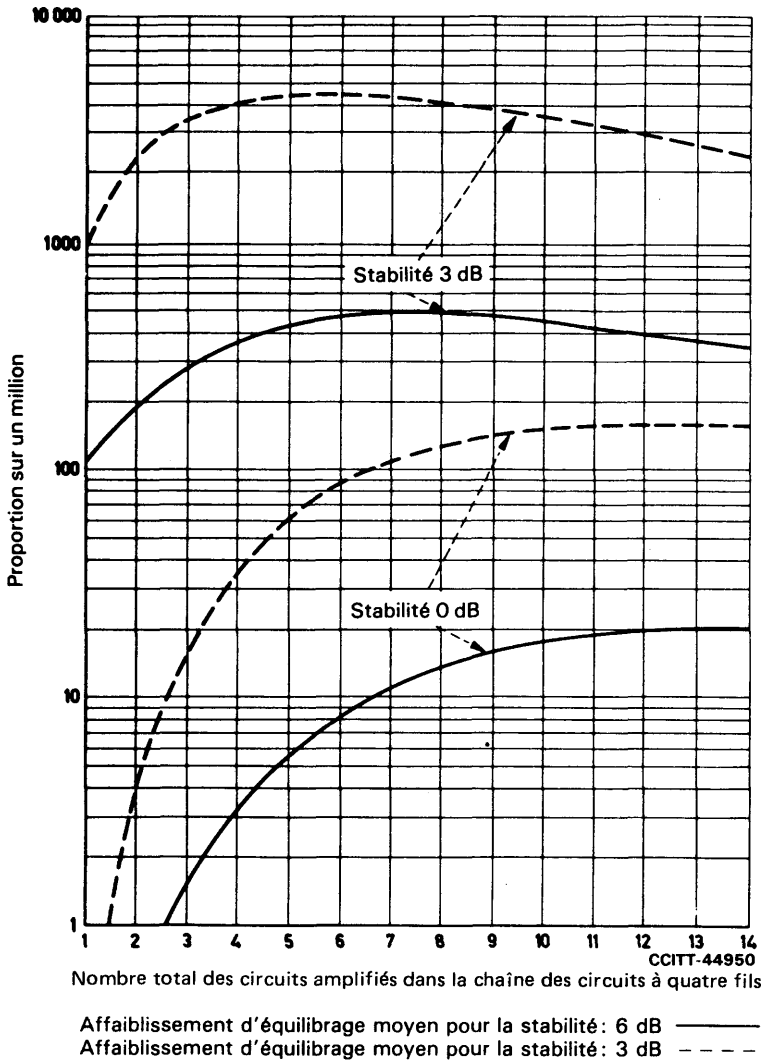


FIGURE 1/G.131

Proportion de communications possibles présentant une stabilité inférieure ou égale à 0 dB ou 3 dB

Les présents calculs reposent sur les hypothèses simplificatrices suivantes:

a) les circuits nationaux sont ajoutés à la chaîne internationale en respectant la Recommandation G.122;

b) l'écart type de l'affaiblissement parmi les circuits analogiques internationaux établis sur des groupes primaires équipés de régulation automatique du gain est de 1 dB. Ceci concorde avec les hypothèses de la Recommandation G.122 et les résultats de la 10e série de mesures de la Commission d'études IV indiquent que l'on se rapproche de l'objectif visé (1,1 dB était l'écart type des données relevées, et la proportion des groupes primaires internationaux non régulés décroît de manière significative);

c) les variations de l'affaiblissement dans les deux sens de transmission sont en corrélation complète;

d) l'écart de la valeur moyenne de l'affaiblissement par rapport à la valeur nominale est nul. On ne dispose que de peu de renseignements, jusqu'ici, sur les circuits internationaux dont la maintenance s'effectue entre bornes à quatre fils;

e) on n'a pas tenu compte des variations et distorsions introduites par les centraux nationaux et internationaux;

f) la variation de l'affaiblissement des circuits à des fréquences autres que la fréquence de mesure est la même qu'à la fréquence de mesure;

g) on n'a pas tenu compte de la distorsion d'affaiblissement. Cela semble justifiable parce que de faibles valeurs d'affaiblissement d'équilibrage se présentent aux extrémités de la bande transmise et sont, de la sorte, associées à des valeurs plus élevées de l'affaiblissement;

h) toutes les distributions sont gaussiennes.

Compte tenu de ces hypothèses, on peut conclure que les Recommandations du CCITT constituent un tout logique et que, si elles sont observées et si la norme de maintenance fixée pour la variation d'affaiblissement des circuits est maintenue, il ne devrait pas y avoir de problèmes d'instabilité dans le plan de transmission. Il est évident également que ceux des réseaux qui ne peuvent présenter un affaiblissement d'équilibrage meilleur que 3 dB en moyenne, avec un écart type de 1,5 dB, présentent peu de risques de compromettre sérieusement la stabilité des communications internationales en ce qui concerne l'amorçage d'oscillations. Cependant, la distorsion au voisinage immédiat du point d'amorçage et les effets d'écho qui peuvent en résulter ne justifient pas que l'on se satisfasse de cette situation.

Les détails des calculs sont donnés dans le document cité en [1].

2 Limitation des échos

Les circuits principaux d'un réseau téléphonique moderne qui écoule des communications internationales sont des circuits à courants porteurs à grande vitesse de transmission sur paires symétriques, paires coaxiales, fibres optiques ou sur faisceaux hertziens; aucun dispositif de réduction d'écho tel que le suppresseur d'écho ou l'annuleur d'écho n'est normalement utilisé sur ces circuits, à moins qu'il ne s'agisse de communications comportant de très longs circuits internationaux. En règle générale, des dispositifs de réduction d'écho sont rarement nécessaires dans les réseaux nationaux, mais ils peuvent l'être même dans le service intérieur pour des pays de grande étendue. On peut également avoir besoin de dispositifs de réduction d'écho sur des circuits en câbles chargés (circuits à faible vitesse de transmission) utilisés pour des communications internationales.

On peut limiter les échos de deux façons: ou bien en réglant l'équivalent de la chaîne de circuits à quatre fils de manière telle que les courants d'écho soient suffisamment affaiblis (ce qui suppose implicitement une valeur donnée et immuable de l'affaiblissement d'adaptation pour l'écho) ou bien en installant un dispositif de réduction d'écho.

2.1 *Réglage de l'équivalent*

Les courbes de la figure 2/G.131 indiquent la valeur minimale de l'équivalent pour la sonie (ES) nominal[1] du trajet d'écho qu'il faut introduire pour ne pas être obligé de recourir à un suppresseur d'écho. L'ES global est indiqué en fonction du temps de propagation moyen dans un sens. La façon dont ces courbes ont été obtenues est expliquée dans le supplément n° 2 à la fin du présent fascicule et un exemple de leur application figure dans l'annexe A à la présente Recommandation.

Les courbes en trait plein s'appliquent à une chaîne de circuits analogiques interconnectés en quatre fils, mais on peut également les employer pour des circuits interconnectés en deux fils, si l'on a pris les précautions voulues pour assurer un bon affaiblissement d'adaptation pour l'écho aux points d'interconnexion, en deux fils (c'est-à-dire dont la moyenne est calculée conformément à la Recommandation G.122), par exemple, une valeur moyenne de 27 dB, avec un écart type de 3 dB.

Remarque – Cette valeur ne suffit qu'à assurer des affaiblissements d'adaptation pour l'écho (a-b) de ($15 + n$) dB, comme le prévoit actuellement le § 4.1 de la Recommandation G.122.

La courbe en tiretés est applicable à des communications entièrement numériques avec des lignes d'abonné analogiques (comme indiqué sur la figure 2/G.111) et, dans certaines hypothèses (voir le supplément n° 2), à des communications entièrement numériques avec des lignes d'abonné numériques [comme indiqué sur la partie b) de la figure 1/G.104]. Dans ce dernier cas, le trajet d'écho comprend le trajet acoustique entre la partie réception et la partie émission du combiné.

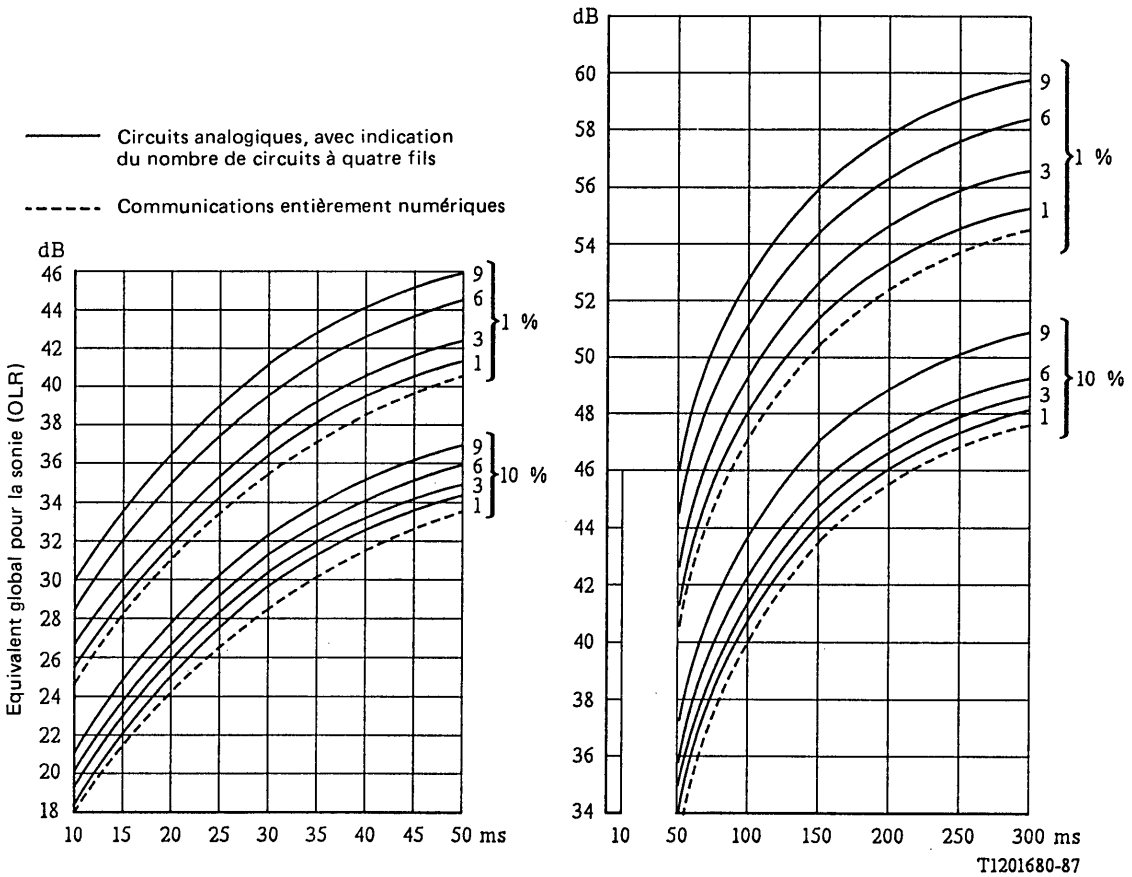
---

[1] Alors que la figure 2/G.131 est fondée sur les valeurs nominales de l'ES des circuits locaux et des circuits interurbains, elle se réfère aux valeurs minimales de l'ES à l'émission et de l'ES à la réception des systèmes d'abonnés.

Quand un circuit international n'est utilisé que pour des communications internationales relativement courtes et simples, on peut augmenter son équivalent de référence entre extrémités virtuelles analogiques à proportion de la longueur du circuit, comme il est indiqué ci-dessous, si cela permet d'éviter l'emploi de dispositifs de réduction d'écho:

- jusqu'à une longueur d'artère de 500 km: 0,5 dB;
- pour une longueur d'artère comprise entre 500 et 1000 km: 1,0 dB;
- en plus chaque fois que la longueur augmente de 500 km, ou pour la dernière fraction inférieure à 500 km: 0,5 dB.

Cependant, un tel circuit ne peut être incorporé à une chaîne de plusieurs circuits, à moins que son affaiblissement nominal de transit ne soit ramené à 0,5 dB.



Remarque 1 – Les pourcentages indiqués correspondent à la probabilité de rencontrer un écho gênant.

Remarque 2 – L'équivalent global pour la sonie du trajet d'écho est ici défini par la somme:

- des équivalents pour la sonie dans les deux sens de transmission du système téléphonique local de l'abonné qui parle (supposé avoir des valeurs minimales d'OLR);
- des équivalents pour la sonie dans les deux sens de transmission de la chaîne de circuits entre l'extrémité à deux fils du système téléphonique local de l'abonné qui parle et les bornes à deux fils du termineur deux fils/quatre fils à l'extrémité où se trouve l'abonné qui écoute;
- de la valeur moyenne de l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho à l'extrémité où se trouve l'abonné qui écoute.

FIGURE 2/G.131

Courbes de tolérance à l'écho

2.2 *Dispositifs de réduction d'écho*

Le type préféré de suppresseur d'écho est un demi-suppresseur d'écho différentiel terminal commandé depuis l'extrémité distante. Plusieurs types de demi-suppresseurs d'écho sont en service dans le réseau international: l'un qu'il ne convient d'employer que pour des communications dans lesquelles le temps de propagation moyen dans un sens ne dépasse pas 50 ms(appelé suppresseur d'écho pour court temps de propagation), les autres

convenant à des communications qui ont des temps de propagation moyens dans un sens quelconque et en particulier nettement supérieurs à 50 ms (suppresseurs d'écho pour long temps de propagation, comme ceux qui sont utilisés sur les circuits établis sur des systèmes à satellites). Les caractéristiques des suppresseurs d'écho pour courts temps de propagation sont spécifiées dans la Recommandation citée en [2]. Les caractéristiques des suppresseurs d'écho, que l'on peut utiliser dans des communications ayant un temps de propagation soit court, soit long, figurent dans la Recommandation citée en [3] et dans la Recommandation G.164 (suppresseurs d'écho avec de nouvelles fonctions). On peut aussi réduire l'écho avec un autre type de dispositif: l'annuleur d'écho dont les caractéristiques figurent dans la Recommandation G.165.

Les résultats obtenus au moyen d'essais subjectifs permettent de conclure que:

1) Les annuleurs d'écho conformes à la Recommandation G.165 assurent (au niveau de confiance 0,05) une qualité de transmission de la parole supérieure à celle:

   a) des suppresseurs d'écho conformes à la Recommandation G.161 (Livre orange);

   b) des suppresseurs d'écho conformes à la Recommandation G.164 avec commande différentielle d'intervention fixe (CDIF).

   Remarque – Deux Administrations ont estimé que les annuleurs d'écho conformes à la Recommandation G.165 et les suppresseurs d'écho conformes à la Recommandation G.164 avec commande différentielle d'intervention adaptable (CDIA) assurent pratiquement la même qualité quand l'affaiblissement sur le trajet des courants d'écho est de loin supérieur à la valeur minimale de sa plage. Les calculs établis conformément au § 2 de la Recommandation G.122 et dans l'hypothèse d'un affaiblissement d'écho minimal de 6 dB montrent que l'affaiblissement sur le trajet des courants d'écho est le plus souvent supérieur à la valeur minimale.

2) Les suppresseurs d'écho conformes à la Recommandation G.164 avec CDIA assurent une qualité de transmission de la parole supérieure à celle des suppresseurs d'écho avec CDIF.

3) L'utilisation de dispositifs de réduction de l'écho de types différents (c'est-à-dire des suppresseurs ou des annuleurs d'écho conformes aux Recommandations de la série G) installés aux extrémités opposées d'une liaison est possible. Dans ce cas, la qualité subjective perçue à une extrémité dépend presque uniquement de la qualité de transmission du dispositif de réduction de l'écho installé à l'extrémité opposée.

Remarque 1 – Les circuits régionaux à satellites acheminés en parallèle avec les circuits terrestres, sans écho perceptible, bénéficieront de l'utilisation de dispositifs de réduction de l'écho d'excellente qualité. Par ailleurs, l'abonné peut estimer que toute dégradation de la qualité normale d'acheminement sur le circuit à satellite est gênante.

Remarque 2 – Un accord bilatéral passé entre les Administrations peut faciliter l'introduction, dans le réseau, de dispositifs de réduction de l'écho de meilleure qualité.

2.3 *Règles régissant la limitation des échos*

Les règles données ci-après se répartissent en règles théoriques et en règles pratiques. Il est admis qu'aucune solution pratique au problème ne saurait respecter des règles aussi restrictives et aussi rigides que les règles théoriques. On a donc proposé des règles pratiques, en espérant qu'elles faciliteront la solution des problèmes de commutation et d'économie. Il ne faut pas les appliquer s'il est raisonnablement possible de respecter les règles théoriques.

2.3.1 *Règles applicables aux communications sans dispositifs de réduction d'écho*[2)]

2.3.1.1 *Règle théorique – Règle A*

La probabilité pour qu'une communication internationale entre deux centraux locaux donnés soit jugée «insatisfaisante» en raison de l'écho dû aux paroles de la personne qui parle devrait être inférieure à 1% lorsqu'on admet, pour l'appareil et la ligne téléphoniques de la personne qui parle, les équivalents pour la sonie les plus petits possible à l'émission et à la réception.

Remarque – Les communications entre deux centraux locaux donnés peuvent passer par des nombres différents de circuits à quatre fils, selon la procédure d'acheminement et l'heure du jour. La figure 2/G.131 permet de vérifier si la règle A est observée pour les différentes proportions du trafic total qui passent respectivement par 1, 2, 3 ... 9 circuits à quatre fils (voir le supplément n° 2 à la fin du présent fascicule).

---

2) Les règles données dans la présente Recommandation ont été mises à jour (de façon à inclure les annuleurs d'écho) puis regroupées et comparées avec les versions antérieures de la Recommandation G.131. On a repris pour désigner les règles les mêmes lettres que dans les versions précédentes de la Recommandation G.131 afin d'assurer une certaine continuité.

2.3.1.2 *Règle pratique – Règle E*

Pour des communications faisant intervenir les plus longs prolongements nationaux à quatre fils dans chacun des deux pays, on peut, par accord entre les Administrations intéressées, tolérer une probabilité, pour que les communications soient jugées «insatisfaisantes» en raison de l'écho, non plus de 1% (règle A), mais de 10%. Cette règle E[3] n'est valable que dans le cas où il serait nécessaire [d'après la règle A[3]] d'utiliser un dispositif de réduction d'écho seulement pour ces communications et où il n'y en a pas besoin pour les communications entre les régions situées au voisinage immédiat des deux centres internationaux intéressés.

2.3.2 *Règles applicables aux communications avec dispositifs de réduction d'écho*

2.3.2.1 *Règles théoriques*

2.3.2.1.1 *Règle B*

1) Une chaîne de circuits nécessitant un suppresseur ne devrait jamais comprendre plus que ce qui correspond à un suppresseur complet (c'est-à-dire deux demi-suppresseurs). Lorsqu'il y a plusieurs suppresseurs d'écho complets, il y a risque de mutilation et peut-être même de blocage de la conversation.
2) Les circuits équipés d'annuleurs d'écho (Recommandation G.165) peuvent être connectés ensemble en cascade sans dégradation de la qualité du point de vue de l'écho.
3) Un circuit équipé de suppresseurs d'écho (Recommandation G.164) peut être connecté à un autre circuit équipé d'annuleurs d'écho (Recommandation G.165) sans dégradation supplémentaire de la qualité

   Remarque – La qualité globale ne sera pas supérieure à celle du dispositif le moins performant.

2.3.2.1.2 *Règle D*

Il convient d'associer les demi-suppresseurs ou les annuleurs d'écho aux termineurs de la chaîne à quatre fils de la communication complète. Cela:

- réduit la probabilité que la parole soit mutilée par les suppresseurs, car les temps de maintien peuvent être très courts;
- réduit le risque d'un fonctionnement inefficace des annuleurs d'écho car les retards aux extrémités sont courts et les valeurs minimales requises d'affaiblissement d'écho peuvent être assurées.

2.3.2.2 *Règles pratiques*

2.3.2.2.1 *Règle F*

Dans le cas où l'on estime ne pas pouvoir respecter la règle D, on peut monter le dispositif de réduction d'écho au centre international ou dans un centre de transit national approprié. Toutefois, chacun de ces dispositifs devrait être suffisamment proche du poste d'abonné respectif pour que le retard aux extrémités ne dépasse pas la valeur maximale recommandée dans les Recommandations G.161 (*Livre orange*), G.164 et G.165. Pour les pays d'étendue moyenne, cette recommandation signifie que, normalement, les dispositifs de réduction d'écho situés aux extrémités de départ et d'arrivée se trouveront dans le pays d'origine et dans le pays de destination de la communication.

2.3.2.2.2 *Règle G*

Dans certains cas d'espèce, on peut monter un suppresseur d'écho complet pour faible temps de propagation à l'extrémité de départ d'un circuit de transit (au lieu de deux demi-suppresseurs aux centres terminaux) à condition qu'aucun des deux temps de maintien ne dépasse 70 ms. L'application de cette règle plus souple peut amener à réduire le nombre des suppresseurs nécessaires et à simplifier les dispositions prises pour la signalisation et la commutation. On insiste sur le fait que les suppresseurs complets ne doivent pas être utilisés sans discernement: la meilleure solution consiste à avoir deux demi-suppresseurs aussi voisins que possible des termineurs. Si l'on emploie un suppresseur complet, il devrait être installé aussi près que possible du point qui constitue le «milieu» de la chaîne au point de vue du temps de propagation, ce qui entraînera une diminution du temps de maintien requis.

On étudie actuellement s'il est possible d'utiliser dans ce cas un suppresseur ou un annuleur d'écho complet pour long temps de propagation.

---

[3] La Recommandation Q.115 [4] contient une étude au sujet de l'application des règles A et E aux relations entre le Royaume-Uni et l'Europe.

2.3.2.2.3 *Règle K*

Sur une communication qui nécessite la suppression de l'écho, on peut admettre jusqu'à ce qui correspond à deux suppresseurs complets (par exemple: trois demi-suppresseurs ou bien deux demi-suppresseurs et un suppresseur complet). Il convient de tout faire pour éviter de recourir à cette tolérance, car la présence sur une communication de deux suppresseurs d'écho complets ou davantage, avec de longs temps de maintien, peut causer de sérieuses mutilations de la parole et augmente très sensiblement le risque de blocage de la conversation. Cette règle ne s'applique pas aux annuleurs d'écho (voir la règle B).

2.3.2.2.4 *Règle L*

De façon générale, il n'est pas souhaitable de mettre hors circuit (ou de neutraliser) les suppresseurs d'écho intermédiaires lorsqu'un circuit muni de dispositifs de réduction d'écho pour long temps de propagation est connecté à un circuit muni de suppresseurs d'écho pour court temps de propagation. Il serait toutefois souhaitable de mettre hors circuit (ou de neutraliser) les suppresseurs d'écho intermédiaires si, dans la partie de la communication qui est comprise entre les suppresseurs d'écho terminaux, le temps de propagation moyen dans un sens ne dépasse pas 50 ms, les différents types étant vraisemblablement compatibles. Un annuleur d'écho intermédiaire n'a pas à être mis hors circuit.

2.3.3 *Règles générales*

2.3.3.1 *Règle théorique – Règle C*

Il convient de ne pas insérer de dispositifs de réduction d'écho sur les chaînes de circuits qui n'en ont pas besoin; leur présence augmente les probabilités de dérangement et complique la maintenance.

2.3.3.2 *Règles pratiques*

2.3.3.2.1 *Règle H*

Dans des cas exceptionnels, de panne par exemple, une voie de secours peut être établie. Il n'y a pas besoin d'équiper cette voie de dispositifs de réduction d'écho si les circuits sont utilisables sans eux pendant une courte période. Toutefois, si la voie de secours doit être empruntée pendant plus de quelques heures, il convient d'installer de tels dispositifs en se conformant aux règles A ou E ci-dessus.

2.3.3.2.2 *Règle J*

On admet, sur une communication ne nécessitant pas de dispositif de réduction d'écho, la présence, même superflue, d'un ou deux demi-suppresseurs, d'un suppresseur complet ou d'annuleurs d'écho. (En fait, on arrive à peine à déceler la présence d'un suppresseur d'écho bien réglé sur un circuit à temps de propagation modéré; quant aux annuleurs, leur présence peut améliorer la qualité globale de la communication.)

Lorsqu'un centre international d'arrivée est accessible d'un centre international de départ par plus d'une artère et que:

1) une artère au moins nécessite des suppresseurs d'écho et une artère au moins n'en nécessite pas, et lorsque de plus
2) le centre de départ n'est pas en mesure de déterminer quelle artère sera utilisée,

il convient en tout état de cause d'insérer des dispositifs de réduction d'écho.

2.3.3.2.3 *Règle M*

On a constaté que, dans la pratique, il est possible de rendre l'écho tolérable en insérant un affaiblissement dans le circuit si le temps de propagation de l'écho dans un seul sens est inférieur à 25 ms. Pour des temps de propagation plus longs, il faut, pour atténuer l'écho, insérer un affaiblissement trop important dans le circuit et des dispositifs de réduction d'écho sont alors nécessaires.

Remarque – Un équivalent de cette règle est donné au § B.b de la Recommandation G.161 (*Livre orange*). Cette règle n'a jamais été formulée dans les versions antérieures de la Recommandation G.131.

2.4 *Introduction des dispositifs de réduction d'écho dans une communication*

Les procédés suivants d'introduction de dispositifs de réduction d'écho dans une communication ont été envisagés:

1) prévoir un ensemble de dispositifs de réduction d'écho à la disposition de plusieurs faisceaux de circuits, un dispositif de réduction d'écho quelconque de cet ensemble étant associé à tout circuit sur lequel on a besoin d'un dispositif de réduction d'écho (voir la Recommandation Q.115 [4]);
2) monter les dispositifs de réduction d'écho en permanence sur les circuits, avec possibilité de les éliminer par commutation (ou de les neutraliser) lorsque leur présence est inutile [5];
3) diviser les circuits d'une artère internationale en deux faisceaux dont l'un est muni de dispositifs de réduction d'écho et l'autre non; pour une communication donnée, utiliser selon les besoins un circuit d'un faisceau ou de l'autre. Cependant, on ne doit pas oublier le fait bien connu que des circuits peuvent ne pas être utilisés avec un bon rendement lorsqu'ils sont divisés en faisceaux séparés;
4) imaginer des schémas selon lesquels on divise le pays de départ et le pays d'arrivée en zones correspondant à des distances radiales moyennes croissantes à partir du centre international. Il est alors possible de déterminer les longueurs nominales des prolongements nationaux en examinant les premiers chiffres de l'indicatif et les circuits d'origine.

Quelle que soit la méthode utilisée, on doit prendre dûment en considération la dernière phrase du § 2.1. Le CCITT étudie actuellement des méthodes permettant d'obtenir les affaiblissements de circuit voulus. La nature et le volume du trafic écoulé sur une communication donnée sont également des facteurs économiques qui influent finalement sur le choix de la méthode à adopter.

Le CCITT étudie actuellement quelles sont les Recommandations qu'il est nécessaire de formuler pour garantir que l'insertion de dispositifs de réduction d'écho dans les communications internationales est conforme, dans l'ensemble, aux règles pratiques énoncées précédemment.

On notera qu'il n'est pas nécessaire que la même méthode soit utilisée sur tous les continents. La nécessité de réaliser des communications intercontinentales exige une certaine compatibilité, mais il ne semble pas y avoir de grandes difficultés à y parvenir.

2.5 *Dispositifs de traitement des signaux vocaux*

Certains dispositifs de traitement des signaux vocaux, tels que les dispositifs de concentration de la parole, ont une fonction de suppresseur d'écho. Toutefois, ils ne peuvent supprimer l'écho que si un seul interlocuteur parle et non lorsque les deux interlocuteurs parlent simultanément (voir le § 1.7 de la Recommandation G.164), sauf s'ils sont équipés pour assurer des fonctions de suppresseur d'écho complet. Si des dispositifs qui n'ont pas ces fonctions sont connectés en cascade avec des annuleurs d'écho, il peut se produire une dégradation de la qualité, due à l'écho, quand les interlocuteurs parlent simultanément, l'annuleur d'écho intermédiaire n'étant pas efficace pendant l'émission simultanée de la parole.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.131)

Application des dispositions du § 2 de la Recommandation G.131

La règle A du § 2.3.1.1 de la Recommandation G.131 demande, pour chaque couple de pays, l'évaluation des conditions d'écho pour chacun des couples possibles de centraux locaux; le point correspondant à l'équivalent pour la sonie du trajet d'écho en fonction du temps de propagation moyen dans un sens se trouve-t-il, pour ce couple de centraux, au-dessus ou au-dessous de la courbe appropriée de 1% de la figure 2/G.131?

Les variables du problème sont indiquées dans le tableau A-1/G.131 et illustrées par la figure A-1/G.131 pour les communications entièrement analogiques et par la figure A-2/G.131 pour les communications entièrement numériques.

Pour deux centraux donnés, on connaît ou l'on peut estimer les valeurs de ces huit caractéristiques; sur la figure 2/G.131, on peut déterminer le point correspondant à l'équivalent pour la sonie [1) + 2) + 3) + 4) du tableau A-1/G.131] en fonction du temps de propagation moyen dans un sens [5) + 6) + 7) du tableau A-1/G.131] par rapport à la courbe à 1% pour un nombre donné de circuits analogiques dans la chaîne à quatre fils pour des communications entièrement analogiques et mixtes analogiques et numériques ou à l'aide de la courbe appropriée pour des communications entièrement numériques.

TABLEAU A-1/G.131

Caractéristiques nécessaires à la détermination de l'écho

Equivalent global pour la sonie au trajet d'écho, égal à la somme des caractéristiques suivantes:

1) minimum de la somme des valeurs des équivalents pour la sonie à l'émission et à la réception (ESE et ESR) du système local du pays A (extrémité où se trouve la personne qui parle);
2) ES nominal, dans les deux sens de transmission, entre le central local et les extrémités virtuelles analogiques (a_A et b_A) de la chaîne de circuits nationaux du pays A qui relie ce central au central international;
3) ES nominal, dans les deux sens de transmission, de la chaîne de circuits internationaux;
4) affaiblissement d'écho (a_B-b_B) du système national du pays B (extrémité où se trouve la personne qui écoute).

Temps de propagation moyen dans un sens, égal à la moitié de la somme des temps de propagation sur les éléments de transmission suivants:

5) trajets, dans les deux sens de transmission, entre l'appareil téléphonique situé dans le pays A et les extrémités virtuelles analogiques a_A et b_A;
6) chaîne de circuits internationaux, dans les deux sens de transmission;
7) trajet a_B-b_B dans le pays B.

Une autre caractéristique dont on a besoin pour les communications entièrement analogiques ou mixtes analogiques et numériques est la suivante:

8) nombre des circuits analogiques composant la chaîne à quatre fils (voir la figure 3/G.101).

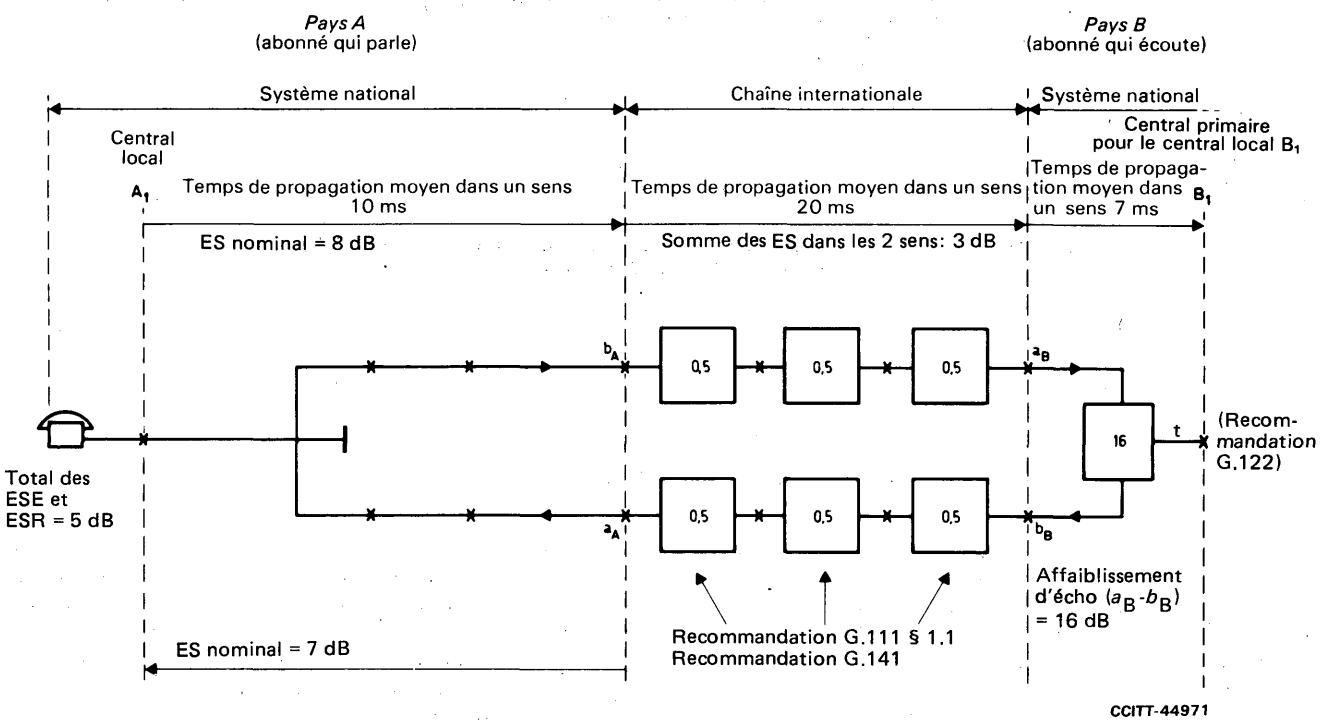


FIGURE A-1/G.131

Exemple d'application de la figure 2/G.131 à des communications entièrement analogiques

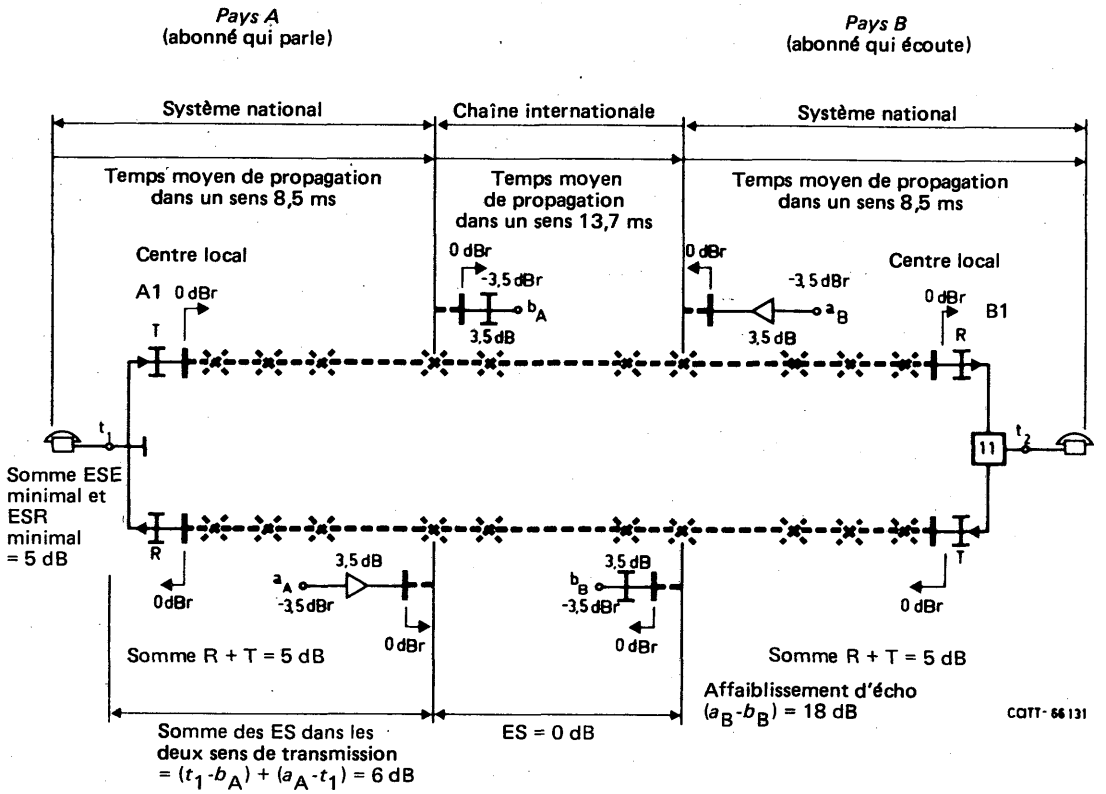


FIGURE A-2/G.131

Exemple d'application de la figure 2/G.131 à des communications entièrement numériques avec lignes d'abonné à 2 fils analogiques

A.1 *Communications entièrement analogiques* (figure A-1/G.131)

Dans le cadre de la présente Recommandation, on peut admettre que, à l'extrémité où se trouve l'abonné qui écoute, la principale réflexion se produit au termineur quatre fils/deux fils; on peut supposer que ce termineur se trouve dans le central primaire associé au central local de l'abonné qui écoute. Les composantes de 4) du tableau A-1/G.131 sont alors les affaiblissements a_B-t et t-b_B, plus l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho à l'accès deux fils du termineur. Cet affaiblissement sera égal à la valeur moyenne sur toutes les lignes d'abonnés demandeurs qui peuvent aboutir à l'accès deux fils du termineur en passant par le central local de l'abonné qui écoute. (La figure 2/G.131 est fondée sur un écart type de 3 dB pour l'affaiblissement d'équilibrage.) Si l'on ignore cette valeur moyenne, on peut admettre que le point 4) du tableau A-1/G.131 satisfait aux conditions du § 2 de la Recommandation G.122, c'est-à-dire que la valeur moyenne est de (15 + S) dB, S étant la somme des affaiblissements nominaux dans les deux sens de transmission des circuits de la chaîne nationale à quatre fils pour l'abonné qui écoute. (On suppose que S = 1 dB dans ce cas.)

Pour deux centraux locaux donnés, les communications successivement établies peuvent emprunter des nombres variables de circuits à quatre fils; le trafic total peut alors être considéré comme une quantité de paquets de proportions diverses passant par 1 à 9 circuits à quatre fils. Chaque «paquet» peut être évalué à l'aide de la figure 2/G.131; les résultats seront combinés afin de vérifier si la règle A est observée pour la totalité du trafic.

A titre d'exemple, la figure A-1/G.131 montre une application des dispositions du § 2 de la Recommandation G.131, où l'on admet que le trajet *a-t-b* pour l'abonné qui écoute est conforme aux dispositions de la Recommandation G.122. Pour simplifier, on a admis que la totalité du trafic s'écoule dans les conditions données. Dans le cas de cet exemple, les valeurs sont les suivantes:

Pays A de l'abonné qui parle

Distance du central local A_1 au centre international	1600 km
Temps de propagation moyen dans un sens, du central local A_1 au centre international	11 ms[4]
Total des ES minimaux et simultanés à l'émission et à la réception du système local	5 dB
ES du central local au centre international (b_A)	7 dB[5]
ES du centre international au central local (a_A)	6 dB[5]
Nombre de circuits à quatre fils	2

Chaîne internationale de A à B

Nombre de circuits	3[6]
Longueur	3200 km
Temps de propagation moyen dans un sens	17 ms[4]
Somme des ES dans les 2 sens, soit 2 × 3 × 0,5 dB	3 dB

Pays B de l'abonné qui écoute

Affaiblissement moyen d'écho (a_B-b_B), soit (15 + 1) dB	16 dB (Rec. G.122)
Distance du centre international au *centre primaire* associé au central local B_1 (c'est-à-dire jusqu'au point de réflexion principal)	1120 km
Temps de propagation moyen dans un sens pour la distance ci-dessus	16 ms[4]
Nombre de circuits à quatre fils	1

Nombre total de circuits à quatre fils = 2 + 3 + 1 = 6

Total du temps de propagation moyen dans un sens = 11 + 17 + 16 = 44 ms . . . . . (A-1)

ES total du trajet d'écho = 5 + 7 + 6 + 3 + 16 = 37 dB . . . . . (A-2)

Si l'on reporte les valeurs (A-1) et (A-2) sur la figure 2/G.131, le point trouvé se situe au-dessous de la courbe 1% pour six circuits à quatre fils, ce qui indique une probabilité de plus de 1% pour que la communication soit jugée «insatisfaisante». La conclusion est également applicable à d'autres nombres possibles de circuits à quatre fils.

A.2 *Communications entièrement numériques* (figure A-2/G.131)

On peut admettre que, à l'extrémité où se trouve la personne qui écoute, la principale réflexion se produit au termineur quatre fils/deux fils, qui est situé au centre local de cette personne. Les composantes de la grandeur 4) du tableau A-1/G.131 sont alors les affaiblissements a_B-t et t-b_B, plus l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho à l'accès deux fils du termineur. Cet affaiblissement sera égal à la valeur moyenne globale de toutes les lignes d'abonné décrochées qui peuvent être présentées à l'accès deux fils du termineur par le central local de la personne qui écoute. (La figure 2/G.131 est fondée sur un écart type de 3 dB de l'affaiblissement d'équilibrage.) Si l'on ignore la valeur moyenne, on peut admettre qu'elle est conforme au § 4.3 de la Recommandation G.122, c'est-à-dire qu'elle est de 11 dB en moyenne.

---

[4] En supposant que la vitesse de propagation des systèmes de transmission est de 250 km/ms, qu'il y a dans le pays A de l'abonné qui parle et dans la chaîne internationale entre A et B, 3 modulateurs/démodulateurs de voies MRF introduisant chacun un retard de 1,5 ms et un élément constant de 12 ms pour le pays B de l'abonné qui écoute (voir la Recommandation G.114).

[5] On suppose que le circuit local chargé introduit un dB supplémentaire (dans chaque sens) lorsqu'il passe de l'affaiblissement nominal de transmission à l'ES.

[6] Nombre exceptionnellement grand, choisi uniquement pour illustrer le principe de l'addition des affaiblissements.

Pour appliquer la figure A-2/G.131, la valeur de n n'est pas nécessaire dans ce cas (car les circuits numériques dans la chaîne à quatre fils ne contribuent pas à la variabilité totale de l'affaiblissement des circuits). Toutefois, le nombre de centraux numériques a un effet sur le temps de propagation car, par exemple, conformément au tableau 1/G.114, chaque central numérique de transit ajoute 0,45 ms au temps de propagation moyen dans un sens de la communication.

La figure A-2/G.131 montre un exemple où la somme des compléments de ligne R et T est 6 ou 7 dB. Dans ce cas, les valeurs sont les suivantes:

Pays A de la personne qui parle

Distance du central local A_1 au centre international	1600 km
Temps de propagation moyen dans un sens, du central local A_1 au centre international	8,5 ms[7]
Total des ES minimaux et simultanés à l'émission et à la réception du système local	5 dB
Somme des ES dans les deux sens de transmission $(t_1\text{-}b_A) + (a_A\text{-}t_1)$	6 dB

Chaîne internationale de A à B

Longueur	3200 km
Temps de propagation moyen dans un sens	13,7 ms[8]
ES de la chaîne internationale	0 dB

Pays B de la personne qui écoute

Distance entre le central local B_1 et le centre international	1600 km
Temps de propagation moyen dans un sens	8,5 ms[7]
Affaiblissement moyen d'écho $(a_B\text{-}b_B)$ soit (11 + 7) dB	18 dB
Temps total moyen de propagation dans un sens 8,5 + 13,7 + 8,5 = 30,7 ms	(A-3)
ES total du trajet d'écho 5 + 6 + 0 + 18 = 29 dB	(A-4)

Si l'on trace des courbes pour les valeurs (A-3) et (A-4) sur la figure 2/G.131, le point se situe au-dessous de la ligne des 1% (et il est proche de celle des 10%) pour des communications entièrement numériques, ce qui indique une probabilité de plus de 1% d'opinions «insatisfaisant».

Conclusion

Il convient:

a) d'utiliser un dispositif de réduction d'écho sur la communication, ou

b) d'accroître l'affaiblissement sur le trajet d'écho (tout en observant les limitations prévues dans la Recommandation G.121).

Remarque – Il convient de noter, quand on envisage d'augmenter l'affaiblissement sur le trajet d'écho, que les compléments de ligne numériques placés dans des circuits numériques doivent être mis hors circuit pour des signaux de données numériques (mais pas pour des signaux de données dans la bande téléphonique) car ils détruisent la transparence des bits pour ces signaux.

A.3 *Communications mixtes, analogiques et numériques*

Les exemples donnés sur les figures A-1/G.131 et A-2/G.131 permettent de construire des modèles de communications mixtes, analogiques et numériques, en combinant les éléments appropriés des deux figures. Les grandeurs données dans le tableau A-1/G.131 peuvent être calculées avec ces modèles. On devrait maintenant prendre comme grandeur 8) (nombre de circuits) le nombre de circuits analogiques dans la chaîne à 4 fils (à l'exclusion donc des circuits numériques). La courbe en trait plein appropriée de la figure 2/G.131 approchera la courbe de tolérance à l'écho requise avec une bonne précision.

---

[7] En admettant que les systèmes de transmission ont une vitesse de propagation de 250 km/ms, qu'il y a 4 retards de central de 0,45 ms chacun et un retard de 0,3 ms dans le codeur ou le décodeur. Dans la pratique, un central numérique local apportera une contribution légèrement supérieure à 0,45 ms (voir la Recommandation G.114).

[8] En admettant que les systèmes de transmission ont une vitesse de propagation de 250 km/ms et qu'il y a 2 retards de central de 0,45 ms chacun.

Remarque – A noter que dans les réseaux mixtes, analogiques et numériques, le temps de propagation peut devenir plus long que dans des réseaux purement analogiques ou purement numériques. C'est en particulier le cas lorsque des centres numériques sont connectés à des systèmes de transmission analogiques par l'intermédiaire d'équipements MIC/MRF en cascade ou de transmultiplexeurs. Un grand nombre d'architectures différentes peuvent se présenter.

Références

[1] *Calcul de la stabilité des communications internationales établies conformément au plan de transmission et de commutation*, Livre vert, tome III, supplément n° 1, UIT, Genève, 1973.

[2] Recommandation du CCITT *Définitions relatives aux suppresseurs d'écho et caractéristiques d'un demi-suppresseur d'écho différentiel commandé à distance*, Livre bleu, tome III, Rec. G.161, section B, UIT, Genève, 1964.

[3] Recommandation du CCITT *Suppresseurs d'écho pour circuits à temps de propagation court ou long*, Livre orange, tome III, Rec. G.161, sections B et C, UIT, Genève, 1977.

[4] Recommandation du CCITT *Commande des suppresseurs d'écho*, tome VI, Rec. Q.115.

[5] CCITT – *Insertion et neutralisation des suppresseurs d'écho*, Livre bleu, tome VI.1, Question 2/XI, annexe 3, UIT, Genève, 1966.

Recommandation G.132

DISTORSION D'AFFAIBLISSEMENT

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968; Genève, 1972 et Melbourne, 1988)

Les objectifs de qualité de fonctionnement du réseau relatifs aux limites admissibles de la variation, en fonction de la fréquence, de l'équivalent en service terminal d'une chaîne mondiale à quatre fils de 12 circuits (internationaux et nationaux de prolongement) établis chacun sur une seule liaison en groupe primaire, en supposant que des circuits radioélectriques sur ondes décamétriques ou des équipements à 3 kHz ne sont pas employés, sont représentés sur la figure 1/G.132.

Remarque 1 – Les objectifs pour les projets imposés aux équipements terminaux à courants porteurs par la Recommandation citée en [1] sont tels que, pour une chaîne de 6 circuits en tandem (circuits internationaux et prolongements nationaux) dont chacun est muni d'un seul couple d'équipements de modulation de voie, la distorsion d'affaiblissement serait, dans la plupart des cas, inférieure à 9 dB entre 300 et 3400 Hz. Si la chaîne comporte 12 circuits en tandem, on peut s'attendre que, dans la plupart des cas, la distorsion d'affaiblissement ne dépasse pas 9 dB entre environ 400 et 3000 Hz. Pour ce qui concerne la chaîne internationale, voir le § 1 de la Recommandation G.141.

Remarque 2 – C'est seulement dans une petite proportion des communications internationales que la chaîne à quatre fils comprendra réellement 12 circuits.

Remarque 3 – Il convient de respecter les limites données dans la figure 1/G.132 pour les communications mixtes utilisant des équipements analogiques-numériques. Il est probable que le nombre d'équipements analogiques-numériques (paires codeur-décodeur) pour les communications mixtes comportant 12 circuits ne devra pas dépasser 6 (voir l'annexe B de la Recommandation G.103).

Il convient de noter qu'une communication comportant six paires de codeur-décodeur dans laquelle chaque paire satisfait tout juste aux spécifications de distorsion d'affaiblissement énoncées dans la Recommandation G.712, ne répond pas aux spécifications de distorsion d'affaiblissement indiquées dans la Recommandation G.132 pour 3400 Hz.

Il est toutefois probable que les paires réelles de codeur-décodeur feront mieux que satisfaire aux spécifications de distorsion d'affaiblissement énoncées dans la Recommandation G.712, de sorte que, dans la pratique, le risque de ne pas satisfaire aux dispositions de la Recommandation G.132 est très réduit.

Remarque 4 – Les Commissions d'études IV et XII procèdent actuellement à des études dont le but est de voir comment cet objectif est atteint dans la pratique, dans quelle mesure on doit pouvoir s'attendre qu'il le soit dans l'avenir (compte tenu des remarques 2 et 3) et quelles sont les modifications qu'il sera éventuellement nécessaire d'apporter en conséquence aux Recommandations relatives aux équipements.

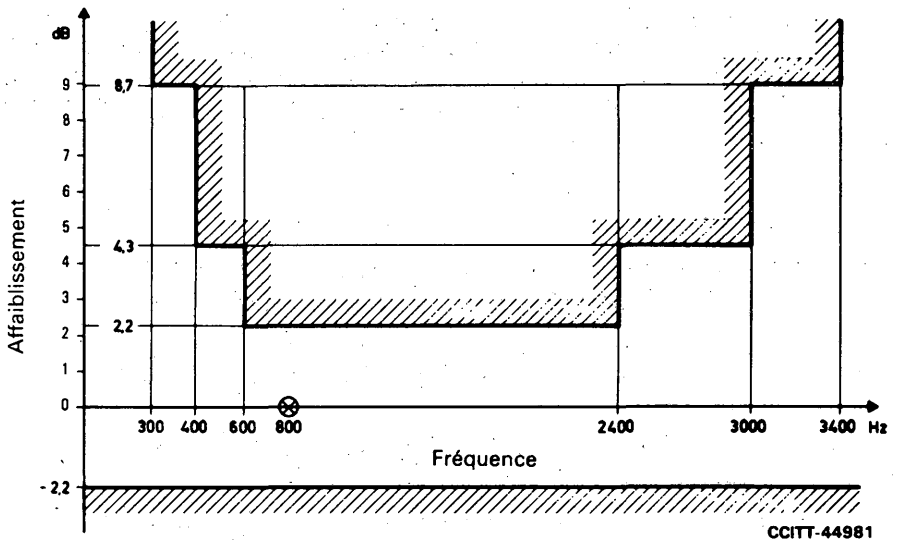


FIGURE 1/G.132

Variation admissible de l'affaiblissement, par rapport à sa valeur pour 800 Hz (objectif pour la chaîne mondiale à quatre fils de 12 circuits en service terminal)

Référence

[1] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 12 voies*, tome III, Rec. G.232, § 1.

Recommandation G.133

DISTORSION DE TEMPS DE PROPAGATION DE GROUPE

(Genève, 1964; modifiée à Genève, 1980)

Les objectifs pour la qualité de fonctionnement du réseau relatifs aux différences admissibles, pour une chaîne mondiale de 12 circuits établis chacun sur une seule liaison en groupe primaire, entre la valeur minimale du temps de propagation de groupe, dans toute la bande des fréquences transmises, et le temps de propagation de groupe aux limites inférieure et supérieure de cette bande de fréquences, sont indiqués dans le tableau 1/G.133.

La distorsion de temps de propagation de groupe est importante dans une bande de fréquences où l'affaiblissement est inférieur à 10 dB par rapport à la valeur à 800 Hz. Ce sera normalement le cas pour des fréquences supérieures à environ 260 ou 320 Hz et inférieures à environ 3150 ou 3400 Hz respectivement pour les limites inférieure et supérieure de la bande de fréquences comme indiqué dans le tableau 1/G.133.

TABLEAU 1/G.133

	Limite inférieure de la bande des fréquences (ms)	Limite supérieure de la bande des fréquences (ms)
Chaîne internationale	30	15
Chacune des chaînes nationales à quatre fils	15	7,5
Ensemble de la chaîne à quatre fils	60	30

Remarque – Les limites indiquées dans le tableau 1/G.133 doivent être observées par les circuits analogiques et pour les circuits mixtes avec sections analogiques et sections numériques.

DIAPHONIE LINÉAIRE[1]

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968)

1 Diaphonie linéaire entre différentes chaînes de circuits à quatre fils (analogiques et mixtes analogiques-numériques)

En tant qu'objectif pour la qualité de fonctionnement du réseau, l'écart diaphonique entre deux chaînes de circuits à quatre fils comprenant des circuits nationaux et internationaux est limité par le § 4.1 de la Recommandation G.151 en ce qui concerne les circuits, et par la Recommandation Q.45 [1] en ce qui concerne les centres internationaux.

2 Diaphonie linéaire entre les voies d'aller et de retour d'une chaîne de circuits à quatre fils (analogiques et mixtes analogiques-numériques)

En tant qu'objectif pour la qualité de fonctionnement du réseau, l'écart diaphonique entre les deux sens de transmission d'une chaîne de circuits à quatre fils est limité par le § 4.2 de la Recommandation G.151 en ce qui concerne les circuits, et par la Recommandation Q.45 [1] en ce qui concerne les centres internationaux.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.134)

Méthodes de mesure de la diaphonie dans les centraux, sur les circuits téléphoniques internationaux et sur une chaîne de circuits téléphoniques internationaux

A.1 La méthode à suivre pour mesurer la diaphonie dépend de la nature de celle-ci. On se trouvera en général en présence de l'une ou de l'autre des deux situations suivantes:

a) diaphonie dans un central, provenant essentiellement d'une seule source, ou de plusieurs sources voisines;

b) diaphonie mesurée à l'extrémité d'un circuit ou d'une chaîne de circuits, qui est la résultante des effets de nombreuses sources réparties le long du circuit ou de la chaîne de circuits. La diaphonie totale dépend des phases relatives des diverses contributions et peut par conséquent varier avec la fréquence. Sur les circuits ou chaînes de circuits de grande longueur, on peut rencontrer des difficultés en faisant des mesures de diaphonie à une seule fréquence, par suite de petites variations, au cours de la mesure, de la fréquence des maîtres-oscillateurs qui alimentent les équipements de modulation situés en divers points le long de ces circuits ou chaînes de circuits.

A.2 Les méthodes dont on dispose pour mesurer la diaphonie sont les suivantes[2]:

a) mesures à une fréquence unique (par exemple 800 Hz ou 1000 Hz);

b) mesures à plusieurs fréquences (par exemple 500, 1000 et 2000 Hz), en prenant la moyenne des courants ou tensions mesurés;

c) mesures faites avec un bruit erratique à spectre uniforme ou avec un signal constitué d'une série d'harmoniques rapprochés, dont la forme est celle d'une courbe de densité de puissance vocale; ces mesures doivent être effectuées conformément aux dispositions de la Recommandation citée en [3];

d) mesures à la voix et à l'oreille, dans lesquelles la source perturbatrice est constituée par des courants vocaux, la diaphonie étant mesurée à l'écoute et son niveau étant comparé à celui d'une source de référence dont le niveau peut être réglé par un réseau d'affaiblissement étalonné.

---

[1] Les méthodes recommandées pour la mesure de la diaphonie sont décrites dans l'annexe A de cette Recommandation.

[2] Il s'agit ici de la (ou des) fréquence(s) de mesure à employer: la mesure de la diaphonie à une fréquence donnée est décrite dans le document cité en [2].

A.3 Jusqu'à nouvel avis, on recommande d'appliquer provisoirement les méthodes suivantes pour les «essais de type» et les «essais de recette» impliquant des mesures de diaphonie.

A.3.1 *Diaphonie dans les centraux*

La diaphonie doit être mesurée à la fréquence 1100 Hz – ce qui, d'après l'expérience de certaines Administrations, équivaut à une mesure faite avec un générateur du signal téléphonique conventionnel (Recommandation G.227 [4]) et un psophomètre.

A.3.2 *Diaphonie sur un circuit téléphonique international ou sur une chaîne de circuits téléphoniques internationaux*

On doit mesurer la diaphonie en utilisant un bruit erratique à spectre uniforme ou un signal constitué d'une série d'harmoniques rapprochés, dont la forme est celle de la courbe de densité de puissance vocale de la Recommandation G.227 [4]; les mesures doivent être effectuées conformément aux dispositions de la Recommandation citée en [3].

Remarque 1 – Au cas où l'on éprouverait des difficultés à effectuer les mesures selon les méthodes des § A.2, a) ou A.2, b), il est recommandé de faire des essais à la voix et à l'oreille.

Remarque 2 – Dans le cas des circuits téléphoniques utilisés pour la télégraphie harmonique, l'écart paradiaphonique entre les deux sens de transmission doit être mesuré à chacune des fréquences porteuses des voies de télégraphie harmonique, c'est-à-dire chaque multiple impair de 60 Hz, de 420 Hz à 3180 Hz compris. Toutefois, on peut rencontrer en pratique des difficultés à cause de l'effet mentionné au § A.1, b).

Références

[1] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de transmission d'un centre international*, tome VI, Rec. Q.45.

[2] *Mesure de la diaphonie*, Livre vert, tome IV.2, supplément n° 2.4, UIT, Genève, 1973.

[3] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 12 voies*, tome III, Rec. G.232, § 9.2.

[4] Recommandation du CCITT *Signal téléphonique conventionnel*, tome III, Rec. G.227.

Recommandation G.135

ERREUR SUR LA FRÉQUENCE RESTITUÉE

(Mar del Plata, 1968)

Etant donné que les voies de n'importe quel circuit téléphonique international devraient pouvoir être utilisées pour la télégraphie harmonique, l'objectif pour la qualité de fonctionnement du réseau relatif à la précision des fréquences porteuses virtuelles devrait être tel que, entre une fréquence vocale appliquée à l'origine d'un circuit et celle qui lui correspond à l'autre extrémité, on ait un écart maximal de 2 Hz, quelle que soit la constitution de ce circuit, c'est-à-dire que l'on ait ou non des modulations et démodulations intermédiaires.

A partir de cet objectif, le CCITT a recommandé que les fréquences porteuses des voies et des groupes de divers rangs aient les précisions indiquées dans les clauses correspondantes de la Recommandation G.225 [1].

L'expérience montre que, si des oscillateurs conçus d'après ces clauses sont soumis en exploitation à des contrôles appropriés, l'écart entre la fréquence appliquée à l'origine d'une voie téléphonique et la fréquence restituée à l'autre extrémité ne dépasse pratiquement jamais 2 Hz si cette voie a la constitution du circuit fictif de référence de 2500 km pour le système considéré.

Des calculs indiquent que, si ces clauses sont respectées dans le cas de la chaîne à quatre fils faisant partie de la communication fictive de référence définie par la figure 1/G.103 [1], il y a une probabilité d'environ 1% pour que l'écart de fréquence entre l'origine et l'extrémité de cette chaîne dépasse 3 Hz et une probabilité inférieure à 0,1% pour qu'il dépasse 4 Hz.

[1] En fait, la chaîne considérée pour ces calculs comprenait 16 couples d'équipements de modulation et démodulation de voie (au lieu de 12) pour tenir compte de la présence de câbles sous-marins avec des équipements conformes à la Recommandation G.235 [2]. Toutefois, on n'a pas tenu compte de la dérive de fréquence par effet Doppler qui serait due à la présence d'un satellite non stationnaire; des valeurs de cette dérive sont indiquées dans le Rapport 214 du CCIR [3].

Le CCITT note que dans les circuits mixtes comprenant plusieurs sections numériques les conditions requises en matière d'écart de restitution des fréquences sont plus aisément remplies, du fait que les systèmes numériques ne changent pas la fréquence d'une voie audiofréquence.

Références

[1] Recommandation du CCITT *Recommandations relatives à la précision des fréquences porteuses*, tome III, Rec. G.225.

[2] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 16 voies*, tome III, Rec. G.235.

[3] Rapport du CCIR *Influence de l'effet Doppler et des discontinuités dues à la commutation dans le service fixe par satellite*, Vol. IV, Rapport 214, UIT, Genève, 1986.

1.4 Caractéristiques générales de la chaîne à quatre fils formée par les circuits internationaux; transit international

Recommandation G.141

DISTORSION D'AFFAIBLISSEMENT

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968 et Genève, 1972 et 1980)

1 Distorsion d'affaiblissement

1.1 *Conditions entièrement analogiques*

Les objectifs des projets recommandés pour les équipements terminaux à courants porteurs par la Recommandation citée en [1] sont tels que pour une chaîne de 6 circuits, dont chacun est muni d'un seul couple d'équipements de modulation de voie conforme à ladite Recommandation, l'objectif pour la qualité de fonctionnement du réseau relatif à la distorsion d'affaiblissement indiquée à la figure 1/G.132, sera satisfait dans la plupart des cas. La distorsion apportée par les sept centres internationaux est donc comprise.

Remarque – Pour évaluer la distorsion d'affaiblissement de la chaîne internationale, on ne doit pas ajouter les limites indiquées pour les circuits internationaux dans le § 1 de la Recommandation G.151 à celles indiquées pour les centres internationaux dans la Recommandation Q.45 [2]. En effet, d'une part, certains équipements des centraux seraient comptés deux fois si l'on procédait à cette addition; d'autre part, les limites de spécification de la Recommandation Q.45 [2] s'appliquent à la plus mauvaise connexion à travers un central international, et les limites du § 1 de la Recommandation G.151 au plus mauvais circuit international. En fait, les spécifications des divers équipements sont telles que la qualité moyenne sera sensiblement meilleure que celle que l'on pourrait estimer par une telle addition.

1.2 *Conditions dans un environnement mixte, analogique et numérique*

Au cours de la période d'exploitation mixte, analogique et numérique, il est prévu que la caractéristique d'affaiblissement en fonction de la fréquence de l'équipement analogique terminal à courants porteurs à utiliser dans les communications téléphoniques internationales continuera d'être régie par les Recommandations actuelles qui se rapportent à ce type d'équipement.

Quand il faut inclure dans des communications téléphoniques internationales des processus numériques MIC non intégrés, il est recommandé que la caractéristique d'affaiblissement en fonction de la fréquence des filtres passe-bande associés à ces processus satisfasse à la version la plus exigeante de la figure 1/G.712 [3]. Cette dernière Recommandation s'applique spécifiquement au cas où des processus numériques MIC non intégrés sont associés à des circuits locaux, à des circuits interurbains et à des circuits internationaux.

S'agissant de l'incorporation de processus numériques MIC non intégrés aux réseaux téléphoniques locaux, la caractéristique d'affaiblissement en fonction de la fréquence à imposer aux filtres passe-bande qu'ils comportent est encore à l'étude.

Références

[1] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 12 voies*, tome III, Rec. G.232, § 1.

[2] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de transmission d'un centre international*, tome VI, Rec. Q.45.

[3] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de qualité des voies MIC entre accès quatre fils aux fréquences vocales*, tome III, Rec. G.712, figure 1/G.712.

Recommandation G.142

CARACTÉRISTIQUES DE TRANSMISSION DES CENTRAUX

(Genève, 1980; modifié à Melbourne, 1988)

La présente Recommandation comprend deux parties. La première, le § 1, se rapporte aux caractéristiques de transmission, aux fréquences vocales, des centres internationaux analogiques. Les informations correspondantes figurent dans la Recommandation Q.45 [1]. La seconde partie, le § 2, traite de considérations de transmission aux fréquences vocales dont il faut tenir compte dans la conception des centraux numériques et lors de leur incorporation au réseau. Les centraux numériques qui sont visés comprennent les centraux locaux et les centres de transit (nationaux et internationaux). Les considérations de transmission portent principalement sur les propriétés que doivent posséder les centraux numériques pour pouvoir fonctionner dans des conditions de réseau différentes et variables en ce qui concerne la proportion des installations entièrement analogiques, entièrement numériques ou mixtes, analogiques et numériques.

Les caractéristiques de transmission détaillées des centraux numériques figurent dans les Recommandations Q.551, Q.552, Q.553 et Q.554 (Fascicule VI.5).

1 Centres internationaux analogiques

Les objectifs pour la mise en service relatifs aux caractéristiques de transmission qui doivent être respectées par un centre international analogique, quel qu'il soit, figurent dans la Recommandation Q.45 ou Q.45 *bis*.

2 Centraux numériques

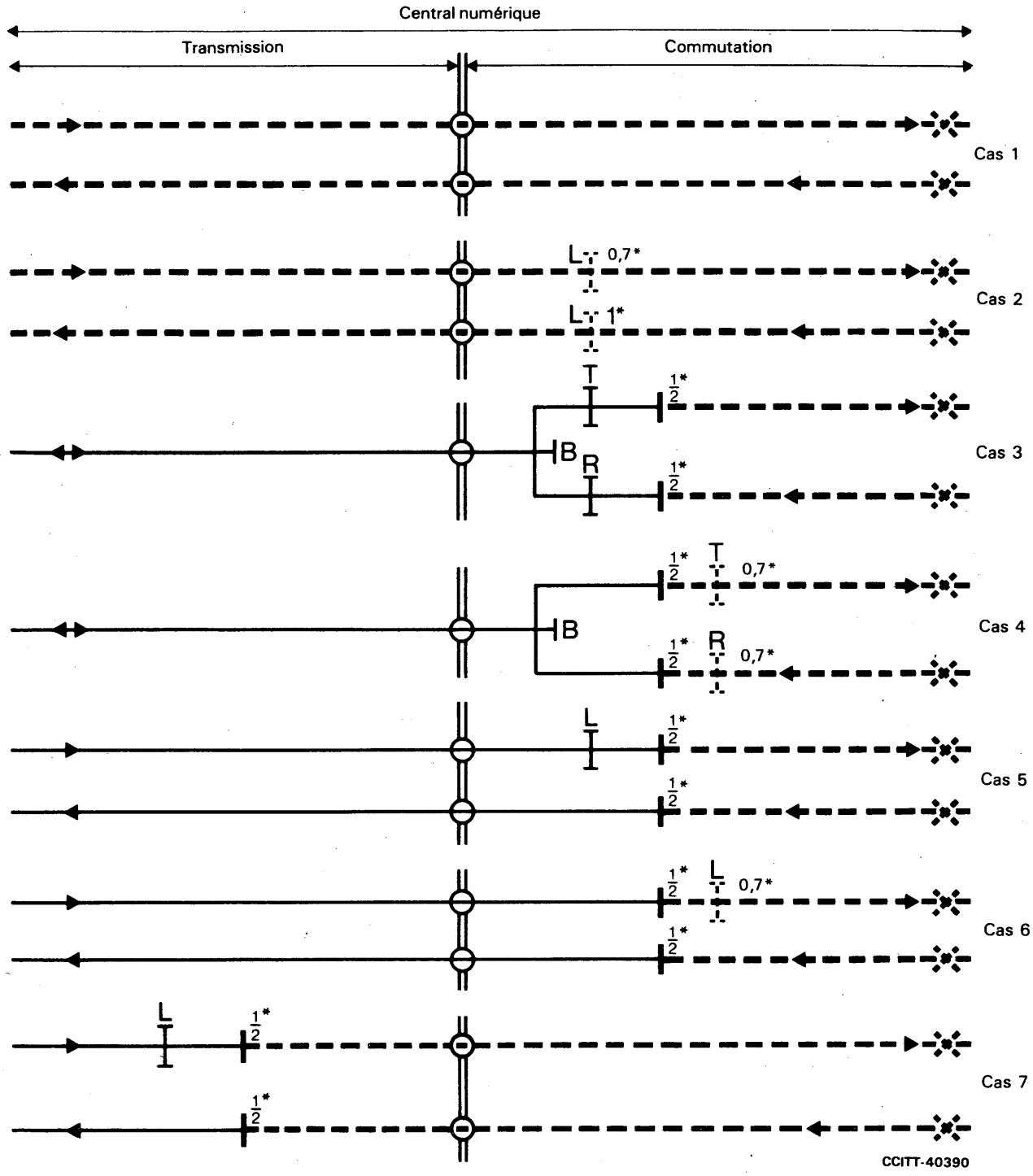
2.1 *Processus numériques – Effet sur la transmission*

Les centraux numériques (MRT) comportent nécessairement, dans une mesure variable, des processus numériques tels que des codeurs analogiques à numériques, des décodeurs numériques à analogiques et des processus numériques de recodage, par exemple des convertisseurs de lois de compression-extension et des compléments de ligne numériques. La place qu'on peut accorder à de tels processus numériques dans un central numérique est imposée par l'environnement du réseau dans lequel le central doit fonctionner (environnement entièrement analogique ou entièrement numérique ou encore mixte, analogique et numérique).

Les processus numériques du type de ceux qui sont indiqués ci-dessus entraînent des pénalités de transmission. Ces pénalités peuvent être exprimées en «unités de dégradation de la transmission».

L'accumulation d'unités de dégradation de transmission qui est admise sur une communication téléphonique internationale est assujettie à une limite. Des précisions sur la règle de planification qui découle de cette limite sont indiquées dans les § 4 de la Recommandation G.101 et 3 de la Recommandation G.113, ainsi que les pénalités introduites par les divers processus numériques.

Selon le § 3 de la Recommandation G.113, il est recommandé, à titre provisoire, que la dégradation cumulative admise sur une communication internationale ne dépasse pas 14 unités. Sur ce total, 5 unités au maximum peuvent être introduites par chacun des circuits de prolongement nationaux et 4 unités au maximum par la portion internationale. Etant donné qu'un seul codec (codeur et décodeur) MIC à 8 bits provoque une dégradation de la transmission égale à 1 unité, il est clair que les processus numériques MIC non intégrés qui font intervenir des conversions analogiques/numériques (par exemple, des codecs) ou les processus numériques qui comportent un recodage de l'information (par exemple, des compléments de ligne numériques) ne doivent pas pouvoir proliférer sans contrôle. La figure 1/G.142 représente quelques-uns des trajets de transmission susceptibles d'être établis à travers un central numérique ainsi que les «unités de dégradation de la transmission» attribuables aux processus numériques présents sur ces trajets.



Transmission analogique

Transmission numérique

Codeur A/N ou décodeur N/A

Complément de ligne analogique

Complément de ligne numérique

Terminaison deux fils/quatre fils

B Equilibreur

0,7* Unités de distorsion de quantification

R Complément de ligne à la réception (à partir du commutateur) au central local

T Complément de ligne à l'émission (en direction du commutateur) au central local

L Complément de ligne (éventuellement nécessaire) pour ajuster l'affaiblissement du circuit

Commutateur numérique

FIGURE 1/G.142

Trajets de transmission dans les centraux numériques

2.2 *Affaiblissement de transmission à travers un central numérique*

Dans un central numérique, la fonction de commutation numérique à quatre fils doit introduire un affaiblissement de transmission nominal égal à 0 dB. De la sorte, lorsque, conformément à la figure 1/G.142 (cas 1), un signal sinusoïdal d'essai à 0 dBm0 est appliqué aux bornes analogiques d'un codeur idéal connecté à l'entrée d'un commutateur numérique, une séquence numérique de référence (SNR) doit être transmise sans altération à travers le commutateur et engendrer un signal sinusoïdal à 0 dBm0 aux bornes analogiques d'un décodeur connecté à la sortie du commutateur numérique.

A l'exception de l'affaiblissement de transmission considéré ci-dessus (et peut-être de l'affaiblissement éventuel dû au câblage du central), tous les affaiblissements de transmission qui sont introduits par un central numérique, sous forme numérique ou analogique, doivent être régis par le plan de transmission en vigueur (voir le § 2.4).

2.3 *Niveaux relatifs*

Sur les trajets numériques d'un réseau entièrement numérique, les niveaux relatifs n'ont ni signification ni utilité réelle. Cependant, aussi longtemps qu'une part importante du réseau téléphonique mondial sera du type analogique, il sera nécessaire et utile d'affecter aux centraux numériques des niveaux relatifs.

Les niveaux relatifs affectés à un central numérique s'appliquent à ses extrémités virtuelles analogiques. Ces extrémités sont des points théoriques, conformément aux explications du § 5.1 de la Recommandation G.101. Le concept de l'application de niveaux relatifs aux extrémités virtuelles analogiques d'un central numérique est traité dans les § 4.2 et 5.2 de la Recommandation G.101.

Conformément au § 5.2 de la Recommandation G.101, le niveau relatif à l'émission dans un central numérique international doit être de −3,5 dBr. Dans le cas de centraux numériques faisant partie des circuits de prolongement nationaux, les niveaux relatifs à l'émission doivent être régis par le plan de transmission national en vigueur.

En ce qui concerne le niveau relatif à la réception dans un central numérique, il dépend de l'affaiblissement de transmission des circuits qui se terminent dans le central. Dans le cas d'un central numérique international, il est souhaitable que le niveau relatif à la réception soit fixé à −3,5 dBr, ce qui permettrait d'éviter l'introduction de compléments de ligne numériques. Pour les exceptions, voir la remarque générale du § 4.2 de la Recommandation G.101. Dans le cas des circuits de prolongement nationaux, les niveaux relatifs à la réception doivent, comme ceux à l'émission, être déterminés sur la base du plan de transmission national en vigueur.

2.4 *Maintien de la stabilité et limitation des échos*

Les affaiblissements globaux d'écho et de stabilité d'un circuit de prolongement national sont fonction des affaiblissements de transmission pertinents et, en cas d'utilisation de circuits de transmission à deux fils, de l'affaiblissement d'équilibrage introduit par le circuit de conversion deux fils/quatre fils. Ces deux facteurs doivent être pris en considération dans la conception de centraux locaux numériques, où l'on peut en général améliorer les affaiblissements d'écho et de stabilité. Ces améliorations seront probablement nécessaires du fait que les connexions dans les réseaux numériques auront en général des affaiblissements inférieurs et des temps de propagation supérieurs à ceux des connexions analogiques, ce qui entraînera une aggravation des caractéristiques d'écho.

2.4.1 *Contribution de l'affaiblissement de transmission*

Les spécifications concernant le maintien de la stabilité et la limitation des échos dans les communications internationales, à l'intérieur de réseaux entièrement numériques ou mixtes, analogiques et numériques, sont traitées dans la Recommandation G.122. Conformément à cette Recommandation, c'est principalement aux circuits de prolongement nationaux que revient le soin d'assurer cette régulation. Les dispositifs à prendre pour ce faire sont traités au § 6 de la Recommandation G.121.

Le § 6 de la Recommandation G.121 constitue le cadre général à l'intérieur duquel les plans de transmission nationaux individuels doivent prévoir les caractéristiques nécessaires pour assurer le maintien requis de la stabilité et la limitation requise des échos. Dans le cas d'un circuit de prolongement national numérique à quatre fils (on entend par là entièrement numérique jusqu'au centre local mais avec des lignes d'abonné analogiques à deux fils), le maintien de la stabilité et la limitation des échos peuvent être entièrement assurés au central local. Quand le circuit de prolongement national est du type mixte, analogique et numérique, il arrive que, dans certains plans de transmission nationaux, les éléments permettant d'assurer la stabilité et la limitation des échos sont répartis entre les différentes parties du circuit de prolongement national, mais, là encore, le rôle primordial revient généralement au central local. La figure 1/G.142 fournit des exemples de quelques-unes des dispositions qu'on peut rencontrer dans un central numérique.

La disposition du cas 1 de la figure 1/G.142 concerne la terminaison d'un circuit numérique en un central numérique qui peut être national ou international. Dans ce cas particulier, le circuit doit être exploité sans introduire un affaiblissement complémentaire au central.

La disposition du cas 2 de la figure 1/G.142 traite également de la terminaison d'un circuit numérique à un central numérique national ou international. Cependant, dans ce cas, le plan de transmission correspondant exige que l'affaiblissement soit associé au circuit dans le central, par l'intermédiaire de compléments de ligne numériques. On se reportera au § 2.6 en ce qui concerne l'emploi des compléments de ligne numériques.

La disposition du cas 3 de la figure 1/G.142 traite de la terminaison d'une ligne d'abonné à deux fils à un central local numérique. Les compléments de ligne désignés par les lettres R et T sont des symboles destinés à représenter le réglage de l'affaiblissement ou du niveau effectué dans la portion analogique. Le § 6 de la Recommandation G.121 traite du choix approprié des valeurs de R et T.

La disposition du cas 4 de la figure 1/G.142 est analogue à celle du cas 3, à cette différence près que les affaiblissements R et T sont représentés comme étant fournis dans la portion numérique. On se reportera au § 2.6 en ce qui concerne l'emploi des compléments de ligne numériques.

La disposition des cas 5, 6 et 7 de la figure 1/G.142 concerne la terminaison de circuits analogiques à un central numérique national ou international. Dans le cas 5, un complément de ligne analogique (L) est utilisé pour assurer l'affaiblissement requis sur le circuit, conformément au plan de transmission correspondant. Le cas 6 est analogue au cas 5, avec cette différence que le complément de ligne (L) utilisé pour obtenir l'affaiblissement nécessaire sur le circuit est numérique. Le cas 7 est, lui aussi, analogue au cas 5, mais le complément de ligne analogique (L) ainsi que le codeur A/N et le décodeur N/A constituent une partie de l'équipement de transmission associé au circuit, au lieu d'être incorporés dans l'équipement du système de commutation. Bien qu'ils ne soient pas représentés sur la figure 1/G.142, les codeurs A/N, les décodeurs N/A, les termineurs deux fils/quatre fils et les compléments de ligne qui interviennent dans les cas 2, 3 et 4 peuvent également être des éléments constitutifs de l'équipement de transmission du central, du côté émission, et non d'un équipement incorporé au système de commutation.

2.4.2 *Contribution de l'affaiblissement d'équilibrage*

La contribution de l'affaiblissement d'équilibrage aux affaiblissements globaux d'écho et de stabilité est représentée aux cas 3 et 4 de la figure 1/G.142 qui illustre la situation dans laquelle des lignes locales à deux fils se terminent dans un central local numérique. L'affaiblissement d'équilibrage obtenu est déterminé par l'adaptation entre l'impédance provenant de la ligne locale à deux fils et du matériel de terminaison de l'abonné et l'impédance d'équilibrage choisie pour la carte de ligne du central numérique.

Dans de nombreuses conceptions de centraux locaux numériques, il n'y a pas de commutateur à deux fils et la ligne à deux fils est reliée en permanence à la carte de ligne. Cette disposition offre des avantages importants pour ce qui est de l'affaiblissement d'équilibrage du fait qu'elle entraînera probablement une diminution importante de la gamme des impédances à n'importe quelle carte de ligne unique. Il est alors possible de choisir une impédance d'équilibrage de la carte de ligne mieux adaptée aux impédances de la ligne locale et d'obtenir une amélioration de l'affaiblissement d'équilibrage par rapport aux impédances traditionnelles de compromis.

L'impédance d'équilibrage optimale ne sera pas la même pour toutes les Administrations du fait qu'il faut prendre en considération les types de câbles locaux utilisés ainsi que l'éventail d'impédances du matériel des abonnés. Il est possible que l'utilisation de différentes impédances d'équilibrage des centraux pour différentes classes de lignes locales améliorera la qualité de fonctionnement aux dépens de la gestion du réseau qui, elle, augmentera. En général, on a constaté que l'utilisation de réseaux d'équilibrage rassemblant l'impédance des câbles locaux donne une qualité de fonctionnement optimale. On trouvera dans la Recommandation Q.552 des exemples d'impédances d'équilibrage adoptées par un certain nombre d'Administrations.

Il est possible d'améliorer encore l'affaiblissement d'équilibrage lorsque l'impédance du matériel de l'abonné peut être contrôlée par l'Administration. Les instruments téléphoniques dont l'impédance d'entrée est proche de l'impédance du câble local peuvent permettre d'améliorer l'affaiblissement d'équilibrage au central local numérique de l'ordre de 10 dB sur les lignes locales courtes.

2.5 *Transmission locale*

Sur les communications locales entre abonnés desservis par le même central local numérique, la commutation de lignes d'abonnés à deux fils, comme celles qui sont représentées sur la figure 1/G.142, cas 3, suppose une disposition de l'équipement qui présente l'allure d'un répéteur aux fréquences vocales (voir la figure 2/G.142). Or, comme on le sait, une telle disposition doit comporter un affaiblissement suffisant dans la boucle pour assurer une marge de stabilité convenable. Pour obtenir cet affaiblissement, on peut parfois admettre un certain affaiblissement deux fils/deux fils. L'affaiblissement pourrait être confirmé par le plan de transmission national, car il assure une distribution appropriée de l'équivalent pour la sonie pour les appels locaux. Mais lorsque l'affaiblissement deux fils/deux fils doit être comparable à celui qui s'observe généralement dans les centraux analogiques, c'est-à-dire de l'ordre de 0 dB, il faut prévoir aux termineurs deux fils/quatre fils des affaiblissements d'équilibrage convenables. Cela peut amener à augmenter les valeurs existantes de l'affaiblissement d'équilibrage en ces points. Les méthodes utilisables à cette fin sont en cours d'examen dans le cadre de la Commission d'études XII.

L'augmentation des affaiblissements d'équilibrage dont il est fait état ci-dessus devrait en outre être bénéfique pour le maintien de la stabilité et la limitation des échos sur les communications nationales, au-delà du central local, et sur les communications internationales.

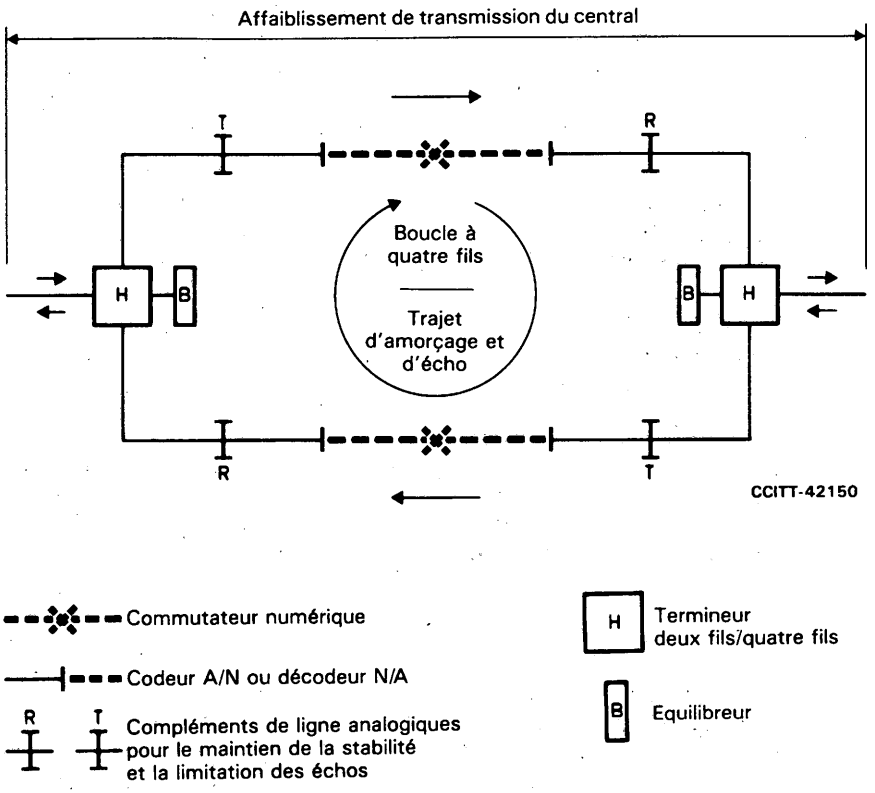


FIGURE 2/G.142

Configuration d'un central local numérique sur les connexions deux fils/deux fils

2.6 *Effet local et impédance d'entrée*

Les centraux locaux numériques peuvent avoir une influence importante sur les caractéristiques d'effet local des instruments téléphoniques, notamment ceux sur les lignes locales relativement courtes. La raison de ce phénomène est illustrée à la figure 2/G.142 dans laquelle l'impédance présentée par le central à la ligne locale est fonction de l'impédance d'entrée de la carte de ligne et des caractéristiques du trajet d'amorçage et d'écho dans le central.

Pour obtenir des caractéristiques d'effet local optimales sur des lignes locales brèves, l'impédance d'entrée de la carte de ligne du central doit être proche de l'impédance anti-effet local de l'instrument téléphonique. Dans le cas où l'instrument téléphonique est conçu pour avoir de bonnes caractéristiques d'effet local sur de longues lignes locales, cette impédance anti-effet local sera probablement proche de l'impédance caractéristique d'un câble local à deux fils. On aboutira ainsi à une situation dans laquelle le central local numérique présente également une impédance proche de celle du câble local à deux fils.

Sur les lignes locales plus longues, l'impédance du central aura un effet moindre sur les caractéristiques d'effet local du fait que l'impédance présentée au téléphone est masquée par l'impédance du câble local.

Le choix définitif de l'impédance du central doit tenir compte d'un certain nombre de facteurs:

- impédance du poste téléphonique et caractéristiques d'efficacité;
- caractéristiques du réseau de lignes locales;
- disposition de l'alimentation électrique du central numérique,

l'objectif étant que l'abonné ne doit pas ressentir une dégradation de l'effet local lorsqu'il est relié à un central numérique. Les impédances choisies par un certain nombre d'Administrations sont indiquées dans la Recommandation Q.552 et il est évident qu'il existe des différences considérables entre les impédances, ce qui reflète les différences entre les réseaux nationaux.

2.7 *Compléments de ligne numériques*

L'emploi d'un complément de ligne numérique pour obtenir l'affaiblissement de transmission nécessaire sur un trajet numérique entraîne une pénalité du point de vue de la transmission. Cette pénalité doit être incorporée dans le nombre d'«unités de dégradation de la transmission» qui est attribué aux portions nationale et internationale des communications internationales (voir le § 3 de la Recommandation G.113). En outre, comme certains compléments de ligne numériques font appel à des processus numériques de recodage, l'emploi de ces compléments sur les trajets où l'intégrité des bits doit être préservée constitue une solution peu satisfaisante. Cette considération peut avoir son importance quand on envisage des réseaux à fins multiples. Par conséquent, lorsqu'il faut introduire des compléments de ligne numériques, il convient de prendre des dispositions permettant de mettre ces compléments de ligne hors circuit.

2.8 *Temps de transmission*

Les délais de transmission à travers les centraux numériques peuvent avoir de l'importance. Par exemple, ces délais peuvent entraîner une diminution de la longueur des connexions à partir de laquelle un dispositif de réduction d'écho (par exemple un suppresseur ou un compensateur d'écho) devient indispensable. Les temps de transmission aux centraux locaux numériques (ou aux autocommutateurs privés numériques) peuvent également, dans certains cas, perturber l'adaptation d'impédance entre les lignes d'abonnés et le central (ou l'autocommutateur privé), au risque d'affecter l'effet local pour l'abonné. Il convient donc de réduire au minimum les temps de transmission à travers les centraux numériques. Voir le § 2 de la Recommandation G.114 pour de plus amples détails concernant le délai introduit par divers éléments des équipements et des systèmes numériques.

Pour les temps de transmission susceptibles d'être rencontrés dans les centraux numériques, se reporter à la Recommandation Q.551.

Référence

[1] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de transmission d'un centre international*, tome VI, Rec. Q.45.

Recommandation G.143

BRUIT DE CIRCUIT ET UTILISATION DE COMPRESSEURS-EXTENSEURS

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968, à Genève, 1972 et 1980 et à Malaga-Torremolinos, 1984)

1 Objectif de bruit pour la téléphonie

1.1 *Principe*

Compte tenu des objectifs de qualité de fonctionnement du réseau relatifs au bruit attribué aux réseaux nationaux (Recommandation G.123), il est désirable que l'objectif de qualité de fonctionnement du circuit relatif à la puissance psophométrique moyenne, sur une heure quelconque, du bruit total engendré par une chaîne de 6 circuits internationaux, dont certains peuvent dépasser 2500 km de longueur, sur une communication utilisée pour des conversations téléphoniques internationales, ne dépasse pas une valeur de 50 000 picowatts rapportée au point de niveau relatif zéro du premier circuit de cette chaîne (niveau de −43 dBm0p).

Bien entendu, on peut s'attendre à une valeur inférieure pour le bruit total lorsque la chaîne internationale ne comprendra qu'un petit nombre de circuits internationaux ne dépassant pas 2500 km de longueur et conformes aux dispositions de la Recommandation G.152 (en particulier, l'objectif de qualité de transmission du circuit en ce qui concerne le bruit de ces circuits doit être fixé de telle sorte que la puissance psophométrique moyenne ne dépasse pas, au cours d'une heure quelconque, une valeur de 10 000 pW en un point de niveau relatif zéro du circuit, niveau de −50 dBm0p).

Cependant, comme on établira des communications de plus de 25 000 km, le CCITT recommande, à titre d'objectif, de fournir, sur les sections d'une longueur supérieure à 2500 km, des équipements de ligne ayant pour objectif de qualité de fonctionnement de circuit, un bruit qui ne dépasse pas beaucoup L picowatts sur un circuit de L kilomètres utilisé pour le trafic international ([1]). Il n'y aurait d'ailleurs que des avantages à adopter le même objectif pour les sections plus courtes, chaque fois que l'on peut le faire raisonnablement.

Remarque 1 – La question des objectifs de bruit pour la maintenance est traitée dans la Recommandation M.580 [2]. Le tableau 4/M.580 est reproduit ci-après.

TABLEAU 4/M.580

Objectifs de bruit pour la maintenance de circuits de téléphonie publique

Distance (km)	< 320	321 à 640	641 à 1600	1601 à 2500	2501 à 5000	5001 à 10 000	10 001 à 20 000
Bruit (dBm0p)	–55	–53	–51	–49	–46	–43	–40

Remarque 2 – A strictement parler, l'objectif de bruit pour les systèmes de télécommunications par satellite (voir le § 3 de la Recommandation G.153) ne peut être exprimé sous la forme d'un nombre de picowatts par kilomètre (voir également la remarque de la Recommandation M.580 [2]).

1.2 *Bruit produit par les équipements*

On peut évaluer l'objectif pour les projets d'équipement relatif au bruit produit par les équipements de modulation contenu dans la chaîne la plus longue (voir la figure 1/G.103) des circuits internationaux de la communication fictive de référence en supposant qu'ils comprennent:

- 6 couples de modulation de voie, ou 8 à 10 si des équipements à 3 kHz sont utilisés sur des artères transocéaniques;
- 12 à 14 couples de modulation de groupe primaire;
- 18 à 24 couples de modulation de groupe secondaire;

pour l'ensemble desquels il suffit largement de supposer une qualité de fonctionnement de circuit correspondant à une puissance psophométrique totale de 5000 à 7000 pW0p (au point de niveau relatif zéro sur le premier circuit de la chaîne à quatre fils).

L'objectif pour les projets d'équipement de –67 dBm0p pour la puissance psophométrique horaire moyenne en chaque point de commutation international (Recommandation Q.45 [3]) est équivalent à environ 2000 pW0p au point de niveau relatif zéro sur le premier circuit de la chaîne à quatre fils.

On peut donc constater que l'objectif pour les projets d'équipement relatif au bruit produit par les équipements ne contribue pas de façon substantielle à l'objectif pour la qualité de fonctionnement du réseau relatif au bruit total engendré par la chaîne internationale.

1.3 *Division de l'objectif global de qualité de fonctionnement du circuit en matière de bruit*

Les sections terrestres comprises dans la chaîne internationale et établies sur des systèmes à courants porteurs en câble ou sur des faisceaux hertziens devraient, en principe, procurer des circuits ayant la qualité définie ci-dessus. En pratique, par accord entre Administrations, on peut partager l'objectif pour la qualité de fonctionnement des circuits relatif au bruit entre les systèmes sous-marins et les systèmes terrestres, de telle sorte que les systèmes en câble sous-marin produisent un bruit par unité de longueur un peu plus petit, par exemple 1 pW/km et les systèmes terrestres un bruit par unité de longueur un peu plus grand, par exemple 2 pW/km au maximum. On peut arriver à ce résultat soit en établissant des systèmes spéciaux, soit en choisissant convenablement les voies de systèmes construits d'après l'objectif de 3 pW/km.

Remarque – Dans certains pays, on a établi des systèmes terrestres qui constituent une partie importante d'un circuit de longueur sensiblement supérieure à 2500 km (par exemple 5000 km ou davantage) avec le même objectif de qualité de fonctionnement de circuit en matière de bruit que pour le système en câble sous-marin, par exemple 1 pW/km.

1.4 *Circuits exploités avec des concentrateurs de communications*[1]

Il serait souhaitable que tous les circuits formant un groupe qui doivent être exploités avec un concentrateur de communications présentent approximativement le même niveau de puissance de bruit, dans les conditions d'exploitation.

2 Emploi de compresseurs-extenseurs syllabiques[2], [3], [4]

Pendant longtemps encore, on continuera à établir des circuits internationaux (et nationaux) sur des systèmes de transmission existants conçus en fonction de normes différentes, par exemple 4 pW/km, ainsi qu'il est indiqué dans la Recommandation G.152. De plus, le bruit de circuit produit par des systèmes de transmission peut s'élever au-dessus des valeurs atteintes au début, à cause des effets du vieillissement et de changements de charge du système. Il est donc nécessaire de pouvoir appliquer un critère simple aux fins de la planification pour déterminer si, en ce qui concerne la puissance de bruit, un circuit international est approprié pour établir des communications téléphoniques mondiales à plusieurs circuits, ou s'il peut être rendu apte à cet emploi par l'installation de compresseurs-extenseurs syllabiques[2].

A l'heure actuelle, il est recommandé de limiter l'emploi systématique de compresseurs-extenseurs conformes à la Recommandation G.162 dans le réseau national et international à grande distance.

On peut utiliser des compresseurs-extenseurs conformes à la Recommandation G.166 dans le réseau, sous réserve que la planification soit conçue de manière à minimaliser le nombre de circuits avec compresseurs-extenseurs en cascade. Il est souhaitable que le nombre de circuits avec compresseurs-extenseurs utilisés dans une communication ne dépasse pas un. Selon les résultats préliminaires obtenus par une Administration, il ne faudrait pas dépasser trois circuits avec compresseurs-extenseurs dans une communication téléphonique. Certains modems à grande rapidité (9,6 kbit/s) peuvent se heurter à des difficultés dans le cas de communication comptant un seul circuit avec compresseurs-extenseurs. Pour respecter cette disposition, il ne devrait y avoir qu'un seul circuit avec compresseurs-extenseurs dans la section internationale d'une communication. De plus amples renseignements sont nécessaires avant qu'il soit possible d'édicter une règle de planification définitive – y compris les applications possibles dans les circuits de prolongement nationaux à niveau de bruit modéré.

Il convient de souligner que l'action d'un compresseur-extenseur double l'effet des variations d'équivalent qui prennent leur source dans la partie du circuit comprise entre le compresseur et l'extenseur et que, pour cette raison, si des compresseurs-extenseurs sont nécessaires, ils doivent être montés aux extrémités de sections de circuit établies sur des systèmes de transmission en ligne stables par nature, tels que des systèmes en câble sous-marin.

La règle suivante de planification est recommandée par le CCITT à titre de directive pour savoir si un circuit international nécessite un compresseur-extenseur:

Si le niveau de la puissance psophométrique moyenne horaire du bruit de circuit sur un circuit international de longueur nettement supérieure à 2500 km (par exemple, 5000 km minimum) est inférieur à −44 dBm0p (en un point de niveau relatif zéro de ce circuit), aucun compresseur-extenseur n'est nécessaire.

Si le niveau de puissance du bruit de circuit est égal ou supérieur à −44 dBm0p (40 000 pW0p), il convient d'installer un compresseur-extenseur.

Il reste naturellement entendu que les circuits de longueur inférieure ou égale à 2500 km doivent dans tous les cas respecter les objectifs généraux de bruit de la Recommandation G.222 [4] sans utiliser de compresseurs-extenseurs.

Remarque 1 – Cette règle a été élaborée en vue de permettre la planification du réseau téléphonique international en utilisant les circuits actuellement disponibles. Elle ne doit en aucun cas être interprétée comme un assouplissement des objectifs, pour les projets de construction, recommandés dans le § 1 de la présente Recommandation. On ne doit pas non plus l'appliquer pour la maintenance (voir la remarque 1 du § 1.1).

Remarque 2 – Les compresseurs-extenseurs utilisés devraient respecter les limites recommandées dans la Recommandation G.162 ou dans la Recommandation G.166.

Remarque 3 – Conformément aux spécifications de la Recommandation citée en [5], les circuits donnant lieu à un niveau de puissance de bruit égal ou supérieur à −37 dBm0p sont mis hors service.

---

[1] Par exemple TASI (Time Assignment Speech Interpolation) ou CELTIC (Concentrateur exploitant les temps d'inoccupation des circuits); voir la Recommandation G.163.

[2] Les compresseurs-extenseurs instantanés associés à certains systèmes de transmission sont considérés comme une partie intégrante de ces systèmes.

[3] S'agissant des caractéristiques des compresseurs-extenseurs syllabiques pour la téléphonie sur les systèmes à grande distance et à grande capacité, voir la Recommandation G.166.

[4] Voir l'annexe A qui contient de nouvelles considérations relatives à l'utilisation des compresseurs-extenseurs syllabiques.

3 Limites de bruit pour la télégraphie

Les limites de bruit pour la télégraphie sont données dans la Recommandation H.22 [6].

4 Limites de bruit pour la transmission de données

Les objectifs qui suivent sont acceptables pour la transmission de données à des débits binaires ne dépassant pas 1200 bit/s. On rencontrera sans doute sur beaucoup de circuits et de communications des valeurs meilleures que les limites suivantes.

4.1 *Circuits loués pour transmission de données*

En admettant que l'on évite des circuits sujets aux perturbations par bruits impulsifs et que l'on applique une rapidité de modulation aussi élevée que possible sans entraîner pour autant un taux d'erreur critique, il semble que −40 dBm0p constitue une limite raisonnable pour le bruit aléatoire à répartition spectrale uniforme sur les circuits *loués* pour la transmission de données.

4.2 *Communications établies par commutation*

Dans le cas de communications établies par commutation, on peut admettre une limite pour les circuits intercontinentaux (s'il faut prévoir l'emploi de compresseurs-extenseurs) qui serait de −36 dBm0p sans compresseur-extenseur.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.143)

Considérations supplémentaires relatives à l'utilisation de compresseurs-extenseurs syllabiques

(Les renseignements suivants ont été fournis par la Commission d'études XII)

Dans le § A.1 de la présente annexe, il est question de l'avantage qu'offre le compresseur-extenseur; le § A.2 contient une recommandation sur la limite d'avantage admissible pour les besoins de planification; le § A.3 indique les conditions de stabilité du circuit à respecter entre le compresseur et l'extenseur et enfin, les § A.4 et A.5 traitent de la charge du système et des circuits avec compression-extension connectés en cascade.

A.1 *Avantage du compresseur-extenseur*

Pour définir l'**avantage du compresseur-extenseur**, supposons:

a) un circuit international non équipé de compresseurs-extenseurs qui introduit un bruit de N dBm0 dans la communication globale de bout en bout (y compris le circuit de prolongement national typique) et satisfait aux objectifs de bruit des Recommandations G.152 ou G.153, et

b) en outre que le même circuit international est équipé de compresseurs-extenseurs et qu'il est connecté aux circuits de prolongements nationaux typiques, ce qui permet d'obtenir une qualité de bruit subjectivement équivalente ou supérieure à celle du circuit décrit au point a), tout en introduisant un bruit de N' dBm0 entre le compresseur et l'extenseur.

Par conséquent, l'avantage que présente le compresseur-extenseur pour le circuit international de b) est défini par: $(N' - N)$ dB.

A.2 *Limite de l'avantage du compresseur-extenseur*

Pour les besoins de la planification, l'avantage du compresseur-extenseur défini au § A.1 ne doit pas dépasser 10 dB.

Remarque – Il convient de souligner que cette valeur s'applique uniquement à la portion internationale de la communication. On pourrait autoriser d'autres portions de la communication à avoir une valeur plus élevée lorsque celle-ci est choisie en tenant dûment compte de l'effet produit sur le bruit total de la communication de bout en bout en présence du signal.

A.3 *Stabilité du circuit*

Le circuit international entre le compresseur et l'extenseur doit avoir un affaiblissement d'insertion dont l'écart type ne dépasse pas 0,75 dB sur une longue période de temps.

A.4 *Charge du circuit*

Il est généralement conseillé de choisir une valeur de −10 dBm0 pour le niveau inchangé du compresseur-extenseur. Toutefois, si les Administrations désirent mutuellement employer une valeur différente, elle doit être choisie de telle façon que la charge du système obtenue minimise la distorsion totale due au bruit, à l'intermodulation, ou à d'autres caractéristiques dépendant de la charge mais elle doit toujours être dictée par la limite de l'avantage admissible du compresseur-extenseur.

A.5 *Circuits avec compression-extension connectés en cascade*

Les paragraphes qui suivent s'appliquent aux circuits munis de compresseurs-extenseurs conformes à la Recommandation G.162.

Les résultats des expériences menées avec des liaisons de circuit avec compression-extension en cascade ont montré que deux liaisons de ce type peuvent produire une dégradation sensible, uniquement si la seconde liaison dépasse, d'une marge importante, la limite d'avantage recommandée de 10 dB du compresseur-extenseur. On a reconnu que l'expérience avait été conçue pour déceler les effets flagrants en limitant les jugements subjectifs à sept personnes seulement par condition expérimentale.

On a pu conclure que les deux liaisons en cascade, dont chacune est limitée à l'avantage de 10 dB du compresseur-extenseur, n'imposeront aucune restriction aux usagers. Il ne s'agit pas là néanmoins d'une directive suffisante pour pouvoir l'appliquer au nombre de liaisons avec compression-extension qui sont admissibles dans une communication internationale de bout en bout. Ce point est étudié actuellement par la Commission d'études XII au titre de la Question 11/XII.

Références

[1] *Livre rouge* du CCITT, tome V *bis*, annexes B et C, UIT, Genève, 1965.

[2] Recommandation du CCITT *Etablissement et réglage d'un circuit international de téléphonie publique*, tome IV, Rec. M.580.

[3] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de transmission d'un centre international*, tome VI, Rec. Q.45.

[4] Recommandation du CCITT *Objectifs de bruit pour les projets de construction des systèmes à courants porteurs de 2500 km*, tome III, Rec. G.222.

[5] Recommandation du CCITT *Etablissement et réglage d'un circuit international de téléphonie publique*, tome IV, Rec. M.580, § 6.

[6] Recommandation du CCITT *Conditions imposées aux liaisons internationales pour télégraphie harmonique (à 50, 100, ou 200 bauds)*, tome III, Rec. H.22.

1.5 Caractéristiques des circuits téléphoniques internationaux et des circuits nationaux de prolongement

Recommandation G.151

OBJECTIFS GÉNÉRAUX DE QUALITÉ DE FONCTIONNEMENT APPLICABLES À TOUS LES CIRCUITS INTERNATIONAUX ET NATIONAUX DE PROLONGEMENT MODERNES

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968, à Genève, 1972 et 1980)

1 Distorsion d'affaiblissement

Les objectifs de qualité de fonctionnement du circuit relatifs à la distorsion d'affaiblissement de chacun des circuits internationaux et des circuits nationaux de prolongement doivent être tels que les objectifs de qualité de fonctionnement du réseau énoncés dans la Recommandation G.132 soient respectés. La Recommandation G.232 [1] donne les objectifs pour les projets d'équipements terminaux de modulation de voie à fréquences porteuses espacées de 4 kHz qui permettent en général d'atteindre ce but.

Il résulte des Recommandations citées ci-dessus que la bande des fréquences effectivement transmises par un circuit téléphonique, suivant la définition adoptée par le CCITT (c'est-à-dire la bande où la distorsion d'affaiblissement, par rapport à la valeur pour 800 Hz, ne dépasse pas 9 dB) sera un peu plus large que la bande de 300 à 3400 Hz; pour un seul couple d'équipements de modulation et de démodulation de voie de ce type, la distorsion d'affaiblissement à 300 Hz et à 3400 Hz ne dépassera jamais 3 dB et sa moyenne sur un grand nombre d'équipements ne dépassera pas 1,7 dB (voir les graphiques de la Recommandation citée en [2]). Même les circuits de constitution plus compliquée, ainsi que ceux qui utilisent des équipements terminaux à voies espacées de 3 kHz conformes à la Recommandation G.235 [3], doivent satisfaire aux limites de la figure 1/G.151; pour que ces limites soient respectées, on insère des égaliseurs au moment de l'établissement des circuits, si cela est nécessaire (voir la Recommandation M.580 [4]).

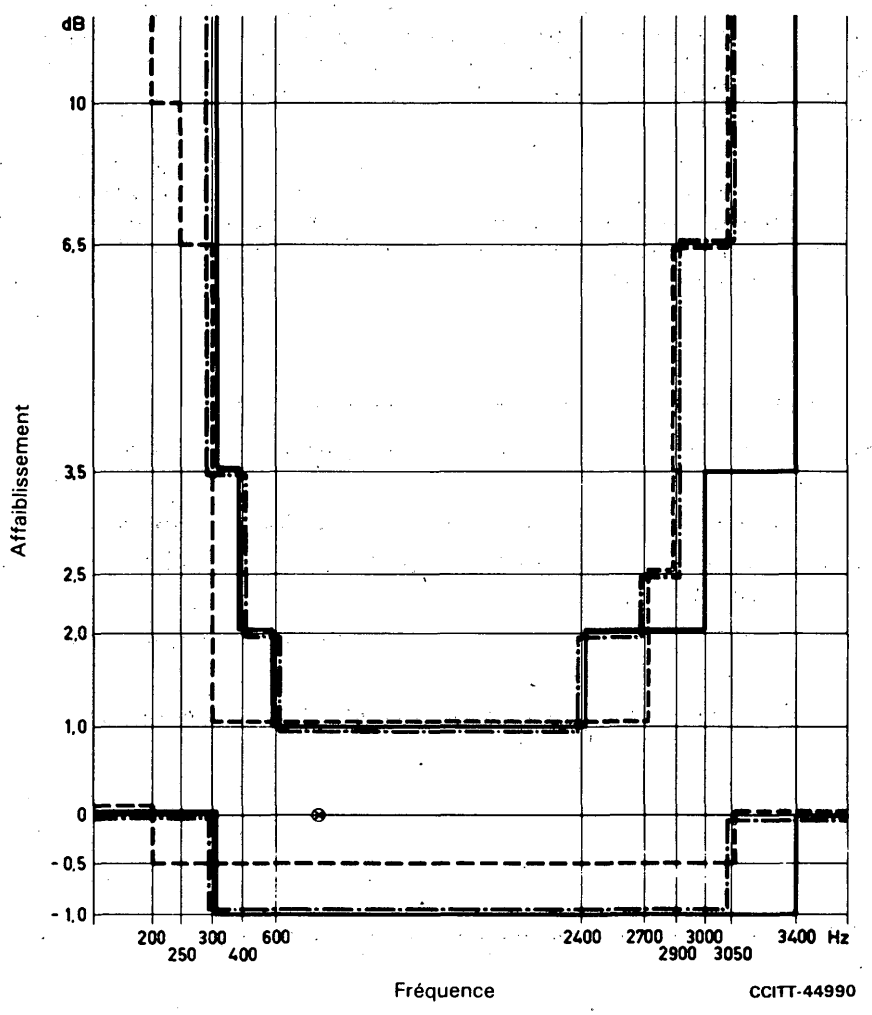


FIGURE 1/G.151

Limites de réglage de circuits pourvus d'équipements de voie à 3 kHz et 4 kHz

Remarque 1 – Le CCITT a examiné s'il était possible de recommander de façon précise une fréquence inférieure à 300 Hz comme limite inférieure de la bande des fréquences effectivement transmises, compte tenu des considérations suivantes:

1) Des résultats d'essais subjectifs effectués par certaines Administrations indiquent qu'il est possible d'améliorer la qualité de transmission si la limite inférieure de la bande des fréquences transmises est portée de 300 Hz à 200 Hz. Ces essais indiquent une amélioration notable de la force des sons vocaux reçus, ainsi que de la qualité de transmission jugée d'après des essais d'opinion; l'amélioration de la netteté est par contre très faible.

2) Par contre, une telle extension aurait probablement les inconvénients suivants:

a) elle augmenterait quelque peu le prix de revient des équipements;

b) elle produirait quelques difficultés pour l'équilibrage aux termineurs de la chaîne à quatre fils, si l'on veut exploiter les circuits à quatre fils sans dépasser les affaiblissements nominaux recommandés dans le nouveau plan de transmission;

c) elle augmenterait la sensibilité éventuelle aux interférences, qu'il s'agisse de bruit subjectif ou bien de perturbations introduisant des interférences dans les équipements à courants porteurs (voir la Recommandation citée en [5]) ou affectant le gain des compresseurs-extenseurs;

d) l'amélioration de la force des sons vocaux entraînerait un risque de surcharge des systèmes à courants porteurs;

e) cette extension rendrait impossible l'utilisation des systèmes de signalisation hors bande reconnus par le CCITT.

Compte tenu de ces considérations, le CCITT a émis les Recommandations citées ci-dessus, qui sont relatives aux signaux transmis à des fréquences comprises entre 300 et 3400 Hz.

Remarque 2 – Tout en appliquant les recommandations, les Administrations peuvent, par entente mutuelle, décider de transmettre des signaux à des fréquences inférieures à 300 Hz sur des circuits internationaux. Bien entendu, chaque Administration peut décider de transmettre des signaux à des fréquences inférieures à 300 Hz sur ses circuits nationaux de prolongement si, dans ces conditions, elle est en mesure d'appliquer le plan de transmission du CCITT aux communications internationales.

2 Temps de propagation de groupe

Les objectifs pour la qualité de fonctionnement relatifs au temps de propagation de groupe des circuits internationaux et des circuits nationaux de prolongement devraient être tels que les objectifs de qualité de fonctionnement du réseau énoncés dans les Recommandations G.114 et G.133 soient respectés.

3 Variation d'affaiblissement en fonction du temps

Le CCITT recommande les objectifs pour la qualité de fonctionnement du circuit suivants [on a employé l'objectif a) pour évaluer la stabilité des communications internationales – voir le § 1 de la Recommandation G.131]:

a) L'écart type de la variation d'affaiblissement d'un circuit ne doit pas dépasser 1 dB. Cet objectif peut être atteint dès maintenant pour les circuits établis sur une seule liaison en groupe primaire équipée de régulateurs automatiques, et doit l'être pour chaque circuit national, régulé ou non. Pour les autres circuits internationaux, cet écart type ne doit pas dépasser 1,5 dB.

b) L'écart entre la valeur moyenne et la valeur nominale de l'affaiblissement de chaque circuit ne doit pas dépasser 0,5 dB.

4 Diaphonie linéaire [1)]

4.1 *Entre circuits*

L'objectif pour la qualité de fonctionnement du circuit relatif à l'écart télédiaphonique ou paradiaphonique correspondant seulement à la diaphonie intelligible, mesuré en basse fréquence au central interurbain entre deux circuits complets, en position de service terminal, ne doit pas être inférieur à 65 dB.

Remarque 1 – Quand un niveau de bruit minimal d'au moins 4000 pW0p est sans cesse présent dans un système (ce qui peut, par exemple, être le cas dans des systèmes à satellites), on peut accepter un écart diaphonique réduit à 58 dB entre les circuits.

Remarque 2 – Les câbles à paires coaxiales conformes aux Recommandations G.622 [6] et G.623 [7] permettent déjà de satisfaire à cette condition si l'on admet que les bandes de fréquences où la diaphonie provient du câble et celles où la diaphonie provient des équipements ne sont pas les mêmes. Par ailleurs, les systèmes à modulation par répartition en fréquence (MRF) établis sur des câbles à paires symétriques ne permettent pas toujours de respecter une limite plus stricte que 58 dB.

Remarque 3 – Lorsque la longueur d'une section homogène d'un système de transmission réel est notablement supérieure à celle d'une section homogène du circuit fictif de référence (CFR), l'écart minimum de 65 dB n'est pas toujours respecté dans tous les cas pour toutes les voies du système.

---

1) Les méthodes recommandées pour mesurer la diaphonie sont décrites dans l'annexe A à la Recommandation G.134.

4.2 *Entre les voies d'aller et de retour d'un circuit à quatre fils*

4.2.1 *Circuits téléphoniques ordinaires* (voir la remarque 1 ci-après)

Etant donné que tous les circuits téléphoniques ordinaires peuvent être utilisés également comme supports de télégraphie harmonique, l'objectif pour la qualité de fonctionnement du circuit relatif à l'écart paradiaphonique entre les deux sens de transmission doit être au moins égal à 43 dB.

4.2.2 *Circuits utilisés avec un concentrateur de communications*

Pour les circuits ou sections de circuit utilisés pour interconnecter des équipements terminaux munis de concentrateurs de communications, la paradiaphonie entre couples de voie apparaîtra sous forme de diaphonie entre circuits; l'objectif pour la qualité de fonctionnement du circuit relatif à l'écart paradiaphonique total entre les concentrateurs de communications ne doit pas être inférieur à 58 dB (voir les remarques 2 et 4 ci-après).

4.2.3 *Circuits utilisés avec des suppresseurs d'écho modernes, par exemple circuits par satellite à haute altitude*

L'objectif pour la qualité de fonctionnement du circuit relatif à l'écart paradiaphonique de tout circuit équipé de demi-suppresseurs d'écho terminaux, de construction moderne, commandés de l'extrémité éloignée, ne doit pas être inférieur à 55 dB. Cette clause vise à empêcher l'annihilation de l'effet de blocage introduit par des suppresseurs d'écho modernes (voir les remarques 2, 3 et 4 ci-après).

Remarque 1 – Le § 4.2.1 se rapporte à des circuits téléphoniques non équipés de suppresseurs d'écho modernes conçus pour de longs temps de propagation (ou n'impliquant pas l'utilisation de tels suppresseurs d'écho). Les circuits qui peuvent faire partie de communications avec commutation à long temps de propagation, et qui de ce fait sont compris entre des demi-suppresseurs d'écho terminaux de construction moderne, doivent autant que possible satisfaire aux normes plus élevées du présent § 4.2.3.

Remarque 2 – L'équipement de modulation de voie constitue le principal trajet de diaphonie entre les voies d'aller et de retour, sur les circuits ou sections de circuit établis sur des systèmes à courants porteurs munis d'équipements modernes de modulation et de transmission en ligne (à ce sujet, voir la remarque 4). On notera que les trajets de diaphonie entre l'entrée et la sortie haute fréquence, et également entre l'entrée et la sortie aux fréquences vocales des équipements de modulation de voie, contribuent à l'écart diaphonique entre les voies d'aller et de retour des circuits et sections de circuit. Il convient de tenir compte de ces deux trajets lorsqu'on envisage des circuits ou sections de circuit utilisés entre des équipements terminaux à concentrateurs de communications ou entre des suppresseurs d'écho modernes. Les cas suivants peuvent se présenter:

Concentrateurs de communications

Les trajets à haute fréquence et à basse fréquence contribuent tous deux à l'écart diaphonique.

Suppresseurs d'écho

1) Circuit comprenant une section entre demi-suppresseurs d'écho commandés de l'extrémité éloignée: c'est le trajet à haute fréquence qui prédomine.
2) Circuit comprenant plus d'une section entre les suppresseurs: aux points où les équipements de modulation de voie sont interconnectés aux fréquences vocales, le trajet de diaphonie aux fréquences vocales de l'un des équipements est en parallèle avec le trajet de diaphonie à haute fréquence de l'autre, de sorte qu'il importe de tenir compte des deux trajets.
3) Plus d'un circuit entre les suppresseurs: cette situation existe lorsque les demi-suppresseurs d'écho adjacents intermédiaires sont déconnectés par commutation (ou neutralisés); la diaphonie entre les voies d'aller et de retour se produit alors de la même manière que dans le cas 2 ci-dessus, les circuits remplaçant les sections de circuit.

Remarque 3 – Si des équipements de modulation de voie satisfaisant tout juste à la Recommandation citée en [8] sont utilisés pour un circuit composé de trois sections de circuit, et si l'on admet que les contributions des trajets de diaphonie s'additionnent en valeurs efficaces, l'écart diaphonique aura dans ces conditions une valeur approximative de 60 dB.

Remarque 4 – Si des équipements de modulation de voie utilisés pour un circuit composé de trois sections de circuit satisfont tout juste à la Recommandation citée en [9] et si l'on admet que les contributions des divers trajets de diaphonie s'additionnent en valeurs efficaces, l'écart diaphonique le plus faible entre les voies d'aller et de retour aura une valeur approximative de 56 dB, c'est-à-dire plus mauvaise de 2 dB que la valeur spécifiée pour les concentrateurs de communications au § 4.2.2. Cependant, ces hypothèses sont exagérément défavorables, et il est peu vraisemblable que des difficultés se présentent dans la pratique. La limite indiquée pour les suppresseurs d'écho au § 4.2.3 est aussi observée.

Remarque 5 – Certains systèmes de transmission en ligne à paires symétriques donnent lieu, sur des circuits dérivés, à des valeurs particulièrement faibles de l'écart diaphonique entre les voies d'aller et de retour. On doit, autant que possible, éviter d'employer de tels systèmes pour fournir des circuits ou des sections de circuit à utiliser avec des concentrateurs de communications ou avec des suppresseurs d'écho modernes.

Remarque 6 – Il convient de prêter attention à la dissymétrie des parties audiofréquences des équipements de modulation de voie MRF si la diaphonie de 65 dB ne doit pas être réduite par la diaphonie dans le câblage de la station en raison de la dissymétrie de l'équipement de terminaison de câble.

5 Distorsion de non-linéarité

L'expérience a montré que les circuits téléphoniques établis sur des systèmes faisant l'objet de recommandations actuelles du CCITT – et dont les éléments, pris séparément, satisfont aux conditions de non-linéarité correspondantes – sont convenables, en ce qui concerne la distorsion de non-linéarité, tant pour la transmission téléphonique que pour celle de la télégraphie harmonique.

Remarque – Dans les circuits téléphoniques à courants porteurs, on peut négliger la distorsion de non-linéarité produite par les amplificateurs de ligne et par les étages de modulation autres que les équipements de modulation et démodulation de voie. Pour cette raison, le texte précédent s'applique à des circuits de longueur quelconque.

6 Erreur sur la restitution des fréquences

Voir la Recommandation G.135.

7 Perturbations à des fréquences harmoniques du secteur d'alimentation et d'autres fréquences peu élevées

Les signaux acheminés par des systèmes de transmission sont parfois modulés par des signaux perturbateurs provenant des sources d'alimentation en énergie à la fréquence du secteur, des tensions induites par les courants de traction ferroviaire ou d'autres sources. Cette modulation parasite peut prendre la forme d'une modulation d'amplitude ou de phase, ou encore d'une modulation mixte d'amplitude et de phase. Cette perturbation peut être caractérisée par le niveau de la composante latérale indésirable la plus intense lorsqu'une onde sinusoïdale est appliquée avec une puissance de 1 mW au point de niveau relatif zéro (0 dBm0) sur un circuit téléphonique. L'objectif pour la qualité de fonctionnement du circuit relatif au niveau maximal admissible des composantes latérales indésirables sur un circuit complet, de type téléphonique, ne doit pas dépasser −45 dBm0 (ce qui revient à dire que l'affaiblissement minimal des composantes latérales doit être de 45 dB). Cet objectif pour la qualité de fonctionnement du circuit s'applique à tous les signaux perturbateurs à fréquence basse, soit inférieure ou égale à 400 Hz environ.

Remarque 1 – Ce niveau a été jugé acceptable pour les circuits de télégraphie harmonique à modulation d'amplitude ou de fréquence, pour la transmission de fac-similé, de la parole, la signalisation téléphonique et les transmissions de données.

Remarque 2 – Pour les limites acceptables aux circuits pour transmissions radiophoniques, voir la Recommandation citée en [10].

Remarque 3 – Les principales sources de perturbations dues au secteur sont:

a) le ronflement résiduel aux bornes des batteries d'accumulateurs qui est transmis directement aux équipements par les circuits d'alimentation;

b) le courant alternatif de téléalimentation de certains systèmes, qui agit soit par les filtres d'aiguillage de l'alimentation, soit par l'intermédiaire des rubans d'acier des paires coaxiales;

c) les tensions alternatives induites dans le circuit de téléalimentation en courant continu de certains systèmes;

d) les modulations parasites d'amplitude et de phase des divers porteurs, provenant de la cause a), et aggravées dans les étages multiplicateurs de fréquence des producteurs de porteurs.

Remarque 4 – La modulation a pour effet qu'un signal d'entrée de fréquence f Hz, par exemple, engendre à la sortie des signaux correspondant aux fréquences f, $f \pm 50$, $f \pm 100$, $f \pm 150$ Hz, etc.

8 Brouillage par fréquence unique dans les circuits téléphoniques

Le niveau de brouillage par fréquence unique dans un circuit téléphonique ne doit pas être supérieur à −73 dBm0p. (Valeur provisoire en attendant les résultats des études de la Commission d'études XII.) Il ne faut tenir compte de la pondération psophométrique que lorsque la fréquence de brouillage est bien définie.

Références

[1] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 12 voies*, tome III, Rec. G.232.

[2] *Ibid.*, figure 1/G.232, graphiques A et B.

[3] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 16 voies*, tome III, Rec. G.235.

[4] Recommandation du CCITT *Etablissement et réglage d'un circuit international de téléphonie publique*, tome IV, Rec. M.580.

[5] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 12 voies*, tome III, Rec. G.232, § 6.

[6] Recommandation du CCITT *Caractéristiques des paires coaxiales du type 1,2/4,4 mm en câble*, tome III, Rec. G.622.

[7] Recommandation du CCITT *Caractéristiques des paires coaxiales du type 2,6/9,5 mm en câble*, tome III, Rec. G.623.

[8] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 12 voies*, tome III, Rec. G.232, § 9.1.

[9] *Ibid.*, § 9.3.

[10] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de fonctionnement des circuits pour transmissions radiophoniques du type à 15 kHz*, tome III, Rec. J.21, § 3.1.7.

Recommandation G.152

CARACTÉRISTIQUES PARTICULIÈRES DES CIRCUITS À GRANDE DISTANCE NE DÉPASSANT PAS UNE LONGUEUR DE 2500 km

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968, à Genève, 1972 et 1980)

La présente Recommandation s'applique à tous les circuits internationaux modernes dont la longueur ne dépasse pas 2500 km, ainsi qu'aux circuits interurbains nationaux situés dans un pays d'étendue moyenne et qui peuvent faire partie de la chaîne à quatre fils d'une communication internationale.

Il est entendu que, si un circuit de prolongement de plus de 2500 km est utilisé dans un pays de grande étendue, il doit satisfaire à toutes les recommandations applicables à un circuit international de même longueur.

1 Circuits établis sur câble terrestre ou sous-marin, ou sur faisceau hertzien en visibilité directe

Les circuits considérés sont établis sur des systèmes tels que les objectifs de bruit de la Recommandation G.222 [1] sont applicables à un circuit ayant la constitution d'un circuit fictif de référence de 2500 km.

Il en résulte en particulier que, pour un circuit de L kilomètres ($L \leqslant 2500$), l'objectif de qualité de fonctionnement de circuit en matière de puissance psophométrique moyenne du bruit au cours d'une heure quelconque doit être de l'ordre de 4 L picowatts, en excluant les circuits très courts et ceux qui ont une constitution très compliquée, ce dernier cas étant traité dans la Recommandation G.226 [2].

2 Circuits établis sur faisceau hertzien transhorizon

Le CCIR a défini un circuit fictif de référence et fixé des objectifs de qualité de fonctionnement de circuit en matière de bruit dans ses Recommandations 396 [3] et 397 [4].

3 Circuits établis sur lignes en fils aériens

La Recommandation citée en [5] contient des objectifs relatifs au bruit.

Remarque – La Recommandation M.580 [6] traite des objectifs relatifs au bruit pour la maintenance (voir la remarque 1 du § 1.1 de la Recommandation G.143).

Références

[1] Recommandation du CCITT *Objectifs de bruit pour les projets de construction des systèmes à courants porteurs de 2500 km*, tome III, Rec. G.222.

[2] Recommandation du CCITT *Bruit sur une liaison réelle*, tome III, Rec. G.226.

[3] Recommandation du CCIR *Circuit fictif de référence pour faisceaux hertziens transhorizon de téléphonie à multiplexage par répartition en fréquence*, Vol. IX, Rec. 396, UIT, Genève, 1986.

[4] Recommandation du CCIR *Puissance de bruit admissible sur le circuit fictif de référence pour faisceaux hertziens transhorizon de téléphonie à multiplexage par répartition en fréquence*, Vol. IX, Rec. 397, UIT, Genève, 1986.

[5] Recommandation du CCITT *Caractéristiques générales des systèmes procurant 12 circuits téléphoniques à courants porteurs sur une paire de fils aériens*, tome III, Rec. G.311, § 8.

[6] Recommandation du CCITT *Etablissement et réglage d'un circuit international de téléphonie publique*, tome IV, Rec. M.580.

Recommandation G.153

CARACTÉRISTIQUES PARTICULIÈRES DES CIRCUITS INTERNATIONAUX DE LONGUEUR SUPÉRIEURE À 2500 km

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968, à Genève, 1972 et 1980)

Ces circuits doivent satisfaire aux clauses générales de la Recommandation G.151 et en outre, suivant le type du système sur lequel ils sont établis, aux clauses particulières des § 1, 2, 3 et 4 de la présente Recommandation.

Remarque 1 – Certains circuits, qui ne satisfont pas aux objectifs de bruit de la présente Recommandation, peuvent néanmoins être utilisés pour la téléphonie (si on les munit de compresseurs-extenseurs), pour la télégraphie ou pour la transmission de données (§ 2, 3 et 4 de la Recommandation G.143; le tableau 1/G.153 résume ces recommandations).

Remarque 2 – La Recommandation M.580 [1] traite des objectifs de bruit pour la maintenance (voir la remarque 1 du § 1.1 de la Recommandation G.143).

1 Circuits de plus de 2500 km en câble ou sur faisceau hertzien, ne comportant pas de longue section sous-marine

Très souvent, des circuits de ce type, dont la longueur sera comprise entre 2500 km et environ 25 000 km, seront établis sur la majorité de leur parcours sur des systèmes sur câbles terrestres ou sur faisceaux hertziens en visibilité directe, déjà utilisés pour procurer des circuits internationaux dont la longueur ne dépasse pas 2500 km et dont les projets de construction ont été établis à partir des objectifs déjà recommandés par la Recommandation G.222 [3].

D'autre part, il est à prévoir que le nombre de démodulations de voie ne sera guère supérieur à celui qui est envisagé dans la partie correspondante de la communication internationale la plus longue envisagée dans la Recommandation G.103. Il y aura aussi des cas où l'on pourra établir de tels circuits sur des systèmes conçus d'après les circuits fictifs de référence nationaux du type mentionné dans la Recommandation citée en [4]. Dans ces conditions, le CCITT émet les recommandations suivantes:

1.1 *Variation de l'affaiblissement en fonction du temps*

Il est recommandé d'employer une régulation automatique de niveau sur chacune des liaisons en groupe primaire sur lesquelles le circuit est établi. En outre, on devrait prendre toutes autres mesures qui peuvent être appliquées en vue de réduire les variations d'affaiblissement en fonction du temps.

1.2 *Objectifs pour la qualité de fonctionnement relatifs au bruit de circuit*

Il est recommandé provisoirement d'établir les projets de construction des systèmes procurant de tels circuits internationaux, dont la longueur ne dépasse pas 25 000 km, à partir des objectifs de bruit actuellement recommandés pour des circuits fictifs de référence de 2500 km.

TABLEAU 1/G.153

Limites ou objectifs de bruit [a] pour des circuits de grande longueur assurant divers services [b]

Puissance psophométrique		Nature de l'objectif ou limite	
pW0p	dBm0p	Pour une communication, une chaîne de circuits ou un circuit loué	Pour un circuit pouvant faire partie d'une communication avec commutation
40 000	−44		Limite pour un circuit téléphonique utilisé sans compresseur-extenseur (Rec. G.143, § 2)
50 000	−43	Objectif pour une chaîne de 6 circuits internationaux, obtenu en pratique par une combinaison de circuits avec un objectif pour la qualité de fonctionnement de circuit de 1, à 2 ou à 4 pW/km (Rec. G.143, § 1)	
80 000	−41	Limite pour télégraphie harmonique à modulation de fréquence, selon normes CCITT (Rec. H.22 [2])	
100 000	−40	Limite pour transmission de données sur circuit loué (Rec. G.143, § 4.1)	
250 000	−36		Acceptable pour transmission de données sur le réseau à commutation (Rec. G.143, § 4.2). Un circuit dépassant cette limite sans compresseur-extenseur ne peut pas être utilisé dans une chaîne de 6 circuits téléphoniques, même si on le munit d'un compresseur-extenseur (Rec. G.143, § 2)
10^6	−30	Tolérable pour un certain système de télégraphie synchrone (Rec. H.22 [2])	

[a] On a seulement indiqué la puissance psophométrique moyenne sur une heure, rapportée au point de niveau relatif zéro du circuit international, ou du premier circuit de la chaîne.

[b] Les limites sont déterminées d'après les exigences minimales de qualité de fonctionnement de chaque service. Les objectifs de bruit sont des objectifs applicables lors de la mise en service des divers systèmes de transmission.

Il convient de rechercher chaque fois que possible des objectifs de bruit plus faibles, et il est reconnu que, dans certains pays de grande superficie, des systèmes faisant partie d'un circuit nettement plus long que 2500 km (par exemple de 5000 km) sont construits selon les principes évoqués dans la Recommandation citée en [4]. Une autre solution consiste à obtenir des valeurs de bruit plus faibles moyennant un choix convenable des voies téléphoniques constituant les circuits. Les objectifs pour la qualité de fonctionnement relatifs au bruit pendant de courtes périodes de temps pour des circuits de ce type d'une longueur atteignant environ 7500 km sont, à titre provisoire, les suivants:

La puissance psophométrique moyenne sur une minute ne doit pas dépasser 50 000 pW (−43 dBm0p) pendant plus de 0,3% d'un mois quelconque et la puissance non pondérée du bruit, mesurée ou calculée avec une durée d'intégration de 5 ms, ne doit pas dépasser 10^6 pW (−30 dBm0) pendant plus de 0,03% d'un mois quelconque. Ces objectifs sont dérivés des objectifs pour les circuits de longueur 2500 km (Recommandation G.222 [3]); pour des longueurs comprises entre 2500 et 7500 km, on prendra des valeurs intermédiaires proportionnelles.

Le CCITT n'est pas encore en état de recommander des objectifs pour la qualité de fonctionnement relatifs au bruit pendant de courtes périodes de temps pour les circuits de ce type de longueur supérieure à 7500 km.

2 Circuits de plus de 2500 km comportant une longue section en câble sous-marin

2.1 *Distorsion d'affaiblissement*

Un circuit de ce type peut comporter, pour des raisons d'économie, des équipements terminaux à voies espacées de 3 kHz, conformes à la Recommandation G.235 [5].

Si l'on utilise des équipements terminaux à fréquences porteuses espacées de 4 kHz, ceux-ci doivent au moins satisfaire à la Recommandation G.232 [6]. Quelques pays emploient des équipements terminaux améliorés pour les circuits affectés en permanence à l'exploitation intercontinentale.

2.2 *Objectifs pour la qualité de fonctionnement relatifs au bruit de circuit sur la section sous-marine*

2.2.1 *Sans compresseur-extenseur*

L'objectif pour la qualité de fonctionnement de circuit applicable à un système en câble sous-marin de grande longueur conçu pour être exploité sans compresseur-extenseur et sans aucune limitation pour la téléphonie, la télégraphie harmonique et la transmission de données devrait être étudié en sorte que le bruit horaire moyen ne dépasse pas 3 pW/km sur la voie la plus mauvaise. Pour chaque sens de transmission, l'objectif pour la qualité de fonctionnement de circuit relatif à la valeur moyenne de bruit prise sur l'ensemble des voies utilisées pour les circuits les plus longs ne devrait pas dépasser 1 pW/km.

Remarque – Toutefois, il est désirable que les circuits d'un faisceau qui doit être exploité avec un concentrateur de communications[1] présentent tous à peu près le même niveau de bruit.

2.2.2 *Avec compresseurs-extenseurs*

A l'heure actuelle, le CCITT ne se propose pas d'étudier des systèmes avec des objectifs de bruit très différents de ceux du § 2.2.1 en comptant sur l'emploi *systématique* de compresseurs-extenseurs.

2.3 *Objectifs pour la qualité de fonctionnement relatifs au bruit de circuit sur les autres sections*

Les autres sections de ce circuit doivent satisfaire aux recommandations du § 1 de la présente Recommandation.

3 Circuits établis sur des systèmes de télécommunications par satellite

Le CCIR et le CCITT sont en train d'étudier dans quelle mesure des circuits établis sur des systèmes de télécommunications par satellite peuvent être incorporés au réseau mondial; certaines restrictions à l'emploi de tels circuits sont mentionnées dans la Recommandation Q.13 [7].

En ce qui concerne le bruit, le CCIR a défini, dans sa Recommandation 352 [8], un circuit fictif de référence et, dans sa Recommandation 353 [9], la puissance de bruit admissible.

4 Circuits de plus de 2500 km sur lignes en fils aériens

Ce paragraphe n'est pas publié dans ce Livre, mais il figure à la partie D de la Recommandation G.153 du *Livre orange*, UIT, Genève, 1977.

Références

[1] Recommandation du CCITT *Etablissement et réglage d'un circuit international de téléphonie publique*, tome IV, Rec. M.580.

[2] Recommandation du CCITT *Conditions imposées aux liaisons internationales pour télégraphie harmonique (à 50, 100 ou 200 bauds)*, tome III, Rec. H.22.

[3] Recommandation du CCITT *Objectifs de bruit pour les projets de construction des systèmes à courants porteurs de 2500 km*, tome III, Rec. G.222.

[1] Voir la note de bas de page [2], § 2 de la Recommandation G.143.

[4] *Ibid.*, § 3.

[5] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 16 voies*, tome III, Rec. G.235.

[6] Recommandation du CCITT *Equipements terminaux à 12 voies*, tome III, Rec. G.232.

[7] Recommandation du CCITT *Plan d'acheminement international*, tome VI, Rec. Q.13.

[8] Recommandation du CCIR *Circuit fictif de référence pour la téléphonie et la télévision dans le service fixe par satellite*, Vol. IV, Rec. 352, UIT, Genève, 1986.

[9] Recommandation du CCIR *Puissance de bruit admissible dans le circuit fictif de référence pour la téléphonie à multiplexage par répartition en fréquence dans le service fixe par satellite*, Vol. IV, Rec. 353, UIT, Genève, 1986.

1.6 Dispositifs associés à des circuits téléphoniques de grande longueur

Recommandation G.161

SUPPRESSEURS D'ÉCHO POUR CIRCUITS À TEMPS DE PROPAGATION COURT OU LONG

(Voir le tome III du *Livre orange*, UIT, Genève, 1977.)

Recommandation G.162

CARACTÉRISTIQUES DES COMPRESSEURS-EXTENSEURS POUR LA TÉLÉPHONIE

(Genève, 1964; modifiée à Mar del Plata, 1968)

Ces caractéristiques sont applicables aux compresseurs-extenseurs de construction moderne, utilisables soit sur des circuits internationaux de grande longueur, soit sur des circuits nationaux et internationaux de longueur modérée.

Certaines des clauses qui suivent spécifient les caractéristiques conjuguées d'un compresseur et d'un extenseur dans le même sens de transmission d'un circuit à quatre fils. Les caractéristiques spécifiées de cette manière peuvent être le plus aisément atteintes si les compresseurs et les extenseurs sont de construction analogue; en certains cas, une étroite collaboration entre les Administrations intéressées pourra être nécessaire.

On doit encore observer que le matériel fabriqué jusqu'à présent et destiné aux circuits de longueur modérée, même s'il est entièrement satisfaisant pour ces circuits, peut ne pas répondre complètement aux clauses de la présente Recommandation.

1 Définition et valeur du niveau inchangé

Le niveau inchangé est le niveau absolu en un point de niveau relatif zéro de la ligne située entre le compresseur et l'extenseur d'un signal à 800 Hz qui reste inchangé, que le circuit soit exploité avec le compresseur ou non. Le niveau inchangé est ainsi défini afin de ne pas imposer les valeurs du niveau relatif à l'entrée du compresseur ou à la sortie de l'extenseur.

Le niveau inchangé doit en principe être égal à 0 dBm0. Toutefois, pour tenir compte de l'augmentation de la puissance moyenne apportée par le compresseur, et pour éviter l'augmentation du bruit d'intermodulation et la surcharge qui risquent d'en résulter, on pourra, dans certains cas, réduire ce niveau inchangé d'une valeur pouvant atteindre 5 dB. Cette réduction du niveau inchangé entraîne, toutefois, une diminution de l'amélioration du rapport signal/bruit due au compresseur-extenseur. Cette réduction éventuelle devra se faire par accord direct entre les Administrations intéressées. En règle générale, aucune réduction n'est nécessaire pour les systèmes de moins de 60 voies.

Remarque – L'augmentation de la puissance moyenne dans la bande transmise déterminée par le compresseur dans la voie téléphonique résulte de la valeur du niveau inchangé, des temps d'établissement et de retour au repos, de la distribution des volumes vocaux et de la puissance moyenne de la parole transmise. Lorsqu'on adopte pour le niveau inchangé la valeur 0 dBm0, il semble que l'augmentation effective de la puissance moyenne reste de l'ordre de 2 ou 3 dB.

2 Taux de compression et d'extension

2.1 *Définition et valeur préférée du* **taux de compression**

Le taux de compression d'un compresseur est défini par le rapport:

$$\alpha = \frac{n_e - n_{e0}}{n_s - n_{s0}}$$

où:

n_e est le niveau à l'entrée,

n_{e0} est le niveau à l'entrée correspondant à 0 dBm0,

n_s est le niveau à la sortie,

n_{s0} est le niveau à la sortie correspondant à un niveau à l'entrée de n_{e0}.

La valeur préférée de α est 2, bien que des valeurs inférieures soient admissibles, à condition que l'on obtienne une amélioration suffisante du bruit. Cette valeur ne dépassera pas 2,5 quel que soit le niveau du signal d'entrée et pour toutes températures comprises entre +10 °C et +40 °C.

2.2 *Définition et valeur préférée du* **taux d'extension**

Le taux d'extension d'un extenseur est défini par le rapport:

$$\beta = \frac{n'_s - n'_{s0}}{n'_e - n'_{e0}}$$

où:

n'_e est le niveau à l'entrée,

n'_{e0} est le niveau à l'entrée correspondant à 0 dBm0,

n'_s est le niveau à la sortie,

n'_{s0} est le niveau à la sortie qui correspond à un niveau à l'entrée n'_{e0}.

La valeur préférée de β est 2, bien que des valeurs inférieures soient admissibles, à condition que l'on obtienne une amélioration suffisante du bruit. Cette valeur ne dépassera pas 2,5 quel que soit le niveau du signal d'entrée et pour toutes températures comprises entre +10 °C et +40 °C.

2.3 *Intervalle de variation de niveau*

L'intervalle de variation du niveau dans lequel on doit respecter les valeurs de α et de β adoptées doit s'étendre au moins:

de +5 à −45 dBm0 pour le niveau d'entrée du compresseur,

de +5 à −50 dBm0 pour le niveau nominal de sortie de l'extenseur.

2.4 *Variation du gain du compresseur*

Le niveau à la sortie du compresseur, mesuré à la fréquence de 800 Hz pour un niveau d'entrée de 0 dBm0, ne devrait pas varier de plus de ± 0,5 dB par rapport à sa valeur nominale, pour une température comprise entre +10 °C et +40 °C et une variation de la tension d'alimentation de ± 5% par rapport à sa valeur nominale.

2.5 *Variation du gain de l'extenseur*

Le niveau à la sortie de l'extenseur, mesuré à la fréquence de 800 Hz pour un niveau d'entrée de 0 dBm0, ne devrait pas varier de plus de ± 1 dB par rapport à sa valeur nominale, pour une température comprise entre +10 °C et +40 °C et une variation de la tension d'alimentation de ± 5% par rapport à sa valeur nominale.

Remarque – Il est souhaitable, surtout pour les compresseurs-extenseurs destinés aux circuits de grande longueur, d'imposer des limites plus rigoureuses que les valeurs de ± 0,5 dB et de ± 1 dB qui figurent aux § 2.4 et 2.5; les valeurs de +0,25 dB et de +0,5 dB respectivement sont à préférer.

2.6 *Condition de stabilité*

L'insertion d'un compresseur-extenseur ne doit pas diminuer de façon appréciable la marge de stabilité. Afin d'être sûr que cette condition soit remplie, dans une combinaison de l'extenseur et du compresseur appartenant au même circuit à quatre fils dans la même station, l'erreur du niveau de sortie du compresseur, par rapport à un niveau d'entrée quelconque dans l'extenseur, ne doit pas être supérieure à +0,5 dB. Cette erreur est rapportée au niveau qu'on a à la sortie du compresseur, pour un niveau à l'entrée de l'extenseur de 0 dBm0. Cette limite doit être respectée à toute fréquence comprise entre 200 et 4000 Hz et pour toute température comprise entre +10 °C et +40 °C. Aucune limite négative n'est fixée pour l'erreur. Dans cet essai, on doit insérer, entre l'extenseur et le compresseur, une ligne dont le réglage est déterminé selon les indications données par la remarque 1.

Remarque 1 – Cette clause concerne l'influence d'un compresseur-extenseur sur le gain de la boucle d'un circuit à quatre fils et sur la stabilité.

Pour examiner ce problème, on considère une liaison constituée de trois circuits à quatre fils *AB*, *BC* et *CD* qui relient les stations terminales *A* et *D* (où se trouvent les termineurs) à travers les stations intermédiaires *B* et *C*. On suppose que le circuit *BC* est équipé d'un compresseur-extenseur. On désire établir des tolérances pour le gain de l'ensemble de l'extenseur et du compresseur qui se trouvent en *C* afin de limiter la réduction de la stabilité due à leur insertion. Pour faciliter l'examen de cette question, on suppose que la sortie de l'extenseur et l'entrée du compresseur se trouvent normalement en deux points ayant le même niveau relatif.

On a alors l'expression suivante pour l'affaiblissement entre la sortie de l'extenseur en *C* et l'entrée du compresseur en *C*:

$$a_s = a_0 + a_r + a_x + a_y$$

avec

- a_0 est l'affaiblissement nominal de la chaîne de circuits entre les lignes à deux fils en *A* et *D*;
- a_r est l'affaiblissement d'équilibrage au termineur en *D*;
- a_x est l'écart de l'affaiblissement de la voie *CD* par rapport à sa valeur nominale;
- a_y est l'écart de l'affaiblissement de la voie *DC* par rapport à sa valeur nominale.

Les deux dernières grandeurs peuvent être positives ou négatives.

On peut conclure que, afin que la mesure du gain de l'ensemble d'un extenseur et d'un compresseur se trouvant dans la même station puisse déterminer d'une façon satisfaisante l'effet global sur la stabilité, on doit observer les conditions suivantes:

L'extenseur sera suivi du compresseur à travers une ligne d'affaiblissement dont le réglage tiendra compte de la gamme entière des valeurs de a_s qu'on trouve en pratique quand il y a danger d'instabilité. Pour inclure toutes les conditions pratiques, il faudrait probablement considérer une gamme très large.

Cependant, si l'on considère seulement le cas important d'un compresseur-extenseur terminal et un affaiblissement d'équilibrage égal à zéro, alors $a_s = a_0$, valeur recommandée en général pour le réglage de la ligne d'affaiblissement placée entre l'extenseur et le compresseur dans cet essai.

Toutefois, dans les cas particuliers où il est possible de déterminer avec précision les valeurs de a_r, a_x, a_y correspondant à la condition la plus probable d'amorçage, on peut spécifier la valeur exacte de a_s.

On a supposé que la sortie de l'extenseur et l'entrée du compresseur se trouvent normalement en des points ayant le même niveau relatif. Si cela n'est pas vrai et si le niveau relatif à la sortie de l'extenseur est supérieur de a_c dB au niveau relatif à l'entrée du compresseur, la valeur de réglage de la ligne d'affaiblissement doit être augmentée de a_c (qui peut être positif ou négatif).

Remarque 2 – Les connexions croisées entre les circuits de commande de l'extenseur et du compresseur peuvent présenter des avantages en ce qui concerne les échos sur le circuit; par conséquent, leur utilisation devrait être permise; cette utilisation, qui donne lieu à des inconvénients au point de vue de la signalisation et de la conversation bilatérale, sera certainement limitée à des cas exceptionnels. Par conséquent, il ne semble pas justifié d'émettre des recommandations particulières à ce sujet.

2.7 *Tolérance sur les niveaux de sortie de l'ensemble compresseur-extenseur d'un même sens de transmission d'un circuit à quatre fils*

Le compresseur et l'extenseur sont connectés en cascade. Un affaiblissement (ou un gain) est inséré entre la sortie du compresseur et l'entrée de l'extenseur; il est égal à l'affaiblissement (ou au gain) nominal entre ces points dans le circuit réel sur lequel ils seront utilisés. La figure 1/G.162 indique, en fonction du niveau du signal de 800 Hz, à l'entrée du compresseur, les limites admissibles de la différence entre le niveau à la sortie de l'extenseur et le niveau à l'entrée du compresseur. (Des valeurs positives indiquent que le niveau à la sortie de l'extenseur dépasse le niveau à l'entrée du compresseur.)

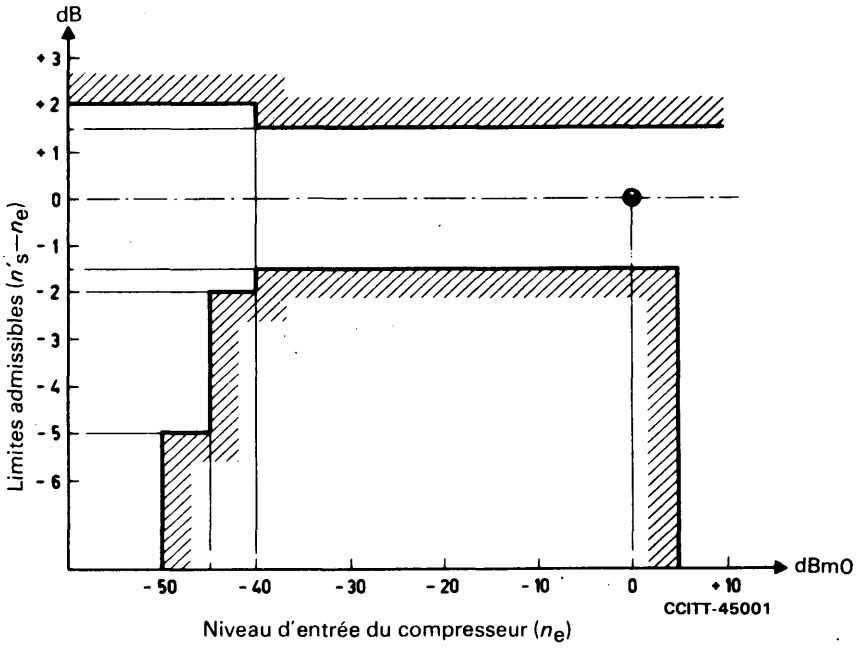


FIGURE 1/G.162

Ces limites doivent être observées pour toutes les combinaisons de température du compresseur et de l'extenseur entre +10 °C et +40 °C. Elles seront également respectées si l'essai est fait alors que l'affaiblissement (ou le gain) entre le compresseur et l'extenseur est augmenté ou diminué de 2 dB.

Remarque – La variation de gain (ou d'affaiblissement) de 2 dB, citée dans le § 2.7, est égale à deux fois l'écart type recommandé dans le § 3 de la Recommandation G.151, comme objectif pour les circuits internationaux établis sur une seule liaison en groupe primaire.

3 Impédances et affaiblissements d'adaptation

Les impédances nominales du compresseur et de l'extenseur devraient être égales à 600 ohms (résistance pure).

L'affaiblissement d'adaptation, par rapport à l'impédance nominale, à l'entrée et à la sortie du compresseur et de l'extenseur, ne devrait pas être inférieur à 14 dB, entre 300 et 3400 Hz et pour un niveau de mesure quelconque compris entre +5 et −45 dBm0 à l'entrée du compresseur ou à la sortie de l'extenseur.

4 Caractéristiques de fonctionnement aux différentes fréquences

4.1 *Caractéristiques de fonctionnement avec circuit de commande bloqué*

On considère le circuit de commande comme bloqué quand le courant (ou la tension) de commande obtenu en redressant le signal est remplacé par un courant (ou tension) continu provenant d'une source extérieure. Pour le blocage de la commande, la valeur de ce courant (ou de cette tension) doit être égale à la valeur du courant ou de la tension de commande que l'on obtient quand le niveau du signal d'entrée est de 0 dBm0 à 800 Hz.

Pour le compresseur et pour l'extenseur pris séparément, les variations d'équivalent en fonction de la fréquence doivent être comprises dans les limites d'un gabarit qui peut être déduit de la figure 1/G.132 en divisant par 8 les tolérances indiquées, la mesure étant faite avec un signal à niveau d'entrée constant correspondant au niveau 0 dBm0.

Ces gabarits doivent être tenus pour toute température comprise entre +10 °C et +40 °C.

4.2 *Caractéristiques de fonctionnement avec circuit de commande en fonctionnement normal*

Le gabarit donné au § 4.1 doit être tenu par le compresseur quand le circuit de commande est en fonctionnement normal, la mesure étant faite avec un niveau d'entrée constant correspondant au niveau de 0 dBm0.

Pour l'extenseur, dans les mêmes conditions de mesure, on appliquera un gabarit qui peut être déduit de la figure 1/G.132, en divisant par 4 les tolérances indiquées.

Ces gabarits doivent être tenus pour toute température comprise entre +10 °C et +40 °C.

5 Distorsion de non-linéarité

5.1 *Distorsion harmonique*

Le coefficient de distorsion harmonique, mesuré avec une onde sinusoïdale de fréquence 800 Hz, au niveau de 0 dBm0, doit être inférieur ou égal à 4%, pour le compresseur et l'extenseur pris séparément.

Remarque – Dans un compresseur, même parfait, le signal de sortie présente des valeurs de crête élevées lorsque le niveau du signal varie brusquement d'un niveau faible à un niveau plus élevé. Le cas le plus critique semble être celui de la signalisation à fréquence vocale, bien que ce même phénomène puisse également se produire pendant la transmission de la parole. Il peut être désirable, dans des cas exceptionnels, d'associer un limiteur d'amplitude au compresseur, afin d'éviter les perturbations produites par les réponses transitoires consécutives à des impulsions de signalisation à fréquence vocale.

5.2 *Mesures d'intermodulation*

Il est nécessaire d'ajouter, à la mesure de la distorsion harmonique, une mesure d'intermodulation, chaque fois que les compresseurs-extenseurs sont destinés à équiper des circuits internationaux (quel que soit le système de signalisation employé), de même que dans les cas où les compresseurs-extenseurs sont destinés à équiper des circuits nationaux pour lesquels on envisage l'utilisation de la signalisation à plusieurs fréquences, ou la transmission de données utilisant un système de transmission de type analogue.

Les produits d'intermodulation ayant un intérêt pour le fonctionnement des récepteurs de signaux à plusieurs fréquences sont ceux de troisième ordre des types $(2f_1 - f_2)$ et $(2f_2 - f_1)$, où f_1 et f_2 sont deux fréquences de signalisation.

Pour les mesures, on recommande pour les fréquences f_1 et f_2 les valeurs 900 Hz et 1020 Hz.

Il convient de prévoir deux conditions de mesure: la première, où le niveau de chacune des deux fréquences de mesure, f_1 et f_2, est de −5 dBm0; la seconde, avec un niveau de −15 dBm0, pour chacune des deux fréquences de mesure. Ces niveaux doivent s'entendre à l'entrée du compresseur ou à la sortie de l'extenseur (niveaux non comprimés).

Les limites pour les produits d'intermodulation sont définies comme écart entre le niveau de chacune des deux ondes de mesure, à la fréquence f_1 ou f_2, et le niveau des produits d'intermodulation, à la fréquence $(2f_1 - f_2)$ ou $(2f_2 - f_1)$.

La valeur de cet écart qui semble suffisante pour les exigences de la signalisation à plusieurs fréquences (y compris la signalisation de bout en bout sur trois circuits interconnectés, chacun muni d'un compresseur-extenseur) est 26 dB, pour le compresseur et pour l'extenseur considérés séparément.

Remarque 1 – Ces valeurs semblent convenables pour le système de signalisation n° 5, qui va être employé sur quelques longs circuits internationaux.

Remarque 2 – Les mesures effectuées sur l'ensemble d'un compresseur et d'un extenseur, en cascade, ne semblent pas à conseiller. En effet, on pourrait avoir un compresseur et un extenseur qui donnent individuellement des niveaux d'intermodulation assez élevés, mais qui, grâce à la bonne complémentarité des caractéristiques, donnent beaucoup moins d'intermodulation dans les mesures en cascade. La compensation qui se rencontre dans les mesures avec compresseur et extenseur en cascade peut, en effet, ne pas se rencontrer en pratique, soit à cause de la distorsion de phase possible de la ligne, soit parce que le compresseur et l'extenseur aux deux extrémités de la ligne peuvent présenter des caractéristiques moins complémentaires que celles du compresseur et de l'extenseur mesurés en cascade.

Par conséquent, la mesure devrait être effectuée séparément sur le compresseur et sur l'extenseur. Les deux signaux aux fréquences f_1 et f_2 doivent être appliqués en même temps, et les niveaux devront être mesurés à la sortie du compresseur et de l'extenseur avec un appareil sélectif.

6 Tensions parasites

La valeur efficace de la somme de toutes les tensions parasites, mesurée en un point de niveau relatif zéro, l'entrée et la sortie étant fermées sur des résistances de 600 ohms, devra être inférieure ou égale aux valeurs suivantes:

- à la sortie du compresseur: (10 mV non pondérée −38 dBm0)
  (7 mV pondérée −41 dBm0p)
- à la sortie de l'extenseur: (0,5 mV pondérée −84 dBm0p)

On a jugé inutile de spécifier une valeur de tension parasite non pondérée pour l'extenseur.

7 Réponse transitoire

On doit vérifier de la façon suivante la réponse transitoire globale de l'ensemble d'un compresseur et d'un extenseur qui doivent être utilisés dans le même sens de transmission sur un circuit à quatre fils muni d'un compresseur-extenseur:

Le compresseur et l'extenseur sont reliés en cascade, l'affaiblissement (ou le gain) approprié étant inséré entre eux comme il est indiqué dans le § 2.7.

Un signal en échelon de 12 dB, à la fréquence 2000 Hz, est appliqué à l'entrée du compresseur; en fait, on produit une variation de −16 à −4 dBm0 pour l'établissement et de −4 à −16 dBm0 pour le retour au repos. On observe l'enveloppe du signal à la sortie de l'extenseur. Le dépassement balistique (positif ou négatif) après l'application d'un échelon croissant de 12 dB, exprimé en pourcentage de la tension finale en régime permanent, mesure la distorsion transitoire globale de l'ensemble du compresseur et de l'extenseur pour l'établissement. Le dépassement balistique (positif ou négatif) après l'application d'un échelon décroissant de 12 dB, exprimé en pourcentage de la tension finale en régime permanent, mesure la distorsion transitoire globale de l'ensemble du compresseur et de l'extenseur pour le retour au repos. Les limites admissibles pour ces deux valeurs sont ± 20%. On doit respecter ces limites pour les mêmes conditions de température et de variation de l'affaiblissement (ou du gain) entre le compresseur et l'extenseur que pour la mesure qui fait l'objet du § 2.7.

En outre, on doit mesurer de la façon suivante les temps d'établissement et de retour au repos du compresseur seul:

Utilisant respectivement pour l'établissement ou pour le retour au repos les mêmes échelons de 12 dB que ci-dessus, on définit le temps d'établissement comme le temps compris entre l'instant où l'on applique la variation brusque et l'instant où l'enveloppe de la tension de sortie atteint une valeur égale à 1,5 fois sa valeur en régime permanent. Le temps de retour au repos est défini comme le temps compris entre l'instant où l'on applique la variation brusque et l'instant où l'enveloppe de la tension de sortie atteint une valeur égale à 0,75 fois sa valeur en régime permanent.

Les valeurs recommandées sont les suivantes:

- le temps d'établissement ne doit pas dépasser 5 ms;
- le temps de retour au repos ne doit pas dépasser 22,5 ms.

On propose la mesure supplémentaire suivante pour vérifier l'influence du compresseur-extenseur sur certains systèmes de signalisation qui peuvent être sensibles à la distorsion de l'enveloppe du signal qui suit immédiatement l'application brusque d'un signal sinusoïdal.

La réponse transitoire globale de la combinaison d'un compresseur et d'un extenseur, qui doivent être utilisés dans le même sens de transmission d'un circuit à quatre fils, est mesurée avec un échelon croissant «infini», c'est-à-dire en appliquant une onde après une période où aucun signal n'est appliqué à l'entrée.

Le niveau de l'onde à appliquer est −5 dBm0.

A condition d'effectuer la mesure avec un intervalle entre impulsions au moins égal à 50 ms, on doit respecter pour le dépassement balistique de la tension finale V_1 les limites représentées par un trait continu dans la figure 2/G.162, et dans la plupart des cas respecter autant que possible les limites plus serrées, indiquées en trait interrompu dans la même figure.

Ces limites doivent être respectées pour les mêmes conditions de température et d'affaiblissement (ou de gain) entre le compresseur et l'extenseur que pour les mesures effectuées avec des échelons de 12 dB.

Remarque 1 – Les mesures de distorsion transitoire décrites impliquent la mesure du dépassement balistique (positif ou négatif) de l'enveloppe du signal sinusoïdal appliqué. Il se peut que, du fait de faibles déséquilibres dans le dispositif d'affaiblissement variable, des composantes à très basse fréquence du courant de commande apparaissent à la sortie. Il ne s'agit pas d'une modulation de la fréquence du signal, mais il en résulte une forme d'onde dissymétrique et des difficultés pour déterminer le dépassement balistique (positif ou négatif) de l'enveloppe. S'il n'est pas désirable que ces composantes à basse fréquence aient une telle importance qu'elles

augmentent de manière importante le danger de surcharge des équipements de ligne, elles n'ont aucune influence en ce qui concerne la transmission des courants vocaux et n'affectent nullement les récepteurs de signaux accordés. Néanmoins, il est désirable d'examiner si ces composantes peuvent affecter les circuits de garde de certains récepteurs de signaux. Si tel est le cas, il pourrait être nécessaire de spécifier une valeur maximale pour ces composantes et d'incorporer à la présente Recommandation une mesure appropriée.

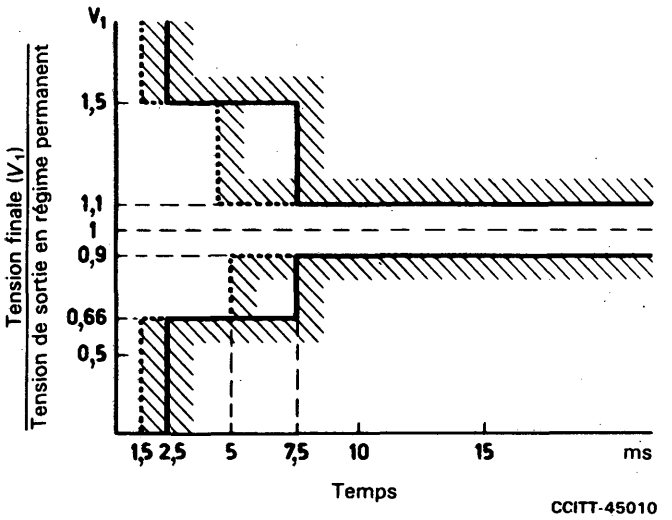


FIGURE 2/G.162

Pour simplifier la mesure de la véritable amplitude de l'enveloppe du signal, en présence de ces composantes de dissymétrie, il est possible et commode d'insérer à l'entrée de l'oscillographe de mesure un filtre passe-haut ayant une fréquence de coupure d'environ 300 Hz. Toutefois, un filtre qui est efficace pour supprimer les composantes de dissymétrie peut lui-même introduire une distorsion transitoire supplémentaire de l'enveloppe du signal. Pour éviter cette difficulté, on peut adopter la méthode de calcul suivante, avec laquelle on n'a pas besoin de filtre.

Soit, à un instant quelconque, $+E_1$ l'amplitude de l'enveloppe dans le sens positif et $-E_2$ son amplitude dans le sens négatif, la véritable amplitude de l'enveloppe est alors:

$$\frac{1}{2}\left[(+E_1) - (-E_2)\right] \equiv \frac{1}{2}\left[\,|E_1| + |E_2|\,\right]$$

et la composante de dissymétrie est

$$\frac{1}{2}\left[(+E_1) + (-E_2)\right] \equiv \frac{1}{2}\left[\,|E_1| - |E_2|\,\right]$$

Cette méthode est simple et permet de s'affranchir du problème de distorsion transitoire qui se pose lorsqu'on emploie un filtre; en outre, elle fournit des renseignements directs sur la dissymétrie qui, comme il a été indiqué ci-dessus, peut être importante.

Remarque 2 – En principe, les constantes de temps du circuit de commande de l'extenseur doivent être égales à celles du circuit de commande du compresseur dans le but d'éviter tout dépassement balistique, positif ou négatif, dans la réponse transitoire.

Remarque 3 – Si certaines Administrations préfèrent avoir recours à une méthode de mesure directe des temps d'établissement et de retour au repos de l'extenseur, on pourra se référer à la méthode suivante:

Pour définir les temps d'établissement et de retour au repos de l'extenseur, il est proposé d'appliquer à son entrée une variation brusque de niveau de -8 à -2 dBm0 pour la mesure du temps d'établissement et de -2 à -8 dBm0 pour la mesure du temps de retour au repos. Le temps d'établissement est représenté par le temps compris entre l'instant où l'on applique la variation brusque et l'instant où la tension de sortie atteint une valeur égale à x fois la valeur finale. Le temps de retour au repos est représenté par le temps compris entre l'instant où l'on applique la variation brusque et l'instant où la tension de sortie atteint une valeur égale à y fois la valeur finale. Les temps ainsi mesurés doivent être compris entre les mêmes limites que celles qui ont été indiquées pour le compresseur. Compte tenu des différences entre les détails de construction des divers compresseurs-extenseurs actuellement en usage, il n'est pas possible de donner des valeurs précises pour x et y; chaque Administration devra donc choisir les valeurs de x et y en relation avec le type de compresseur-extenseur adopté.

Les valeurs de x et de y valables pour un extenseur idéal sont respectivement 0,57 et 1,51: à titre d'exemple, l'Administration italienne a trouvé pour x la valeur 0,65 et pour y la valeur 1,35 pour un certain type de construction.

Certaines Administrations ont fait remarquer qu'il pourrait être préférable de spécifier pour tous les types d'extenseurs des valeurs fixes de x et de y, en laissant aux Administrations le choix des valeurs limites des temps d'établissement et de retour au repos, selon les différents types d'extenseur. Pour cette méthode de mesure, les valeurs conseillées pour x et y sont 0,75 et 1,5.

Remarque 4 – Les mesures de la réponse transitoire à l'échelon «infini» s'appliquent à l'ensemble d'un compresseur et d'un extenseur connectés en cascade; plusieurs Administrations ont d'autre part vérifié la possibilité de répondre aux limites de la figure 2/G.162, même pour une chaîne de trois compresseurs-extenseurs en cascade, en faisant intervenir aussi dans la liaison les équipements de modulation et de démodulation de voie. Ces équipements de modulation et de démodulation peuvent faire apparaître un phénomène transitoire indésirable dans l'onde en échelon à la sortie de l'extenseur; ce phénomène et l'intermodulation du troisième ordre qui y est associée peuvent avoir un effet sur la signalisation multifréquence.

Recommandation G.163

SYSTÈMES DE CONCENTRATION DES COMMUNICATIONS

(Mar del Plata, 1968)

1 Caractéristiques

Les références [1] et [2] donnent les caractéristiques du système TASI qui fonctionne actuellement sur les câbles sous-marins.

Les caractéristiques du système CELTIC sont exposées dans la référence [3].

L'ATIC (assignation dans le temps avec interpolation d'échantillons) est un système d'assignation dans le temps pour la transmission avec modulation par impulsions et codage. Une description de son principe de fonctionnement se trouve dans la référence [4] et un autre article, au sujet de son efficacité statistique, est cité sous la référence [5].

Remarque – L'utilisation de ces systèmes de concentration entraîne diverses restrictions; par exemple, elle peut obliger à employer un système de signalisation spécial et elle augmente la charge du système (voir la Recommandation citée en [6]).

2 Possibilité d'interconnexion

Si l'on veut obtenir une qualité satisfaisante dans la transmission de la parole, lorsqu'on fait fonctionner en cascade plusieurs systèmes de concentration des communications du type TASI, il faut que chacun de ces concentrateurs introduise une très faible diminution de qualité de la parole à la pointe de l'heure chargée. Les systèmes TASI utilisés actuellement ont été conçus avec l'objectif suivant: la valeur moyenne de la perte de signaux vocaux à la pointe de l'heure chargée est d'environ 0,5%. De plus, le processus d'interpolation mis en œuvre dans le système TASI est conçu de telle manière qu'il y ait une très faible probabilité pour que la perte de signaux vocaux, dans toute émission de parole, dépasse la durée d'une syllabe moyenne (environ 250 ms). On a effectué des essais subjectifs [7] sur un certain nombre de systèmes TASI en exploitation; les résultats, fournis par des enquêtes auprès des usagers, montrent que la réduction de qualité imputable à un TASI convenablement chargé et faisant l'objet d'une maintenance appropriée est pratiquement imperceptible pour l'usager. Ces essais n'ont pas été faits avec des concentrateurs fonctionnant en cascade.

En raison des problèmes d'ordre subjectif qui se posent, il faut appliquer une méthode qualitative – sans essais subjectifs – pour estimer la réduction de qualité de la parole introduite par des systèmes concentrateurs fonctionnant en cascade. Même dans un système comportant trois concentrateurs en cascade, l'heure chargée étant la même pour les trois, on peut faire en sorte que la probabilité de coupure excessive soit maintenue à une valeur satisfaisante; pour ce faire, il faut concevoir le système de telle façon que la réduction de qualité introduite par chaque concentrateur soit faible, ce qui est le cas du système TASI actuel. Si les concentrateurs en cascade sont installés dans des fuseaux horaires différents ou dans des zones dont les heures chargées ne coïncident pas, les concentrateurs les moins chargés introduiront une réduction additionnelle de qualité qui sera négligeable.

Si l'on admet que les concentrateurs actuels et futurs fonctionneront et seront conçus pour satisfaire à la condition d'une très faible réduction de qualité à la pointe de l'heure chargée, il est recommandé de ne pas imposer de restrictions, pour le moment, au fonctionnement en cascade des concentrateurs. De plus, il est recommandé de ne pas effectuer d'essais sur le mode de fonctionnement en cascade tant que celui-ci ne sera pas utilisé couramment dans la pratique. Lorsque le fonctionnement en cascade sera devenu pratique courante, on pourra effectuer des essais dans les conditions réelles d'exploitation pour déterminer l'influence de concentrateurs en cascade sur la transmission de la parole, et pour savoir s'il y a lieu d'ajuster le rapport: nombre de conversations simultanées/nombre de voies, pour réduire la coupure de la parole à une valeur négligeable.

On trouvera dans le document cité en [8] une estimation de la probabilité pour que le signal d'intervention (système de signalisation n° 5 du CCITT) subisse une mutilation pendant une certaine durée, dans un, deux ou trois systèmes TASI fonctionnant en cascade.

Références

[1] FRASER (J. M.), BULLOCK (D. B.) et LONG (N. G.): Overall characteristics of a TASI system, *Bell System Technical Journal*, Vol. XLI, n° 4, juillet 1962.

[2] MIDEMA (H.) et SCHACHTMAN (M. G.): TASI quality-effect of speech detectors and interpolation, *B.S.T.J., ibid.*

[3] DAYONNET (F. D.), JOUSSET (A.) et PROFIT (A.): Le CELTIC: Concentrateur exploitant les temps d'inactivité des circuits, *L'Onde électrique*, Vol. XLII, n° 426, pp. 675-687, septembre 1962.

[4] LYGHOUNIS (E.): Il sistema ATIC, *Telecommunicazioni*, n° 26, pp. 21-29, mars 1968.

[5] BONATTI (M.) et MOTOLESE (F.): Probabilità di attività delle giunzioni di un doppio fascio telefonico, *Telecommunicazioni*, n° 23, pp. 24-28, juin 1967.

[6] Recommandation du CCITT *Systèmes à courants porteurs en câble sous-marin*, tome III, fascicule III.2, Rec. G.371, § 3.

[7] HELDER (G. K.): Customer evaluation of telephone circuits with delay, *B.S.T.J.*, Vol. XLV, n° 7, septembre 1966.

[8] *Caractéristiques des équipements TASI intéressant la signalisation*, Livre vert, tome VI.4, supplément n° 2, UIT, Genève, 1973.

Recommandation G.164

SUPPRESSEURS D'ÉCHO

(Genève, 1980; modifiée à Malaga-Torremolinos, 1984 et à Melbourne, 1988)

1 Considérations générales

1.1 *Application*

La présente Recommandation s'applique au projet de construction des suppresseurs d'écho utilisés sur des communications téléphoniques internationales ayant les caractéristiques suivantes:

1.1.1 Temps moyen de propagation dans un sens, entre abonnés, pouvant atteindre la valeur maximale considérée comme admissible dans la Recommandation G.114. (La conception du suppresseur d'écho ne doit pas imposer, pour qu'il soit utilisable, une valeur plus faible pour le temps de propagation.)

1.1.2 Niveau du bruit de circuit aux bornes d'entrée du côté émission ($E_{\text{ém.}}$) ou aux bornes d'entrée du côté réception ($E_{\text{réc.}}$) allant jusqu'à −40 dBm0p.

1.1.3 Temps de propagation aller et retour entre les bornes de sortie du côté réception ($S_{\text{réc.}}$) et les bornes d'entrée du côté émission ($E_{\text{ém.}}$) du suppresseur d'écho allant jusqu'à 24 ms (y compris toute l'installation de transmission et de commutation).

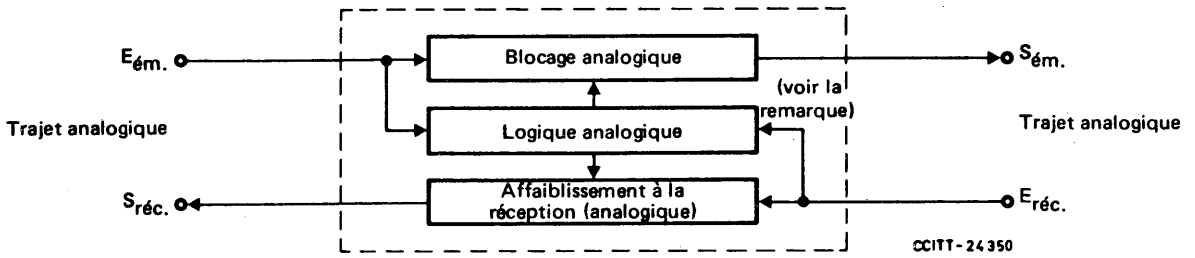
Remarque – La Recommandation G.161 [1] indique 25 ms. Dans la présente Recommandation, la valeur de 24 ms, multiple de 2, est retenue parce qu'elle convient mieux au projet de construction des suppresseurs d'écho numériques.

1.1.4 Affaiblissement du trajet d'écho, en dB, (voir la Recommandation citée en [2]) susceptible d'être tel que l'affaiblissement minimum entre les bornes de sortie du côté réception et les bornes d'entrée du côté émission du suppresseur d'écho sera égal à la différence entre les niveaux relatifs à ces deux accès majorée de 6 dB.

Les suppresseurs d'écho doivent être conçus de manière à fonctionner de façon satisfaiante dans toutes les conditions décrites ci-dessus.

1.2 *Caractéristiques de projet de construction*

Les suppresseurs d'écho conformes aux caractéristiques données dans la présente Recommandation sont des demi-suppresseurs d'écho terminaux à fonctionnement différentiel et algorithme d'intervention assurant un état d'intervention partiel. Ils peuvent être en outre caractérisés par le fait que les trajets de transmission, les fonctions logiques et le traitement de la parole (suppression et affaiblissement à la réception) utilisent des techniques analogiques ou numériques. Les combinaisons que l'on rencontrera le plus probablement dans la pratique et dont traite particulièrement la présente Recommandation sont représentées aux figures 1/G.164, 2/G.164, 3/G.164 et 4/G.164 en tant que types A, B, C et D. Toutes les conditions de la présente Recommandation s'appliquent de la même façon aux types A, B, C et D sauf exception indiquée.

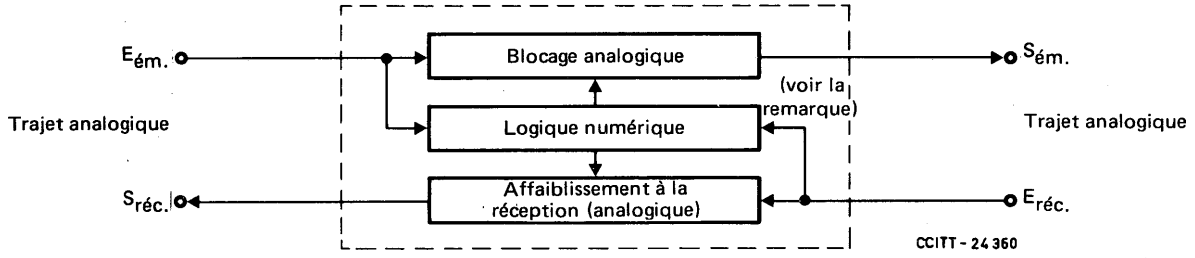


$E_{ém.}$	Borne d'entrée du côté émission	$E_{réc.}$	Borne d'entrée du côté réception
$S_{ém.}$	Borne de sortie du côté émission	$S_{réc.}$	Borne de sortie du côté réception

Remarque – Ces bornes d'entrée peuvent être connectées à l'une ou à l'autre des extrémités de l'ensemble «affaiblissement à la réception», selon la manière dont sont câblés les circuits logiques.

FIGURE 1/G.164

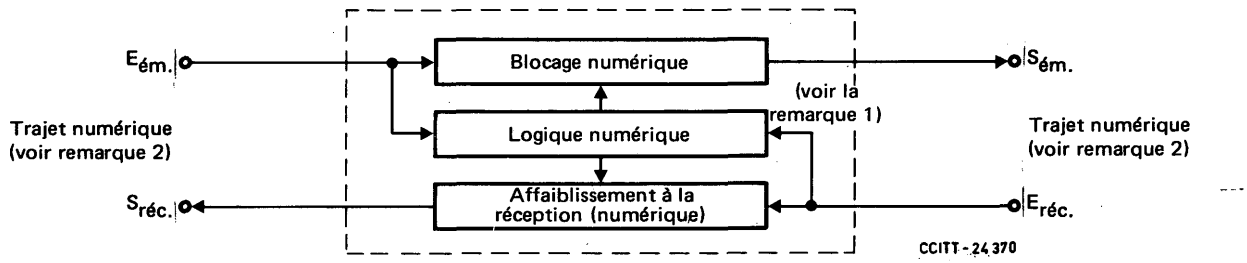
Suppresseur d'écho de type A



Remarque – Ces bornes d'entrée peuvent être connectées à l'une ou à l'autre des extrémités de l'ensemble «affaiblissement à la réception», selon la manière dont sont câblés les circuits logiques.

FIGURE 2/G.164

Suppresseur d'écho de type B

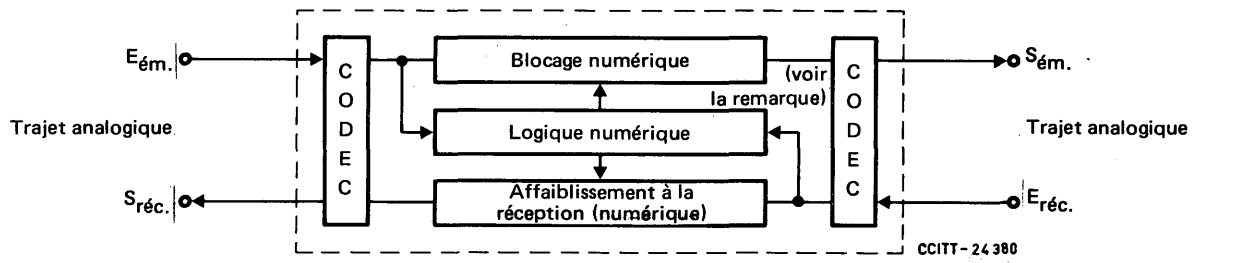


Remarque 1 – Ces bornes d'entrée peuvent être connectées à l'une ou à l'autre des extrémités de l'ensemble «affaiblissement à la réception», selon la manière dont sont câblés les circuits logiques.

Remarque 2 – Le trajet numérique peut être à n'importe quelle interface numérique, c'est-à-dire à 64 kbit/s, 1544 ou 2048 kbit/s ou à une interface quelconque d'ordre supérieur.

FIGURE 3/G.164

Suppresseur d'écho de type C



Remarque – Ces bornes d'entrée peuvent être connectées à l'une ou à l'autre des extrémités de l'ensemble «affaiblissement à la réception», selon la manière dont sont câblés les circuits logiques.

FIGURE 4/G.164

Suppresseur d'écho de type D

1.3 *Variantes*

1.3.1 La Recommandation G.161 [1] reste applicable à la conception de suppresseurs d'écho analogiques. Les suppresseurs d'écho analogiques doivent donc être conformes à la présente Recommandation dans son intégralité ou à la Recommandation G.161 [1] dans son intégralité.

1.3.2 La présente Recommandation est applicable aux suppresseurs d'écho qui utilisent une sensibilité différentielle fixe, voir le § 3 et à ceux qui font appel à une sensibilité différentielle adaptative, voir le § 4.

1.4 *Compatibilité*

Il est nécessaire que tous les dispositifs de réduction d'écho utilisés sur les communications internationales soient compatibles entre eux. Les suppresseurs d'écho conçus conformément à la présente Recommandation seront compatibles entre eux, ainsi qu'avec les suppresseurs d'écho conformes aux spécifications de la Recommandation G.161 [1] et avec les annuleurs d'écho conçus selon les spécifications de la Recommandation G.165. La compatibilité se définit comme suit:

Etant donné,

1) qu'un certain type de dispositif de réduction d'écho (par exemple, type I) a été conçu de manière à fonctionner de façon satisfaisante sur toute connexion entièrement équipée d'un couple de tels dispositifs, et

2) qu'un autre type de dispositif de réduction d'écho (par exemple, type II) a été conçu de façon analogue,

on dit que le dispositif du type II est compatible avec celui du type I s'il est possible de remplacer un dispositif de réduction d'écho d'un type par un dispositif de réduction d'écho de l'autre type sans que la qualité de la communication s'abaisse jusqu'à un niveau non satisfaisant.

En ce sens la compatibilité ne signifie pas que le même appareil d'essai ou les mêmes méthodes d'essai puisent nécessairement être utilisés pour tester les dispositifs de réduction d'écho du type I ou du type II.

1.5 *Utilité des méthodes d'essai*

Des méthodes d'essai objectives sont très importantes pour permettre de mesurer les caractéristiques de fonctionnement essentielles des suppresseurs d'écho. En conséquence, des méthodes d'essai appropriées sont indiquées au § 6. Les suppresseurs d'écho doivent fonctionner correctement pour répondre aux signaux vocaux. Du fait de la difficulté inhérente à la définition d'un signal vocal d'essai, les essais ci-après sont des essais de type et se fondent sur l'emploi de signaux sinusoïdaux faciles à manier et pouvant être répétés. Ces essais ne devraient être effectués sur des suppresseurs d'écho qu'après démonstration de la capacité du dispositif à fonctionner correctement avec des signaux vocaux entrants.

1.6 *Mise en action/neutralisation*

Chaque suppresseur d'écho doit être équipé des dispositifs suivants:

a) un dispositif qui permet la mise en action ou la neutralisation sous l'effet d'une mise à la terre extérieure provenant du circuit interurbain. Ce dispositif aurait pour fonction de permettre ou d'empêcher, selon le cas, le fonctionnement normal du suppresseur d'écho. Certains suppresseurs d'écho du type C peuvent être neutralisés directement par un signal numérique.

   Certains signaux de données numériques peuvent exiger de la part des suppresseurs d'écho du type C la fourniture d'une intégrité de séquence de bits à 64 kbit/s dans l'état de neutralisation depuis l'extérieur;

b) un dispositif de neutralisation par tonalité ayant pour effet d'éviter l'application de l'affaiblissement de blocage et de l'affaiblissement à la réception lorsque les suppresseurs sont traversés par des signaux de neutralisation ayant certaines fréquences spécifiées. Le dispositif de neutralisation devrait donc agir sous l'effet de certaines fréquences spécifiées mais non sous l'effet des fréquences de la parole. (Voir le § 5.)

1.7 *Remarques explicatives*

1.7.1 Lorsqu'un suppresseur d'écho est dans le mode de suppression (ou de blocage), il introduit un affaiblissement important dans la voie de retour; cet affaiblissement non seulement supprime l'écho, mais empêche les paroles prononcées par l'autre interlocuteur de parvenir au premier lorsque les deux interlocuteurs viennent à parler simultanément (double parole). Pour éviter cet effet de «hachage» qui risque de se produire lorsque les deux interlocuteurs parlent simultanément, le suppresseur d'écho doit pouvoir alors fonctionner selon un autre mode. D'après la terminologie normalement utilisée, le second interlocuteur doit pouvoir «intervenir» ou annuler l'action de suppression lorsqu'il interrompt le premier.

1.7.2 L'intervention a donc pour résultat de transformer un circuit permettant la transmission de la parole dans un seul sens en un circuit permettant la transmission simultanée de la parole dans les deux sens et a nécessairement pour conséquence de laisser passer l'écho sans le supprimer. Afin de réduire l'importance de l'écho renvoyé pendant l'intervention, on insère un affaiblissement dans la voie de réception. Cela a naturellement pour effet d'affaiblir les paroles reçues. Si l'action d'intervention est réglée de manière qu'elle réduise l'écho au minimum, les paroles de l'un ou des deux interlocuteurs qui parlent simultanément demeurent «hachées» dans une certaine mesure lorsque la commande du suppresseur d'écho passe de l'un des interlocuteurs à l'autre. De ce fait, la construction d'un suppresseur d'écho se fonde sur deux conditions fondamentales:

1) assurer une suppression suffisante de l'écho lorsqu'un seul des interlocuteurs parle;

2) assurer une intervention souple et directe lorsque les deux interlocuteurs parlent simultanément.

La seconde de ces conditions implique deux fonctions qui s'excluent mutuellement:

a) éviter tout hachage des paroles lorsque les deux interlocuteurs parlent simultanément;

b) supprimer l'écho pendant que les deux interlocuteurs parlent simultanément et immédiatement après.

1.7.3 On utilise un circuit différentiel pour reconnaître la condition dans laquelle il doit y avoir intervention. Le niveau des courants vocaux de la voie d'émission est comparé à celui de la voie de réception pour déterminer s'il s'agit de l'écho de paroles prononcées par un interlocuteur ou des paroles prononcées par l'autre. Le niveau de l'écho est diminué de l'affaiblissement du trajet d'écho, l'écho étant lui-même retardé d'un temps égal ou double du temps de propagation entre le suppresseur d'écho et les points de réflexion. (Le temps de propagation aller et retour sur le trajet d'écho est appelé «retard aux extrémités».) Pour la conception du circuit différentiel, il faut tenir compte à la fois de l'affaiblissement minimal du trajet d'écho et du retard maximal aux extrémités.

1.7.4 Les suppresseurs d'écho à sensibilité différentielle fixe sont conçus de telle façon que si le niveau des courants vocaux de la voie d'émission est inférieur au niveau de l'écho prévu (compte tenu de l'affaiblissement minimal du trajet d'écho) le blocage est maintenu. Si, au contraire, ce niveau dépasse celui de l'écho prévu, il se produit une intervention et l'action de blocage est annulée.

1.7.5 Les suppresseurs d'écho à sensibilité différentielle adaptative sont conçus de façon à s'adapter à l'affaiblissement du trajet d'écho réel sur la connexion (qui est généralement sensiblement au-dessus de la valeur minimale; voir le § 2 de la Recommandation G.122). Les courants vocaux de la voie d'émission sont donc plus souvent d'un niveau supérieur à celui de l'écho attendu, et l'intervention se produit plus facilement. Le temps d'adaptation est généralement de moins d'une seconde, interrompu ou ralenti pendant les périodes de double parole. La fonction d'adaptation réduit la dégradation due au hâchage des parolesqui a lieu dans la voie d'émission.

1.7.6 On a recours au maintien de l'intervention pour minimiser le hâchage des courants vocaux en cas de double parole. Un processus en deux temps est recommandé en guise de protection contre une intervention intempestive due à l'écho ou à un bruit impulsif:

a) On introduit en premier lieu l'état d'intervention partielle. Cet état est caractérisé par la brièveté du temps de maintien de l'intervention. L'affaiblissement à la réception peut être inséré ou ne pas l'être mais, s'il est utilisé, le temps de maintien de l'intervention doit être également bref.

b) Une fois que les conditions du signal donnant lieu à l'intervention ont persisté pendant une certaine durée, on applique l'intervention totale. Un affaiblissement à la réception doit être inséré et l'on doit appliquer un temps de maintien de l'intervention plus long.

2 Définitions relatives aux suppresseurs d'écho

2.1 suppresseur d'écho

E: echo suppressor

S: supresor de eco

Dispositif commandé par la voix, placé dans la partie à quatre fils d'un circuit et servant à insérer un affaiblissement dans le trajet de transmission afin de supprimer l'écho. Le trajet sur lequel agit le suppresseur d'écho peut être le trajet d'un circuit individuel ou le trajet de transmission d'un signal multiplex.

2.2 suppresseur d'écho complet

E: full echo suppressor

S: supresor de eco completo

Suppresseur d'écho dans lequel les signaux vocaux transmis dans l'un quelconque des deux sens de transmission commandent l'introduction de l'affaiblissement de blocage dans l'autre sens.

2.3 demi-suppresseur d'écho

E: half-echo suppressor

S: semisupresor de eco

Suppresseur d'écho dans lequel les signaux vocaux transmis dans l'un des deux sens de transmission commandent l'introduction de l'affaiblissement de blocage dans l'autre sens, cette action n'état pas réciproque.

2.4 suppresseur d'écho différentiel

E: differential echo suppressor

S: supresor de eco diferencial

Suppresseur d'écho dont le fonctionnement est déterminé par la différence des niveaux des signaux transmis dans les deux sens de transmission.

2.5 **suppresseur d'écho à intervention partielle**

E: partial break-in echo suppressor

S: supresor de eco con intervención parcial

Suppresseur d'écho comportant des fonctions d'intervention partielle et d'intervention totale.

2.6 **suppresseur d'écho à intervention adaptable**

E: adaptive break-in echo suppressor

S: supresor de eco con intervención adaptativa

Suppresseur d'écho permettant l'ajustement automatique de la sensibilité différentielle d'intervention en fonction de l'affaiblissement du trajet d'écho.

2.7 **affaiblissement de blocage**

E: suppression loss

S: atenuación para la supresión

Valeur spécifiée minimale de l'affaiblissement qu'un suppresseur d'écho introduit dans la voie d'émission (du suppresseur d'écho), en vue de réduire l'effet des courants d'écho.

2.8 **affaiblissement à la réception**

E: receive loss

S: atenuación en la recepción

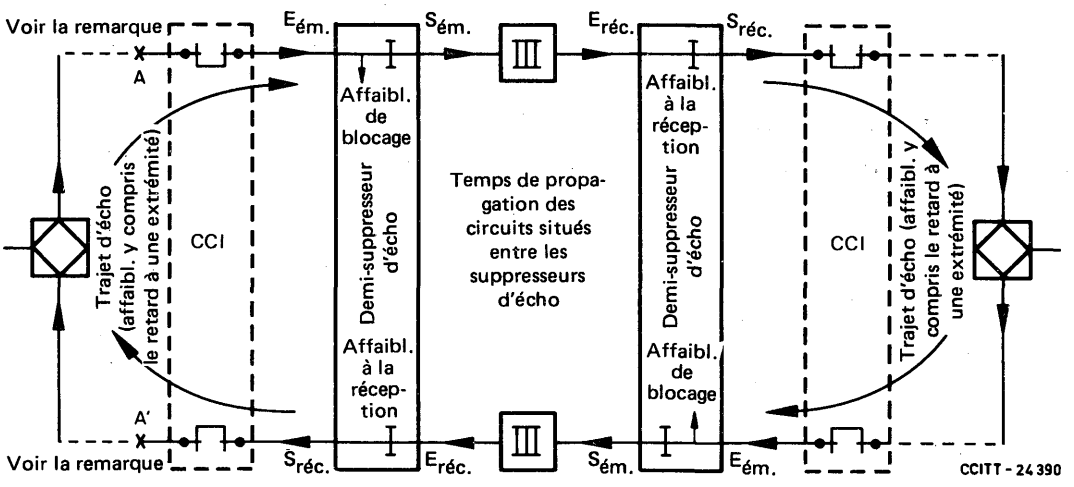
Valeur spécifiée de l'affaiblissement qu'un suppresseur d'écho introduit dans la voie de réception (du suppresseur d'écho), en vue de réduire l'effet des courants d'écho pendant l'intervention.

2.9 **suppresseur d'écho terminal** (voir la figure 5/G.164)

E: terminal echo suppressor

S: supresor de eco terminal

Suppresseur d'écho conçu de façon à fonctionner à une extrémité d'un circuit, ou aux deux extrémités.



CCI = centre de commutation international

Remarque – Dans certaines applications, le suppresseur d'écho est inséré aux points A, A'.

FIGURE 5/G.164

2.10 **temps de fonctionnement pour le blocage**

E: suppression operate time

S: tiempo de funcionamiento para la supresión

Intervalle de temps entre le moment où des signaux d'essai définis, appliqués aux bornes d'entrée du côté émission et/ou réception, sont modifiés d'une façon déterminée et le moment où l'affaiblissement de blocage est introduit dans la voie d'émission du suppresseur d'écho.

2.11 **temps de maintien pour le blocage**

E: suppression hangover time

S: tiempo de bloqueo para la supresión

Intervalle de temps entre le moment où des signaux d'essai définis, appliqués aux bornes d'entrée du côté émission et/ou réception, sont modifiés d'une façon déterminée et le moment où l'affaiblissement de blocage est retiré de la voie d'émission.

2.12 **intervention partielle**

E: partial break-in

S: intervención parcia

Etat temporaire d'intervention, présent au début de l'intervention, caractérisé par un bref temps de maintien de l'intervention. L'affaiblissement à la réception peut être inséré au cours de l'intervention partielle, à condition qu'il ait aussi le bref temps de maintien de l'intervention.

2.13 **temps de fonctionnement pour l'intervention partielle**

E: partial break-in operate time

S: tiempo de funcionamiento para la intervención parcial

Intervalle de temps entre le moment où des signaux d'essai définis, appliqués aux bornes d'entrée d'émission et/ou de réception, sont modifiés d'une façon déterminée, de manière à faire cesser le blocage et le moment où le blocage cesse. L'insertion d'un affaiblissement dans la voie de réception peut se produire au moment où le blocage cesse ou légèrement plus tard.

2.14 **intervention totale**

E: full break-in

S: intervención total

Etat stable d'intervention, qui peut suivre l'état d'intervention partielle, une fois qu'il a été déterminé, avec une grande probabilité, que le signal qui a provoqué l'intervention est un signal de parole. Cet état est caractérisé par l'insertion de l'affaiblissement à la réception et par des temps de maintien de l'intervention plus longs.

2.15 **temps de fonctionnement pour l'intervention totale**

E: full break-in operate time

S: tiempo de funcionamiento para la intervención total

Intervalle de temps entre le moment où des signaux d'essai définis, appliqués aux bornes d'entrée d'émission et/ou de réception, sont modifiés d'une manière déterminée, de manière à faire cesser le blocage et à allonger le temps de maintien, et le moment où le temps de maintien plus long est appliqué. Le blocage cesse au même moment que pour l'intervention partielle. L'insertion d'un affaiblissement dans la voie de réception peut se produire au moment où le blocage cesse ou légèrement plus tard.

2.16 **temps de maintien pour l'intervention**

E: break-in hangover time

S: tiempo de bloqueo para la intervención

Intervalle de temps entre le moment où des signaux d'essai définis, appliqués aux bornes d'entrée d'émission et/ou de réception, sont modifiés d'une façon déterminée, de manière à rétablir le blocage et le moment où le blocage est rétabli. Le temps de maintien pour le retrait de l'affaiblissement dans la voie de réception peut être plus long que le temps de maintien pour le rétablissement du blocage.

2.17 **sensibilité différentielle**

E: differential sensitivity

S: sensibilidad diferencial

Différence, en dB, entre le niveau des signaux d'essai appliqués à la voie d'émission et à la voie de réception, au moment où se produit l'intervention.

3 Caractéristiques des suppresseurs d'écho à sensibilité différentielle d'intervention fixe

3.1 *Qualité de transmission*

Sauf avis contraire, les caractéristiques de qualité doivent être observées quand on applique des signaux en régime permanent au trajet d'émission et au trajet de réception séparément.

Les limites spécifiées ci-après pour les caractéristiques de transmission doivent être observées dans toute la gamme de températures de +10 °C à +40 °C ainsi que dans tout l'intervalle de variation de l'alimentation en énergie admis par les diverses Administrations.

Les suppresseurs d'écho des types A, B et D sont placés dans la partie à fréquences vocales d'un circuit à 4 fils ayant une impédance nominale de 600 ohms. Les voies d'émission (central vers ligne) et de réception (ligne vers central) ont des niveaux relatifs différents selon les réseaux nationaux, par exemple:

1) émission: −16 dBr; réception: +7 dBr;
2) émission: −4 dBr; réception: +4 dBr.

Les fréquences de tonalité d'essai sont 800 Hz ou 1000 Hz, valeur nominale. Pour éviter les sous-multiples de la fréquence d'échantillonnage de 8000 Hz, les fréquences des tonalités d'essai doivent être comprises dans les intervalles 804-860 Hz et 1004-1020 Hz, respectivement.

3.1.1 *Suppresseurs d'écho de types A et B*

3.1.1.1 *Affaiblissement d'insertion*

L'affaiblissement d'insertion à 800 Hz (ou à 1000 Hz) d'un suppresseur d'écho en position de repos doit être de 0 ± 0,3 dB, pour un niveau de la fréquence de mesure inférieur à 0 dBm0.

3.1.1.2 *Distorsion d'affaiblissement*

La distorsion d'affaiblissement doit être telle que, si l'affaiblissement à 800 Hz (ou à 1000 Hz) est Q dB, l'affaiblissement à une fréquence quelconque de la bande de 300 à 3400 Hz soit compris entre (Q + 0,3) dB et (Q − 0,2) dB et, à 200 Hz, entre (Q + 1) dB et (Q − 0,2) dB.

3.1.1.3 *Distorsion de temps de propagation*

La distorsion de temps de propagation, mesurée entre deux fréquences quelconques, ne doit pas dépasser 30 µs dans la bande de 1000 à 2400 Hz, et 60 µs dans la bande de 500 à 3000 Hz.

3.1.1.4 *Impédance*

Les valeurs d'impédance et d'affaiblissement d'adaptation sont applicables à tous les états de fonctionnement des suppresseurs d'écho.

1) La valeur nominale des impédances d'entrée et de sortie doit être de 600 ohms (non réactives).
2) L'affaiblissement d'adaptation par rapport à l'impédance nominale ne doit pas être inférieur à 20 dB dans la bande de 300 à 600 Hz ni à 25 dB dans la bande de 600 à 3400 Hz.
3) La dissymétrie d'impédance de chaque borne par rapport à la terre ne doit pas être inférieure à 50 dB dans toute la bande de 300 à 3400 Hz.

3.1.1.5 *Surcharge*

L'affaiblissement d'insertion à 800 Hz (ou à 1000 Hz) ne doit pas augmenter de plus de 0,2 dB lorsque le niveau de la fréquence de mesure passe de 0 dBm0 à +5 dBm0.

3.1.1.6 *Distorsion harmonique*

La puissance totale de distorsion harmonique, pour une onde sinusoïdale pure de 800 Hz (ou de 1000 Hz) à un niveau de 0 dBm0, ne doit pas dépasser −34 dBm0.

3.1.1.7 *Intermodulation*

Pour les fréquences f_1 = 900 Hz et f_2 = 1020 Hz appliquées simultanément chacune au niveau de 5 dBm0, la différence entre le niveau de sortie de l'une ou l'autre de ces deux fréquences et celui de l'un ou l'autre des produits d'intermodulation $(2f_1 - f_2)$ ou $(2f_2 - f_1)$ devrait être d'au moins 45 dB. Quand on utilise des compresseurs de parole pour assurer l'affaiblissement pendant l'intervention, cette limite est abaissée à 26 dB pendant l'état d'intervention, pour la voie de réception (voie de réception à l'état W).

3.1.1.8 *Réponse transitoire*

Si des dispositifs d'affaiblissement insérés dans la voie de réception fonctionnent au rythme des syllabes, leur réponse transitoire doit être conforme aux dispositions de la Recommandation G.162, qui traite de la réponse transitoire globale d'un compresseur-extenseur.

3.1.1.9 *Bruit*

La puissance psophométrique moyenne introduite par un suppresseur d'écho ne doit pas dépasser −70 dBm0p. La puissance moyenne non pondérée de bruit introduite par un suppresseur d'écho dans une bande allant de 300 à 3400 Hz ne doit pas dépasser −50 dBm0.

3.1.1.10 *Diaphonie*

Quand un suppresseur d'écho est installé dans un circuit en service, l'affaiblissement diaphonique entre la voie d'émission et la voie de réception (et inversement) doit être tel que la puissance du signal sur la voie perturbée due à la diaphonie produite par la voie perturbatrice, ne dépasse pas −65 dBm0 pour un signal sinusoïdal transmis sur la voie perturbatrice avec une puissance au plus égale à +5 dBm0, dans la gamme de 300 à 3400 Hz.

3.1.1.11 *Signaux parasites dus aux suppresseurs d'écho*

Les diverses conditions de fonctionnement d'un suppresseur d'écho ne doivent pas provoquer l'apparition de signaux parasites appréciables tels que des impulsions formées dans le suppresseur et résultant d'états transitoires. En particulier, ces signaux ne doivent pas avoir une ampleur telle qu'ils puissent entraîner le fonctionnement intempestif ou l'intervention intempestive d'un autre suppresseur d'écho présent sur la communication. A cet égard, il faut tenir compte des communications comportant plusieurs circuits et plusieurs circuits et plusieurs couples de suppresseurs d'écho en tandem.

Pour éviter tout fonctionnement intempestif des autres suppresseurs d'écho dans une chaîne de circuits, la tension (mesurée de zéro à la valeur de crête) des signaux transitoires, produits dans les voies de réception ou d'émission (bouclées sur 600 ohms) et dus à un fonctionnement des suppresseurs d'écho provoqué par des signaux sur la voie opposée, ne doit pas dépasser 20 mV en un point relatif zéro (−34 dBV0) après filtrage parasite dans la bande de 500 à 3000 Hz. De plus, la durée de ces signaux transitoires doit être telle qu'ils ne soient pas audibles en présence de niveaux de bruits normaux (par exemple −50 dBm0p).

3.1.2 *Suppresseur d'écho de type C*

3.1.2.1 *Considérations générales*

L'insertion d'un suppresseur d'écho de type C dans une voie de transmission numérique, entre des codes satisfaisant aux caractéristiques de qualité de la Recommandation G.712 [3], ne doit pas avoir pour effet d'altérer cette qualité.

3.1.2.2 *Temps de propagation de groupe*

Le temps de propagation de groupe à travers le suppresseur d'écho ne doit pas dépasser 0,25 ms.

3.1.2.3 *Effet des compléments de ligne numériques*

L'insertion d'un affaiblissement dans le signal numérique de la voie de réception pendant l'état d'intervention peut augmenter la distorsion de quantification. Les suppresseurs d'écho du type C, qui maintiennent l'intégrité du bit de signalisation pour la signalisation voie par voie dans les systèmes conformes aux spécifications de la Recommandation G.733 [4] en évitant le bit de plus faible poids, sont susceptibles de faire apparaître une plus forte augmentation de la distorsion de quantification pendant l'état d'intervention que les suppresseurs d'écho du type C utilisés dans les systèmes avec signalisation sur voie commune. Voir la note [c)] du tableau 1/G.164.

3.1.2.4 *Effet des compresseurs numériques instantanés*

Lorsqu'on emploie un compresseur instantané sur la voie de réception du suppresseur pendant l'intervention, il ne doit pas produire une distorsion dépassant les limites suivantes:

a) *Distorsion harmonique*

Avec un signal d'entrée sinusoïdal de 0 dBm0 sur toute fréquence comprise entre 300 Hz et 1 kHz, la distorsion harmonique du troisième ordre ne doit pas dépasser −30 dBm0.

b) *Distorsion d'intermodulation*

Avec un signal d'entrée composé de deux signaux sinusoïdaux de même amplitude et de fréquence f_1 = 900 et f_2 = 1020 Hz à des niveaux compris entre −3 et −35 dBm0, les produits de distorsion à $(2f_1 - f_2)$ et $(2f_2 - f_1)$ ne doivent pas dépasser un niveau de −16 dB rapporté au niveau de sortie de chaque fréquence. Pour les niveaux d'entrée inférieurs à −35 dBm0, ce rapport doit être d'au moins −20 dB.

3.1.3 *Suppresseurs d'écho de type D*

3.1.3.1 *Considérations générales*

Les caractéristiques de qualité indiquées dans la Recommandation G.712 [3] s'appliquent aux codecs.

3.1.3.2 *Temps de propagation de groupe*

Le temps de propagation de groupe ne doit pas dépasser celui des codecs seuls de plus de 0,25 ms.

3.1.3.3 *Effet des compléments de ligne numériques*

Des complément de ligne numériques insérés dans la voie de réception pendant l'état d'intervention peuvent augmenter la distorsion de quantification au-delà des limites spécifiées dans la Recommandation G.712 [3]. Voir la note [c)] du tableau 1/G.164.

3.1.3.4 *Effet des compresseurs numériques instantanés*

Voir le § 3.1.2.4.

3.2 *Caractéristiques lorsque des signaux d'entrée en régime permanent sont appliqués séparément à la voie d'émission et à la voie de réception*

3.2.1 L'action d'un suppresseur d'écho à sensibilité différentielle fixe présentant les caractères généraux décrits au § 1 est expliquée ci-après à l'aide du diagramme de fonctionnement théorique de la figure 6/G.164. Les combinaisons significatives des signaux d'entrée sont représentées par les zones X, Y, Z, W et V.

3.2.2 La zone X correspond a l'absence de tout signal appréciable sur la voie d'émission ou sur la voie de réception. La zone Y correspond à la présence de signaux sur la seule voie d'émission. La zone Z représente les combinaisons de niveaux des signaux pour lesquelles le suppresseur d'écho doit assurer le blocage sur la voie d'émission. La zone W correspond à l'intervention, lorsque le blocage doit être annulé. La zone V correspond à l'hystérésis qui doit assurer le maintien de la position d'intervention si le signal sur la voie d'émission est tombé légèrement au-dessous du niveau minimal pour lequel l'intervention doit se produire. De ce fait, la zone V représente une condition bistable. Le tableau 1/G.164 indique les valeurs d'affaiblissement qu'il convient d'introduire dans les deux voies lorsque chacune des cinq zones X, Y, Z, W et V est occupée en permanence. La colonne de droite du tableau renvoie à des essais décrits au § 6. La figure 7/G.164 indique les valeurs limites de l'affaiblissement à la réception, *C*, qu'il convient d'introduire dans la voie de réception pendant l'intervention. Les indications contenues dans les figures 6/G.164 et 7/G.164 et dans le tableau 1/G.164 sont valables pour des signaux en régime permanent, et dans des cas où des frontières entre les zones sont franchies très lentement.

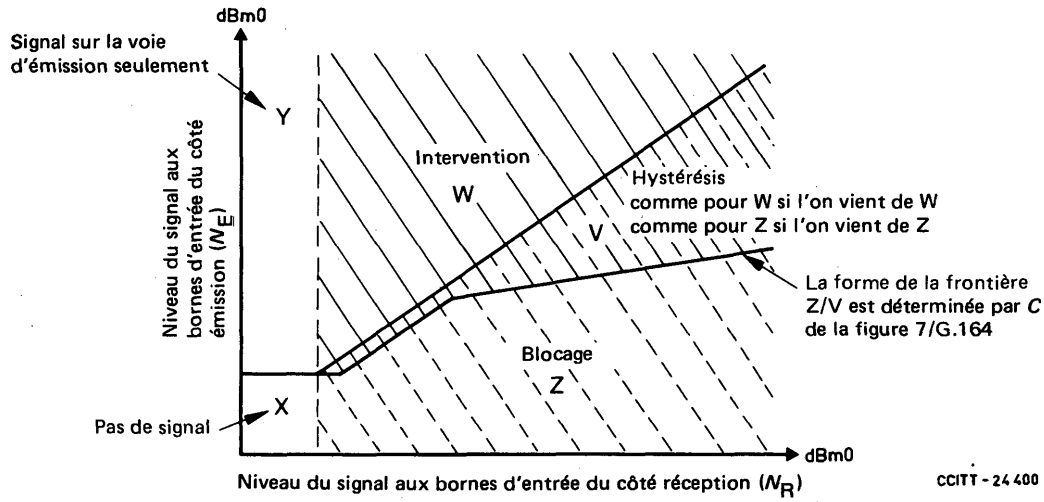


FIGURE 6/G.164

Diagramme explicatif du fonctionnement des suppresseurs d'écho à sensibilité différentielle fixe dans des conditions idéales

TABLEAU 1/G.164

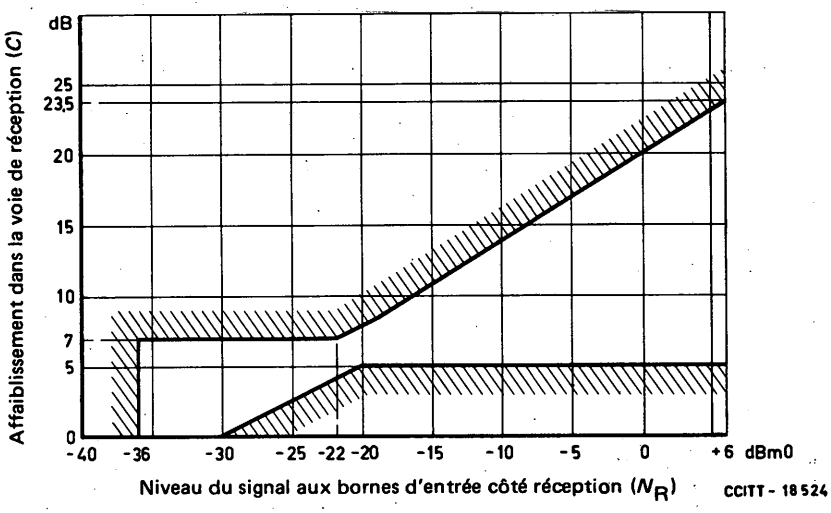
Explications pour le diagramme de fonctionnement de la figure 6/G.164

Zone	Affaiblissement dans la voie d'émission (dB)	Affaiblissement dans la voie de réception (dB)	Essai n°
X	0	0	1
Y	0	0 [b)]	2
W	0	Dans les limites indiquées pour *C* à la figure 7/G.164 [c)]	2
Z	50 minimum [a)]	0	1
V	Comme pour W si l'on vient de W Comme pour Z si l'on vient de Z		

a) Lorsque des suppresseurs d'écho sont utilisés sur des circuits à faible bruit, la suppression du bruit à l'extrémité distante peut être gênante en raison du contraste de bruit. Deux Administrations ont démontré qu'il était possible de réduire cette dégradation en introduisant un bruit équivalant au bruit d'extrémité distante au cours de l'opération de suppression.

b) Lorsque l'affaiblissement dans la voie de réception est dû à un compresseur de parole, il doit être égal à 0 quand le niveau du signal à la réception est inférieur ou égal à −36 dBm0.

c) Les renseignements contenus dans le supplément n° 21 placé à la fin du présent fascicule indiquent que, pour les signaux téléphoniques codés selon la loi A, la distorsion de quantification supplémentaire causée par un affaiblisseur numérique fixe est minimale pour un affaiblissement de 6 dB. Pour des signaux reçus avec un niveau élevé, cette remarque s'applique aussi aux valeurs d'affaiblissement qui sont un multiple entier de 6 dB. Pour des signaux téléphoniques codés selon la loi μ, la distorsion de quantification supplémentaire est à peu près indépendante de l'affaiblissement introduit par l'affaiblisseur numérique.



Remarque – Les valeurs recommandées sont à l'intérieur de la zone non hachurée.

FIGURE 7/G.164

Valeurs recommandées pour l'affaiblissement *C* à introduire dans la voie de réception pendant l'intervention

3.2.3 Les éléments indiqués dans la figure 6/G.164 concernent seulement les caractéristiques que l'on peut déterminer sans qu'il soit nécessaire de connaître les circuits internes du suppresseur d'écho ou d'avoir accès à ces circuits, mais tout simplement en appliquant des signaux d'essai aux bornes externes du suppresseur d'écho et en observant son état par des mesures externes. On trouvera au § 6, la description des méthodes d'essai à mettre en œuvre pour vérifier par des mesures la conformité aux spécifications.

3.2.4 Les niveaux du signal qui définissent les divers seuils sont indiqués dans le tableau 2/G.164.

3.2.4.1 Le niveau nominal du seuil de blocage est −31 dBm0 quand il n'y a pratiquement pas de parole sur la voie d'émission. Le niveau auquel cesse l'action de blocage est aussi nominalement −31 dBm0, mais il peut atteindre au-dessous du seuil de blocage une dénivellation de 3 dB. L'objectif de la spécification, quand des signaux d'un niveau supérieur au seuil sont transmis à la fois sur la voie d'émission et celle de réception, est que le suppresseur d'écho se trouve dans le mode blocage (Z), si $N_R \geqslant N_E$; passe au mode intervention (W), si $N_E \geqslant N_R$ et retourne au mode blocage, si $N_R \geqslant N_E + C$. Des tolérances sont prévues pour tenir compte des fluctuations de filtrage, de tension d'alimentation et de température.

3.2.4.2 Les limites de la réponse en fréquence de la voie de commande de blocage sont indiquées dans la figure 8/G.164. Les limites de la réponse en fréquence des voies de commande d'intervention sont indiquées dans la figure 9/G.164. Il est souhaitable d'assurer un tel filtrage dans les suppresseurs d'écho. Toutefois, ce dispositif est difficile à réaliser dans le cas des suppresseurs des types C et D. En conséquence, pour ces types de suppresseurs, le filtrage peut être omis lorsque les Administrations peuvent avoir la certitude que les signaux perturbateurs sont d'un niveau si faible qu'ils n'ont pas d'influence défavorable sur le fonctionnement du suppresseur d'écho. Les essais 1 et 3 décrits au § 6 peuvent être utilisés pour mesurer les réponses en fréquence.

TABLEAU 2/G.164

Niveaux de seuil entre les zones

Frontière	Symbole du seuil	(voir la remarque 1) A 1000 Hz à 20 ± 5 °C dBm0	(voir la remarque 1) A 1000 Hz entre 10 ± 40 °C dBm0	Variation avec la fréquence	Essai n°
Blocage					
X à Z	Txz	$-33 \leqslant Txz \leqslant -29$ pour $N_E = -40$	$T'xz = Txz \pm 1$		1
Z à X	$Tzx_{max.}$ $Tzx_{min.}$	$Txz - 0$ dB $Txz - 3$ dB	$T'xz - 0$ dB $T'xz - 3$ dB	Figure 8/G.164	1
Intervention					
V à W (en provenance de Z)	Tvw	$N_R - 3 \leqslant N_E \leqslant N_R$ (voir les remarques 3, 4, 5 et 6) $(-26{,}5 \leqslant N_R \leqslant +3)$		$T'vw = Tvw \pm 1{,}5$ dB entre 500 et 3000 Hz (voir la remarque 2)	3
V à Z (en provenance de W)	$Tvz_{max.}$ $Tvz_{min.}$	$Tvw - C + 2$ dB (voir les remarques 3, 4 et 5) $Tvw - C - 3$ dB $(-26{,}5 \leqslant N_R \leqslant +3)$		$T'vz = Tvz \pm 1{,}5$ dB entre 500 et 3000 Hz (voir la remarque 2)	3

N_E Niveau, en dBm0, aux bornes d'entrée du côté émission.

N_R Niveau, en dBm0, aux bornes d'entrée du côté réception.

C Affaiblissement introduit dans la voie de réception pendant l'intervention. Cette caractéristique doit être conforme aux limites indiquées dans la figure 7/G.164.

Remarque 1 – La fréquence d'essai est de 1004 à 1020 Hz de manière à éviter un sous-multiple de la fréquence d'échantillonnage de 8000 Hz.

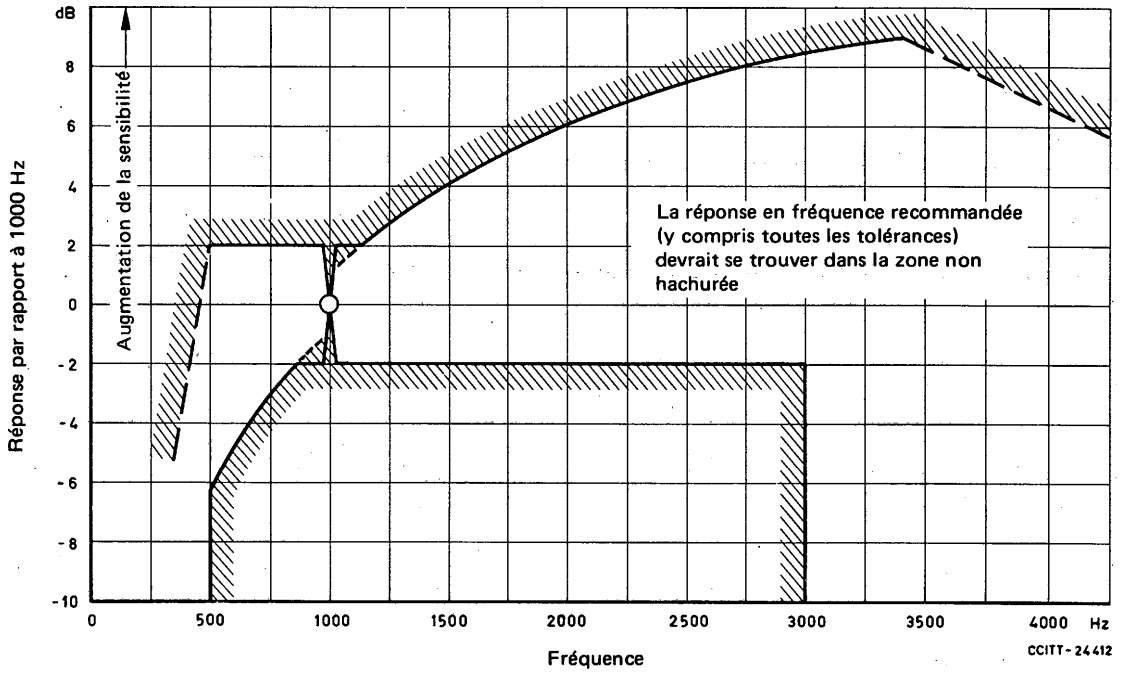
Remarque 2 – Il faut tenir compte des tolérances sur les caractéristiques d'affaiblissement en fonction de la fréquence des deux filtres du détecteur d'intervention, mais il est souhaitable que le seuil d'intervention soit aussi indépendant que possible de la fréquence; une tolérance de ± 1,5 dB doit être respectée si N_E et N_R varient simultanément dans toute la bande de 500 à 3000 Hz.

Remarque 3 – Cela exclut les tolérances dues aux codecs (± 0,5 dB dans la Recommandation G.712 [3]).

Remarque 4 – Les tolérances concernant Tvw et Tvz peuvent occasionnellement être dépassées jusqu'à concurrence de 1 dB dans l'intervalle $-26{,}5 \leqslant N_R \leqslant +3$ dBm0 par suite d'effets de quantification. En théorie, cela peut entraîner le maintien intempestif de l'intervention quand on utilise les derniers signaux en régime permanent (voir l'essai n° 8). Ce phénomène ne se produit pas pour les signaux vocaux.

Remarque 5 – La combinaison des valeurs limites des seuils Tvw et Tvz et de faibles valeurs pour l'affaiblissement sur le trajet d'écho et pour C peut, théoriquement, provoquer des oscillations entre le blocage et l'intervention dans le cas des essais qui utilisent des signaux en régime permanent de faible niveau. Ce phénomène n'a pas été observé sur les suppresseurs d'écho existants et il ne se produit pas pour les signaux vocaux.

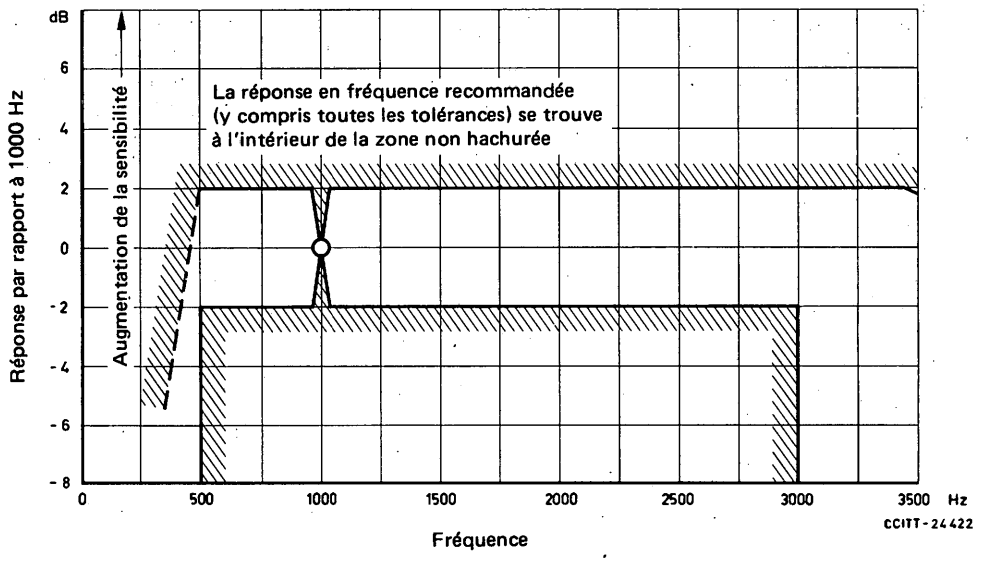
Remarque 6 – Le seuil fixe Tvw, qui symbolise une sensibilité différentielle d'une valeur nominale de 0 dB, assure une protection contre toute intervention intempestive due à l'écho pour un affaiblissement minimal de trajet d'écho de 6 dB (voir le § 1.1.4).



Remarque – La diminution de la sensibilité au-dessous de 500 Hz et au-dessus de 3400 Hz devrait avoir une valeur d'au moins 12 dB/octave.

FIGURE 8/G.164

Réponse en fréquence recommandée pour la voie de commande du blocage d'un suppresseur d'écho



Remarque – La diminution de la sensibilité au-dessous de 500 Hz et au-dessus de 3400 Hz devrait avoir une valeur nominale d'au moins 12 dB/octave.

FIGURE 9/G.164

Réponse en fréquence recommandée pour chaque voie de commande du détecteur d'intervention d'un suppresseur d'écho

3.3 *Caractéristiques dynamiques lorsque des signaux sont appliqués, supprimés ou modifiés, indépendamment sur les voies d'émission et de réception*

3.3.1 On peut spécifier les caractéristiques dynamiques en indiquant le temps qui s'écoule, lorsque les valeurs des signaux passent d'un point situé dans une zone à un point situé dans une autre zone, avant que l'état propre à la deuxième zone soit établi (figure 6/G.164 et figure 12/G.164). Si l'on passe de X à Z, on appelle ce temps le temps de fonctionnement pour le blocage; en sens inverse, on l'appelle temps de maintien pour le blocage. Si l'on passe de Z à W ou à Y par l'intermédiaire de V, ce temps est appelé le temps de fonctionnement pour l'intervention; pour le passage en sens inverse, il s'agit du temps de maintien pour l'intervention. Dans la pratique, les frontières V/W et Y/Z peuvent être franchies sous des angles quelconques. Les conditions indiquées dans le tableau 3/G.164 concernent des passages verticaux ou horizontaux.

3.3.2 Le temps de fonctionnement pour le blocage (X/Z) doit être presque constant quand un signal est appliqué brusquement sur la voie de réception à un niveau supérieur au seuil (−31 dBm0) en l'absence de transmission, sur la voie d'émission, de tout signal de niveau appréciable. De même, pour le passage du mode suppression au mode intervention (Z/V/W) avec N_R constant, le temps de fonctionnement indiqué au tableau 3/G.164 devrait en général s'appliquer pour toutes les combinaisons possibles de paires de signaux (N_R et N_E) et non pas seulement pour les deux paires figurant au tableau 3/G.164.

3.3.3 Les temps de maintien indiqués au tableau 4/G.164 devraient en général être respectés chaque fois qu'une suppression ou une intervention s'est produite, quels que soient les niveaux des signaux qui ont déclenché ces actions.

3.3.4 Lorsqu'on fait varier brusquemet les niveaux des signaux d'essai sinusoïdaux à la fréquence de 1000 Hz, les temps de fonctionnement indiqués dans le tableau 3/G.164 sont valables, ainsi que les valeurs recommandées pour les temps de maintien indiqués dans le tableau 4/G.164. Pour chacun de ces tableaux, la partie droite se rapporte aux essais décrits au § 6.

3.3.5 Les temps de fonctionnement de la ligne d'affaiblissement à la réception dans la transition Y/W ne sont pas indiqués ou mesurés séparément, mais ils doivent être compris dans les limites admises pour le temps de fonctionnement de blocage.

3.4 *Fonctionnement en présence d'un affaiblissement du trajet d'écho peu important et, éventuellement, de retard aux extrémités*

Les clauses qui précèdent sont valables lorsque le suppresseur d'écho est soumis aux essais dans des conditions telles que les signaux sur les voies d'émission et de réception sont indépendants. Dans la pratique, on doit également maintenir un fonctionnement satisfaisant lorsque la voie d'émission est reliée à la voie de réception par un trajet d'écho pouvant présenter un retard aux extrémités et un affaiblissement peu élevé. Dans ces conditions, il faut contrôler trois caractéristiques du fonctionnement dynamique. Le § 6 décrit des dispositifs d'essai appropriés pour la mesure de ces caractéristiques dont la description est donnée ci-dessous:

3.4.1 Aucun écho (fuite par le trajet d'écho) ne doit provoquer l'apparition intempestive de la position d'intervention si l'affaiblissement du trajet d'écho est peu important et si le retard aux extrémités est nul. Cet inconvénient pourrait être dû à un choix malheureux des constantes de temps du trajet de commande; il se manifesterait alors comme une apparition temporaire intempestive de la position d'intervention, ne persistant que pendant la durée du temps de maintien de l'intervention, lorsqu'un signal serait brusquement appliqué aux bornes entrées du côté réception (voir l'essai n° 7).

3.4.2 Si une protection insuffisante contre le retard aux extrémités est incorporée au suppresseur d'écho, le circuit d'intervention peut fonctionner sur le front arrière de l'écho. Ce phénomène peut se produire lors de l'interruption brusque d'un signal aux bornes d'entrée du côté réception lorsque l'affaiblissement du trajet d'écho est faible et que le retard aux extrémités est important (voir l'essai n° 7).

3.4.3 Dans certains modèles, il se peut que l'hystérésis représentée par la zone bistable V (voir la figure 6/G.164) soit trop importante par rapport à l'affaiblissement inséré dans la voie de réception. Cela peut entraîner un maintien intempestif de l'intervention par l'écho dans les conditions suivantes: un signal permanent est présent aux entrées du côté réception et est couplé aux entrées du côté émission par l'intermédiaire du trajet d'écho. Un signal d'amplitude et de durée suffisantes pour provoquer l'intervention est alors appliqué aux entrées du côté émission. Lors de l'interruption de ce signal, l'écho du signal maintient indûment la position d'intervention (voir l'essai n° 8).

TABLEAU 3/G.164

Temps de fonctionnement

Frontière	Signal initial (voir la remarque)		Signal final (voir la remarque)		Valeur recommandée (ms)	Essai n°	Excursion (voir la figure 12/G.164)	Montage utilisé pour les essais (voir la figure)	Trace sur l'oscilloscope (voir la figure)
	Emission N_E (dBm0)	Réception N_R (dBm0)	Emission N_E (dBm0)	Réception N_R (dBm0)					
Suppression X/Z	−40 −40	−40 −40	−40 −40	−25 −11	⩽ 2	4	a ⟶ b a ⟶ d	14/G.164	15/G.164
Intervention Z/V/W N_E constant	−15 −15 −15	−10 − 5 0	−15 −15 −15	−25 −25 −25	24 à 36	5	h ⟶ i g ⟶ i f ⟶ i	14/G.164	16/G.164
Intervention Z/V/W N_R constant	−40 −40	−25 −15	−19 − 9	−25 −15	Partielle: ⩽ 2 Totale: 6 à 10	6	b ⟶ k c ⟶ j	17/G.164	17/G.164

Remarque – Voir aussi le § 3.3.2.

TABLEAU 4/G.164

Temps de maintien

Frontière	Signal initial		Signal final		Valeur recommandée (ms)	Essai n°	Excursion (voir la figure 12/G.164)	Montage utilisé pour les essais (voir la figure)	Trace sur l'oscilloscope (voir la figure)
	Emission N_E (dBm0)	Réception N_R (dBm0)	Emission N_E (dBm0)	Réception N_R (dBm0)					
Suppression Z/X	−40 −40	−25 −11	−40 −40	−40 −40	24 à 36	4	b ⟶ a d ⟶ a	14/G.164	15/G.164
Intervention W/V/Z N_R constant	−19 − 9	−25 −15	−40 −40	−25 −15	Partielle: ⩽ 26 Totale: 48 à 66	6	k ⟶ b j ⟶ c	17/G.164	18/G.164

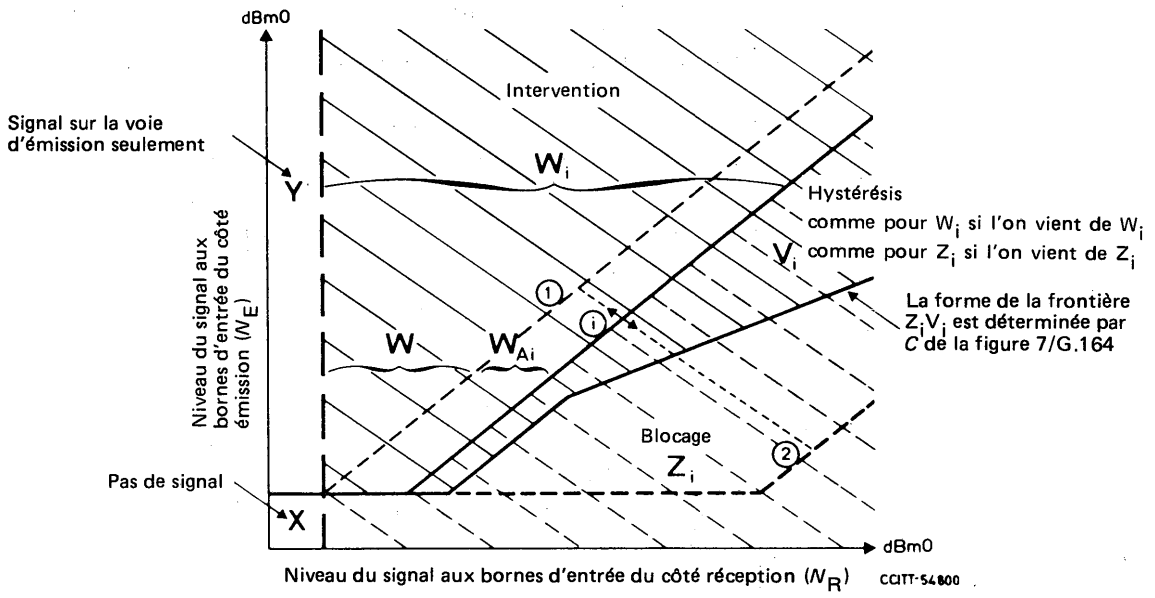
4 Caractéristiques des suppresseurs d'écho avec sensibilité différentielle d'intervention adaptable

4.1 *Dispositions du § 3*

Les dispositions du § 3 s'appliquent aux suppresseurs d'échos avec sensibilité différentielle d'intervention adaptable lorsque $a_x = 0$ (voir ci-après). Les essais 1 à 8 (voir le § 6) doivent être effectués et les conditions requises des tableaux 1 et 2 ne s'appliquent que lorsque $a_x = 0$.

4.2 *Caractéristiques de la fonction adaptable en cas d'application indépendante des signaux aux voies d'émission et de réception*

4.2.1 L'action de la fonction adaptable est expliquée ci-après à l'aide du diagramme théorique d'exploitation représenté dans la figure 10/G.164.



Remarque 1 – $W_i = W + W_{Ai}$, où W_{Ai} peut varier avec le temps.
Remarque 2 – Ligne (i) ($N_S = N_R - a_x$) peut varier entre ligne (1) ($N_S = N_R$) et ligne (2) ($N_S = N_R - a_{x\,max}$).

FIGURE 10/G.164

Diagramme explicatif du fonctionnement des suppresseurs d'écho à sensibilité différentielle fixe dans des conditions idéales

4.2.2 La fonction adaptable règle automatiquement la sensibilité différentielle par rapport à l'affaiblissement du trajet d'écho. On utilise la caractéristique d'adaptation a_x pour décrire cette modification de sensibilité, et le seuil Tvw (voir le tableau 2/G.164) devient le seuil $T_{v_iw_i}$ donné par:

$$N_R - a_x - 3 \leqslant N_E \leqslant N_R - a_x.$$

a_x est tel que pour des affaiblissements du trajet d'écho de 6 dB, il est égal à 0 et que l'équation se réduit à:

$$N_R - 3 \leqslant N_E \leqslant N_R$$

comme l'indique le tableau 2/G.164.

4.2.3 Lorsque le suppresseur d'écho est en régime de blocage (région Z_i, figure 10/G.164) la fonction adaptable provoque une convergence rapide de a_x vers la valeur de l'affaiblissement du trajet d'écho a_E moins 6 dB, c'est-à-dire:

$$a_x = N_R - N_E - 6 \text{ dB}.$$

a_x peut être quantifié par paliers d'une valeur maximale d'environ 3 dB. Dans ce cas la valeur de a_x après la convergence doit être de:

$$a_E - 9 \leqslant a_x \leqslant a_E - 6$$

sous réserve que $a_x \geqslant 0$. Cette équation doit prévaloir pour a_E jusqu'à au moins 26 dB, c'est-à-dire pour une valeur maximale de $a_{x\,max} \geqslant 20$ dB (voir le tableau 5/G.164). Le tableau 6/G.164 donne la vitesse de convergence.

TABLEAU 5/G.164

Valeur d'affaiblissement de a_x après la convergence dans l'état Z_i

Affaiblissement du trajet d'écho a_E (en dB)	a_x (dB)
$\leqslant 6$	0
7	0 à 1
8	0 à 2
9	0 à 3
10	1 à 4
.	.
.	.
x	x-9 à x-6
.	.
.	.
.	.
26	17 à 20
.	.
.	.
.	.
$a_{x\,max.} + 6$	$a_{x\,max.} - 3$ à $a_{x\,max.}$
$a_{x\,max.} + 7$	$a_{x\,max.} - 2$ à $a_{x\,max.}$
$a_{x\,max.} + 8$	$a_{x\,max.} - 1$ à $a_{x\,max.}$
$\geqslant a_{x\,max.} + 9$	$a_{x\,max.}$

TABLEAU 6/G.164

Vitesse de changement de la caractéristique d'adaptation a_x

Etats de fonctionnement (voir la figure 10/G.164)		Variations de la caractéristique d'adaptation a_x	Vitesse de changement	Essai n°
Z_i		Adaptation à l'affaiblissement de retour d'écho (augmentation ou diminution) ($a_x \rightarrow a_E - 6$ dB)	> 4 dB/s (voir la remarque 1)	10 b)
Y		La dernière valeur est mise en mémoire	–	–
W_i	W	La dernière valeur est mise en mémoire	–	–
	W_{Ai}	La dernière valeur est mise en mémoire ou ramenée à la plus petite valeur pouvant provoquer l'état de blocage	(voir la remarque 2)	10 a)
X		La dernière valeur est libérée ($a_x \rightarrow 0$ dB)	> 4 dB/s	10 c)
V_i		Comme Z_i, si l'on vient de Z_i Comme W_i, si l'on vient de W_i		

Remarque 1 – Il a été démontré que les vitesses d'adaptation sous l'effet des fréquences, la parole pour a_x d'une valeur approximative de 10 dB/s, sont subjectivement acceptables.

Remarque 2 – Si l'on diminue a_x dans la région W_{Ai}, la vitesse de changement ne devrait pas dépasser la vitesse d'adaptation de a_x dans la région Z_i.

4.2.4 Le régime d'intervention du suppresseur d'écho (région W_i) est réparti entre deux sous-régions W et W_{Ai}.

4.2.4.1 Dans la région W la dernière valeur de a_x doit être mise en mémoire.

4.2.4.2 Dans la région W_{Ai}, deux stratégies différentes sont envisageables. La première consiste à mémoriser la dernière valeur de a_x. La deuxième stratégie consiste à permettre à la valeur de a_x de tendre vers zéro. La vitesse de changement de a_x devrait être de préférence inférieure à la vitesse d'adaptation (voir la remarque 2 du tableau 6/G.164). La pratique a montré que ces deux stratégies donnent des résultats comparables lorsque le suppresseur d'écho fonctionne sous l'effet des signaux de la parole plutôt que sous l'effet d'ondes sinusoïdales d'essai.

4.2.5 Lorsqu'il n'y a aucune parole (région X), la valeur de a_x doit descendre vers zéro (voir le tableau 6/G.164).

4.2.6 L'on peut utiliser les essais 9 et 10 du § 6 pour mesurer les caractéristiques de la fonction d'adaptation.

5 Caractéristiques des dispositifs de neutralisation des suppresseurs d'écho

5.1 *Considérations générales*

Tout suppresseur d'écho devrait être muni d'un dispositif de neutralisation par tonalitéayant pour effet d'éviter l'application de l'affaiblissement de blocage et de l'affaiblissement à la réception lorsque ce suppresseur est traversé par des signaux de données ou par d'autres signaux ayant certaines fréquences spécifiées. Le dispositif de neutralisation devrait donc agir sous l'effet de certaines fréquences spécifiées, mais non sous l'effet des fréquences de la parole. Le dispositif de neutralisation par tonalité devrait détecter un signal de neutralisation qui peut être présent dans la voie d'émission ou de réception et y répondre.

5.2 *Caractéristiques de neutralisation* (voir la figure 11/G.164)

La tonalité de neutralisation transmise est à la fréquence 2100 Hz ± 15 Hz; son niveau est −12 ±6 dBm0. La fréquence de la tonalité appliquée au dispositif de neutralisation est 2100 Hz ± 21 Hz (voir la Recommandation V.21 [5]). La bande de la voie de neutralisation devrait être suffisamment large pour englober cette tonalité et éventuellement, toutes les autres tonalités de neutralisation utilisées dans des réseaux nationaux; elle devrait en outre être telle que, sous l'effet conjugué de l'action de garde et de temporisation, on dispose d'une protection suffisante contre le fonctionnement intempestif du neutralisateur sous l'action des courants de conversation. La sensibilité de la voie de neutralisation (niveau de seuil) doit être telle que le dispositif de neutralisation fonctionne pour le niveau minimal de la tonalité de neutralisation attendu. Les caractéristiques de la bande représentées sur la figure 11/G.164 rendent possible la neutralisation par la fréquence 2100 Hz aussi bien que par d'autres fréquences utilisées en Amérique du Nord. Cette figure indique que la neutralisation *doit* être possible dans la bande de 2079 à 2121 Hz tandis qu'elle *peut* l'être dans la bande de 1900 à 2350 Hz.

A la condition que seule soit utilisée sur le plan international la fréquence de neutralisation recommandée, à savoir 2100 Hz, il n'y aura pas de perturbations des équipements de signalisation. On estime que la neutralisation intempestive d'un suppresseur d'écho par une fréquence de signalisation n'est pas nuisible, puisque le suppresseur d'écho ne joue aucun rôle pendant les périodes où les fréquences de signalisation sont transmises en ligne.

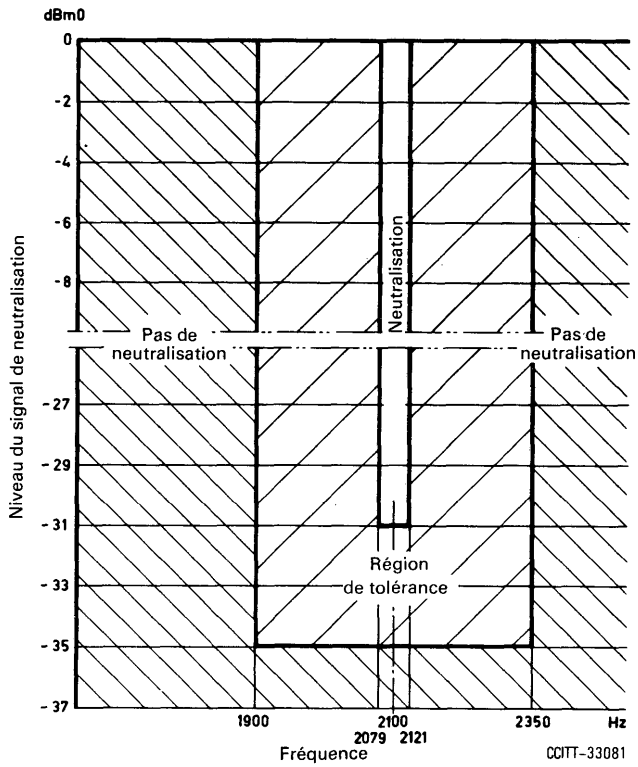


FIGURE 11/G.164

Caractéristiques requises dans la bande de neutralisation

5.3 *Caractéristiques de la bande de garde*

L'énergie contenue dans la bande des fréquences vocales à l'extérieur de la bande de neutralisation doit être utilisée pour s'opposer à la fonction de neutralisation, de manière que la parole ne provoque pas un fonctionnement intempestif du dispositif de neutralisation. La bande de garde doit être suffisamment large, et la sensibilité doit y être assez grande pour que l'énergie de la bande des fréquences vocales à l'extérieur de la bande

de neutralisation soit utilisée. La sensibilité ainsi que la forme de la bande de garde ne doivent pas être telles que le niveau maximal de bruit de circuit (au repos ou occupé) interdise la neutralisation. Dans ce qui suit, on suppose que l'on emploie un bruit blanc pour simuler les courants vocaux ainsi que le bruit de circuit. D'où la condition suivante:

Un bruit blanc (bande approximative: 300 à 3400 Hz) est appliqué au dispositif de neutralisation en même temps qu'un signal à 2100 Hz. Ce dernier est appliqué avec un niveau supérieur de 3 dB au niveau de seuil du dispositif de neutralisation pour la fréquence centrale de la bande. L'énergie du bruit blanc nécessaire pour interdire la neutralisation ne doit pas être supérieure à celle du signal à 2100 Hz et ne doit pas lui être inférieure de plus de 5 dB. Le niveau du signal à 2100 Hz étant progressivement augmenté jusqu'à 30 dB au-dessus du niveau du seuil du dispositif de neutralisation pour la fréquence centrale de la bande, le niveau d'énergie du bruit blanc nécessaire pour interdire la neutralisation doit rester inférieur à celui du signal à 2100 Hz.

5.4 *Caractéristiques de la bande de maintien de la neutralisation*

Après avoir fonctionné, le dispositif de neutralisation doit maintenir le suppresseur neutralisé pour les fréquences d'une certaine bande. La largeur de cette bande doit englober toutes les fréquences actuelles, ou envisagées pour l'avenir, de transmission de données. La sensibilité pour la libération doit être suffisante pour que la neutralisation subsiste pour les signaux de données du niveau le plus faible prévu, mais doit être telle que le dispositif de neutralisation soit libéré pour le niveau maximal de bruit de circuit (au repos ou occupé). D'où la condition suivante:

Le dispositif de neutralisation doit rester dans la position «neutralisation» pour toute onde sinusoïdale de la bande de 390 à 700 Hz d'un niveau supérieur ou égal à −27 dBm0, ou de la bande de 700 à 3000 Hz d'un niveau supérieur ou égal à −31 dBm0. Il doit se libérer en présence d'un signal quelconque de la bande de 200 à 3400 Hz de niveau inférieur ou égal à −36 dBm0.

5.5 *Temps de fonctionnement*

Ce temps doit être suffisamment long pour assurer une protection contre les périodes de silence, tout en étant inférieur à la limite de 400 ms recommandée par le CCITT. La condition à fixer est donc que le dispositif de neutralisation fonctionne dans les limites de 300 ± 100 ms après réception d'un signal de neutralisation continu dont le niveau est compris entre 0 dBm0 et celui du seuil du dispositif de neutralisation pour la fréquence centrale de la bande, majoré de 3 dB.

5.6 *Fonctionnement intempestif dû aux courants vocaux*

Il est souhaitable que les fonctionnements intempestifs du dispositif de neutralisation provoqués par les courants vocaux soient rares. A cet égard, il est normal que, pour un suppresseur d'écho monté sur un circuit en fonctionnement, les courants vocaux normaux ne puissent provoquer, en moyenne, plus de dix fonctionnements intempestifs pour 100 heures de conversation. La protection contre les silences peut être assurée par la bande de neutralisation, par l'application de la bande de garde et par le temps de fonctionnement, mais elle peut aussi être obtenue par la remise en route. C'est-à-dire que si des signaux vocaux simulant le signal de neutralisation sont interrompus, du fait des périodes qui séparent les syllabes, avant que la neutralisation ait eu lieu, le mécanisme de temporisation devrait se remettre en route. Cependant, ni une disparition momentanée ni une variation du niveau d'un véritable signal de neutralisation ne doivent remettre en route le dispositif de temporisation.

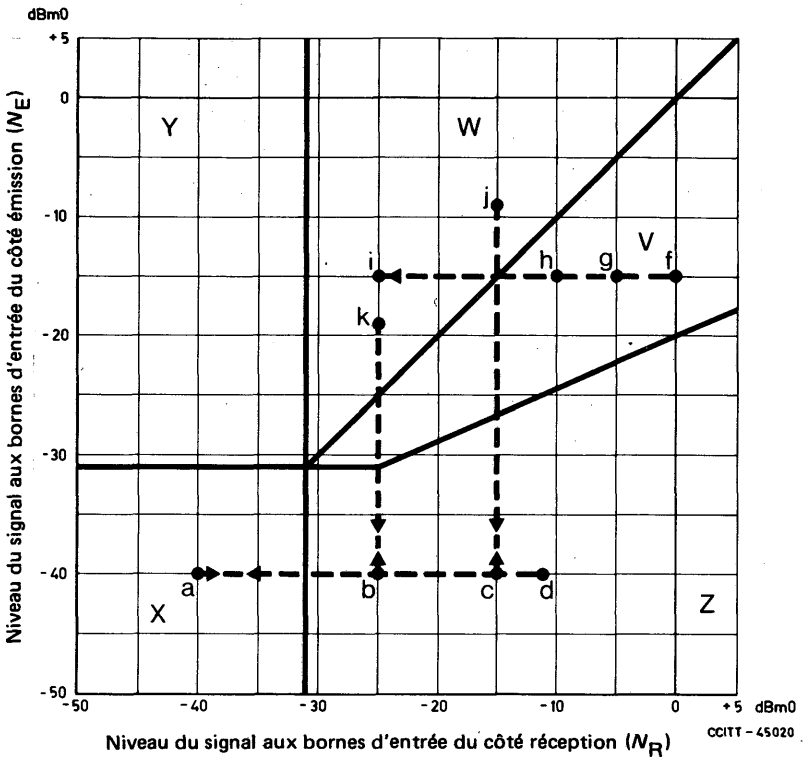
5.7 *Temps de libération*

Le dispositif de neutralisation ne doit pas se libérer pour des disparitions du signal d'une durée inférieure à la valeur recommandée par le CCITT, à savoir 100 ms. Il doit se libérer dans un délai de 250 ± 150 ms après que le niveau d'un signal situé dans la bande de maintien est tombé à au moins 3 dB au-dessous de la sensibilité maximale de maintien, de manière à ne causer qu'un minimum de dégradation en cas de neutralisation accidentelle par les courants vocaux.

6 Méthodes d'essai à mettre en œuvre pour mesurer les principales caractéristiques de fonctionnement des suppresseurs d'écho

6.1 *Considérations générales*

6.1.1 Un suppresseur d'écho auquel on applique des signaux sinusoïdaux aux bornes d'entrée d'émission et de réception se trouve dans l'un des états qui dépend des niveaux relatifs de ces deux signaux. Toute combinaison des niveaux des deux signaux d'entrée peut être représentée par un point d'un diagramme typique de fonctionnement (voir par exemple, la figure 12/G.164). Chaque zone de ce diagramme correspond, en régime permanent, à un état particulier, caractérisé par les affaiblissements dans les deux voies de conversation et par l'organisation interne de sa logique.



Remarque – Les frontières ci-contre sont typiques. La frontière inférieure de la région V correspond au cas de la valeur maximale admise pour l'affaiblissement *C* sur la figure 7/G.164.

FIGURE 12/G.164

Diagramme de fonctionnement représentant les niveaux utilisés lors des essais dynamiques

(voir les tableaux 3/G.164 et 4/G.164)

6.1.2 Les essais décrits dans la présente Recommandation supposent l'emploi de signaux d'essai analogiques. Dans le cas des suppresseurs d'écho du type C, il faudra recourir à des codecs conformes aux spécifications de la Recommandation G.712 [3] pour l'interface entre le suppresseur d'écho et l'équipement d'essai analogique. Si les essais sont effectués sur des suppresseurs d'écho des types C et D, il convient de tenir compte de temps de propagation supplémentaire dû aux codecs lorsqu'on mesure les temps de fonctionnement par observation des signaux de sortie. De plus, dans les mesures de niveau, il convient de tenir compte des tolérances à prévoir pour les codecs. Les fréquences qui sont des sous-multiples de la fréquence d'échantillonnage risquent de fausser les résultats; elles devraient être évitées dans ces essais. Il est à noter que si un filtrage extérieur est nécessaire pour répondre aux conditions spécifiées au § 3.2.4.2, il doit être inclus lorsque les essais sont effectués.

6.1.3 On spécifie les caractéristiques *statiques* d'un suppresseur d'écho en indiquant les frontières entre les zones ainsi que les affaiblissements des deux voies de conversation lorsque les signaux passent lentement d'un point situé dans une zone à un point situé dans une autre.

On spécifie les caractéristiques dynamiques des suppresseurs d'écho à sensibilité différentielle fixe et à sensibilité différentielle adaptative en précisant le temps qui s'écoule lorsqu'un signal passe brusquement d'un point situé dans une zone à un point situé dans une deuxième zone avant que l'état correspondant à cette dernière soit établi.

Toutes les caractéristiques propres aux suppresseurs d'écho avec sensibilité différentielle adaptable sont mesurées d'un point de vue dynamique.

Les différents essais décrits au § 6 sont récapitulés au tableau 7/G.164.

TABLEAU 7/G.164

Essais recommandés pour les suppresseurs d'écho

Essai n°	Caractéristiques mesurées	Schéma de principe (figure)	Trace sur l'oscilloscope (figure)	Type de suppresseur d'écho: N non adaptable, A adaptable
1	Seuil de blocage et affaiblissement	13/G.164	–	N, A
2	Seuil Y/W et affaiblissement à la réception	13/G.164	–	N, A
3	Sensibilité différentielle pour l'intervention	13/G.164	–	N, A
4	Temps de fonctionnement et de maintien pour le blocage	14/G.164	15/G.164	N, A
5	Intervention, N_E constant	14/G.164	16/G.164	N, A
6	Intervention partielle et intervention totale, N_R constant	17/G.164	18/G.164	N, A
7	Protection contre l'intervention intempestive	19/G.164	–	N, A
8	Essai pour l'excès d'hystérésis	20/G.164	21/G.164	N, A
9	Sensibilité différentielle d'intervention adaptable	22/G.164	23/G.164	A
10	a) Vitesse de diminution de a_x dans l'état W_{Ai} b) Vitesse d'augmentation de a_x dans l'état Z_i c) Vitesse de libération de a_x dans l'état X	22/G.164 25/G.164 27/G.164	24/G.164 26/G.164 28/G.164	A

6.1.4 La description du montage d'essai présenté ici indique une méthode possible pour l'application des signaux d'essai appropriés. D'autres techniques de génération de ces signaux (par exemple, emploi de générateurs de signaux sinusoïdaux pour l'émission et la réception) peuvent être employées. Bien que la fréquence d'essai soit nominalement de 1000 Hz, il faut utiliser une fréquence comprise entre 1004 et 1020 Hz pour éviter les sous-multiples de la fréquence d'échantillonnage.

6.2 *Mesure des caractéristiques statiques*

Les caractéristiques statiques que l'on mesure sont les affaiblissements dans les voies d'émission et de réception ainsi que les niveaux de seuil entre zones (tableaux 1/G.164 et 2/G.164). Le matériel nécessaire est le suivant:

- un oscillateur avec une impédance de sortie symétrique de 600 ohms;
- deux lignes d'affaiblissement symétriques de 600 ohms;
- un circuit mélangeur de 600 ohms;
- deux hypsomètres avec une impédance d'entrée symétrique de 600 ohms.

Le montage est représenté à la figure 13/G.164.

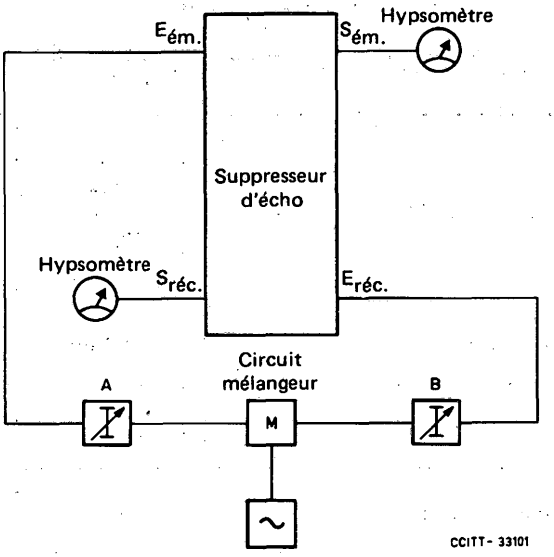


FIGURE 13/G.164

Montage réalisé pour la mesure des caractéristiques statiques (Essais 1, 2 ou 3)

6.2.1 *Essai n° 1 – Seuil de blocage et affaiblissement de blocage*

1) Accorder l'oscillateur sur 1000 Hz (pour les tolérances, voir le § 6.1.4).
2) Régler les lignes d'affaiblissement A et B de manière que $N_E = N_R = -40$ dBm0.
3) On notera qu'aucun affaiblissement n'est introduit dans les voies d'émission et de réception. Conditions exigées: voir le tableau 1/G.164 (Région X).
4) Augmenter N_R jusqu'à ce que le blocage se produise; noter la valeur de N_R ainsi que l'affaiblissement de blocage. Condition exigée: $33 \leqslant (N_R = Txz) \leqslant -29$ dBm0 (voir le tableau 2/G.164).
5) Diminuer N_R jusqu'à ce que le blocage disparaisse; noter la valeur de N_R. Condition exigée: $Txz - 3 \leqslant N_R \leqslant Txz$ (voir le tableau 2/G.164).
6) Accorder l'oscillateur sur les fréqwuences appropriées afin de vérifier que les limites indiquées dans la figure 8/G.164 sont respectées et répéter les opérations 2 à 5.

6.2.2 *Essai n° 2 – Seuil Y/W et affaiblissement à la réception dans l'état d'intervention*

1) Accorder l'oscillateur sur 1000 Hz (pour les tolérances, voir le § 6.1.4).
2) Régler la ligne d'affaiblissement A de manière que $N_E = +3$ dBm0.
3) Régler la ligne d'affaiblissement B de manière que N_R varie entre -40 dBm0 $\leqslant N_R \leqslant N_E$. On observe le fonctionnement aux frontières indiquées dans la figure 7/G.164, en surveillant la différence des valeurs de N_R entre l'entrée et la sortie, qui est égale à l'affaiblissement C. Le seuil Y/W correspond à $C > 0$ dB.

   Remarque – Noter les valeurs de C en fonction de N_R en vue de leur emploi dans l'essai n° 3, opération 5.

6.2.3 *Essai n° 3 – Sensibilité différentielle pour l'intervention*

1) Accorder l'oscillateur sur 1000 Hz (pour les tolérances, voir le § 6.1.4).
2) Régler la ligne d'affaiblissement A de manière que $N_E = -40$ dBm0.
3) Régler la ligne d'affaiblissement B de manière que $N_R = -26{,}5$ dBm0.
4) Augmenter N_E jusqu'à ce que le blocage disparaisse et que l'affaiblissement soit inséré dans la voie de réception; noter la valeur de N_E. Condition exigée: voir Tvw, tableau 2/G.164.

5) Diminuer N_E jusqu'à ce que le blocage se produise et que l'affaiblissement soit supprimé de la voie de réception; noter la valeur de N_E. Condition exigée; voir *Tvz*, tableau 2/G.164.

6) Augmenter N_R par bonds appropriés jusqu'à +3 dBm0 et répéter les opérations 4 et 5.

7) Accorder l'oscillateur sur les fréquences appropriées afin de vérifier que les limites indiquées sur la figure 9/G.164 sont respectées et répéter les opérations 2 à 6.

6.3 *Mesure des caractéristiques dynamiques lorsque N_E et N_R sont appliqués indépendamment*

Les caractéristiques dynamiques que l'on mesure sont les temps de fonctionnement et de maintien pour le blocage et pour l'intervention (tableaux 3/G.164 et 4/G.164). Le matériel nécessaire est le suivant:

- un oscillateur avec impédance de sortie symétrique de 600 ohms, accordé sur 1000 Hz;
- trois lignes d'affaiblissement symétriques de 600 ohms;
- trois circuits mélangeurs de 600 ohms;
- deux générateurs d'impulsions de tonalité dont les périodes de passage de la tonalité et d'arrêt doivent chacune être de durée variables, de manière indépendante, entre zéro et au moins 200 ms et qui puissent être maintenus dans l'un ou l'autre état par réglage manuel. Les impédances d'entrée et de sortie doivent être de 600 ohms dans les deux états. L'un des générateurs d'impulsions de tonalité est commandé par l'autre et comporte une temporisation de 100 ms, si bien qu'il laisse passer la tonalité 100 ms après l'autre;
- deux résistances terminales de 600 ohms;
- un oscilloscope à double faisceau, de préférence avec écran à longue persistance.

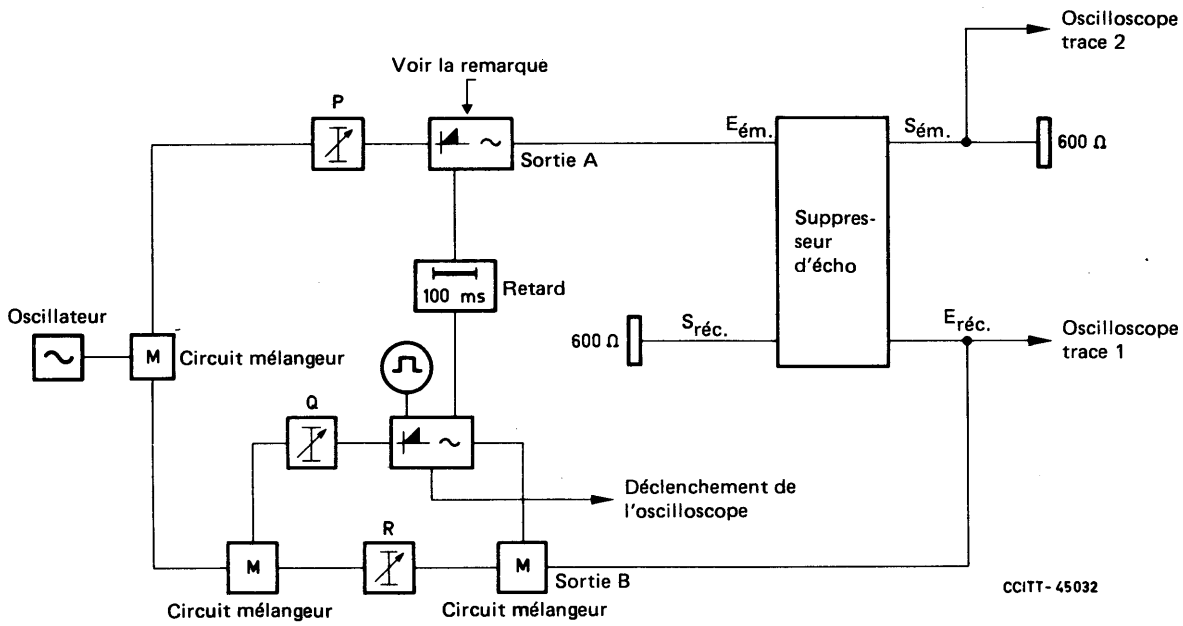
Remarque – Il est à noter que si les durées des périodes de passage ou d'arrêt de la tonalité ne sont pas indiquées, on prend la valeur de 200 ms pour l'une et l'autre. On se reportera aux tableaux 3/G.164 et 4/G.164 pour voir quelles sont les conditions exigées pour les essais n°s 4, 5 et 6.

6.3.1 *Essais dans lesquels N_E est maintenu constant*

6.3.1.1 *Essai n° 4 – Temps de fonctionnement et de maintien pour le blocage*

1) Régler les lignes d'affaiblissement P, Q et R (figure 14/G.164) de manière à obtenir les valeurs de N_R et N_E indiquées dans les tableaux 3/G.164 et 4/G.164.

2) Lire les temps comme indiqué sur la figure 15/G.164.



Remarque – Pour les temps de fonctionnement et de maintien pour le blocage, le modulateur est maintenu à l'état conducteur.

FIGURE 14/G.164

Montage réalisé pour la mesure des caractéristiques dynamiques avec N_E constant [Suppression (essai 4) et Intervention (essai 5)]

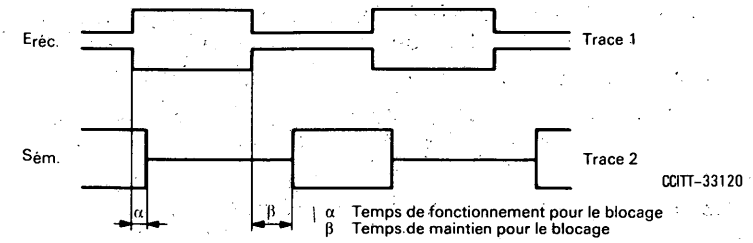


FIGURE 15/G.164

Trace de l'oscilloscope pour les temps de fonctionnement et de maintien pour le blocage

6.3.1.2 *Essai n° 5 — Temps de fonctionnement pour l'intervention avec N_E constant*

Dans cet essai, on diminue N_R tandis que N_E est maintenu constant et l'on mesure le temps de fonctionnement pour l'intervention. Comme il est difficile de mesurer le maintien de l'intervention lorsque N_E est constant (par suite de la difficulté d'assurer un retour à l'état Z), il n'est pas possible d'établir la distinction entre intervention partielle et intervention totale. Ce phénomène n'est pas considéré comme important dans le cas de l'intervention de N_E constant.

1) Régler les lignes d'affaiblissement P, Q et R de la figure 14/G.164 de façon à obtenir les valeurs de N_R et de N_E indiquées au tableau 3/G.164.
2) Lire les temps comme indiqué sur la figure 16/G.164.

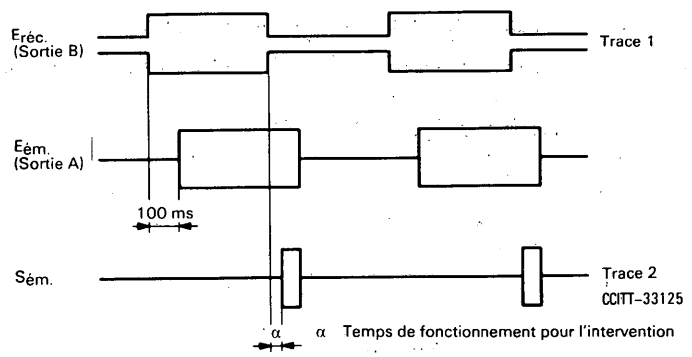


FIGURE 16/G.164

Trace pour le temps de fonctionnement pour l'intervention avec N_E constant

6.3.2 *Essai dans lequel N_R est maintenu constant*

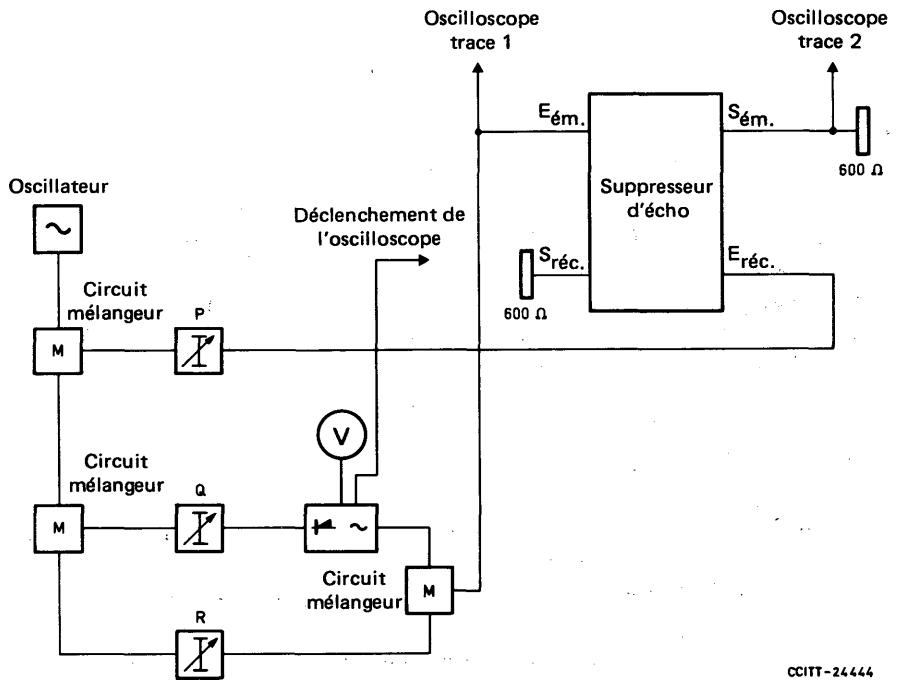
6.3.2.1 *Essai n° 6 — Temps de fonctionnement et de maintien pour l'intervention partielle et totale avec N_R constant*

Le matériel requis est le même que pour les essais n°s 4 et 5, avec le montage de la figure 17/G.164. Dans cet essai, N_R est maintenu constant, N_E est augmenté, et on mesure les temps de fonctionement et de maintien pour l'intervention partielle et l'intervention totale. Dans l'essai réalisé pour l'étude de l'intervention partielle et l'intervention totale, le temps pendant lequel N_E est dans l'état de passage de tonalité doit varier.

1) Accorder l'oscillateur sur 1000 Hz (pour les tolérances, voir le § 6.1.4).
2) Régler la ligne d'affaiblissement P de la figure 17/G.164 de manière à obtenir $N_R = -25$ dBm0.
3) Régler les lignes d'affaiblissement Q et R de la figure 17/G.164 de manière à obtenir $N_E = -40$ dBm0 dans l'état d'arrêt et $N_E = -19$ dBm0 dans l'état de passage de tonalité.
4) En commençant avec une durée de 0 ms pour l'état de passage de N_E, augmenter la durée de l'état de passage jusqu'à ce que l'intervention partielle se produise. L'intervention partielle se caractérise par des temps de fonctionnement et de maintien courts indiqués dans les tableaux 3/G.164 et 4/G.164. Observer les traces de l'oscilloscope représentées sur la partie a) de la figure 18/G.164 pour obtenir une définition des temps.

5) Continuer à augmenter la durée de N_E jusqu'à l'intervention totale, caractérisée par les temps de fonctionnement et de maintien prolongés indiqués aux tableaux 3/G.164 et 4/G.164. Observer les traces de l'oscilloscope représentées sur la partie b) de la figure 18/G.164 pour obtenir une définition des temps.

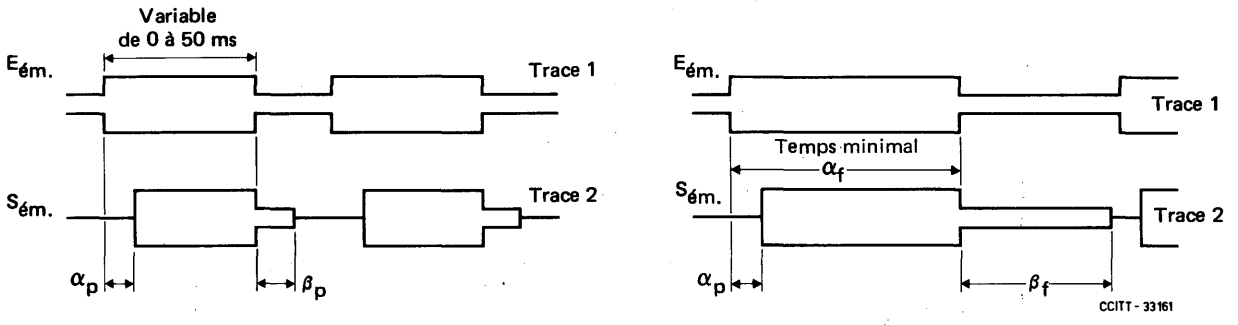
6) Répéter les opérations 3 à 5 pour d'autres paires de niveaux indiquées dans les tableaux 3/G.164 et 4/G.164. Noter que pour toutes les valeurs de $N_R > -26{,}5$ dBm0 et N_E passant d'une valeur inférieure au seuil à une valeur supérieure à N_R, une intervention partielle et une intervention totale doivent se produire.



Remarque – L'élément réglable V permet de faire varier séparément les temps de passage et d'arrêt de la tonalité du générateur d'impulsions de 0 à 100 ms.

FIGURE 17/G.164

Montage réalisé pour la mesure des caractéristiques dynamiques avec N_R constant [intervention, Z/V/W, (essai 6)]



α_p Temps de fonctionnement pour l'intervention partielle

β_p Temps de maintien pour l'intervention partielle

a) Intervention partielle

α_f Temps de fonctionnement pour l'intervention totale. Ce temps est la durée minimale de $N_E > N_R$ tout juste nécessaire pour obtenir la caractéristique β_f (temps de maintien prolongé) pour l'intervention totale.

β_f Temps de maintien pour l'intervention totale.

b) Intervention totale

FIGURE 18/G.164

Trace pour les temps de fonctionnement et de maintien pour l'intervention partielle et l'intervention totale, avec N_R constant

6.4 *Mesure du fonctionnement du suppresseur d'écho lorsque les bornes d'entrée du côté émission ($E_{ém.}$) sont reliées aux bornes de sortie du côté réception ($S_{réc.}$) avec un trajet d'écho pouvant comporter un retard et un affaiblissement*

L'objet de cette mesure est d'étudier le comportement du suppresseur du point de vue d'une intervention intempestive provoquée par le retour de l'écho.

6.4.1 *Essai n° 7 – Intervention intempestive*

Le montage est celui de la figure 19/G.164 et le matériel nécessaire est le suivant:

- un oscillateur avec une impédance de sortie symétrique de 600 ohms,
- trois lignes d'affaiblissement symétriques de 600 ohms,
- une résistance terminale de 600 ohms,
- deux circuits mélangeurs de 600 ohms,
- un générateur d'impulsions de tonalité,
- un dispositif à retard réglable de 0 à 24 ms dans la gamme des fréquences vocales,
- un oscilloscope à double faisceau.

1) Accorder l'oscillateur sur 1000 Hz et régler le dispositif à retard pour un retard nul (pour les tolérances, voir le § 6.1.4).
2) Régler la ligne d'affaiblissement X telle que l'affaiblissement total du trajet d'écho (*a-t-b*)soit égal à la différence entre les niveaux d'essai sur les voies de réception et d'émission, majorée de 6 dB.
3) Régler la ligne d'affaiblissement Y de telle manière que le signal d'arrêt soit de −26 dBm0.
4) Régler la ligne d'affaiblissement Z de telle manière que le signal de passage soit de −20 dBm0.
5) Lorsque le signal d'impulsion est appliqué aux bornes d'entrées du côté réception ($E_{réc}$), vérifier l'absence de tout signal de la trace 2 de l'oscilloscope, ce qui prouve que le fonctionnement est correct.
6) Diminuer la valeur de l'affaiblissement de X jusqu'à ce que l'intervention se produise et noter que la diminution de l'affaiblissement du trajet d'écho n'est pas inférieure à 2 dB.
7) Répéter les opérations 4, 5 et 6 avec des signaux aux bornes d'entrée du côté réception de −10 dB et de 0 dBm0 lorsque le générateur d'impulsions est à la position «passage de tonalité».
8) Répéter les opérations 2, et 4 à 7 avec les signaux aux bornes d'entrée du côté réception de −40 dBm0 lorsque le générateur d'impulsions est à la position «arrêt de tonalité».
9) Répéter les opérations 2 à 8 jusqu'à ce que le retard soit de 24 ms.

Noter que l'intervention intempestive ne doit se produire pour aucun couple de niveaux des signaux qui constituent les impulsions aux bornes d'entrée du côté réception, le retard étant réglé à une valeur pouvant atteindre 24 ms et l'affaiblissement du trajet d'écho à 6 dB ou plus.

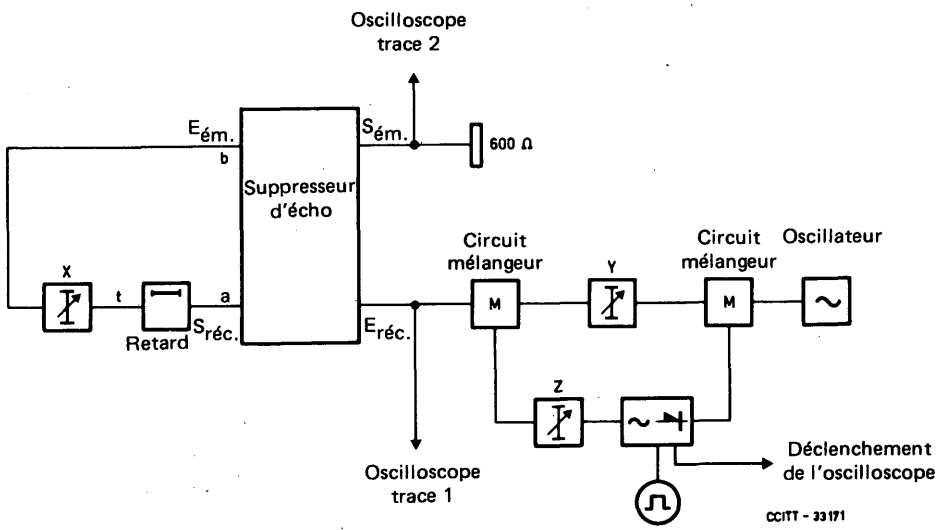


FIGURE 19/G.164

Montage réalisé pour étudier l'intervention intempestive

6.4.2 *Essai n° 8 – Maintien intempestif de l'intervention dû à un excès d'hystérésis*

Le montage est celui de la figure 20/G.164 et le matériel est le suivant:

- un oscillateur avec une impédance de sortie symétrique de 600 ohms;
- trois lignes d'affaiblissement symétriques de 600 ohms;
- deux circuits mélangeurs de 600 ohms;
- une résistance terminale de 600 ohms;
- un générateur d'impulsions de tonalité;
- un amplificateur servant de séparateur;
- un oscilloscope à double faisceau.

1) Accorder l'oscillateur sur 1000 Hz (pour les tolérances, voir le § 6.1.4).
2) Régler la ligne d'affaiblissement Q de manière que l'affaiblissement du trajet entre les bornes $S_{réc}$ et les bornes $E_{ém.}$ soit égal à la différence entre les niveaux d'essai en ces points, majorée de 6 dB.
3) Régler la ligne d'affaiblissement R de manière que $N_R = -28$ dBm0.
4) Régler la ligne d'affaiblissement P de manière que $N_E = (N_R + 3)$ dBm0.
5) Vérifier que le signal sur la trace 2 de l'oscilloscope (figure 21/G.164) est convenable, ce qui prouve l'absence de tout maintien intempestif de l'intervention.
6) Répéter les opérations 3 à 5 pour $N_R = -16$ dBm0 et $N_R = 0$ dBm0.

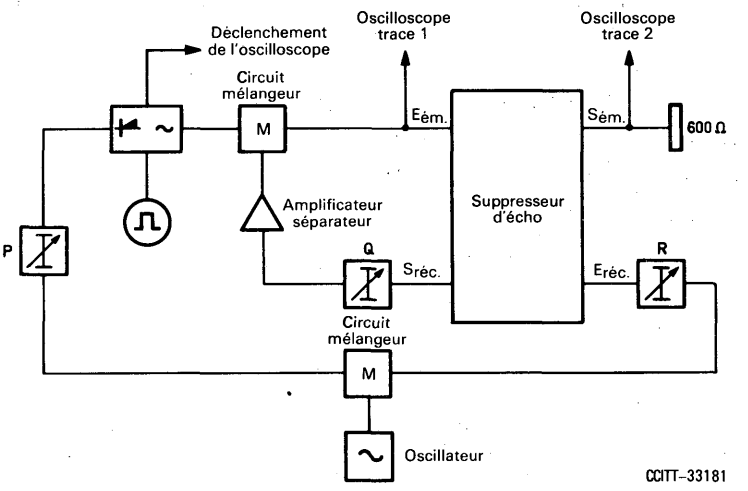


FIGURE 20/G.164

Montage réalisé pour étudier le maintien intempestif de l'intervention dû à un excès d'hystérésis

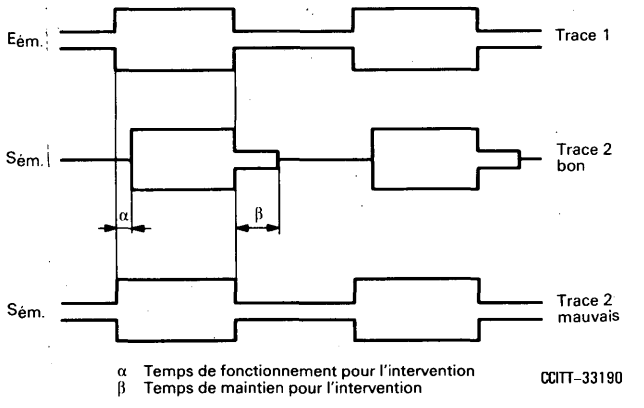


FIGURE 21/G.164

Traces obtenues en cas de maintien intempestif de l'intervention dû à un excès d'hystérésis

6.5 *Mesures des caractéristiques dynamiques spécifiques des suppresseurs d'écho à intervention adaptable*

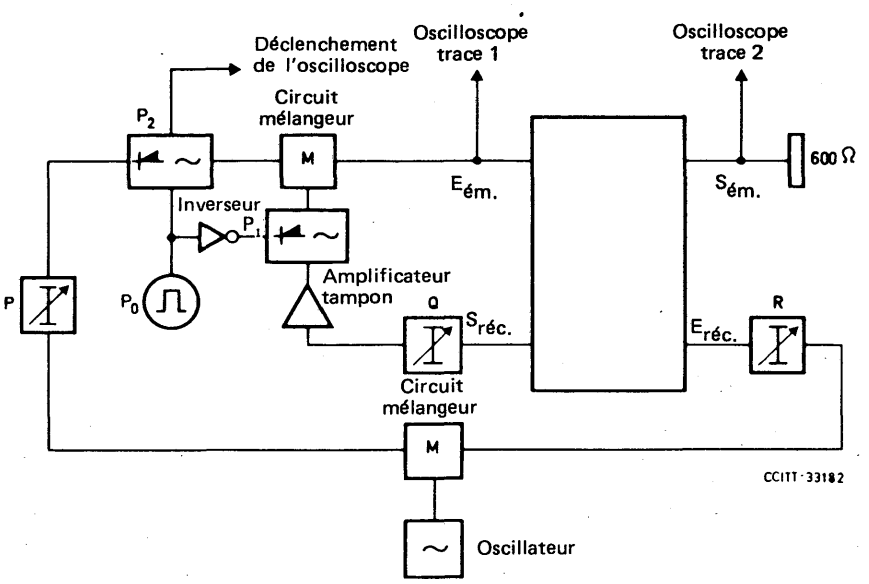
6.5.1 *Essai n° 9 – Sensibilité différentielle d'intervention adaptable*

Le montage est celui de la figure 22/G.164. Le matériel nécessaire est le suivant:

- un oscillateur avec une impédance symétrique de 600 ohms;
- trois lignes d'affaiblissement symétriques de 600 ohms;
- une résistance terminale de 600 ohms;
- deux circuits mélangeurs de 600 ohms;
- deux générateurs d'impulsion de tonalité avec une période pouvant aller jusqu'à 10 secondes;
- un inverseur;
- un amplificateur (utilisé utilisé comme mémoire tampon);
- un oscilloscope à double faisceau.

1) Accorder l'oscillateur sur 1000 Hz (pour les tolérances, voir le § 6.1.4);
2) régler la ligne d'affaiblissement R de telle façon que $N_R = 0$ dBm0;
3) régler la ligne d'affaiblissement Q de telle manière que l'affaiblissement entre la sortie du côté réception et l'entrée du côté émission soit égal à la différence entre les niveaux d'essai en ces points, majorée de 6 dB ($a_E = 6$ dB);
4) après avoir dans un premier temps fixé la ligne d'affaiblissement P à au moins 55 dB, réduire P pour augmenter N_E jusqu'à ce que l'état de blocage soit éliminé. Vérifier sur la trace 2 de l'oscilloscope (voir la figure 23/G.164) que $T_{v_i w_i}$ satisfait à $N_E - a_E + 3 < N_E < N_R - a_E + 6$;
5) répéter les opérations 2 à 4 pour $N_R = -8$ dBm0;
6) répéter les opérations 2 à 4 pour $N_R = -15$ dBm0;
7) répéter les opérations 2 à 6 pour $a_E = 15$ dB;
8) répéter les opérations 2 à 5 pour $a_E = 24$ dB;
9) répéter les opérations 2 à 4 pour $a_E = 26$ dB.

Explication: L'essai n° 9 sert à contrôler que la portée minimale de a_x est d'au moins 20 dB ($a_{x\,max} > 20$ dB).

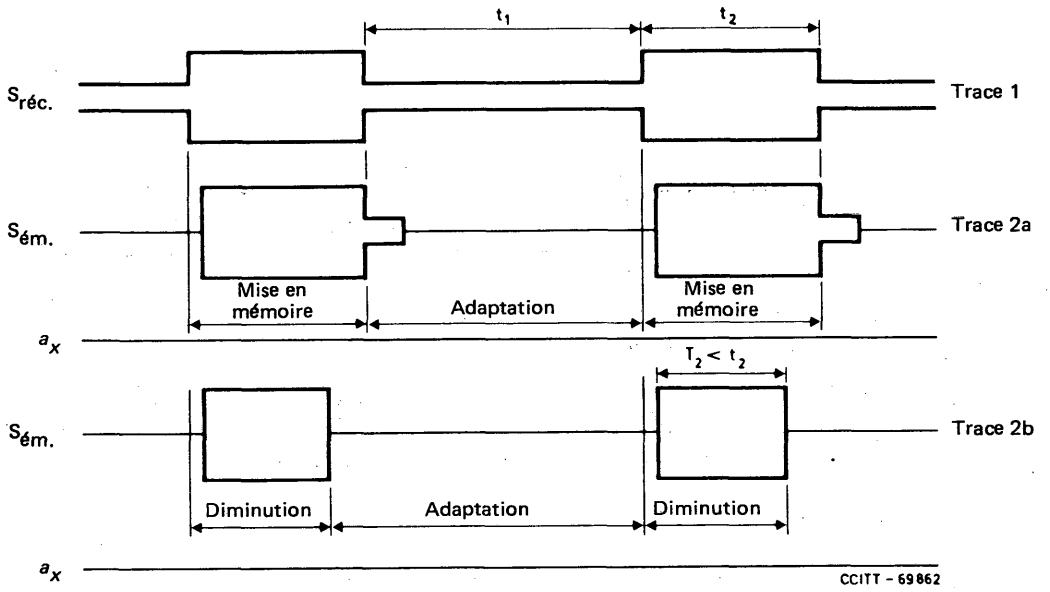


Remarque 1 – $P_0 = P_2 = \overline{P}_1$ (relation entre les signaux P_0, P_1 et P_2).

Remarque 2 – Ce diagramme peut également servir dans l'essai n° 10 a). Voir le § 6.5.2.1.

FIGURE 22/G.164

Montage réalisé en vue de la mesure de la sensibilité différentielle d'intervention adaptable et de la vitesse de décroissement de a_x dans la zone W_{Ai}



Remarque 1 – Commencer par régler t_1 sur 5 secondes et t_2 sur 1 seconde environ.

Remarque 2 – On peut utiliser une valeur de t_1 plus petite, en fonction de la vitesse d'augmentation et de l'amplitude de variation de a_x dans l'état Z_i.

Remarque 3 – Deux variantes de la trace 2 sont possibles:

a) pour a_E = 6 dB, le temps de maintien pour l'intervention «β» (voir la figure 21/G.164) doit être observé après la transition W/Z (trace 2a);

b) pour a_E > 6 dB, le temps «β» doit être observé après la transition W_{Ai}/Z_i si a_x est stocké (trace 2a) dans l'état W_{Ai} (voir le tableau 6/G.164) mais pas si a_x est diminué et si la durée t_2 est suffisamment longue (trace 2b).

FIGURE 23/G.164

Traces pour la mesure de la sensibilité différentielle d'intervention adaptative

6.5.2 *Essai n° 10 – Mesure de la vitesse de modification de a_x*

6.5.2.1 *Mesure de la vitesse de diminution de a_x dans l'état W_{Ai}, essai n° 10 a*

Le montage (figure 22/G.164) et l'équipement nécessaire sont les mêmes que pour l'essai n° 9.

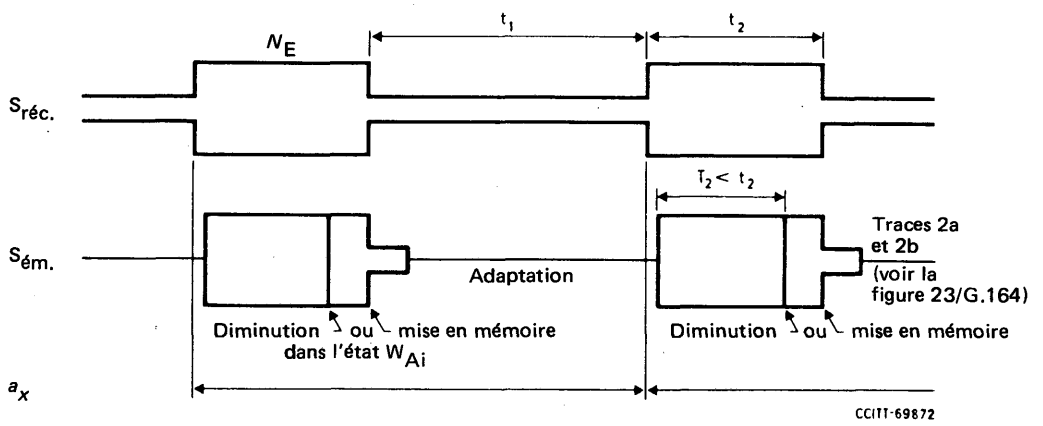
1) Accorder l'oscillateur sur 1000 Hz (pour les tolérances, voir le § 6.1.4).
2) Régler la ligne d'affaiblissement R de manière que N_R = 0 dBm0.
3) Régler la ligne d'affaiblissement Q de manière que a_E = 20 dB [après convergence dans l'état Z_i, a_x doit être égal à 14 dB nominalement (a_{xC})].
4) A l'aide de la ligne d'affaiblissement P, augmenter N_E jsuqu'à ce que le blocage disparaisse et que l'affaiblissement C soit inséré dans le trajet de réception (voir la figure 7/G.164). Vérifier que $T_{v_i w_i}$ satisfait $-17 \leqslant N_E \leqslant -14$ (dBm0).
5) Répéter l'opération 4 pour obtenir les traces de la figure 24/G.164. Si l'intervention s'écoule (fin de T_2) avant la fin de t_2, le suppresseur d'écho fait dimineur a_x dans la zone W_{Ai}. Mesurer alors T_2.
6) La fin de l'intervention se produit lorsque a_x a atteint le niveau de seuil a_{xE} où

$$N_R - C - N_E - 3 \leqslant a_{xE} \leqslant N_R - C - N_E$$

Vérifier que la vitesse de diminution théorique de a_x dans l'état W_{Ai} est donnée par

$$V = \frac{a_{xC} - a_{xE}}{T_2} \text{ dB/s}$$

où a_{xC} = 14 dB.



Remarque 1 – t_1 pourrait atteindre une durée d'environ 3,5 secondes suivant la vitesse d'augmentation de a_x dans l'état Z_i.
Remarque 2 – La vitesse de diminution de a_x dans l'état W_{Ai} peut être très lente. Il peut être nécessaire d'augmenter t_2 pour pouvoir observer la forme de la trace 2b.

FIGURE 24/G.164

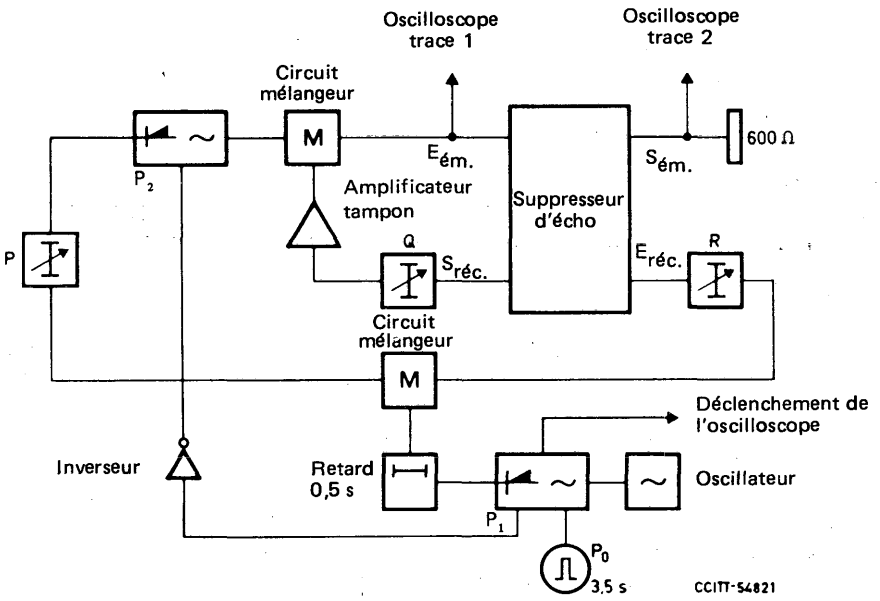
Traces pour la mesure de la vitesse de diminution de a_x dans l'état W_{Ai}

6.5.2.2 *Mesure de la vitesse d'augmentation de a_x dans l'état Z_i (voir les figures 25/G.164 et 26/G.164), essai n° 10 b*

Le montage est indiqué dans la figure 25/G.164 et l'équipement nécessaire est le suivant:

- un oscillateur avec impédance symétrique de 600 ohms,
- trois lignes d'affaiblissement symétriques de 600 ohms,
- deux circuits mélangeurs de 600 ohms,
- une résistance terminale de 600 ohms,
- deux générateurs d'impulsions de tonalité ayant une période réglable allant jusqu'à 10 secondes,
- un inverseur,
- un amplificateur (utilisé comme mémoire tampon),
- un dispositif retard audiofréquence d'une durée de 500 mS,
- un oscilloscope à double faisceau.

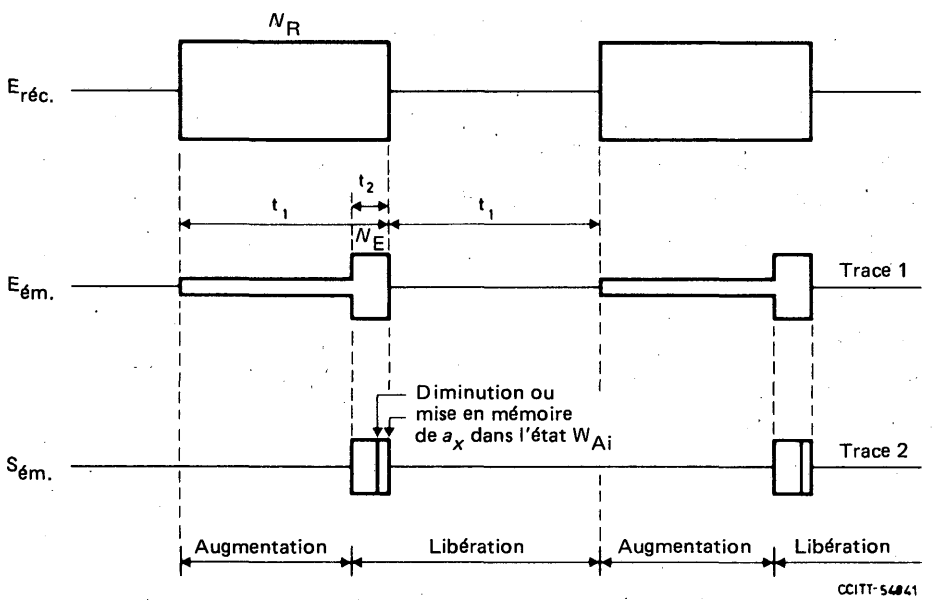
1) Accorder l'oscillateur sur 1000 Hz (pour les tolérances, voir le § 6.1.4)
2) Régler la ligne d'affaiblissement R de manière que $N_R = 0$ dBm0
3) Régler la ligne d'affaiblissement Q de manière que $a_E = 20$ dB
4) Régler la ligne d'affaiblissement P de manière que $N_E = -12$ dBm0
5) Régler la période du cycle «fermé» et «ouvert» de la tonalité de P_0 sur 3,5 secondes
6) Vérifier que les temps t_1 et t_2 sont respectivement égaux à 3,5 et 0,5 secondes
7) Vérifier que l'intervention se produit sur la trace 2 de l'oscilloscope (voir la figure 26/G.164).



Remarque – $P_0 = P_1 = \overline{P_2}$ (relation entre les signaux P_0, P_1 et P_2).

FIGURE 25/G.164

Montage pour mesurer la vitesse d'augmentation de a_x à l'état Z_i



Remarque – Les deux traces sont possibles, selon l'algorithme utilisé à l'état W_{Ai}.

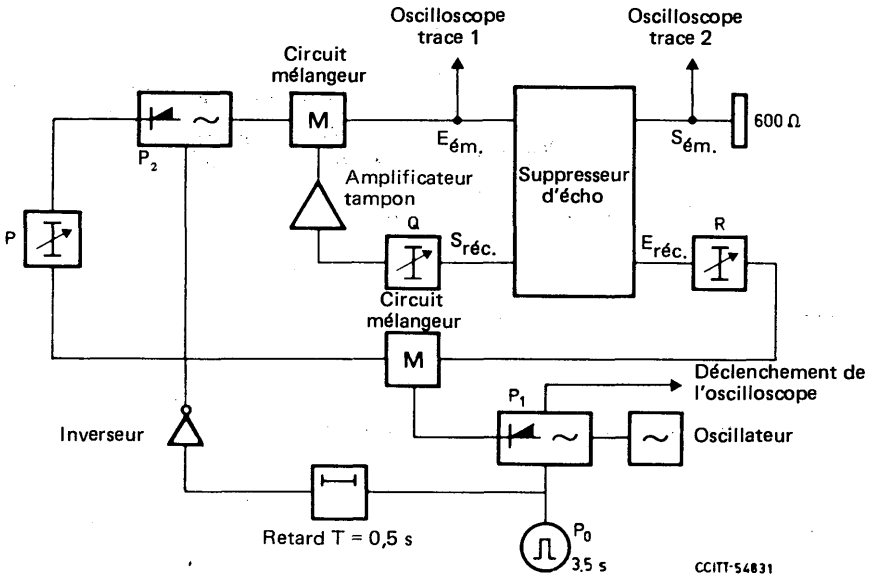
FIGURE 26/G.164

Traces pour mesurer la vitesse d'augmentation de a_x à l'état Z_i

6.5.2.3 *Mesure de la vitesse de libération de a_x dans l'état X (voir les figures 27/G.164 et 28/G.164), essai n° 10 c*

Le schéma de montage est indiqué dans la figure 27/G.164; l'équipement nécessaire est le même que pour l'essai n° 10 b.

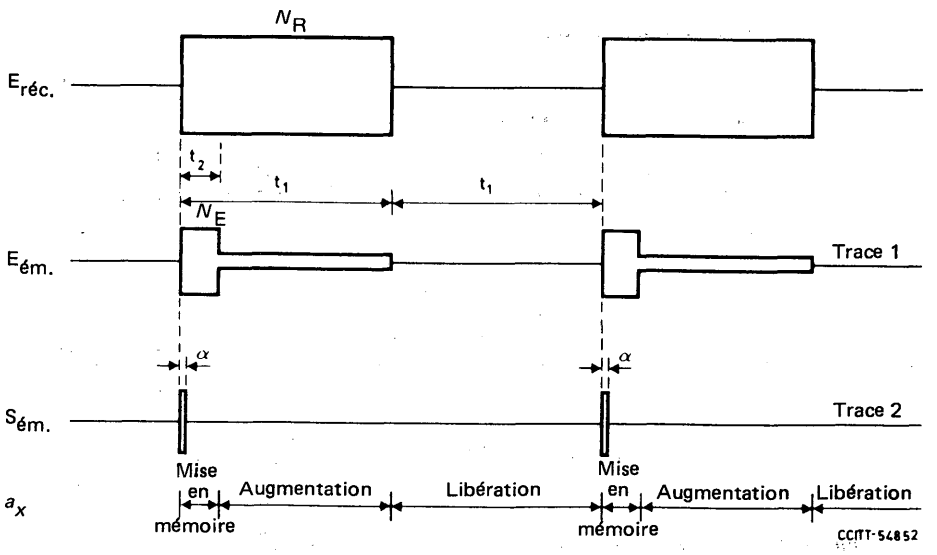
1) Accorder l'oscillateur sur 1000 Hz (pour les tolérances, voir le § 6.1.4).
2) Régler la ligne d'affaiblissement Q de manière que $a_E = 20$ dB.
3) Régler la ligne d'affaiblissement R de manière que $N_R = 0$ dBm0.
4) Régler la ligne d'affaiblissement P de manière que $N_E = -12$ dBm0.
5) Régler la période du cycle «fermé» et «ouvert» de la tonalité de P_0 sur 3,5 secondes.
6) Vérifier que les temps t_1 et t_2 sont respectivement égaux à 3,5 et à 0,5 secondes.
7) Vérifier que l'intervention se produit sur la trace 2 de l'oscilloscope.



Remarque – $P_0 = P_1$; $P_2 = \overline{P_1 \times \delta(T)}$ (relation entre les signaux P_0, P_1 et P_2).

FIGURE 27/G.164

Montage pour mesurer la vitesse de libération de a_x à l'état X



Remarque – La présence éventuelle de N_E en sortie pendant $\alpha < 2$ ms n'influe pas sur le résultat de l'essai.

FIGURE 28/G.164

Traces pour mesurer la vitesse de libération de a_x à l'état X

Références

[1] Recommandation du CCITT *Suppresseurs d'écho pour circuits à temps de propagation court ou long*, Livre orange, tome III, Rec. G.161, UIT, Genève, 1977.

[2] Recommandation du CCITT *Influence des réseaux nationaux sur la stabilité et l'écho dans les communications internationales*, Livre orange, tome III, Rec. G.122, partie B, b), UIT, Genève, 1977.

[3] Recommandation du CCITT *Caractéristiques de qualité des voies MIC entre accès quatre fils aux fréquences vocales*, tome III, Rec. G.712.

[4] Recommandation du CCITT *Caractéristiques des équipements de multiplexage MIC primaire fonctionnant à 1544 kbit/s*, tome III, Rec. G.733.

[5] Recommandation du CCITT *Modem à 300 bit/s duplex normalisé pour usage sur le réseau téléphonique général avec commutation*, tome VIII, Rec. V.21.

Recommandation G.165

ANNULEURS D'ÉCHO

(Genève, 1980; modifiée à Malaga-Torremolinos, 1984 et Melbourne, 1988)

1 Considérations générales

1.1 Les annuleurs d'écho sont des dispositifs commandés par la voix, placés dans la partie à quatre fils d'un circuit (il peut s'agir du trajet d'un circuit individuel ou d'un trajet de transmission d'un signal multiplex) et servant à réduire l'écho en soustrayant de l'écho du circuit une certaine fraction estimée de cet écho. Ils peuvent être caractérisés par le fait que la transmission ou que la soustraction d'écho fait appel à des moyens analogiques ou numériques (voir les figures 1/G.165, 2/G.165 et 3/G.165).

1.2 La présente Recommandation est applicable aux projets de constructions des annuleurs d'écho utilisant des techniques numériques ou analogiques et destinés à être utilisés dans un circuit international. Les annuleurs d'écho conçus d'après les spécifications de la présente Recommandation sont compatibles entre eux et avec les suppresseurs d'écho conçus d'après les spécifications des Recommandations G.161 [1] et G.164. La compatibilité est définie au § 1.4 de la Recommandation G.164. Toute latitude est autorisée en ce qui concerne les modalités de conception si elles ne sont pas précisées dans les caractéristiques.

Les annuleurs d'écho peuvent être utilisés à des fins autres que l'élimination de l'écho dans le réseau sur les circuits internationaux, par exemple, dans des répéteurs actifs hybrides à deux fils/quatre fils ou dans des répéteurs à deux fils, mais la présente Recommandation ne s'applique pas à ces annuleurs d'écho.

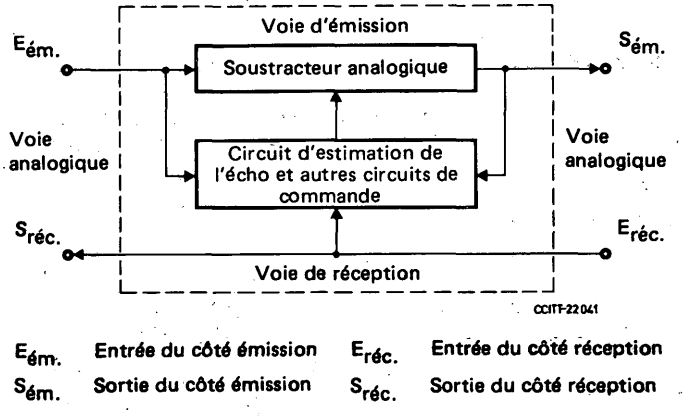
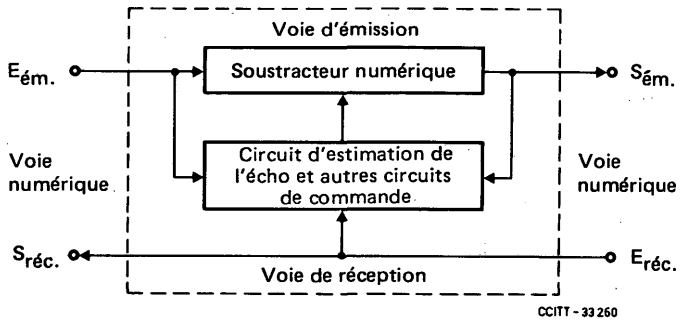


FIGURE 1/G.165

Annuleur d'écho du type A



Remarque – D'un point de vue fonctionnel, un annuleur d'écho numérique de type C est connecté à 64 kbit/s. Cependant, 24 ou 30 annuleurs d'écho numériques, par exemple, peuvent être respectivement combinés conformément aux niveaux hiérarchiques numériques primaires de 1544 kbit/s ou de 2048 kbit/s.

FIGURE 2/G.165

Annuleur d'écho du type C

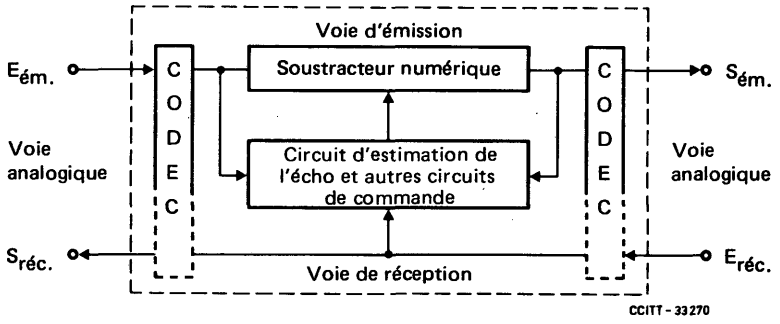


FIGURE 3/G.165

Annuleur d'écho du type D

2 Définitions relatives aux annuleurs d'écho [1]

Dans les définitions et dans le texte de la Recommandation, «*N*» se réfère au niveau relatif de puissance du signal, exprimé en dBm0 et «*A*» se réfère à l'affaiblissement sur le trajet du signal, exprimé en dB.

2.1 **annuleurs d'écho** (voir la figure 4/G.165)

E: echo canceller

S: compensador de eco; cancelador de eco

Dispositif commandé par la voix, placé dans la partie à quatre fils d'un circuit et servant à réduire l'écho d'extrémité proche sur la voie d'émission en soustrayant de cet écho d'extrémité proche une fraction estimée de cet écho.

[1] Dans ces définitions, on suppose, sauf indication contraire, qu'il n'existe aucun traitement non linéaire, par exemple écrêtage du centre, dans la voie d'émission ou dans la voie de réception; on suppose en outre que le signal aux bornes d'entrée du côté émission est un écho pur.

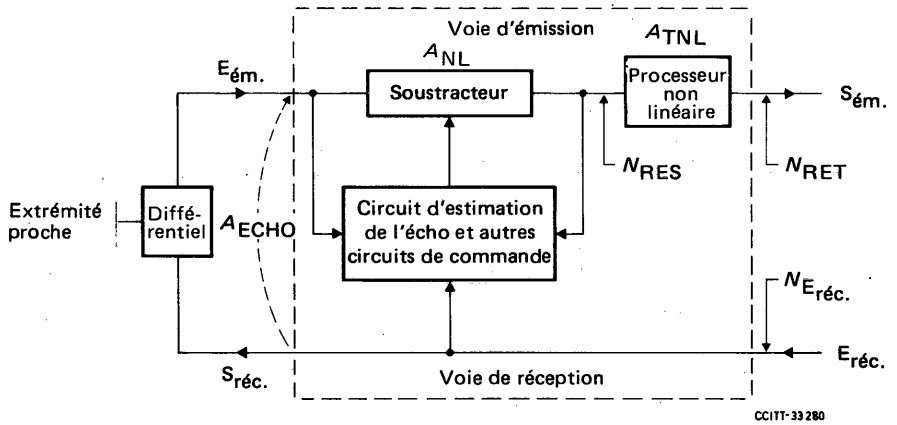


FIGURE 4/G.165

Annuleur d'écho

2.2 **affaiblissement d'écho (A_{ECHO})**

E: echo loss (A_{ECHO})

S: atenuación del eco (A_{ECO})

Affaiblissement d'un signal entre les bornes de sortie du côté réception ($S_{réc.}$) et les bornes d'entrée du côté émission ($E_{ém.}$) d'un annuleur d'écho, dû à l'affaiblissement de transmission et à l'affaiblissement du circuit différentiel, c'est-à-dire à l'affaiblissement sur le trajet d'écho.

Remarque – Cette définition ne correspond pas entièrement à la définition de l'affaiblissement d'écho donnée au § 2.2 de la Recommandation G.122 qui s'applique à l'affaiblissement sur le trajet *a-t-b* au point de vue de l'extrémité virtuelle du circuit international. L'annuleur d'écho peut être situé plus près du point de réflexion de l'écho.

2.3 **annulation (A_{NL})**

E: cancellation (A_{CANC})

S: compensación; cancelación (A_{COMP})

Affaiblissement que subit le signal d'écho lorsqu'il passe par la voie d'émission d'un annuleur d'écho. Cette définition exclut spécifiquement tout traitement non linéaire à la sortie de l'annuleur pour obtenir un plus grand affaiblissement.

2.4 **niveau d'écho résiduel (N_{RES})**

E: residual echo level (L_{RES})

S: nivel de eco residual (N_{RES})

Niveau du signal d'écho qui subsiste aux portes de sortie côté émission, d'un annuleur d'écho en fonctionnement après compensation imparfaite de l'écho du circuit. Il est obtenu par rapport au niveau du signal d'entrée côté réception $N_{Eréc.}$ selon l'expression:

$$N_{RES} = N_{Eréc.} - A_{ECHO} - A_{NL}$$

Tout traitement non linéaire est exclu.

2.5 **processeur non linéaire (PNL)**

E: nonlinear processor (NLP)

S: procesador no lineal (PNL)

Un dispositif comportant un seuil de suppression défini et dans lequel:

a) les signaux dont le niveau s'avère être inférieur au seuil sont supprimés; et

b) les signaux dont le niveau s'avère supérieur au seuil passent malgré une éventuelle distorsion du signal.

Remarque 1 – La précision de fonctionnement d'un processeur non linéaire dépend de l'algorithme de détection et de commande utilisé.

Remarque 2 – Un écrêteur de centre analogique dans lequel tous les niveaux de signaux inférieurs à un seuil défini sont confinés à une valeur minimale est un exemple de processeur non linéaire.

2.6 **affaiblissement par traitement non linéaire (A_{TNL})**

E: nonlinear processing loss (A_{NLP})

S: atenuación por procesamento (o tratamiento) no lineal (A_{PNL})

Affaiblissement supplémentaire du niveau d'écho résiduel au moyen d'un traitement non linéaire placé dans la voie d'émission d'un annuleur d'écho.

Remarque – Théoriquement, l'affaiblissement obtenu par un procédé non linéaire ne peut pas être exprimé en dB. Toutefois, aux fins d'illustration et de discussion du fonctionnement des annuleurs d'écho, il est utile d'utiliser le A_{TNL} avec prudence.

2.7 **niveau de retour d'écho (N_{RET})**

E: returned echo level (L_{RET})

S: nivel del eco devuelto (N_{DEV})

Niveau du signal aux bornes de sortie du côté émission, d'un annuleur d'écho en fonctionnement, qui est renvoyé à la personne qui parle. L'affaiblissement obtenu par le dispositif non linéaire est inclus s'il est normalement présent. N_{RET} est obtenu par rapport à $N_{Eréc.}$ selon l'expression:

$$N_{RET} = N_{Eréc.} - (A_{ECHO} + A_{NL} + A_{TNL}).$$

En l'absence de traitement non linéaire, il convient de noter que $N_{RES} = N_{RET}$.

2.8 **affaiblissement combiné (A_{COM})**

E: combined loss (A_{COM})

S: atenuación combinada (A_{COMB})

Somme de l'affaiblissement de l'écho, de l'affaiblissement par annulation et de l'affaiblissement par traitement non linéaire (le cas échéant). Cet affaiblissement est obtenu par rapport à $N_{Eréc.}$ et à N_{RET} selon l'expression:

$$N_{RET} = N_{Eréc.} - A_{COM}, \text{ où } A_{COM} = A_{ECHO} + A_{NL} + A_{TNL}.$$

2.9 **convergence**

E: convergence

S: convergencia

Processus de développement d'un modèle du trajet d'écho qui sera utilisé dans le circuit d'estimation de l'écho pour obtenir l'évaluation de l'écho du circuit.

2.10 **temps de convergence**

E: convergence time

S: tiempo de convergencia

Pour un trajet d'écho donné, intervalle de temps entre le moment où un signal d'essai défini est appliqué aux bornes d'entrée du côté réception d'un annuleur d'écho, la réponse impulsionnelle estimée du trajet d'écho étant fixée initialement à zéro, et le moment où le niveau de retour d'écho aux bornes de sortie du côté émission atteint un niveau défini.

2.11 **temps de fuite** ·

E: leak time

S: tiempo de fuga

Intervalle de temps entre le moment où un signal d'essai cesse d'être appliqué aux bornes d'entrée du côté réception d'un annuleur d'écho ayant entièrement convergé et le moment où le modèle de trajet d'écho de cet annuleur subit un changement tel que, si on applique de nouveau un signal d'essai aux bornes d'entrée du côté réception (les circuits de convergence étant neutralisés), le retour d'écho a un niveau défini.

Cette définition s'applique aux annuleurs d'écho dont les circuits de convergence comprennent par exemple des intégrateurs avec fuite.

3 Caractéristiques des annuleurs d'écho

3.1 *Considérations générales*

La présente Recommandation s'applique aux projets de réalisation d'annuleurs d'écho. On suppose qu'il s'agit de demi-annuleurs d'écho, c'est-à-dire d'appareils dans lesquels l'annulation a lieu uniquement dans le trajet d'émission sous l'effet de signaux présents dans le trajet de réception.

3.2 *Objet, mode de fonctionnement et cadre de fonctionnement*

Dans tout circuit téléphonique à deux fils et dans toutes les combinaisons possibles de circuits à deux et à quatre fils, c'est le défaut d'adaptation des impédances qui provoque l'apparition de l'écho. On peut utiliser un annuleur d'écho afin de ramener le niveau de l'écho à une valeur tolérable.

L'écho présent aux bornes d'entrée du côté émission d'un annuleur d'écho est une copie déformée et différée des paroles provenant de l'extrémité distante; plus précisément, l'écho est constitué de ces paroles telles qu'elles sont modifiées par le trajet d'écho. Le trajet d'écho est communément décrit par sa réponse impulsionnelle (voir la figure 5/G.165). Pour un trajet d'écho typique, cette réponse comporte un retard pur t_r, dû aux retards inhérents aux éléments de transmission du trajet d'écho, et un signal dispersé dû à la limitation de bande et aux réflexions multiples. Leur somme constitue le retard de trajet d'écho t_d. Les valeurs de ce retard et de cette dispersion dépendent des propriétés du trajet d'écho; elles peuvent par exemple être différentes sur différents réseaux nationaux. On admet que les trajets d'écho sont fondamentalement linéaires et qu'ils ne varient pas continuellement[2], par exemple, qu'ils n'ont pas de roulis de phase (voir la Recommandation G.164). En outre, l'affaiblissement du trajet d'écho en dB (voir le § 2.2) aura probablement une valeur telle que l'affaiblissement minimal entre la borne de sortie du côté réception et la borne d'entrée du côté émission de l'annuleur d'écho sera égal à la différence entre les niveaux relatifs à ces deux bornes majorée de 6 dB. Les annuleurs d'écho conçus conformément à la présente Recommandation fonctionneront correctement avec un affaiblissement d'écho (A_{ECHO}) supérieur ou égal à 6 dB. Avec un (A_{ECHO}) inférieur à 6 dB, ils peuvent aussi fonctionner, mais moyennant une dégradation de la qualité de fonctionnement. Il n'est pas possible de quantifier cette dégradation de la qualité de fonctionnement.

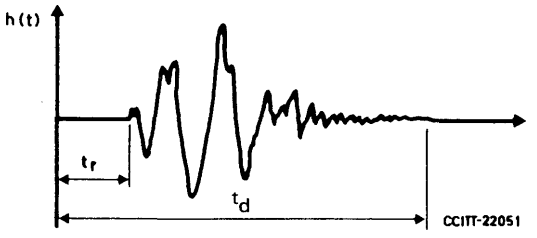


FIGURE 5/G.165

Exemple d'une réponse impulsionnelle d'un trajet d'écho

[2] Les annuleurs d'écho prévus spécifiquement pour des trajets d'écho non linéaires et/ou dépendant du temps doivent probablement être beaucoup plus compliqués que les autres. Il semble que les renseignements disponibles sont insuffisants pour permettre d'inclure de tels annuleurs d'écho dans la présente Recommandation. Les annuleurs d'écho conformes à la présente Recommandation sont du type adaptatif; ils sont capables de faire face aux variations lentes sur les trajets des courants d'écho lorsque les seuls signaux présents sont des signaux vocaux à la réception.

Un annuleur d'écho doit être capable de faire la synthèse d'une copie de la réponse impulsionnelle du trajet d'écho. Dans bien des annuleurs d'écho, la simulation du trajet d'écho se fait au moyen d'une représentation dans laquelle on échantillonne les données au taux de Nyquist (8000 Hz). Pour qu'il puisse fonctionner correctement, l'annuleur d'écho doit avoir une capacité de mémoire suffisante pour le nombre d'échantillons voulu[3]. Si les positions de stockage sont trop peu nombreuses, le compensateur ne pourra pas faire convenablement la synthèse de tous les trajets d'écho; si elles sont trop nombreuses, il en résultera un bruit supplémentaire indésirable dû aux positions inutilisées qui, par suite du bruit dû à l'estimation, ne sont généralement pas réduites à zéro. Il convient de reconnaître qu'un annuleur d'écho introduit un trajet d'écho parallèle supplémentaire. Si la réponse impulsionnelle du modèle de trajet d'écho diffère suffisamment de celle du trajet de l'écho lui-même, l'écho total envoyé risque d'être supérieur à celui qui est dû au trajet d'écho à lui seul.

Les trajets d'écho changent tandis que l'annuleur d'écho est utilisé dans des communications successives. Lorsque les paroles commencent à arriver aux bornes d'entrée du côté réception, le compensateur d'écho doit s'adapter (ou converger) au nouveau trajet d'écho et il est souhaitable que cela se fasse assez vite, par exemple, en moins d'une demi-seconde. De même, l'écho résiduel devrait être faible quels que soient le niveau des paroles reçues et les caractéristiques du trajet d'écho. Certaines Administrations estiment qu'un niveau légèrement supérieur peut être autorisé pour l'écho résiduel, à condition que celui-ci soit encore réduit par application, à un faible degré, d'un traitement non linéaire. (Voir le § 5.)

Lorsque l'abonné commence à parler alors que des paroles arrivent encore de son correspondant éloigné (double parole), il peut se faire que l'annuleur d'écho interprète le signal émis comme un nouveau signal d'écho et essaie de s'y adapter. Cela risque de dégrader sérieusement la qualité subjective de la communication. Non seulement l'annulation de l'écho est réduite, mais encore le signal de double parole risque de subir une distorsion du fait que l'annuleur essaie dynamiquement de s'adapter. Deux solutions se présentent généralement en pareil cas. L'une consiste à utiliser un algorithme qui entraîne une adaptation lente pendant les périodes de double parole. L'autre consiste à employer un détecteur de double parole semblable à celui que l'on met en œuvre dans les suppresseurs d'écho. Cependant, un tel détecteur employé dans un annuleur d'écho ne joue pas le même rôle que lorsqu'il est employé dans un suppresseur d'écho, car il doit en général favoriser l'intervention aux dépens du fonctionnement intempestif en présence d'écho.

Les annuleurs d'écho sont ainsi soumis aux conditions essentielles suivantes:

1) convergence rapide;

2) faible niveau subjectif de retour d'écho lorsque l'un des deux interlocuteurs est seul à parler;

3) faible divergence en cas de double parole.

Lorsque des annuleurs d'écho sont installés sur le côté abonné de l'équipement de signalisation internationale, les tonalités de signalisation ne les traversent pas, en sorte qu'aucune action spéciale ne doit être prise. Si les annuleurs se trouvent sur le côté international de l'équipement de signalisation, ils sont normalement neutralisés par le commutateur pendant les intervalles d'échange actif de signalisation afin d'empêcher toute distorsion des tonalités de signalisation par l'annuleur d'écho. Lorsque des tonalités de signalisation apparaissent simultanément aux bornes de réception et d'émission d'un annuleur d'écho (double conversation), le signal reçu est traité selon le modèle de trajet d'écho que contient l'annuleur. L'évaluation du signal produite par l'annuleur peut provoquer une distorsion suffisante du signal sur le côté émission pour qu'il soit impossible à l'unité de réception de la signalisation de le reconnaître correctement (Remarque 1). Un annuleur d'écho doit être neutralisé pendant la transmission des signaux de contrôle de continuité des systèmes de signalisation n° 6 et n° 7 du CCITT (Remarque 2). Si un annuleur d'écho conforme à la Recommandation G.165 se trouvant sur le côté international d'unités de signalisation du système n° 5 du CCITT est en activité, il perturbe l'échange de signaux asservis en permanence de ce système si des précautions additionnelles spéciales ne sont pas prises (voir la Recommandation Q.115 où l'on trouvera davantage de détails à ce sujet).

Remarque 1 – Ce problème peut ne pas se présenter avec certains modèles d'annuleurs d'écho si les fréquences d'émission et de réception ne sont pas les mêmes.

Remarque 2 – La Recommandation Q.271 pour le système de signalisation n° 6 du CCITT et la Recommandation Q.724 pour le système de signalisation n° 7 du CCITT comportent toutes deux la disposition suivante: «La présence de suppresseurs d'écho actifs dans le circuit empêchant tout essai de continuité, il faut neutraliser ces suppresseurs au cours de cet essai et les réactiver, si nécessaire, une fois le contrôle terminé.»

---

[3] Les annuleurs d'écho ayant des capacités de mise en mémoire de 16 à 40 ms ont été essayés avec succès. Le retard de trajet d'écho maximal t_d dans le réseau sur lequel l'annuleur sera utilisé déterminera la capacité de mise en mémoire requise.

3.3 *Mise en action et neutralisation sous l'effet d'une cause extérieure*

L'annuleur d'écho devrait au choix permettre la mise en action ou la neutralisation sous l'effet d'une mise à la terre extérieure provenant du circuit interurbain. Cet élément aurait pour fonction de permettre ou d'empêcher, selon le cas, le fonctionnement normal des annuleurs d'écho. Certains annuleurs d'écho du type C peuvent être neutralisés directement par un signal numérique. Certains signaux numériques de données peuvent exiger la fourniture par des annuleurs d'écho du type C d'une intégrité de séquence de bits à 64 kbit/s dans l'état de neutralisation depuis l'extérieur.

3.4 *Essais et caractéristiques de qualité de fonctionnement lorsque des signaux d'entrée sont appliqués à la voie d'émission et à la voie de réception*

3.4.1 *Qualité de transmission*

Les conditions de qualité de transmission pertinentes de la Recommandation G.164 s'appliquent aussi aux annuleurs d'écho, excepté pour les points indiqués ci-après.

3.4.1.1 *Distorsion de temps de propagation – Type A*

La distorsion de temps de propagation par rapport au temps de propagation minimum ne doit pas dépasser les valeurs indiquées au tableau 1/G.165.

TABLEAU 1/G.165

Bande de fréquences (Hz)	Distorsion du temps de propagation (µs)
500 à 600	300
600 à 1000	150
1000 à 2600	50
2600 à 3000	250

3.4.1.2 *Distorsion d'affaiblissement – Type A*

La distorsion d'affaiblissement doit être telle que si Q dB est l'affaiblissement à 800 Hz (ou 1000 Hz), l'affaiblissement sera compris entre, $(Q + 0{,}5)$ dB et $(Q - 0{,}2)$ dB pour toutes les fréquences de la bande allant de 300 à 3400 Hz et, $(Q + 1)$ dB et $(Q - 0{,}2)$ dB pour la fréquence de 200 Hz.

3.4.1.3 *Temps de propagation de groupe – Type C*

Le temps de propagation de groupe sur la voie d'émission doit être réduit à un minimum et ne doit pas dépasser 1 ms. Aucun retard notable ne doit intervenir sur la voie de réception.

Remarque – La création de sauts de trames dans le trajet d'écho peut conduire à la dégradation périodique des annuleurs d'écho. Si un retard est nécessaire pour synchroniser les trains numériques émission et réception, le retard global admissible sur la voie émission, y compris le temps de propagation de groupe susmentionné, ne doit pas dépasser 1 ms et, sur la voie réception, 250 µs.

3.4.1.4 *Temps de propagation de groupe – Type D*

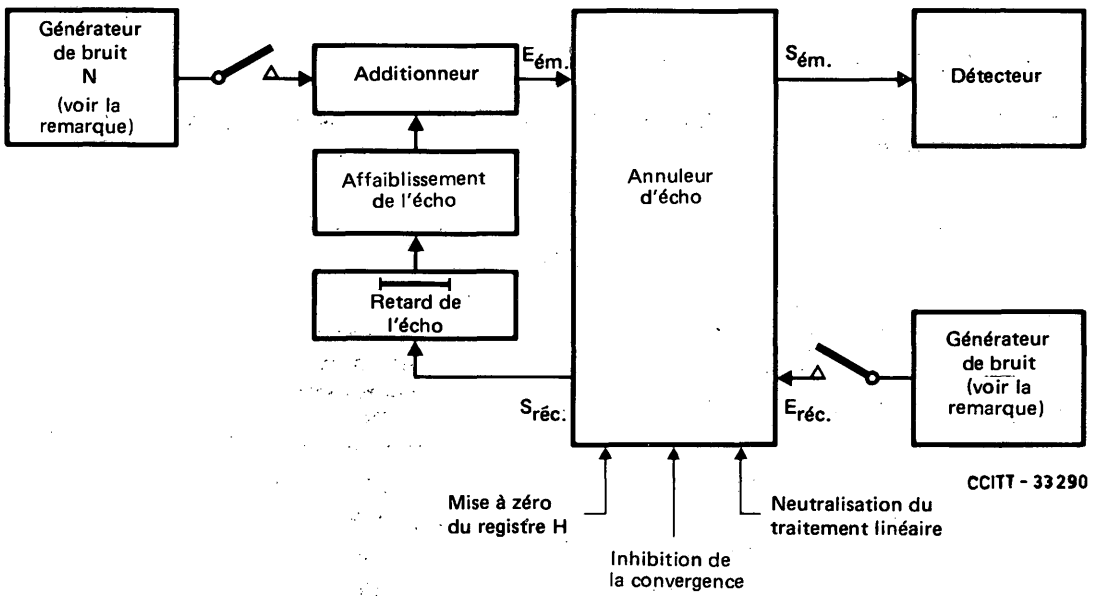
Le temps de propagation de groupe sur les voies d'émission et de réception doit être conforme aux spécifications du § 3.4.1.3 pour les annuleurs d'écho de type C, compte tenu, de plus, du temps de propagation autorisé pour les codecs dans la Recommandation G.712.

3.4.2 *Qualité de fonctionnement des annuleurs d'écho*

Les spécifications de qualité suivantes concernent les annuleurs d'écho équipés de processeurs non linéaires. (Pour les annuleurs d'écho non équipés d'un processeur non linéaire, voir l'annexe A.)

Pour les essais, on suppose que le processeur non linéaire peut être neutralisé, que la mémoire de la réponse impulsionnelle sur le trajet d'écho (registre H) peut être vidée (mise à zéro) et que l'adaptation peut être neutralisée.

Pour définir les conditions requises, on décrit les essais réalisés en appliquant des signaux aux bornes d'entrée du côté réception et du côté émission d'un annuleur d'écho et en mesurant les signaux à la sortie du côté émission. Le montage expérimental est représenté à la figure 6/G.165. On suppose que le niveau relatif de puissance des bornes est égal à 0 dBr. Le bruit à limitation de bande est utilisé comme signal d'essai à l'entrée du côté réception. L'affaiblissement d'écho est indépendant de la fréquence.



Remarque — Les conditions requises énoncées au § 3.4.2 se fondent sur l'emploi de bruit blanc à bande limitée (300 à 3400 Hz) comme signal d'essai. L'utilisation d'un bruit mis en forme selon la Recommandation G.227 est possible. L'applicabilité des conditions requises énoncées au § 3.4.2 doit toutefois être confirmée et fait l'objet d'une étude.

L'emploi de signaux d'essai de remplacement plus représentatifs de la voix réelle, ainsi que la possibilité de modifier les procédures et conditions requises des essais, sont également en cours d'étude.

FIGURE 6/G.165

Essai pour la qualité de fonctionnement des annuleurs d'écho

L'annuleur d'écho est avant tout destiné à réduire l'écho d'un signal de déclenchement de la parole. Cela se fait en produisant par synthèse une copie de la réponse impulsionnelle du trajet d'écho et en l'utilisant pour obtenir une estimation de l'écho qui est soustrait de l'écho réel du circuit. Cette synthèse doit être faite au moyen d'un signal téléphonique d'entrée. Il est difficile de définir un signal téléphonique d'essai; les essais suivants sont des essais types pour lesquels on utilise un signal de mesure de bruit à limitation de bande, surtout pour la commodité et la répétabilité des mesures. Avant que ces essais soient effectués sur un annuleur d'écho, il convient de s'assurer que celui-ci produit par synthèse une copie correcte de la réponse impulsionnelle du trajet d'écho à partir d'un signal vocal d'entrée et de l'écho correspondant. Les signaux vocaux ne sont pas utilisés dans les essais décrits dans le présent § 3.3. De plus, le processeur non linéaire de l'annuleur d'écho doit être conçu de manière à minimaliser et à éviter potentiellement les effets perceptibles de mutilation de la double conversation et les contrastes de bruits [voir la note a) au tableau 1/G.164]. Des essais visant à garantir le bon fonctionnement sont à l'étude.

3.4.2.1 *Essai n° 1 — Essai effectué pour mesurer le niveau d'écho résiduel et de retour d'écho en régime permanent*

Cet essai a pour objet de s'assurer que l'annulation en régime permanent (A_{NL}) est suffisante pour produire un niveau d'écho résiduel assez faible pour permettre l'utilisation d'un traitement non linéaire sans dépendance excessive à l'égard de ce traitement.

Le registre H est initialement libéré, un signal de réception est appliqué pendant un temps suffisant pour que l'annuleur converge produisant un niveau d'écho résiduel en régime permanent.

Conditions (provisoires)

Le registre H étant au début mis à zéro, le processeur non linéaire neutralisé, pour toute valeur d'un signal d'entrée du côté réception telle que -30 dBm0 $\leqslant N_{Eréc.} \leqslant -10$ dBm0 et pour toutes les valeurs de l'affaiblissement d'écho $\geqslant$ 6 dB, avec un retard du trajet d'écho, $t_d \leqslant \Delta$ ms[4], le niveau d'écho résiduel doit être inférieur ou égal à celui qu'indique la figure 7/G.165. Lorsque le processeur non linéaire est mis en action, le niveau de retour d'écho doit être inférieur à -65 dBm0.

Remarque — La Recommandation G.113 autorise jusqu'à 5 codecs MIC dans le trajet d'écho. Aucune vérification n'a été effectuée pour déterminer si la condition requise de la figure 7/G.165 était remplie dans ce cas. Cette question est à l'étude.

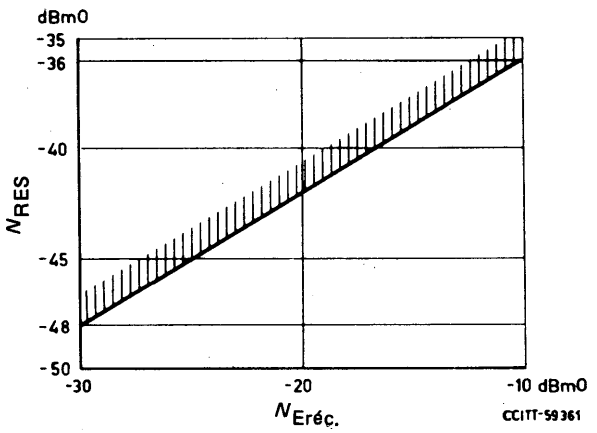


FIGURE 7/G.165

3.4.2.2 *Essai n° 2 — Essai de convergence*

Cet essai a pour objet de vérifier que l'annuleur d'écho converge rapidement pour toutes les combinaisons de niveau du signal d'entrée et du trajet d'écho et que le niveau de retour d'écho reste suffisamment faible. Le registre H est d'abord libéré et l'adaptation est inhibée. Le détecteur de double parole, s'il existe, est placé en mode de fonctionnement «double parole» par application de signaux aux bornes d'entrée du côté émission et d'entrée du côté réception. Le signal du côté émission est supprimé et l'adaptation est, simultanément, mise en action. Le degré d'adaptation, mesuré par le niveau de retour d'écho, dépend des caractéristiques de convergence de l'annuleur d'écho et du temps de maintien requis pour la détection de l'état de double parole.

---

[4] On peut réaliser des annuleurs d'écho différents de façon qu'ils fonctionnent de manière satisfaisante pour des valeurs différentes du retard du trajet d'écho, selon qu'on les emploiera dans tel ou tel réseau. Δ représente donc, dans la présente Recommandation, le retard du trajet d'écho t_d pour lequel l'annuleur a été conçu.

La procédure à suivre pour cet essai est la suivante: on met à zéro le registre H et on inhibe l'adaptation. Le signal N est appliqué avec un niveau de -10 dBm0 et, d'autre part, on applique un signal à l'entrée de réception. On supprime ensuite le signal N et, simultanément, on met en action l'adaptation (voir la figure 8/G.165). Au bout de 500 ms, on inhibe l'adaptation et on mesure le niveau de retour d'écho. Le processeur non linéaire doit être mis en action.

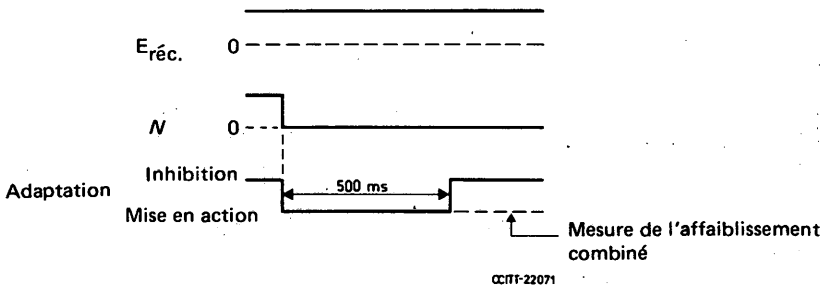


FIGURE 8/G.165

Conditions

Le registre H étant au début mis à zéro, pour tous les niveaux $N_{\text{Eréc.}}$ présents pendant 500 ms tels que -30 dBm0 $\leqslant N_{\text{Eréc.}} \leqslant -10$ dBm0 et pour toutes les valeurs de l'affaiblissement de l'écho $\geqslant$ 6 dB avec un retard du trajet d'écho $t_d \leqslant \Delta$ ms, l'affaiblissement combiné ($A_{\text{COM}} = A_{\text{ECHO}} + A_{\text{NL}} + A_{\text{TNL}}$) devrait être $\geqslant$ 27 dB.

3.4.2.3 *Essai n° 3 – Qualité de transmission dans les conditions de double parole (provisoire)*

Les deux parties de cet essai ont pour objet de mesurer la qualité de fonctionnement de l'annuleur d'écho dans diverses conditions de double parole. Les essais supposent que, à la détection de double parole, on prend des mesures de nature à empêcher ou à ralentir l'adaptation afin d'éviter une réduction excessive de l'annulation.

3.4.2.3.1 L'essai n° 3 a a pour objet de vérifier que la détection de la double parole n'est pas sensible au point que l'écho et le faible niveau de la voix près de l'extrémité produisent le déclenchement intempestif du détecteur de double parole, ce qui empêcherait l'adaptation de se produire. La méthode d'essai consiste à libérer de son contenu le registre H; ensuite, pour une certaine valeur du retard de l'écho et de l'affaiblissement de l'écho, on applique un signal aux bornes d'entrée du côté réception. Simultanément (voir la figure 9/G.165), un signal perturbateur d'un niveau suffisamment faible pour ne pas sérieusement gêner le pouvoir de convergence de l'annuleur d'écho est appliqué aux bornes d'entrée du côté émission. Ce signal ne doit pas déclencher la mise en action du détecteur de double parole et par conséquent l'adaptation et l'annulation doivent se produire. Au bout d'une seconde, on procède à l'inhibition de l'adaptation et on mesure l'écho résiduel. Le processus non linéaire doit être *neutralisé.*

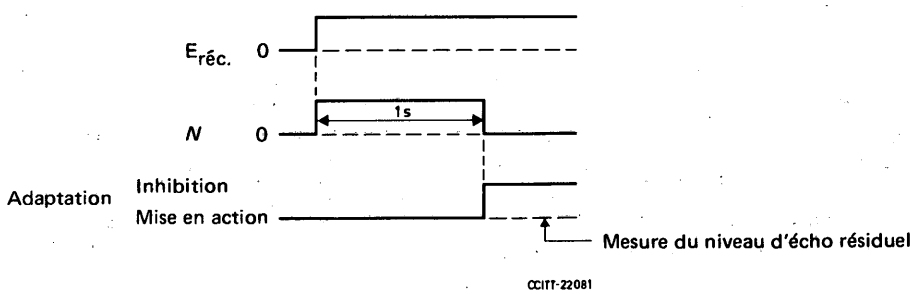


FIGURE 9/G.165

Conditions

Le registre H étant au début mis à zéro, la convergence doit se produire au bout d'une seconde et N_{RES} devrait être $\leqslant N$, pour toutes les valeurs de $N_{Eréc.}$ telles que -25 dBm0 $\leqslant N_{Eréc.} \leqslant -10$ dBm0, $N = N_{Eréc.} - 15$ dB, $A_{ECHO} \geqslant 6$ dB, avec un retard du trajet d'écho $t_d \leqslant \Delta$ ms.

3.4.2.3.2 L'essai n° 3 b a pour objet de vérifier que le détecteur de double parole est suffisamment sensible et qu'il fonctionne suffisamment vite pour empêcher une grande divergence pendant la double parole.

La méthode de l'essai consiste à faire converger entièrement l'annuleur d'écho pour un trajet d'écho donné. Un signal est alors appliqué aux bornes d'entrée du côté réception. Simultanément (voir la figure 10/G.165), un signal N est appliqué aux bornes d'entrée du côté émission dont le niveau est au moins égal à celui de l'entrée du côté réception. Le détecteur de double parole est ainsi déclenché. Après un temps fixé arbitrairement, $\delta t > 0$, on procède à l'inhibition de l'adaptation et on mesure l'écho résiduel. Le processeur non linéaire doit être *neutralisé.*

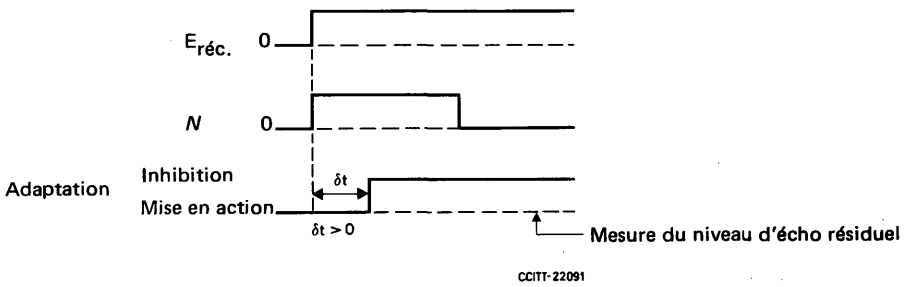


FIGURE 10/G.165

Conditions

L'annuleur d'écho étant au début à l'état de convergence complète, le niveau d'écho résiduel, après application simultanée du niveau d'entrée du côté réception et du niveau N pendant une période de temps indéterminée, ne doit pas augmenter de plus de 10 dB par rapport aux conditions de l'essai n° 1 en régime permanent, pour tous les niveaux $N_{Eréc.}$ tels que -30 dBm0 $\leqslant N_{Eréc.} \leqslant -10$ dBm0 et pour tous les niveaux N tels que $N \geqslant N_{Eréc.}$, ainsi que pour toutes les valeurs de l'affaiblissement d'écho supérieures ou égales à 6 dB avec un retard du trajet d'écho $t_d \leqslant \Delta$ ms.

3.4.2.4 *Essai n° 4 – Essai effectué pour mesurer le temps de fuite*

Cet essai a pour objet de vérifier que le temps de fuite n'est pas trop bref, c'est-à-dire que le contenu du registre H ne revient pas trop rapidement à zéro.

La méthode consiste à faire converger totalement les annuleurs d'écho pour un trajet donné, puis à supprimer tous les signaux provenant de l'annuleur d'écho. Au bout de deux minutes, le contenu du registre H est gelé, on applique un signal aux bornes d'entrée du côté réception, et le niveau de l'écho résiduel est mesuré (voir la figure 11/G.165). Si l'on a recours en fonctionnement normal à un processeur non linéaire, celui-ci doit être *neutralisé.*

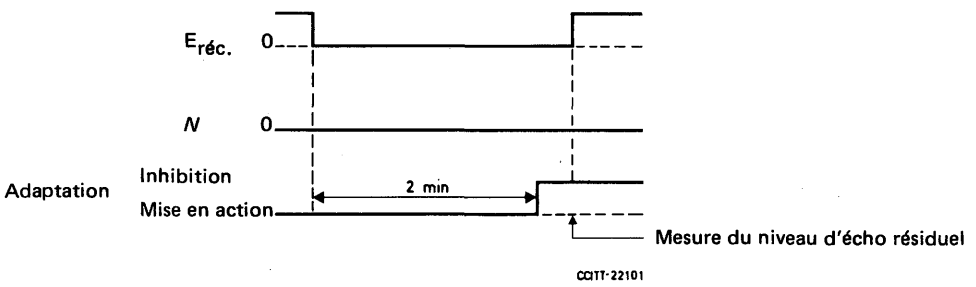


FIGURE 11/G.165

Conditions

L'annuleur d'écho étant au début dans l'état de convergence totale, le niveau d'écho résiduel ne doit pas augmenter de plus de 10 dB par rapport aux conditions de régime permanent indiquées dans l'essai n° 1 pour tous les niveaux $N_{\text{Eréc.}}$ tels que -30 dBm0 $\leqslant N_{\text{Eréc.}} \leqslant -10$ dBm0, deux minutes après la suppression du signal appliqué à l'entrée du côté réception.

3.4.2.5 *Essai n° 5 — Convergence infinie de l'affaiblissement de retour d'écho*

Cet essai a pour objet de vérifier que l'annuleur d'écho a les moyens d'empêcher la production non désirée d'un écho. Cela peut se produire lorsque le registre H contient un modèle de trajet d'écho, provenant soit d'une communication précédente, soit de la communication en cours et que le trajet d'écho est ouvert (l'écho du circuit disparaît) alors qu'un signal est présent aux bornes d'entrée du côté réception.

La méthode d'essai consiste à faire converger totalement l'annuleur d'écho pour un trajet d'écho donné. Le trajet d'écho est alors interrompu tandis qu'un signal est appliqué à l'entrée du côté réception. 500 ms après l'interruption du trajet d'écho, on doit mesurer le signal du retour d'écho à la sortie du côté émission (voir la figure 12/G.165). Le processeur non linéaire doit être *neutralisé.*

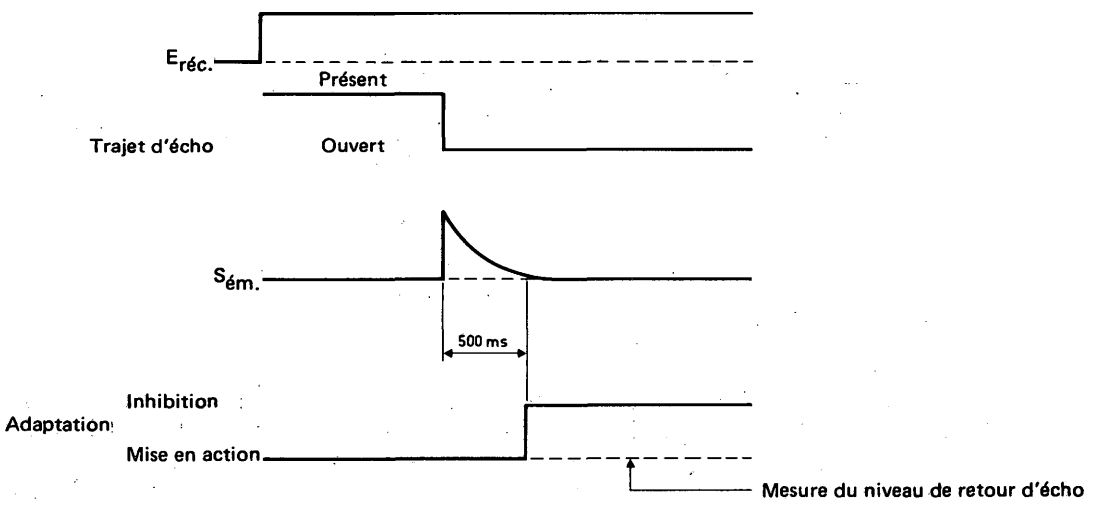


FIGURE 12/G.165

Conditions (provisoires)

L'annuleur d'écho étant au début dans l'état de convergence totale, le niveau de retour d'écho à la sortie du côté émission devrait être, 500 ms après l'interruption du trajet d'écho, inférieur ou égal à -37 dBm0 pour toutes les valeurs de l'affaiblissement d'écho supérieures ou égales à 6 dB, et pour tous les niveaux $N_{\text{Eréc.}}$ tels que -30 dBm0 $\leqslant N_{\text{Eréc.}} \leqslant -10$ dBm0.

3.4.2.6 *Essai n° 6 — Essai de stabilité*

À l'étude.

4 Caractéristiques d'un dispositif de neutralisation par tonalité des annuleurs d'écho

4.1 *Considérations générales*

Afin d'assurer le bon fonctionnement de tous les modems de la série V actuellement spécifiés, les annuleurs d'écho couverts par la présente Recommandation devraient être équipés d'un détecteur de tonalité conforme au présent § 4. Ce détecteur de tonalité répond à un signal de neutralisation différent de celui, décrit au § 5 de la Recommandation G.164, qui sert à neutraliser le suppresseur d'écho, et consiste en une tonalité de 2100 Hz dans laquelle sont insérées les inversions de phase périodiques. Le dispositif de neutralisation par tonalité ne devrait répondre qu'au signal dans la bande spécifiée. Il ne devrait pas répondre à d'autres signaux comme la parole ou une tonalité de 2100 Hz sans inversion de phase. Le dispositif de neutralisation de tonalité devrait détecter un signal de neutralisation qui peut être présent dans le trajet d'émission ou de réception et y répondre.

Les conditions d'un bon fonctionnement du dispositif de neutralisation des annuleurs d'écho avec l'équipement AAMT n° 2 qui transmet la tonalité de 2100 Hz avec inversions de phase peuvent être remplies si l'on fait appel au dispositif de neutralisation de tonalité spécifié dans le présent § 4 ou au dispositif de neutralisation par tonalité des suppresseurs d'écho spécifié au § 5 de la Recommandation G.164. Cependant l'emploi du dispositif de neutralisation décrit au § 5 de la Recommandation G.164 ne garantit pas un bon fonctionnement avec tous les modems de la série V actuellement spécifiés.

Dans le présent § 4, le terme «neutralisé» se rapporte à une condition dans laquelle l'annuleur d'écho est configuré de manière à ne plus modifier les signaux qui le traversent dans l'une ou l'autre direction. A cette condition, aucune estimation d'écho n'est soustraite du trajet d'émission, le processeur non linéaire est rendu transparent et le temps de propagation à travers l'annuleur d'écho continue à remplir les conditions spécifiées au § 3.4.1. Toutefois, il ne faut pas supposer qu'il existe une relation quelconque entre les conditions de circuit avant et après la neutralisation. D'une part, le fonctionnement des annuleurs d'écho avec entrées de tonalités (telles que la tonalité de neutralisation) n'est pas spécifié. D'autre part, la réponse impulsionnelle mémorisée dans l'annuleur d'écho avant la convergence (et avant l'émission de la tonalité de neutralisation) est arbitraire. Il peut alors se produire des trajets d'écho additionnels apparents qui restent inchangés dans certains annuleurs d'écho, jusqu'à ce que la tonalité de neutralisation soit reconnue. Il y a lieu de noter également que les suppresseurs d'écho peuvent être placés sur le même circuit et qu'il n'existe pas de relation précise entre leur temps de propagation dans les états d'activation et de neutralisation. Malgré ce qui précède, il est possible, par exemple, de mesurer le temps de propagation aller et retour d'un circuit avec la tonalité de neutralisation, mais il convient d'utiliser le front arrière de la rafale de tonalité, et de prévoir un délai suffisant pour que tous les dispositifs puissent être neutralisés avant la fin de la tonalité de neutralisation et le début de la base de temps.

L'on remarquera qu'avec cet état, les conditions requises pour l'intégrité de séquence à 64 kbit/s ne sont pas remplies; dans ce cas l'on aura recours à d'autres moyens de neutralisation conformes au § 3.4.

Un dispositif de référence de neutralisation par tonalité est décrit en annexe B.

4.2 *Caractéristiques du dispositif de neutralisation*

Le dispositif de neutralisation par tonalité des annuleurs d'écho exige la détection d'une tonalité de 2100 Hz avec des inversions de phase de cette tonalité. Les caractéristiques du signal transmis sont définies dans la Recommandation V.25.

Les caractéristiques de fréquence du détecteur de tonalité sont les mêmes que celles du détecteur de tonalité de suppresseur d'écho données au § 5.2 de la Recommandation G.164.

La gamme dynamique de ce détecteur doit être compatible avec les niveaux d'entrée spécifiés dans les Recommandations V.2 et H.51, compte tenu des variations introduites par le réseau téléphonique public.

4.3 *Caractéristiques de la bande de garde*

Semblables à celles qui sont définies au § 5.3 de la Recommandation G.164, compatibles avec la gamme dynamique donnée au § 4.2 ci-dessus, à une exception près qui est la suivante. Le détecteur doit fonctionner parfaitement avec un bruit blanc inférieur ou égal à 11 dB au-dessous du niveau du signal à 2100 Hz. Aucune directive définitive ne peut être donnée pour la gamme comprise entre 5 et 11 dB en raison des variations enregistrées dans les équipements d'essai utilisés. En particulier, la qualité de fonctionnement peut varier avec le rapport valeur de crête/valeur moyenne du générateur de bruit utilisé. Toutefois, à titre de directive générale, le pourcentage de bon fonctionnement (détection de variations de phase de 180° ± 25° et non-détection de variations de phase de 0° ± 110°) ne devrait pas diminuer de plus de 1% pour chaque réduction en dB du rapport signal/bruit au-dessous de 11 dB. L'Administration de la République fédérale d'Allemagne mentionne la possibilité de concevoir un détecteur pouvant parfaitement fonctionner à un rapport signal/bruit de 5 dB.

4.4 *Caractéristiques de la bande de maintien de la neutralisation*

Voir la définition du § 5.4 de la Recommandation G.164.

4.5 *Temps de fonctionnement*

Le temps de fonctionnement doit être suffisamment long pour assurer une protection contre un fonctionnement intempestif dû à des signaux vocaux, mais pas long au point d'étendre inutilement le temps de neutralisation. Le dispositif de neutralisation par tonalité doit fonctionner à moins d'une seconde de la réception du signal de neutralisation.

4.6 *Fonctionnement intempestif dû aux courants locaux*

Comme au § 5.6 de la Recommandation G.164.

4.7 *Mauvais fonctionnement dû à des signaux de données*

Il est souhaitable d'avoir peu de fonctionnements intempestifs du dispositif de neutralisation par tonalité provoqués par des signaux de données provenant d'ensembles de données auxquels nuirait la neutralisation de l'annuleur d'écho. A cet égard, il est normal que, pour un annuleur d'écho monté sur un circuit en fonctionnement, les signaux de données habituels provenant de tels ensembles de données ne puissent provoquer, en moyenne, plus de 10 fonctionnements intempestifs pour 100 heures de transmission de données.

4.8 *Temps de libération*

Comme au § 5.7 de la Recommandation G.164.

4.9 *Autres considérations*

L'écho de la tonalité de neutralisation, mais également l'écho de la tonalité d'appel peuvent gêner la détection de la tonalité de neutralisation de l'annuleur d'écho. C'est pourquoi, il n'est pas recommandé d'additionner les entrées des signaux de réception et d'émission pour former une entrée à un seul détecteur.

Il convient d'examiner attentivement le nombre d'inversions de phase nécessaires pour la détection de la tonalité de neutralisation. Certaines Administrations estiment qu'une inversion de phase permet d'améliorer la probabilité de détection, même en présence de bruit d'impulsion de glissement, et d'un faible rapport signal/bruit. D'autres, en revanche, pensent qu'il en faut deux pour améliorer la probabilité de bien distinguer les tonalités à phases non inversées des tonalités à phases inversées à 2100 Hz.

5 Processeurs non linéaires pour annuleurs d'écho

5.1 *Portée*

Dans la présente Recommandation, le terme «processeur non linéaire» ne désigne que les dispositifs correspondant à la définition donnée au § 2.5 et dont l'efficacité dans les annuleurs d'écho a été reconnue. Il existe plusieurs manières de mettre en service de tels processeurs non linéaires (entre autres exemples, les écrêteurs de centre), avec des caractéristiques d'exploitation fixes ou adaptables; cependant, aucune mise en service particulière n'est recommandée. Le § 5.2 donne les principes généraux et directives. Pour des renseignements plus détaillés et plus concrets, on devra se reporter aux textes relatifs aux mises en service spécifiques. Le cas particulier d'un «processeur de référence non linéaire» est traité dans l'annexe C. L'emploi de ce terme indique que cette mise en service n'est décrite qu'à titre d'information et d'illustration. Ceci n'exclut nullement d'autres mises en œuvre et ne signifie pas que le processeur de référence linéaire soit nécessairement la réalisation la plus appropriée pour quelque raison technique fonctionnelle ou économique que ce soit.

5.2 *Principes généraux et directives*

5.2.1 *Fonction*

5.2.1.1 *Considérations générales*

Le processeur non linéaire est situé dans la voie d'émission entre la sortie du soustracteur et les bornes de sortie côté émission de l'annuleur d'écho. Il s'agit théoriquement d'un dispositif qui bloque les signaux de faible niveau et laisse passer les signaux à niveau élevé. Il a pour fonction de réduire plus le niveau d'écho résiduel (N_{RES}, voir la définition du § 2.4) restant après une annulation imparfaite de l'écho de circuit, de sorte que le faible niveau d'écho de retour nécessaire (N_{RET} voir la définition du § 2.7) puisse être atteint.

5.2.1.2 *Qualité de fonctionnement du réseau*

Une annulation imparfaite peut se produire du fait que l'annuleur d'écho conforme à la présente Recommandation risque de n'être pas capable de modeler correctement des trajets d'écho produisant des distorsions non linéaires de niveaux significatifs (voir le § 3.2): une telle distorsion peut par exemple se produire dans les réseaux conformes à la Recommandation G.113 qui autorise jusqu'à cinq paires de codecs MIC (conformes à la Recommandation G.712) par trajet d'écho. La distorsion de quantification accumulée émise par ces codecs peut empêcher un annuleur d'écho d'atteindre le N_{RET} nécessaire par le seul moyen des techniques d'annulation linéaires. Il est donc recommandé d'incorporer des processeurs non linéaires adaptés à tous les annuleurs d'écho capables uniquement de modeler les composantes linéaires des trajets d'écho, mais devant servir à une utilisation générale sur le réseau.

5.2.1.3 *Restrictions*

Cet emploi des processeurs non linéaires représente un compromis quant à la transparence des circuits; ce compromis peut être atteint par un annuleur d'écho capable d'atteindre le N_{RET} nécessaire par le seul moyen des techniques de modelage et d'annulation. Théoriquement, le processeur non linéaire ne devrait pas causer de distorsion de la parole émise par l'abonné d'origine. La réalité risque d'être relativement éloignée de cette théorie; il est donc recommandé de ne pas laisser les processeurs non linéaires en activité dans des conditions de double parole ou lorsque l'abonné d'origine est le seul à parler. Par conséquent, il convient de ne pas trop dépendre du processeur non linéaire, et d'avoir un N_{RES} suffisamment faible afin de se garantir contre tout écho désagréable en cas de double parole.

5.2.1.4 *Transmission de données*

Les processeurs non linéaires peuvent affecter la transmission de données à travers un annuleur d'écho en activité. Cette question est à l'étude.

5.2.2 *Seuil de suppression*

5.2.2.1 *Considérations générales*

Le niveau du seuil de suppression (T_{SUP}) d'un processeur non linéaire s'exprime en dBm0, et est égal au niveau le plus élevé d'un signal d'onde sinusoïdale à un moment donné et venant d'être supprimé. L'on peut utiliser des seuils de suppression fixes ou adaptables.

5.2.2.2 *Seuil de suppression fixe*

Avec un seuil de suppression fixe, le niveau qu'il convient d'utiliser sera fonction de l'annulation obtenue et des statistiques concernant les niveaux de parole et les conditions de ligne du réseau particulier dans lequel l'annuleur d'écho doit fonctionner. Il est donc recommandé que les niveaux réels puissent être sélectionnés en fonction du champ afin de permettre à l'utilisateur de le régler en fonction de l'environnement réel du réseau. Les valeurs des seuils de suppression fixe qu'il convient d'utiliser sont à l'étude – voir les remarques 1 et 2.

Remarque 1 – Il est suggéré à titre provisoire que le seuil de suppression soit fixé quelques décibels au-dessus du niveau que l'on obtiendrait dans les *crêtes* de N_{RES} en cas de blocage d'un «locuteur 2σ» et d'un «affaiblissement de retour d'écho 2σ».

Remarque 2 – Les résultats d'une étude sur le terrain dont une Administration a fait état ont montré qu'un seuil de suppression fixe de −36 dBm0 assurait une performance satisfaisante. Une étude théorique menée par une autre Administration et portant sur un trajet d'écho contenant cinq paires de codecs MIC a montré que le bruit de quantification pour un N_R de −10 dBm0 pouvait donner un N_{RES} de −38 dBm0.

5.2.2.3 *Seuil de suppression adaptatif*

Il est possible d'atteindre un bon compromis entre l'utilisation d'un seuil de suppression (T_{SUP}) élevé afin d'empêcher que ce dernier soit dépassé par un fort écho résiduel d'abonné, et l'utilisation d'un T_{SUP} faible afin de réduire la distorsion des paroles à l'intervention en donnant à T_{SUP} les capacités de s'adapter aux conditions réelles du circuit et aux niveaux réels des paroles. Il existe un certain nombre de méthodes le permettant; aucune mise en œuvre particulière n'est recommandée. Des directives générales s'appliquant aux niveaux des algorithmes de commande et des seuils de suppression sont à l'étude.

5.2.3 *Commande de l'activation d'un processeur non linéaire*

5.2.3.1 *Considérations générales*

Pour se conformer à la recommandation contenue au § 5.2.1.3, il est indispensable de commander l'activation du processeur non linéaire de sorte qu'il ne soit pas en activité lorsque des paroles émises par l'abonné d'origine risquent d'être présentes. Lorsqu'il est en état «d'activité», le processeur non linéaire doit fonctionner normalement pour réduire N_{RES}. Lorsqu'il est «inactif», il ne doit effectuer de traitement non linéaire sur aucun signal traversant l'annuleur d'écho.

5.2.3.2 *Principes de commande*

Nous recommandons que les deux principes suivants régissent la commande de l'activation d'un processeur non linéaire. Premièrement, étant destinée à réduire plus le N_{RES}, la commande doit être active quand le niveau de N_{RES} risque d'être important. Ensuite, étant donné qu'elle ne devrait pas déformer les paroles émises par l'abonné d'origine, elle ne devrait pas être mise en service lorsque des paroles sont émises par l'abonné d'origine. En cas de contradiction entre ces deux principes, la fonction de commande devrait donner la préférence au second.

5.2.3.3 *Caractéristiques statistiques*

La figure 13/G.165 donne un diagramme théorique représentant les deux étapes de fonctionnement d'un processeur non linéaire. Un seuil T_{WZ} divise le plan N_E, N_R en deux parties W et Z. Dans la partie W, le PNL (processeur non linéaire) n'est pas en service tandis qu'il est actif dans la partie Z. La reconnaissance de la condition de double parole ou la présence de paroles émises par l'abonné d'origine sont nécessaires à une bonne commande du PNL visant à garantir le fonctionnement dans la partie du plan appropriée. Une détection imparfaite de la double parole jointe à un niveau élevé du seuil de suppression entraîneront une distorsion des paroles émises par l'abonné d'origine. L'annuleur d'écho offre alors certaines des caractéristiques d'un suppresseur d'écho. Un faible niveau de suppression permettra de réaliser facilement la double parole même si l'on fait une erreur dans la détection, car les paroles émises par l'abonné d'origine ne subiront qu'une faible distorsion non linéaire. Si le seuil de suppression est trop bas, des crêtes d'écho résiduel peuvent être perçues.

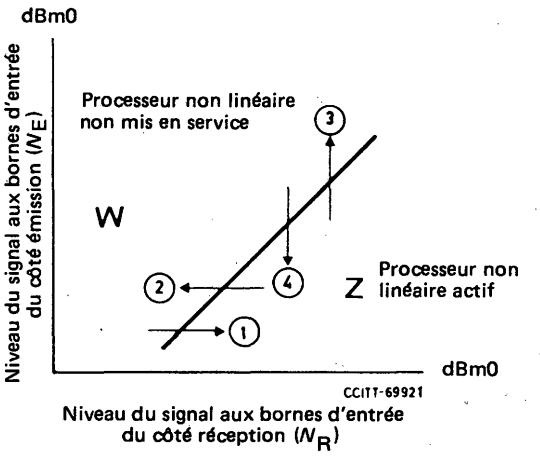


FIGURE 13/G.165

Régions de fonctionnement d'un processeur non linéaire

5.2.3.4 *Caractéristiques dynamiques*

L'on peut spécifier les caractéristiques dynamiques en indiquant le temps qui s'écoule entre le passage des conditions des signaux d'un point d'une région à un point d'une autre région avant l'établissement de l'état qui convient à la deuxième région. Dans la figure 13/G.165, des flèches représentent quatre de ces transitions.

Transition n° 1 – De W vers Z, N_E constant, N_R croissant

Dans ce cas, le signal N_E s'est produit d'abord et N_R augmente jusqu'à un niveau suffisamment élevé pour dépasser le signal N_E dans le trajet de commande et faire changer le processeur non linéaire de l'état inactif à l'état actif. Etant donné que cela entraînera une distorsion du signal N_E (parole du locuteur proche dans ce cas), l'action ne devrait pas être déclenchée trop rapidement.

Transition n° 2 – De Z vers W, N_E constant, N_R décroissant

Dans ce cas, le signal N_R a dépassé le signal N_E dans le trajet de commande et le processeur non linéaire se trouve à l'état actif. Le signal N_R diminue alors. Le processeur non linéaire devrait demeurer à l'état actif suffisamment longtemps pour empêcher que l'écho qui est stocké dans le trajet d'écho soit entendu par le locuteur éloigné.

Transition n° 3 – De Z vers W, N_R constant, N_E décroissant

Cette transition est une réplique du début de la double parole. Dès que possible, après la détection du signal N_E, le processeur non linéaire devrait être mis à l'état inactif pour minimer toute distorsion de la parole du locuteur proche.

Transition n° 4 – De W vers Z, N_R constant, N_E décroissant

Dans ce cas, N_E a été reconnu mais diminue. Toute action entreprise devrait l'être en faveur de la poursuite pour permettre au signal N_E de passer. Cela implique qu'il devrait y avoir un certain retard dans la remise du processeur non linéaire à l'état actif.

5.2.4 *Limites de fréquences des trajets de commande*

A l'étude.

Remarque – En fonction de la mise en service particulière du processeur non linéaire, les explications et les limites de réponse en fréquence données au § 3.2.4.2 de la Recommandation G.164 concernant les trajets de commande de suppression et d'intervention des annuleurs d'écho peuvent également s'appliquer à des trajets de commande similaires utilisés dans des processeurs non linéaires. Ces trajets de comande peuvent inclure la commande de mise en activité et la commande de niveau du seuil de suppression adaptatif.

5.2.5 *Affaiblissement des signaux au-dessous du seuil*

L'affaiblissement des signaux dont le niveau est inférieur à celui du seuil de suppression d'un processeur non linéaire dans l'état actif doit remplir les conditions énoncées au § 3.4.2.1.

5.2.6 *Essai de processeurs non linéaires (PNL)*

On peut considérer le PNL comme un cas particulier de suppresseur d'écho se confinant à la suppression des signaux de faible niveau. Les types de mesures requises en vue de la détermination des caractéristiques de fonctionnement des PNL ressemblent beaucoup aux essais de suppresseurs d'écho exposés dans la Recommandation G.164. Toutefois, suivant la méthode particulière de mise en œuvre du processeur non linéaire, les transitions entre les régions W et Z de la figure 13/G.165 peuvent être moins nettement définies que pour les suppresseurs d'écho. Les signaux observés à l'extrémité de sortie de l'annuleur d'écho peuvent être brièvement déformés lorsque des transitions se produisent entre les régions en fonctionnement W et Z. Bien que l'on puisse se servir du contenu de la Recommandation G.164 pour essayer les PNL, il peut s'avérer nécessaire d'introduire des modifications spéciales dans les circuits de mesure afin de mesurer certaines mises en service spécifiques de PNL. Il ne peut être émis de Recommandation concernant un circuit universel de mesures adapté à toutes les mises en œuvre de PNL.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.165)

Annuleurs d'écho sans traitement non linéaire

Il est peut-être possible de mettre en œuvre des annuleurs d'écho sans traitement linéaire. Pour ces annuleurs d'écho, l'affaiblissement d'écho total est assuré par l'annulation d'écho. L'annulation d'écho que l'on peut obtenir est limitée par les caractéristiques du trajet d'écho et par la méthode de mise en œuvre de l'annuleur d'écho. En particulier, si l'on utilise une paire de codecs conformes à la Recommandation G.712 dans le trajet d'écho ou dans l'annuleur d'écho, l'annulation d'écho maximale (compte tenu des erreurs de quantification dans l'annuleur d'écho et d'autres dégradations) est celle que représente le trait plein de la figure A-1/G.165.

Au Japon, des annuleurs d'écho donnant des caractéristiques correspondant au trait plein de la figure A-1/G.165 ont été soumis à des esais et leur qualité de fonctionnement a été jugée acceptable. D'autres essais cependant ont montré que l'annulation d'écho requise des compensateurs d'écho pour les applications générales doit être au moins celle que représente la ligne en pointillé de la figure A-1/G.165. Un complément d'étude est nécessaire. Dans l'attente des résultats de cette étude, il n'est pas encore recommandé d'utiliser des annuleurs d'écho non munis de processus non linéaires pour les applications générales.

Toutes les dispositions et les essais figurant dans la Recommandation G.165 s'appliquent à ces annuleurs d'écho, à l'exception de ce qui suit:

a) au § 3.4.2.1: le niveau d'écho résiduel nécessaire correspond au trait plein de la figure A-1/G.165;

b) pour tous les autres essais, on ne doit pas tenir compte de toute mention de traitement non linéaire.

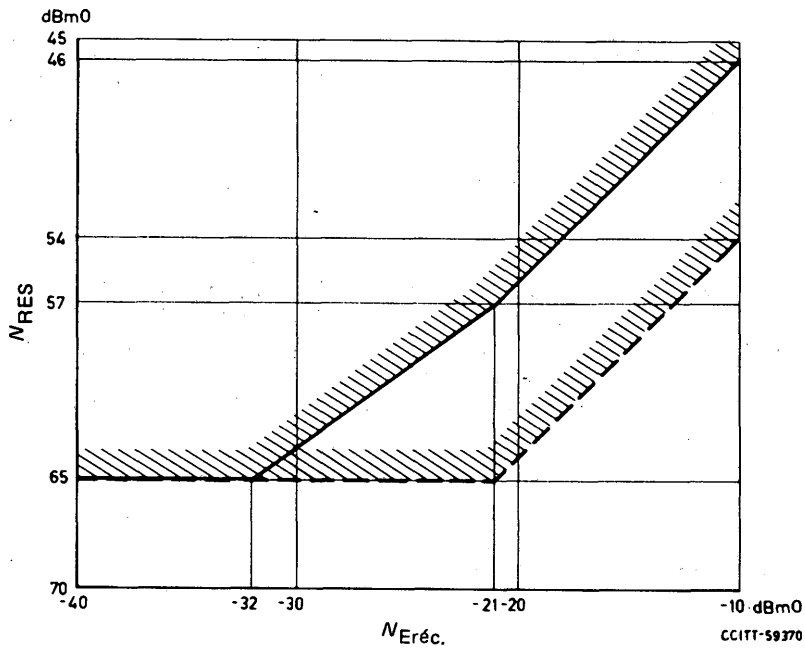


FIGURE A-1/G.165

ANNEXE B

(à la Recommandation G.165)

Description d'un dispositif de référence de neutralisation par tonalité des annuleurs d'écho

B.1 *Considérations générales*

La présente annexe décrit les caractéristiques d'un dispositif de référence de neutralisation par tonalité des annuleurs d'écho. L'utilisation du mot *référence* signifie qu'il s'agit d'une neutralisation réalisée uniquement à titre d'indicatif. Elle n'exclut pas d'autres réalisations d'un dispositif de neutralisation par tonalité répondant au signal défini dans la Recommandation V.25 et qui obéit également à tous les critères de fiabilité de fonctionnement et de protection contre un mauvais fonctionnement au moyen de signaux vocaux.

B.2 *Caractéristiques du dispositif de neutralisation*

Le dispositif de référence de neutralisation par tonalité des annuleurs d'écho décrit dans la présente annexe détecte une tonalité de 2100 Hz ainsi que les inversions de phase périodiques de cette tonalité qui se produisent toutes les 450 ± 25 ms. Les caractéristiques du signal transmis sont définies dans la Recommandation V.25.

B.2.1 *Détection de tonalité*

Les caractéristiques de fréquence du détecteur de tonalité utilisé dans ce dispositif de neutralisation sont les mêmes que celles du détecteur de tonalité de suppresseur d'écho données au § 5.2 de la Recommandation G.164, à l'exception de la limite supérieure de la portée dynamique qui est de −6 dBm0.

B.2.2 *Détection de l'inversion de phase*

Le dispositif de référence de neutralisation par tonalité répond à un signal qui, à sa source, contient des inversions de phase de 180° ± 10° (comme le spécifie la Recommandation V.25) après modification de ce signal par des dégradations autorisées dues au réseau, comme le bruit, la gigue de phase, etc. Ce dispositif de neutralisation est insensible à une gigue de phase ayant une crête de ± 15° dans la gamme des fréquences s'étendant entre 0 et 120 Hz. Ceci est compatible avec la gigue de phase autorisée par les Recommandations H.12 et G.229. Afin de minimiser les risques de neutralisation intempestive de l'annuleur d'écho du fait de courants vocaux et de changements de phase induits par le réseau, ce dispositif de référence de neutralisation par tonalité ne répond pas à des changements uniques de phase de la tonalité de 2100 Hz dans la plage de 0° à ± 110° se produisant pendant une période d'une seconde. Ce chiffre a été retenu parce qu'il représente le déphasage approximatif entraîné par un seul glissement de trame dans un système MIC.

B.3 *Caractéristiques de la bande de garde*

Remplit les conditions énoncées au § 5.3 de la Recommandation G.164.

Remarque – La possibilité de perturbation pendant la période de détection de l'inversion de phase a été prise en considération. Une source possible de perturbation est la présence d'une tonalité d'appel, comme celle spécifiée dans la Recommandation V.25. Si la tonalité d'appel perturbe la détection d'inversion de phase, la tonalité de la séquence de détection de neutralisation est reprise, mais une seule fois. La Recommandation V.25 assure une période de silence d'au moins une seconde entre les tonalités d'appel.

B.4 *Caractéristiques de la bande de maintien de la neutralisation*

Remplit les conditions énoncées au § 5.4 de la Recommandation G.164.

B.5 *Temps de fonctionnement*

Le dispositif de référence de neutralisation par tonalité fonctionne pendant la première seconde de la réception sans perturbations de la tonalité soutenue de 2100 Hz avec inversions de phase périodique, d'un niveau situé entre −6 et −31 dBm0. Le temps de fonctionnement d'une seconde permet la détection de la tonalité de 2100 Hz et assure que deux inversions de phase vont avoir lieu (à moins qu'un glissement ou qu'un bruit impulsif ne masque l'une de ces inversions).

B.6 *Fonctionnement intempestif dû aux courants vocaux*

Remplit les conditions énoncées au § 5.6 de la Recommandation G.164.

B.7 *Fonctionnements intempestifs dus à des signaux de données*

Remplit les conditions énoncées au § 4.7 de la Recommandation G.165. A cette fin, les circuits du dispositif de neutralisation par tonalité deviennent inopérants si une tonalité de libération (c'est-à-dire sans inversions de phase ou autres brouillages) de 2100 Hz est détectée pendant une seconde. Le circuit détecté devient inopérant pendant la transmission des données et ne se remet en marche que 250 ± 150 ms après que le signal dans la bande de maintien soit tombé à au moins 3 dB au-dessous de la sensibilité de maintien maximale. Ainsi le risque d'une neutralisation accidentelle d'annuleur d'écho au cours de la transmission des données est minimisé.

B.8 *Temps de libération*

Remplit les conditions énoncées au § 5.7 de la Recommandation G.164.

ANNEXE C

(à la Recommandation G.165)

Description d'un processeur de référence non linéaire

C.1 *Considérations générales*

Cette annexe, donnée uniquement à des fins d'illustration (voir le § 5.1) décrit un processeur de référence non linéaire fondé sur des théories aussi simples que possible et qui n'est pas conçu comme guide détaillé de conception, mais contenant suffisamment d'informations concernant un large éventail de réalisations possibles. A cette fin, deux variantes de processeurs de référence non linéaires ont été incorporées à la présente annexe. Toutes deux se fondent sur un écrêteur de centre ayant l'une des fonctions de transfert idéalisées illustrées à la figure C-1/G.165. Le niveau du seuil de suppression (déterminé dans ce cas par les niveaux d'écrêtage) de la première variante est adaptable, l'adaptation se faisant par référence à N_R. La commande d'activation se fait par référence à la différence qui existe entre N_R et N_E. Dans la deuxième variante, le seuil de suppression est fixe. Le processeur de référence non linéaire est supposé être utilisé dans un annuleur d'écho capable d'annuler les composantes linéaires de tout écho de retour d'au moins N dB. La valeur de N est à l'étude.

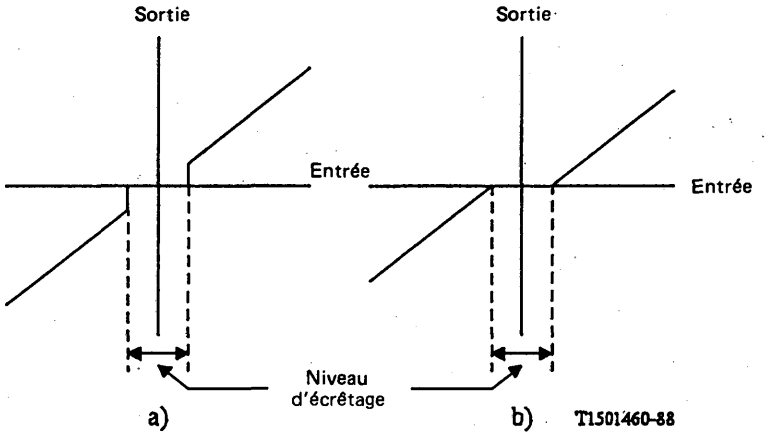


FIGURE C-1/G.165

Deux exemples de fonctions de transfert idéalisées de l'écrêteur de centre

C.2 *Seuil de suppression* (T_{SUP})

$T_{SUP} = (N_R - x \pm 3)$ dBm0 pour $-30 \leqslant N_R \leqslant -10$ dBm0

T_{SUP} fixe $= x'$ dBm0

Remarque – Les valeurs de x et x' sont à l'étude. Les valeurs de 18 et de -36 ont été respectivement proposées pour x et x', mais il faut confirmer que ces valeurs peuvent être utilisées dans tous les réseaux.

C.3 *Caractéristiques statiques de la commande de mise en activité*

$T_{WZ} = (N_R - y \pm 3)$ dBm0 pour $-30 \leqslant N_R \leqslant -10$ dBm0

Remarque 1 – T_{WZ} est comme précédemment défini au § 5.2.3.3.

Remarque 2 – y peut prendre une valeur différente pour chaque variante, ceci est à l'étude. Les valeurs de x dB pour le T_{SUP} adaptatif et de 6 dB pour y dans le cas de T_{SUP} fixe paraissent raisonnables.

C.4 *Caractéristiques dynamiques de la commande de mise en activité*

Les caractéristiques dynamiques de la commande de mise en activité sont données dans les tableaux C-1/G.165 et C-2/G.165. Voir également la figure 13/G.165.

C.5 *Limites de fréquences des trajets de commande*

Voir le § 5.2.4 de la Recommandation G.165.

C.6 *Essais*

Les tableaux C-1/G.165 et C-2/G.165 indiquent en se référant à la Recommandation G.164 de quelle façon la qualité de fonctionnement dynamique de la commande de mise en activité des processeurs non linéaires peut être vérifiée au moyen de signaux d'ondes sinusoïdales. Les figures C-2/G.165 et C-3/G.165 montrent les traces d'oscilloscope obtenues à l'occasion de ces essais.

TABLEAU C-1/G.165

Temps de maintien du processeur non linéaire

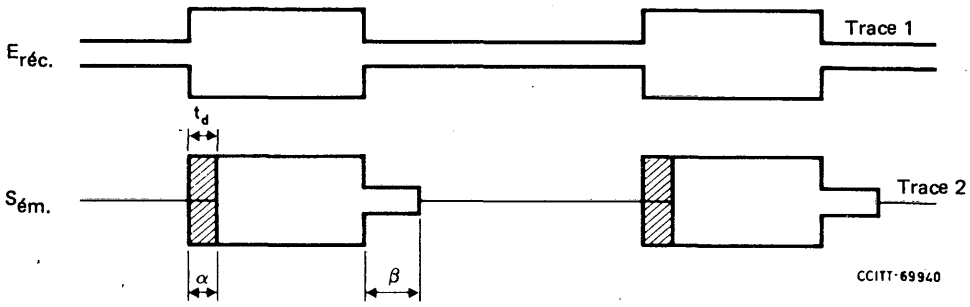
Frontière		Signal initial		Signal final		Valeur recommandée (ms)	Essai n° (Rec. G.164)	Excursion (voir la figure 13/G.165)	Circuit d'essai, figure n°:	Trace de l'oscilloscope
		Emission N_E (dBm0)	Réception N_R (dBm0)	Emission N_E (dBm0)	Réception N_R (dBm0)					
Z/W	Fixe	−25	−10	−25	−30	15 à 64	5	Transition ②	14/G.164	Trace 1 et trace 2 de la figure C-3/G.165 (β)
	Adaptatif	−55 −40 −30	−20 −15 − 5	−55 −40 −30	−40 −40 −30	Δ[a)]				
W/Z	Fixe	−15	−25	−40	−25	16 à 120	6	Transition ④	17/G.164	Trace 1 et trace 2 de la figure C-2/G.165 (β)
	Adaptatif	−40 −40 −25	−50 −30 −15	−55 −55 −40	−50 −30 −15	30 à 50				

a) Δ est défini dans le § 3.4.2.1 [note de bas de page [4)]].

TABLEAU C-2/G.165

Temps de maintien du processeur non linéaire

Frontière		Signal initial		Signal final		Valeur recommandée (ms)	Essai n° (Rec. G.164)	Excursion (voir la figure 13/G.165)	Circuit d'essai, figure n°:	Trace de l'oscilloscope
		Emission N_E (dBm0)	Réception N_R (dBm0)	Emission N_E (dBm0)	Réception N_R (dBm0)					
W/Z	Fixe	−25	−30	−25	−10	16 à 120	4	Transition ①	14/G.164	Trace 2 de la figure C-3/G.165 (α)
	Adaptatif	−55 −40 −30	−40 −40 −30	−55 −40 −30	−20 −15 − 5	15 à 75				
Z/W	Fixe	−40	−25	−15	−25	⩽ 1	6	Transition ③	17/G.164	Trace 2 de la figure C-2/G.165 (α)
	Adaptatif	−55 −55 −40	−50 −30 −15	−40 −40 −25	−50 −30 −15	⩽ 5				



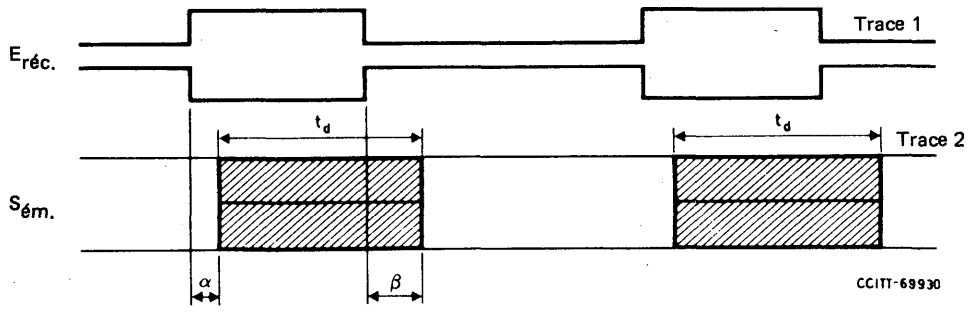
α Temps de fonctionnement

β Temps de maintien

t_d Intervalle de temps pendant lequel le signal déformé peut être observé

FIGURE C-2/G.165

Traces pour des temps de fonctionnement et de maintien du PNL, N_R constant



α Temps de fonctionnement

β Temps de maintien

t_d Intervalle de temps pendant lequel le signal déformé peut être observé

FIGURE C-3/G.165

Traces pour des temps de fonctionnement et de maintien du PNL, N_E constant

Référence

[1] Recommandation du CCITT *Suppresseurs d'écho pour circuits à temps de propagation court ou long*, Livre orange, tome III-1; Rec. G.161, UIT, Genève, 1977.

CARACTÉRISTIQUES DES COMPRESSEURS-EXTENSEURS SYLLABIQUES POUR LA TÉLÉPHONIE UTILISÉS DANS DES SYSTÈMES DE GRANDE CAPACITÉ À GRANDE DISTANCE

(Malaga-Torremolinos, 1984; modifiée à Melbourne, 1988)

Les compresseurs-extenseurs conformes à la Recommandation G.162 du *Livre jaune* étaient applicables à des systèmes de réseau de faible capacité et leur utilisation dans des systèmes de réseau de grande capacité à grande distance n'est pas recommandée. Les compresseurs-extenseurs conformes à la présente Recommandation sont destinés à être utilisés dans des systèmes de grande capacité à grande distance. Leur utilisation dans des systèmes de réseau de faible capacité est facultative. Ils ne sont pas conçus pour être utilisés dans des applications d'usager telles que des systèmes de communication mobiles.

1 Considérations générales

1.1 Les compresseurs-extenseurs syllabiques sont des appareils dans lesquels des variations de gain se produisent à une vitesse comparable à celle des syllabes de la voix. Un compresseur-extenseur se compose d'une combinaison d'un compresseur appliqué en un point du trajet de communication afin de réduire la gamme d'amplitude des signaux et d'un extenseur appliqué en un autre point du trajet afin d'obtenir une augmentation complémentaire de la gamme d'amplitude. L'amélioration de la qualité subjective de la voix obtenue par le compresseur-extenseur est due principalement à deux actions. En effet, le compresseur accroît le niveau moyen de la voix des signaux plus faibles avant l'entrée dans un trajet de communication où l'on peut s'attendre à trouver un bruit accru. L'extenseur, en restituant au signal vocal sa gamme dynamique originale, apporte une amélioration subjective sur le trajet de communication en affaiblissant le bruit perçu par l'auditeur au cours des pauses. Pour une description plus complète du fonctionnement du compresseur-extenseur, il convient de se référer à l'annexe A.

1.2 La présente Recommandation ne spécifie pas les caractéristiques de détecteur, à savoir les caractéristiques de pointe, la valeur quadratique moyenne ou les caractéristiques moyennes.

La qualité de fonctionnement recommandée peut ne pas être suffisante pour assurer la compatibilité entre des compresseurs-extenseurs conformes à la présente Recommandation mais qui sont de conceptions différentes. Avant d'exploiter des compresseurs et des extenseurs de conceptions différentes, aux extrémités opposées d'un même circuit, les Administrations devront procéder à des essais de compatibilité. Au cours de ces essais, il faudra prendre en considération la sensibilité du fonctionnement du compresseur-extenseur aux caractéristiques du signal d'essai.

1.3 L'utilisation d'un certain nombre de compresseurs-extenseurs syllabiques sur des circuits acheminés par le même support à modulation par répartition en fréquence (MRF) peut entraîner une modification de la charge présentée au système MRF. En conséquence, il pourra être nécessaire de modifier les paramètres d'exploitation de ce système en fonction de la charge nouvelle.

1.4 Il convient de noter que l'amélioration subjective de la parole résultant de l'utilisation de compresseurs-extenseurs syllabiques n'intéresse pas la transmission de signaux non vocaux; on constatera une dégradation du rapport signal/bruit sur les circuits équipés de compresseurs-extenseurs syllabiques.

1.5 Certaines des clauses qui suivent spécifient les caractéristiques conjuguées d'un compresseur et d'un extenseur dans le même sens de transmission d'un circuit à quatre fils. Les caractéristiques spécifiées de cette manière peuvent être le plus aisément atteintes si les compresseurs et les extenseurs sont de construction analogue; en certains cas, une étroite collaboration entre les Administrations intéressées pourra être nécessaire. Cette question est étudiée dans le cadre des principes d'application pour compresseurs-extenseurs syllabiques.

2 Définitions

2.1 niveau inchangé

Le niveau inchangé est le niveau absolu en un point de niveau relatif zéro de la ligne située entre le compresseur et l'extenseur d'un signal à 800 Hz qui reste inchangé, que le circuit soit exploité avec le compresseur ou non. Le niveau inchangé est ainsi défini afin de ne pas imposer les valeurs du niveau relatif à l'entrée du compresseur ou à la sortie de l'extenseur.

Pour tenir compte de l'augmentation de la puissance moyenne apportée par le compresseur, et pour éviter l'augmentation du bruit d'intermodulation et la surcharge qui risquent d'en résulter, on doit ajuster ce niveau en tenant compte de la capacité du système (voir la référence [1], chapitre II, annexe 4, pour l'examen détaillé de ce réglage).

2.2 taux de compression

Le taux de compression d'un compresseur est défini par le rapport:

$$\alpha = \frac{N_{1CE} - N_{2CE}}{N_{1CS} - N_{2CS}}$$

où

N_{1CE} et N_{2CE} sont deux niveaux quelconques différents d'entrée du compresseur, compris dans des limites de fonctionnement de celui-ci.

N_{1CS} et N_{2CS} sont les niveaux de sortie du compresseur correspondant respectivement aux niveaux d'entrée N_{1CE} et N_{2CE}.

2.3 taux d'extension

Le taux d'extension d'un extenseur est défini par le rapport:

$$\beta = \frac{N_{1ES} - N_{2ES}}{N_{1EE} - N_{2EE}}$$

où

N_{1EE} et N_{2EE} sont deux niveaux quelconques différents d'entrée de l'extenseur compris dans les limites de fonctionnement de celui-ci.

N_{1ES} et N_{2ES} sont les niveaux de sortie de l'extenseur correspondant respectivement aux niveaux d'entrée N_{1EE} et N_{2EE}.

3 Caractéristiques des compresseurs-extenseurs syllabiques

3.1 *Niveau inchangé*

Une valeur nominale de −10 dBm0 pour le niveau inchangé est recommandée pour les systèmes de grande capacité. Toutefois, les Administrations sont libres de négocier mutuellement un niveau inchangé différent afin de permettre une charge optimale à leurs systèmes de transmission. Cet intervalle de variation de niveau devra être compris entre −10 et −24 dBm0. Les effets de charge de tonalités pilote devront être étudiés.

3.2 *Taux de compression α*

Le taux de compression α du compresseur-extenseur devrait être de 2 sur la gamme de niveaux spécifiée au § 3.4 et sur la gamme de températures de +10 °C à +40 °C. La différence entre le niveau mesuré et le niveau calculé à la sortie du compresseur ne devrait pas dépasser ± 0,25 dB en admettant un taux de compression ayant exactement la valeur 2.

3.3 *Taux d'extension β*

Le taux d'extension β du compresseur-extenseur devrait être de 2 sur la gamme de niveaux spécifiée au § 3.4 et sur la gamme de températures de +10 °C à +40 °C. La différence entre le niveau mesuré et le niveau calculé à la sortie de l'extenseur ne devrait pas dépasser ± 0,4 dB en admettant un taux d'extension ayant exactement la valeur 2.

3.4 *Intervalle de variation de niveau*

A l'étude.

L'intervalle de variation du niveau dans lequel on doit respecter les valeurs de α et de β adoptées doit au moins s'étendre:

de +5 à −60 dBm0 pour le niveau d'entrée du compresseur,

de +5 à −65 dBm0 pour le niveau nominal de sortie de l'extenseur.

3.5 *Variation du gain du compresseur*

Le niveau à la sortie du compresseur, mesuré à la fréquence de 800 Hz pour un niveau d'entrée égal au niveau inchangé (– 10 dBm0), ne devrait pas varier de plus de ± 0,25 dB par rapport à sa valeur nominale, pour une température comprise entre + 10 °C et + 40 °C et une variation de la tension d'alimentation de ± 5% par rapport à sa valeur nominale.

3.6 *Variation du gain de l'extenseur*

Le niveau à la sortie de l'extenseur, mesuré à la fréquence de 800 Hz pour un niveau d'entrée égal au niveau inchangé (– 10 dBm0), ne devrait pas varier de plus de ± 0,5 dB par rapport à sa valeur nominale, pour une température comprise entre ± 10 °C et + 40 °C et une variation de la tension d'alimentation de ± 5% par rapport à sa valeur nominale.

3.7 *Tolérance sur les niveaux de sortie de l'ensemble compresseur-extenseur d'un même sens de transmission d'un circuit à quatre fils*

Le compresseur et l'extenseur sont connectés en cascade. Un affaiblissement (ou un gain) est inséré entre la sortie du compresseur et l'entrée de l'extenseur; il est égal à l'affaiblissement (ou au gain) nominal entre ces points dans le circuit réel sur lequel ils seront utilisés. La figure 1/G.166 indique, en fonction du niveau du signal de 800 Hz, à l'entrée du compresseur, les limites admissibles de la différence entre le niveau à la sortie de l'extenseur et le niveau à l'entrée du compresseur. (Des valeurs positives indiquent que le niveau à la sortie de l'extenseur dépasse le niveau à l'entrée du compresseur.)

Ces limites doivent être observées pour toutes les combinaisons de température du compresseur et de l'extenseur entre + 10 °C et + 40 °C. Elles seront également respectées si l'essai est fait alors que l'affaiblissement (ou le gain) entre le compresseur et l'extenseur est augmenté ou diminué de 2 dB et la mesure corrigée de ± 4,0 dB, en prenant pour hypothèse un β de 2,00.

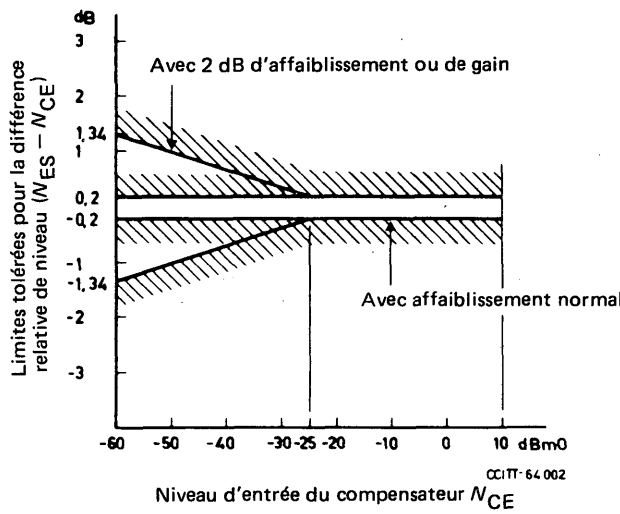


FIGURE 1/G.166

Tolérances pour les niveaux de sortie avec la combinaison compresseur-extenseur

3.8 *Conditions de stabilité*

Il convient de se référer aux indications données au § 2.6 de la Recommandation G.162 (tome III du *Livre jaune*, UIT, Genève, 1981), au § 2 de la Recommandation G.143 et à la référence [1].

Ces limites doivent être observées pour toutes les combinaisons de température du compresseur et de l'extenseur entre + 10 °C et + 40 °C. Elles seront également respectées si l'essai est fait alors que l'affaiblissement (ou le gain) entre le compresseur et l'extenseur est augmenté ou diminué de 2 dB.

Remarque – La variation de gain (ou d'affaiblissement) de 2 dB, citée dans le § 3.7 est égale à deux fois l'écart type recommandé au § 3 de la Recommandation G.151, comme objectif pour les circuits internationaux établis sur une seule liaison en groupe primaire.

4 Impédances et affaiblissements d'adaptation

Les impédances nominales du compresseur et de l'extenseur devraient être égales à 600 ohms (résistance pure).

L'affaiblissement d'adaptation, par rapport à l'impédance nominale, à l'entrée et à la sortie du compresseur et de l'extenseur, ne devrait pas être inférieur à 20 dB, entre 300 et 3400 Hz et pour un niveau de mesure quelconque compris entre +5 et −60 dBm0 à l'entrée du compresseur ou à la sortie de l'extenseur.

5 Caractéristiques de fonctionnement aux différentes fréquences

5.1 *Caractéristiques de fonctionnement avec circuit de commande bloqué*

On considère le circuit de commande comme bloqué quand le courant (ou la tension) de commande obtenu en redressant le signal est remplacé par un courant (ou tension) continu provenant d'une source extérieure. Pour le blocage de la commande, la valeur de ce courant (ou de cette tension) doit être égale à la valeur du courant ou de la tension de commande que l'on obtient quand le signal d'entrée est réglé sur le niveau inchangé.

Pour le compresseur et pour l'extenseur pris séparément, les variations d'équivalent en fonction de la fréquence doivent être comprises dans les limites d'un gabarit qui peut être déduit de la figure 1/G.132 en divisant par 8 les tolérances indiquées, la mesure étant faite avec un signal à niveau d'entrée constant correspondant au niveau inchangé.

5.2 *Caractéristiques de fonctionnement avec circuit de commande en fonctionnement normal*

Le gabarit donné au § 5.1 doit être tenu par le compresseur quand le circuit de commande est en fonctionnement normal, la mesure étant faite avec un niveau d'entrée constant correspondant au niveau inchangé.

Pour l'extenseur, dans les mêmes conditions de mesure, on appliquera un gabarit qui peut être déduit de la figure 1/G.132, en divisant par 4 les tolérances indiquées.

Ces gabarits doivent être tenus pour toute température comprise entre +10 °C et +40 °C.

6 Distorsion de non-linéarité

6.1 *Distorsion harmonique*

La distorsion harmonique totale, mesurée avec une onde sinusoïdale de fréquence 800 Hz, au niveau inchangé, doit être inférieure ou égale à 0,5% pour le compresseur et l'extenseur pris séparément.

Remarque – Dans un compresseur, même parfait, le signal de sortie présente des valeurs de crête élevées lorsque le niveau du signal varie brusquement d'un niveau faible à un niveau plus élevé. Le cas le plus critique semble être celui de la signalisation à fréquence vocale, bien que ce même phénomène puisse également se produire pendant la transmission de la parole. Il peut être désirable, dans des cas exceptionnels, d'associer un limiteur d'amplitude au compresseur, afin d'éviter les perturbations produites par les réponses transitoires consécutives à des impulsions de signalisation à fréquence vocale.

6.2 *Mesures d'intermodulation*

Il est nécessaire d'ajouter, à la mesure de la disposition harmonique, une mesure d'intermodulation, chaque fois que les compresseurs-extenseurs sont destinés à équiper des circuits internationaux (quel que soit le système de signalisation employé), de même que dans les cas où les compresseurs-extenseurs sont destinés à équiper des circuits nationaux pour lesquels on envisage l'utilisation de la signalisation à plusieurs fréquences, ou la transmission de données utilisant un système de transmission de type analogue.

Les produits d'intermodulation ayant un intérêt pour le fonctionnement des récepteurs de signaux à plusieurs fréquences sont ceux de troisième ordre des types $(2f_1 - f_2)$ et $(2f_2 - f_1)$, où f_1 et f_2 sont deux fréquences de signalisation.

Pour les mesures, on recommande pour les fréquences f_1 et f_2 les valeurs 900 Hz et 1020 Hz.

Il convient de prévoir deux conditions de mesure: la première, où le niveau de chacune des deux fréquences de mesures f_1 et f_2 est de −5 dBm0; la seconde, avec un niveau de −15 dBm0, pour chacune des deux fréquences de mesure. Ces niveaux doivent s'entendre à l'entrée du compresseur ou à la sortie de l'extenseur (niveaux non comprimés).

Les limites pour les produits d'intermodulation sont définies comme l'écart entre le niveau de chacune des deux ondes de mesure, à la fréquence f_1 ou f_2 et le niveau des produits d'intermodulation, à la fréquence $(2f_1 - f_2)$ ou $(2f_2 - f_1)$.

La valeur de cet écart qui semble suffisante pour les exigences de la signalisation à plusieurs fréquences (y compris la signalisation de bout en bout sur trois circuits interconnectés, chacun muni d'un compresseur-extenseur) est 32 dB, pour le compresseur et pour l'extenseur considérés séparément.

Remarque 1 – Ces valeurs semblent convenables pour le système de signalisation n° 5, qui va être employé sur quelques longs circuits internationaux.

Remarque 2 – Les mesures effectuées sur l'ensemble d'un compresseur et d'un extenseur, en cascade, ne semblent pas à conseiller. En effet, on pourrait avoir un compresseur et un extenseur qui donnent individuellement des niveaux d'intermodulation assez élevés, mais qui, grâce à la bonne complémentarité des caractéristiques, donnent beaucoup moins d'intermodulation dans les mesures en cascade. La compensation qui se rencontre dans les mesures avec compresseur et extenseur en cascade peut, en effet, ne pas se rencontrer en pratique, soit à cause de la distorsion de phase possible de la ligne, soit parce que le compresseur et l'extenseur aux deux extrémités de la ligne peuvent présenter des caractéristiques moins complémentaires que celles du compresseur et de l'extenseur mesurés en cascade.

Par conséquent, la mesure devrait être effectuée séparément sur le compresseur et sur l'extenseur. Les deux signaux aux fréquences f_1 et f_2 doivent être appliqués en même temps, et les niveaux devront être mesurés à la sortie du compresseur et de l'extenseur avec un appareil sélectif.

7 Bruit

La valeur efficace de la somme de bruit, mesurée en un point de niveau relatif zéro, l'entrée et la sortie étant fermées sur des résistances de 600 ohms, devra être inférieure ou égale aux valeurs suivantes:

- à la sortie du compresseur: −45 dBm0p
- à la sortie de l'extenseur: −80 dBm0p

8 Réponse transitoire

On doit vérifier de la façon suivante la réponse transitoire globale de l'ensemble d'un compresseur et d'un extenseur qui doivent être utilisés dans le même sens de transmission sur un circuit à quatre fils muni d'un compresseur-extenseur.

Le compresseur et l'extenseur sont reliés en cascade, l'affaiblissement (ou le gain) approprié étant inséré entre eux comme il est indiqué dans le § 3.7.

Un signal en échelon de 12 dB, à la fréquence 2000 Hz, est appliqué à l'entrée du compresseur; en fait, on produit une variation de −16 à −4 dBm0 pour l'établissement et de −4 à −16 dBm0 pour le retour au repos. On observe l'enveloppe du signal à la sortie de l'extenseur. Le dépassement balistique (positif ou négatif) après l'application d'un échelon croissant de 12 dB, exprimé en pourcentage de la tension finale en régime permanent, mesure la distorsion transitoire globale de l'ensemble du compresseur et de l'extenseur pour l'établissement. Le dépassement balistique (positif et négatif) après l'application d'un échelon décroissant de 12 dB, exprimé en pourcentage de la tension finale en régime permanent, mesure la distorsion transitoire globale de l'ensemble du compresseur et de l'extenseur pour le retour au repos. Les limites admissibles pour ces deux valeurs sont ± 20%. On doit respecter ces limites pour les mêmes conditions de température et de variation de l'affaiblissement (ou du gain) entre le compresseur et l'extenseur que pour la mesure qui fait l'objet du § 3.7.

En outre, on doit mesurer de la façon suivante les temps d'affaiblissement et de retour au repos du compresseur seul:

Utilisant respectivement pour l'établissement ou pour le retour au repos les mêmes échelons de 12 dB que ci-dessus, on définit le temps d'établissement comme le temps compris entre l'instant où l'on applique la variation brusque et l'instant où l'enveloppe de la tension de sortie atteint une valeur égale à 1,5 fois sa valeur en régime permanent. Le temps de retour au repos est défini comme le temps compris entre l'instant où l'on applique la variation brusque et l'instant où l'enveloppe de la tension de sortie atteint une valeur égale à 0,75 fois sa valeur en régime permanent.

Les limites admissibles doivent être:

- 3 ms au minimum et 5 ms au maximum pour le temps d'établissement;
- 13,5 ms au minimum et 22,5 ms au maximum pour le temps de retour au repos.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.166)

Caractéristiques d'amélioration des compresseurs-extenseurs

L'amélioration que permet d'obtenir un compresseur-extenseur provient du fait que c'est pendant les pauses, ou lorsque le volume des sons vocaux est relativement faible, que les perturbations sont les plus gênantes, alors qu'elles sont masquées par les puissances vocales relativement élevées. Il n'est donc aucunement nécessaire de modifier les caractéristiques de transmission du système lorsque le niveau des signaux vocaux est élevé; au contraire, lorsque ce niveau est faible, c'est le moment d'améliorer la situation. Pour réduire les bruits, on peut introduire un affaiblissement à l'extrémité de réception du circuit pendant les périodes où le niveau du signal est nul ou faible. Cet affaiblissement affectera le bruit ou la diaphonie qui s'est insinuée en cours de trajet, de sorte que le niveau des perturbations sera diminué d'autant. Il n'empêche que le signal désiré sera lui-même affecté par cet affaiblissement; aussi, pour que l'insertion du compresseur-extenseur ne modifie pas le niveau du signal finalement reçu, il convient d'introduire à l'extrémité d'émission un gain numériquement égal à l'affaiblissement de réception. L'équivalent global du circuit est ainsi maintenu constant et le niveau des signaux peu intenses se trouve rehaussé par rapport à celui du fond des perturbations en ligne.

Il faut cependant que la situation que nous venons de décrire ne puisse pas subsister lorsqu'un signal de niveau élevé se présente, sans quoi il pourrait y avoir une surcharge des répéteurs insérés dans le circuit. Le rôle du compresseur-extenseur est donc d'introduire automatiquement le gain et l'affaiblissement susmentionnés en quantité voulue de manière juste suffisante pour que l'équivalent global du circuit reste inchangé quel que soit le niveau des signaux vocaux, tandis que le rapport signal/bruit est augmenté pour les signaux de faible niveau. On se reportera à ce sujet à l'hypsogramme que représente la figure A-1/G.166. On voit que, pour un niveau donné, qu'on appelle le niveau inchangé, le compresseur-extenseur n'introduit nulle part de gain ni d'affaiblissment et le signal traverse le système d'un bout à l'autre, comme le montre la ligne (1), (2), (3), sans que son niveau ne subisse aucune variation.

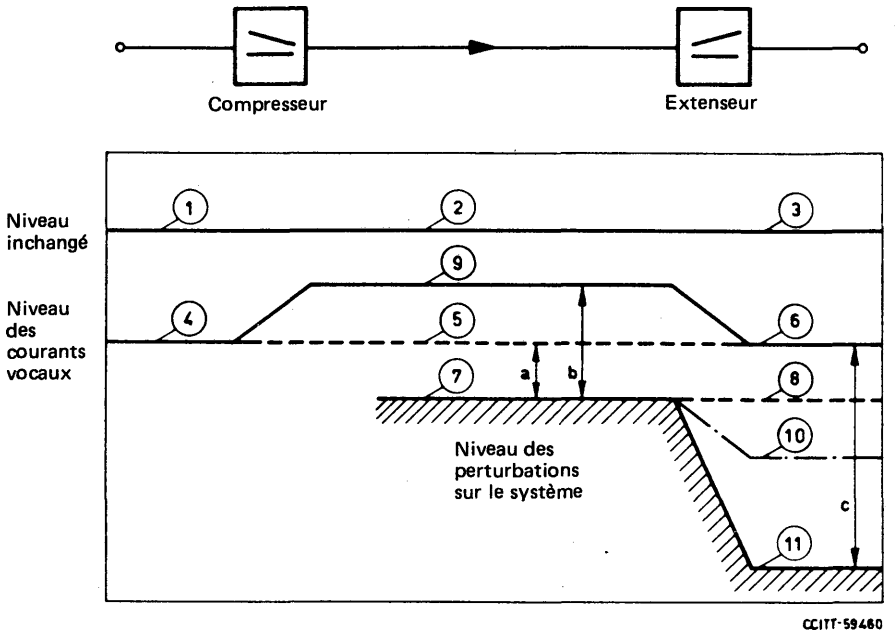
Un signal vocal de niveau (4) traverserait également le signal sans variation de niveau [c'est-à-dire selon la ligne (4), (5), (6) s'il n'y avait pas de compresseur-extenseur]. Mais supposons que les perturbations sur le système (bruit, diaphonie, etc.) aient le niveau (7): le rapport signal/bruit est alors représenté par *a*, et le niveau des perturbations à la sortie est celui représenté en (8), aussi bien pendant la conversation que pendant les pauses.

Or, l'introduction du compresseur-extenseur porte de (4) à (9) le niveau du signal vocal qui se présente et à *b* le rapport signal/bruit. A l'extrémité de réception, le niveau du signal vocal est rétabli à sa valeur primitive (6) et le niveau correspondant des perturbations pendant l'*émission de paroles* est représenté en (10). Cependant, comme nous l'avons dit plus haut, le niveau des perturbations pendant les pauses est d'une importance plus grande encore; il est représenté en (11). Donc, la valeur effective du rapport entre le niveau des signaux vocaux et celui des perturbations reçues *pendant la pause* est celle représentée par *c*.

La partie du compresseur-extenseur située à l'origine émettrice est le compresseur; la gamme des niveaux des signaux vocaux qui y arrivent est en effet comprimée. Pour les systèmes de grande capacité, le CCITT a recommandé pour le niveau inchangé la valeur de −10 dBm0. Les Administrations peuvent toutefois négocier entre elles des valeurs différentes pour le niveau inchangé de façon à assurer une charge optimale de leurs systèmes de transmission. La valeur du niveau inchangé devrait se situer entre −10 dBm0 et −24 dBm0. La valeur retenue influera sur la puissance moyenne par voie.

La partie du compresseur-extenseur située à l'extrémité de réception est l'extenseur; la valeur du niveau inchangé y est la même.

Il résulte de ce qui précède que, lorsqu'on doit installer des compresseurs-extenseurs, il faut en mettre un à chacune des extrémités du circuit téléphonique dans le trajet de transmission aux fréquences vocales à quatre fils, le compresseur étant inséré dans la voie d'émission et l'extenseur dans la voie de réception.



Tous les niveaux sont rapportés à un point de niveau relatif zéro.
Lignes en trait plein = fonctionnement du système avec compresseur-extenseur.
Lignes en tirets = fonctionnement du système sans compresseur-extenseur.

a Rapport signal/perturbations sans compresseur-extenseur.
b Augmentation du rapport précédent obtenue en présence de courants vocaux, due à l'emploi du compresseur.
c Rapport signal/perturbations obtenu pendant les pauses, dû à l'emploi du compresseur-extenseur.
Pour un compresseur-extenseur idéal 2:1:2, ce rapport est égal au double de *b*.

FIGURE A-1/G.166

Hypsogramme d'un système de transmission muni d'un compresseur-extenseur

Référence

[1] Manuel du CCITT *Planification de la transmission dans les réseaux téléphoniques à commutation*, UIT, Genève, 1976.

1.7 Aspects des communications et des circuits spéciaux utilisant le réseau de communications téléphoniques internationales concernant le plan de transmission

Recommandation G.171

ASPECTS DES RÉSEAUX À USAGE PRIVÉ RELATIFS AU PLAN DE TRANSMISSION

(Genève, 1980; modifiée à Malaga-Torremolinos, 1984 et à Melbourne, 1988)

1 Considérations générales

La présente Recommandation concerne principalement les réseaux téléphoniques à usage privé avec commutation. Dans certaines conditions, ces réseaux peuvent convenir aussi à la transmission de signaux de données analogiques codés, mais aucune disposition particulière n'a été prise pour assurer dans ce cas une qualité de fonctionnement satisfaisante. Bien que des dispositifs numériques placés sur une portion de circuit, ou des commutateurs numériques puissent être employés, les § 1 à 9 de cette Recommandation traitent essentiellement de l'interconnexion analogique des circuits et des commutateurs. Les § 10 et 11 visent certains aspects de toutes les connexions numériques.

Il convient de noter que toutes les Administrations n'offrent pas cette possibilité. Certaines permettent l'interconnexion entre les réseaux téléphoniques à usage privé et le réseau téléphonique public. Dans ce cas, il n'est pas toujours possible de garantir que la qualité de la transmission sera conforme aux normes du CCITT. De même, l'interconnexion de plusieurs réseaux à usage privé peut entraîner une dégradation de la qualité de transmission des connexions.

La présente Recommandation n'a pas pour objet d'empêcher la conclusion d'accords bilatéraux pour des configurations spéciales du réseau. Dans ces circonstances, on suggère d'utiliser les plans du réseau indiqués, comme guide aidant à établir d'autres dispositions admissibles.

Le plan de transmission décrit dans la présente Recommandation est le même que celui du réseau public commuté; par conséquent, il est souhaitable que plusieurs autres Recommandations telles que la Recommandation G.151 soient respectées lorsque cela est possible et indiqué. A ce propos, on remarque que certaines conditions formulées dans la Recommandation G.151 sont plus rigoureuses que celles de la présente Recommandation (distorsion d'affaiblissement, par exemple) et que la Recommandation G.151, contrairement à la présente Recommandation, traite de certaines dégradations plus importantes pour les données dans la bande des fréquences vocales.

A propos du plan privé, il est indispensable de noter qu'un commutateur privé remplit les fonctions de central local et de central tandem, et qu'il faut donc faire appel à une technique telle que celle du complément de ligne commuté pour obtenir l'affaiblissement approprié pour la communication.

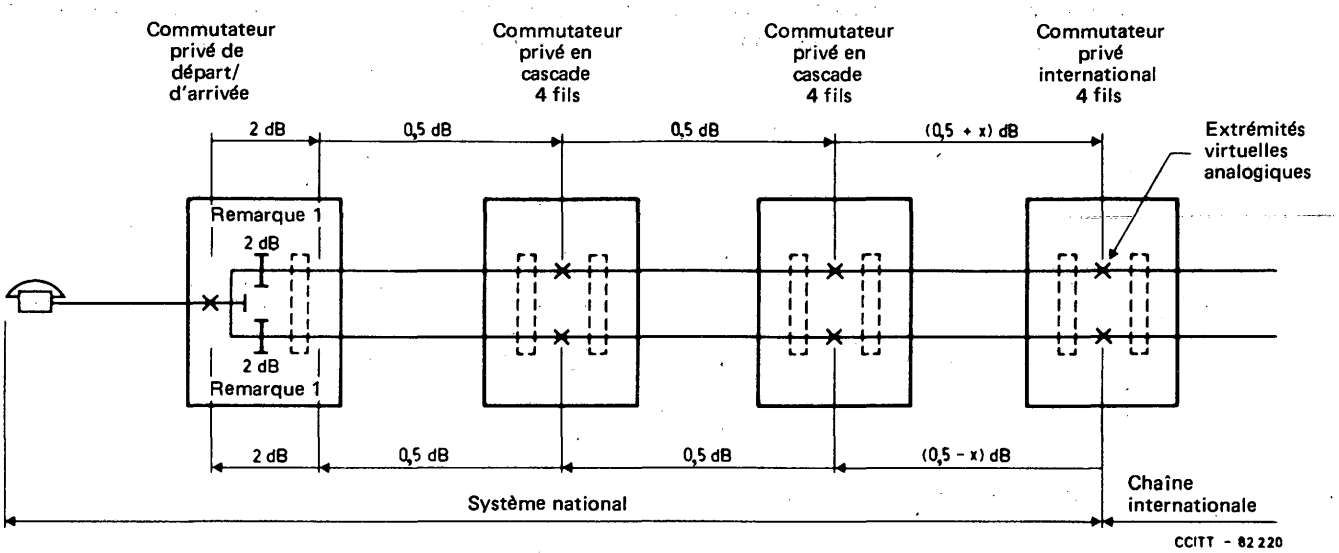
On peut également mettre en application les architectures de réseau dont traite la présente Recommandation en remplaçant certains ou tous les commutateurs privés par une possibilité de commutation réservée pour un usage privé et installée dans les locaux de l'Administration téléphonique plutôt que chez l'usager.

La Recommandation M.1030 fournit des renseignements relatifs à la maintenance des circuits internationaux loués faisant partie de réseaux commutés à usage privé. La Recommandation Q.8 décrit les systèmes de signalisation appropriés aux circuits internationaux loués.

2 Architecture du réseau

2.1 *Architectures de réseau à quatre fils préférées*

Les figures 1/G.171 et 2/G.171 présentent les architectures de réseau préférées. Les commutateurs privés (PBX) à quatre fils sont associés à des circuits quatre fils à affaiblissement réduit. Les plans d'affaiblissement représentés sont donnés à titre d'exemples et se fondent sur les plans nationaux examinés dans la Recommandation G.121. Pour des raisons de commodité, ces dernières figures n'utilisent que le plan d'affaiblissement variable comme exemple. On notera que le plan d'établissement fixe non modifié (figure 2/G.171) n'est approprié que lorsque la taille du système national n'excède pas 1000 à 1500 km.



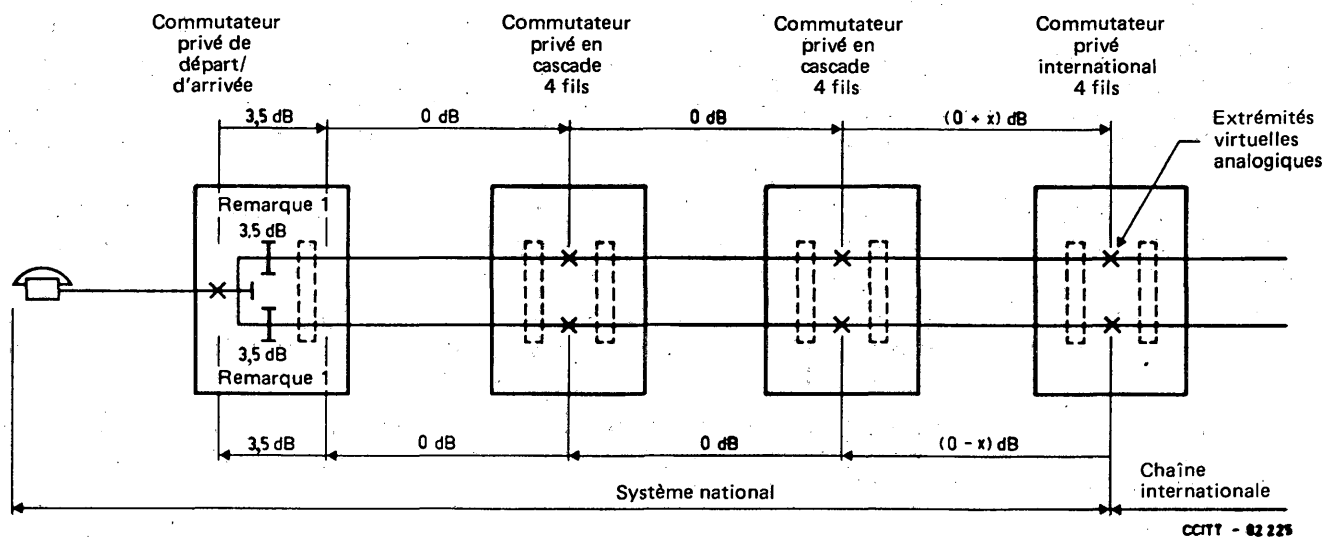
Remarque 1 – Complément de ligne commutable de 2 dB, ou son équivalent. Le complément de ligne est mis en circuit pour les communications d'arrivée et de départ, et hors circuit pour les communications en cascade.

Remarque 2 – La valeur de x est la valeur de l'affaiblissement nécessaire pour passer d'une extrémité réelle analogique à une extrémité virtuelle analogique.

Remarque 3 – Représente l'annuleur ou le demi-suppresseur d'écho pouvant être installé.

FIGURE 1/G.171

Architecture de réseau à quatre fils – Affaiblissement variable



Remarque 1 – Complément de ligne commutable de 3,5 dB, ou son équivalent. Le complément de ligne est mis en circuit pour les communications d'arrivée et de départ, et hors circuit pour les communications en cascade.

Remarque 2 – La valeur de x est la valeur de l'affaiblissement nécessaire pour passer d'une extrémité réelle analogique à une extrémité virtuelle analogique.

Remarque 3 – Représente l'annuleur ou le demi-suppresseur d'écho pouvant être installé.

FIGURE 2/G.171

Architecture de réseau à quatre fils – Affaiblissement fixe

Dans chaque PBX, on utilise un complément de ligne commutable, ou son équivalent, de telle manière que le complément de ligne soit «hors» circuit quand le commutateur du PBX est en mode cascade, mais «en» circuit dans un PBX de départ ou d'arrivée. Cela permet d'obtenir une configuration souple des PBX, tout en conservant la possibilité d'agir sur l'affaiblissement d'écho et sur l'équivalent global pour la sonie. Le PBX terminal de la chaîne internationale est appelé PBX international. Théoriquement, les extrémités virtuelles analogiques sont situées dans ce PBX.

Il convient de noter que les lignes d'abonné généralement courtes des commutateurs privés nécessitent parfois un affaiblissement supérieur sur les communications pour respecter les valeurs des équivalents pour la sonie (ES) à l'émission et à la réception, recommandées aux extrémités virtuelles analogiques. Cela dépend bien entendu de la valeur de ces équivalents pour la ligne téléphonique et la ligne d'abonné. Il faut parfois ajouter aussi un affaiblissement sur les communications internes du commutateur privé.

2.2 *Architecture admissible pour un réseau utilisant des circuits à deux fils*

L'architecture illustrée par la figure 3/G.171 prévoit l'utilisation de circuits à deux fils. Cela n'est pas souhaitable et devrait être évité. Dans la mesure où ils sont utilisés, les circuits à deux fils doivent être établis entre un PBX de départ ou d'arrivée et le premier PBX en cascade. Un circuit à deux fils peut être entièrement à deux fils, ou être formé d'un mélange de circuits à deux fils et de circuits à quatre fils.

Avec des circuits à deux fils, il peut être nécessaire de prévoir une régulation spéciale de l'affaiblissement dans le PBX d'interconnexion en cascade. S'il n'est pas possible de satisfaire autrement aux spécifications d'écho et de stabilité des § 5 et 6, il faudra introduire l'affaiblissement du complément de ligne ou de son équivalent dans la connexion en cascade vers le circuit à deux fils. Cela nécessiterait une translation et une régulation spéciales dans le PBX en cascade, pour identifier les circuits à deux fils qui ne satisfont pas aux exigences en matière d'écho et de stabilité. Si cela n'est pas possible, l'affaiblissement supplémentaire doit être prévu sur toutes les communications en cascade, ce qui dégrade l'équivalent global pour la sonie.

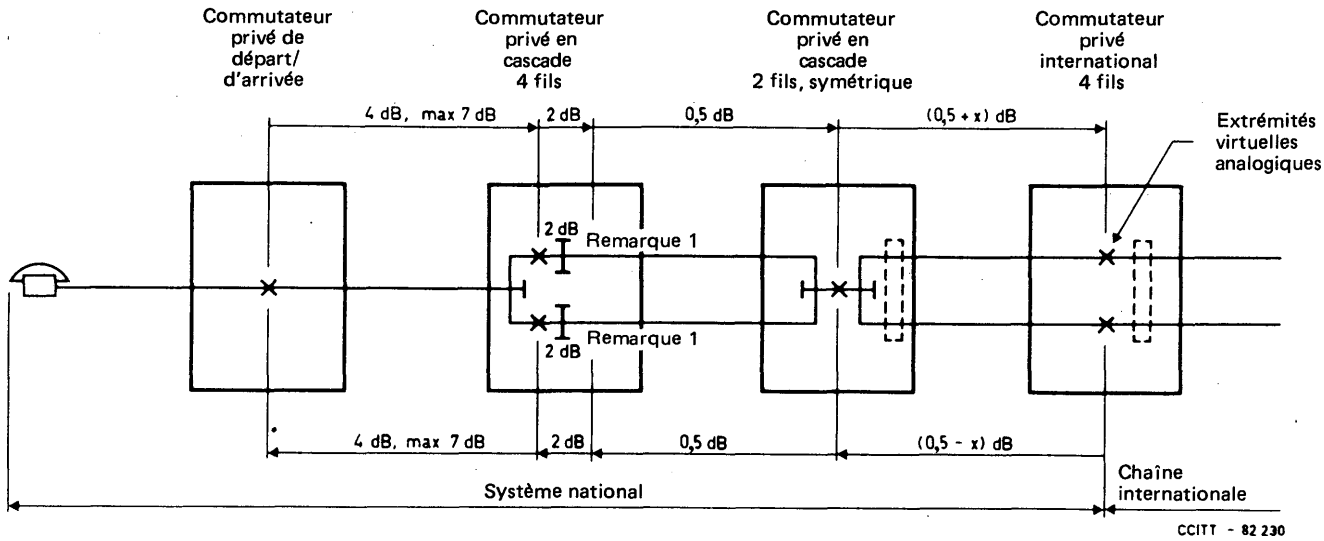
2.3 *PBX à deux fils symétriques en cascade*

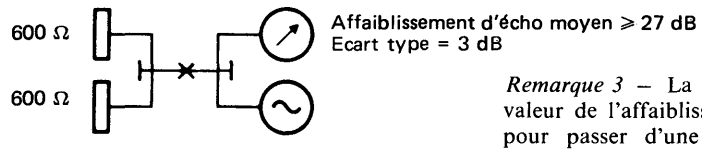
La figure 3/G.171 montre qu'il est possible d'utiliser des PBX à deux fils en cascade, si l'ensemble des interfaces à quatre fils interconnectées satisfait aux exigences de l'équilibrage (voir la remarque 2). Si l'affaiblissement d'écho moyen est de 27 dB et l'écart type de 3 dB, l'effet de l'écho dans le PBX est négligeable par rapport à l'écho principal qui se produit dans le PBX de départ ou d'arrivée ou dans le PBX en cascade reliés à un circuit à deux fils. La Recommandation G.131 mentionne ces valeurs d'équilibrage dans le cas de commutateurs deux fils en cascade. A titre provisoire, il est recommandé un maximum de trois PBX à deux fils dans un circuit de prolongement national. Cela correspondrait à un PBX de départ ou d'arrivée à deux fils avec deux autres PBX à deux fils symétriques en cascade.

La figure 4/G.171 montre que le PBX international peut être du type à deux fils. Les extrémités virtuelles analogiques sont adjacentes au termineur deux fils/quatre fils, du côté quatre fils. Si le PBX sert à la commutation en cascade, il doit être symétrique, et il convient d'utiliser un complément de ligne, ou son équivalent, comme indiqué précédemment.

2.4 *Contraintes imposées au réseau*

Pour limiter l'écho, la distorsion, le bruit et le temps de propagation, il est recommandé de prévoir un maximum de sept circuits entre un PBX de départ et un PBX d'arrivée. La répartition des circuits entre la chaîne nationale et la chaîne internationale doit se faire d'une façon souple, sur la base d'un réseau individuel et sous réserve du nombre maximal total de sept circuits. Cependant, il ne devrait pas y avoir plus de cinq circuits en cascade dans une communication établie sur un circuit de prolongement national.





Remarque 1 – Complément de ligne commutable de 2 dB, ou son équivalent. Le complément de ligne est mis en circuit dans la communication en cascade; il est inséré sur un circuit à 2 fils si les clauses d'équilibrage de stabilité des § 5 et 6 ne peuvent pas être satisfaites autrement.

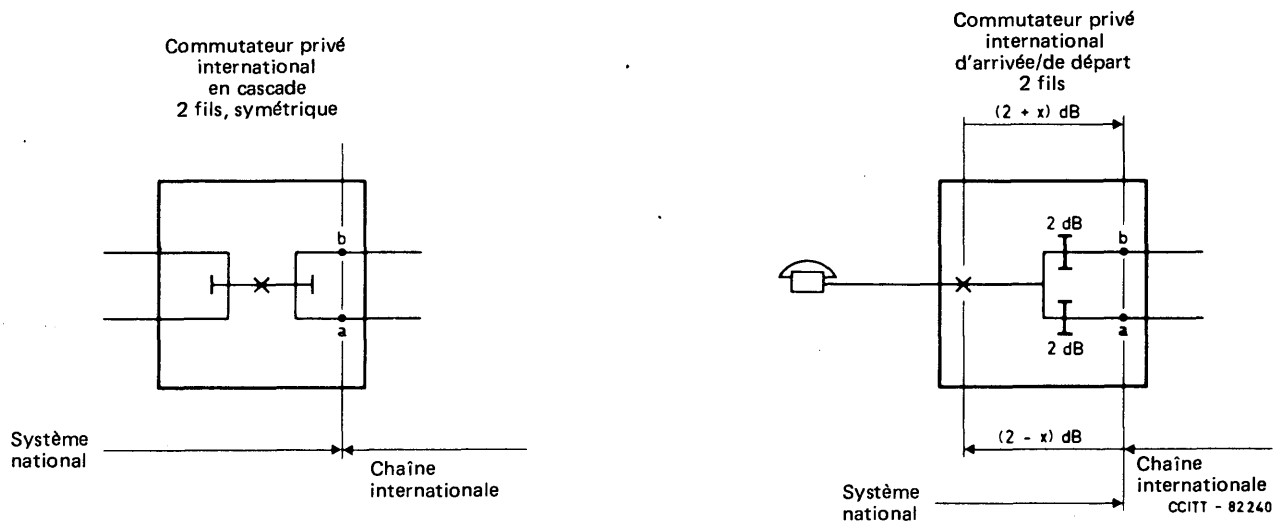
Remarque 2 – PBX 2 fils symétrique.

Remarque 3 – La valeur de x est la valeur de l'affaiblissement nécessaire pour passer d'une extrémité réelle analogique à une extrémité virtuelle analogique.

Remarque 4 – Représente l'annuleur ou le demi-suppresseur d'écho pouvant être installé.

FIGURE 3/G.171

Architecture de réseau utilisant des circuits à deux fils



Remarque – La valeur de x est la valeur de l'affaiblissement nécessaire pour passer d'une extrémité réelle analogique à une extrémité virtuelle analogique.

FIGURE 4/G.171

Commutateur privé international, deux fils

La Recommandation G.114 sur le temps moyen de propagation dans un sens, doit être respectée. En particulier, une communication ne doit pas comporter plus d'un circuit par satellite. S'il n'est pas possible de satisfaire à cette condition, on ne peut garantir que la qualité de transmission obtenue sera conforme aux normes du CCITT.

Les architectures de réseau illustrées par les figures 1/G.171 à 4/G.171 correspondent aux méthodes suggérées pour satisfaire aux Recommandations concernant la stabilité, l'écho, l'équivalent de référence corrigé (ERC) et l'équivalent pour la sonie (ES) (voir les § 5, 6 et 7). D'autres architectures permettant d'obtenir les mêmes résultats sont acceptables.

3 Affaiblissement nominal des circuits internationaux

3.1 *Circuits à quatre fils*

La Recommandation G.111 s'applique à ce type de circuit et l'affaiblissement nominal à la fréquence de référence entre des extrémités virtuelles analogiques sera donc de 0,5 dB pour des circuits utilisant la transmission analogique. La Recommandation G.111 indique l'emplacement de ces extrémités virtuelles analogiques qui se trouveront théoriquement dans le central privé où le circuit aboutit. Les circuits à quatre fils ne doivent pas comprendre de sections à deux fils.

3.2 *Circuits à deux fils*

L'objet de cette nomenclature est de couvrir les circuits qui ne sont pas disponibles avec une interface à quatre fils (par exemple, les circuits entre les nœuds de commutation à deux fils).

Pour les besoins de la présente Recommandation, on peut considérer l'emplacement des extrémités virtuelles analogiques pour ce type de circuit comme adjacent au termineur deux fils/quatre fils (côté quatre fils). On peut alors procéder de la même manière que pour un circuit à quatre fils. (Voir la figure 4/G.171.)

Remarque 1 – L'affaiblissement réel du circuit entre les extrémités réelles à la fréquence de référence, ne peut pas être indiqué avec précision sans connaissance préalable des niveaux de commutation.

Remarque 2 – Des différences peuvent se produire entre les deux sens de transmission dans l'affaiblissement réel du circuit. Les annexes à la Recommandation G.121 contiennent des indications assez détaillées sur ce point.

Remarque 3 – On entend par circuit le trajet de transmission complet entre les points de commutation des deux centraux privés intéressés.

Remarque 4 – L'affaiblissement réel de transmission sera différent des valeurs nominales et pourra varier en fonction du temps. Pour tous les circuits, les variations de l'affaiblissement global en fonction du temps à la fréquence de référence (y compris les variations journalières et saisonnières mais à l'exclusion des variations brusques d'amplitude) doivent être les plus faibles possibles et ne devraient pas excéder ± 4 dB.

4 Affaiblissement nominal des circuits nationaux

4.1 *Circuits à quatre fils*

L'affaiblissement nominal à la fréquence de référence devrait être de 0,5 dB entre les extrémités réelles. Cette valeur tient compte des circuits à quatre fils aboutissant à des PBX symétriques à deux fils. L'affaiblissement du circuit allant des extrémités réelles aux extrémités virtuelles analogiques, dans le PBX international, dépend de la valeur prévue dans le plan national pour le niveau de transmission des PBX.

4.2 *Circuits à deux fils*

Les circuits à deux fils peuvent comprendre des sections mixtes deux fils et quatre fils. L'affaiblissement nominal à la fréquence de référence ne doit pas dépasser 7 dB et doit être de préférence inférieur, par exemple, à 4 dB.

Remarque 1 – Dans certaines architectures nationales adoptées dans des pays très étendus, on peut être amené à prévoir un affaiblissement nominal supérieur à 0,5 dB sur les circuits à quatre fils, ou à prévoir un affaiblissement en fonction de la distance afin d'améliorer les caractéristiques de l'écho pour la personne qui parle, sans mettre en œuvre des dispositifs de réduction d'écho. Ce procédé est acceptable à condition que soient satisfaites les Recommandations relatives à l'ERC (indice de sonie) (voir le § 7).

Remarque 2 – Etant donné que les circuits loués peuvent comprendre des sections acheminées dans des paires non chargées dans des câbles de distribution locaux, il conviendra de veiller à conserver une stabilité appropriée, compte tenu du gain relatif découlant des paires en câbles non chargées.

Remarque 3 – Les variations d'affaiblissement doivent être commandées comme indiqué pour les circuits internationaux.

5 Stabilité

5.1 *Circuits à deux fils nationaux/circuits avec aboutissement deux fils*

Les circuits avec aboutissement deux fils sont des circuits à quatre fils qui aboutissent à des PBX à deux fils. Provisoirement, l'affaiblissement nominal dans la boucle à quatre fils ne doit pas être inférieur à 6 dB à une fréquence quelconque de la bande de 0 à 4 kHz, quelles que soient les conditions de terminaison rencontrées en exploitation normale (y compris, par exemple, l'état de repos et la phase d'établissement de la communication).

5.2 *Systèmes de terminaison pour les circuits internationaux*

Les termineurs nationaux qui servent d'interface avec les circuits internationaux doivent observer les conditions de stabilité spécifiées dans la Recommandation G.122. S'agissant de circuits internationaux à deux fils, on peut considérer que les extrémités virtuelles analogiques sont adjacentes au termineur deux fils/quatre fils (côté quatre fils) (voir la figure 4/G.171).

Pendant l'établissement et la libération d'une communication, l'affaiblissement entre les extrémités virtuelles analogiques (*a-b*) doit être conforme à celui que donne le § 1 de la Recommandation G.122.

Comme l'explique la Recommandation G.122, le système de signalisation influe sur l'affaiblissement lors de l'établissement de la communication. Si les arrangements décrits dans la présente Recommandation ne permettent pas de répondre à cette spécification, il faut alors augmenter les affaiblissements commutés ou fixes.

Pendant une communication établie, les architectures que suggèrent les figures 1/G.171, 2/G.171 et 3/G.171 permettent de satisfaire aux clauses de la Recommandation G.122. Supposons que les lignes d'abonnés des commutateurs privés aient une répartition de l'affaiblissement d'équilibrage pour la stabilité équivalente ou supérieure à celle des lignes d'abonnés du réseau public, et que cette répartition ait une valeur moyenne de 6 dB avec un écart type de $\sqrt{6{,}25}$ dB, alors la répartition de l'affaiblissement pour la stabilité (*a-b*) est compatible avec la répartition recommandée dans le § 1 de G.122 si l'on se fonde sur les mêmes hypothèses que dans cette Recommandation.

Remarque – Afin d'obtenir la stabilité spécifiée sur les circuits deux fils à affaiblissement réduit (par exemple, 3 dB), il sera nécessaire d'installer des termineurs deux fils/quatre fils dans les commutateurs privés; cela ne sera peut-être pas nécessaire sur les circuits à affaiblissement plus élevé. On trouvera des précisions sur ce point dans le manuel du CCITT cité en [1].

6 Echo

6.1 *Systèmes de terminaison pour circuits internationaux*

Les systèmes de terminaison nationaux qui servent d'interface avec les circuits internationaux doivent satisfaire aux conditions du § 2 de la Recommandation G.122 relatives à l'affaiblissement d'écho (*a-b*), et aux conditions du § 2 de la Recommandation G.131 relatives à la limitation de l'écho.

Pendant une communication établie, les architectures que suggèrent les figures 1/G.171, 2/G.171 et 3/G.171 permettent de satisfaire aux clauses du § 2 de la Recommandation G.122: supposons que les lignes d'abonnés des commutateurs privés aient une répartition de l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho équivalente ou supérieure à celle des lignes d'abonnés du réseau public, et que cette répartition ait une valeur moyenne de 11 dB avec un écart type de 3 dB, alors la répartition de l'affaiblissement d'écho (*a-b*) est compatible avec la répartition recommandée dans le § 2 de la Recommandation G.122 si l'on se fonde sur les mêmes hypothèses que dans cette Recommandation.

6.2 *Dispositifs de réduction d'écho*

Si des dispositifs de réduction d'écho (par exemple, suppresseurs ou annuleurs d'écho) sont nécesaires, il est préférable qu'ils soient placés au commutateur privé. Cela réduit le temps de propagation en fin de circuit et permet, si nécessaire, de neutraliser le dispositif pendant le fonctionnement en cascade. De plus, quelques systèmes

de signalisation exigent une neutralisation locale des dispositifs de réduction d'écho durant certaines phases de la signalisation. Le dispositif (annuleur d'écho ou demi-suppresseur d'écho fonctionnant à l'extrémité distante) pour le circuit international serait situé au commutateur privé d'arrivée de la chaîne internationale puisque ce même commutateur peut normalement constituer le point de départ ou d'arrivée du trafic ou du commutateur en cascade vers de nombreux circuits interurbains dépourvus de dispositifs de réduction d'écho. Toutefois, si les circuits nationaux de liaison introduisent un temps de propagation suffisant pour justifier une réduction d'écho, ces circuits seront eux aussi dotés de dispositifs prévus à cet effet.

En cas d'utilisation de demi-suppresseurs d'écho fonctionnant à l'extrémité distante, les suppresseurs intermédiaires doivent être neutralisés. Cette mesure n'est pas nécessaire pour les annuleurs d'écho étant donné que le fonctionnement en cascade ne diminue pas la qualité de transmission. Dans les deux cas, le dispositif de réduction d'écho fonctionnant sur la communication est effectivement rapproché de la ligne d'abonné du commutateur privé, ce qui réduit encore le temps de propagation en fin de circuit. Les dispositifs de réduction d'écho sont situés dans la partie à quatre fils du réseau et entre le premier circuit différentiel et la chaîne internationale. Cependant, ils peuvent être situés au centre international lorsque les facteurs de qualité précédemment décrits peuvent être convenablement surveillés et que cet emplacement présente des avantages du point de vue de la maintenance et des coûts.

L'affaiblissement des circuits munis de dispositifs de réduction d'écho devra être de 0 dB.

Les suppresseurs et les annuleurs d'écho conformes aux Recommandations G.164 et G.165 nécessitent normalement un affaiblissement du signal (*a-b*) de 6 dB pour le signal *réel* qui fait converger l'annuleur ou qui est limité par le suppresseur. Il est donc désirable du point de vue de la qualité que l'affaiblissement pour la stabilité (*a-b*) pendant une communication soit d'au moins 6 dB, afin d'assurer un fonctionnement correct pour *n'importe quel* signal (spectre des fréquences) dans la bande de 0 à 4 kHz. Toutefois, l'obtention d'un tel résultat risque d'être coûteuse. Le spectre d'un signal vocal et d'un trajet de retour typiques est tel que si l'affaiblissement de *l'écho* (*a-b*) est d'au moins 6 dB, l'affaiblissement du signal (*a-b*) pour le signal vocal devrait être d'au moins 6 dB, et les dispositifs de réduction d'écho devraient fonctionner correctement. Cependant le spectre de certains signaux de données transmis vers la bande des fréquences vocales et le spectre du trajet de retour sont tels qu'un affaiblissement d'écho (*a-b*) d'au moins 10 dB est nécessaire pour garantir que l'affaiblissement du signal (*a-b*) est de 6 dB pour le signal de données réel. (Les modems semi-duplex des circuits de satellite peuvent aussi nécessiter une protection contre l'écho pour fonctionner dans de bonnes conditions). Ainsi, si un dispositif de réduction d'écho est installé dans un commutateur privé, l'affaiblissement d'écho aux bornes quatre fils de ce dispositif, en direction de la ligne d'abonné, doit être au minimun de 6 dB pour 99,5% des communications et de 10 dB pour 95% des communications, cela pour toutes les architectures de réseau pendant une communication établie. Cette condition n'est pas nouvelle dans la mesure où ces valeurs sont compatibles avec la répartition de l'affaiblissement d'écho recommandée indépendamment du nombre de circuits existant entre le dispositif de limitation des échos et la ligne d'abonné, si l'on se fonde sur l'hypothèse prudente d'une répartition gaussienne.

Les architectures que suggèrent les figures 1/G.171, 2/G.171 et 3/G.171 permettaient de satisfaire aux Recommandations relatives à l'affaiblissement d'écho minimum. Dans ces architectures, il y a toujours un complément de ligne, ou son équivalent, entre le dispositif de réduction d'écho et la terminaison à deux fils. Alors, dans les conditions spécifiées au § 6.1, la distribution de l'affaiblissement d'écho, aux bornes du dispositif, est compatible avec la répartition recommandée.

Si le réseau à usage privé utilise des suppresseurs d'écho, et qu'il est relié à un réseau public utilisant des annuleurs d'écho, il peut s'avérer difficile de faire converger l'annuleur d'écho lorsque le suppresseur se trouve en amont de l'annuleur. Toutefois, la qualité sera alors déterminée par les dispositifs de réduction d'écho à chacune des extrémités de la connexion.

7 Equivalents pour la sonie (ES) des circuits de prolongement

7.1 *Charge*

Les Administrations doivent s'assurer que les dispositions techniques qu'elles autorisent pour les réseaux privés, à mettre en œuvre en matière de niveau d'exploitation, d'efficacité, etc., satisfassent aux critères de conception du système de transmission international. Elles se reporteront à cet égard au § 3 de la Recommandation G.121 qui spécifie, pour un équivalent pour la sonie à l'émission une valeur nominale minimale de 2 dB par rapport à l'extrémité virtuelle analogique.

7.2 *Equivalent pour la sonie à l'émission*

L'équivalent pour la sonie maximal à l'émission du circuit composé de: ligne d'abonné du commutateur privé et téléphone (la portion analogue au circuit téléphonique local dans le réseau public) ne doit pas dépasser 10,5 dB. Cette valeur concorde avec l'exemple du circuit téléphonique local le plus long de la figure 1/G.103. On peut s'attendre, dans la pratique, que la plupart des valeurs d'équivalent pour la sonie à l'émission seront très nettement inférieures à cette limite.

Les Administrations doivent s'efforcer de choisir des valeurs qui correspondent à l'objectif à long terme spécifié au § 1 de la Recommandation G.121 (par rapport à l'extrémité virtuelle analogique).

7.3 *Equivalent pour la sonie à la réception*

L'équivalent pour la sonie maximal à la réception du circuit composé de: ligne d'abonné du commutateur privé et téléphone (la portion analogue au circuit téléphonique local dans le réseau public) ne doit pas dépasser 4 dB. Cette valeur concorde avec l'exemple du circuit téléphonique local le plus long de la figure 1/G.103. On peut s'attendre, dans la pratique, que la plupart des valeurs d'équivalent pour la sonie à la réception correspondant seront très nettement inférieures à cette limite, mais il convient de tenir dûment compte de la nécessité de conserver des marges appropriées pour faire face à des valeurs excessives de bruit, de diaphonie et d'effet local.

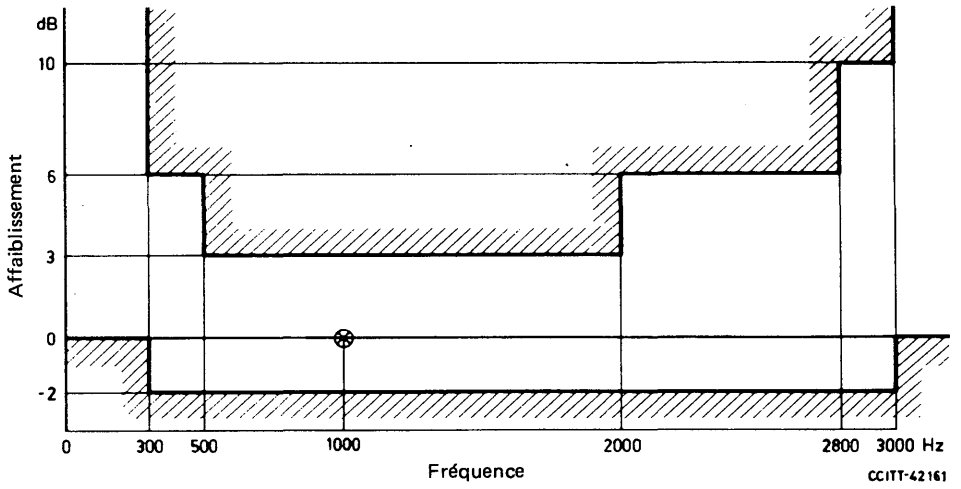
Les Administrations doivent s'efforcer de choisir des valeurs qui correspondent à l'objectif à long terme spécifié au § 1 de la Recommandation G.121 (par rapport à l'extrémité virtuelle analogique).

L'ES à l'émission (ESE) et ES à la réception (ESR) de toutes les communications doivent satisfaire aux conditions du § 3.2 de la Recommandation G.111 relatif à l'ES global.

8 Distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence

8.1 *Circuits à quatre fils*

La distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence de chaque circuit à quatre fils ne doit pas dépasser les limites spécifiées à la figure 5/G.171. Ces limites s'appliquent également à la portion à quatre fils du circuit, lorsque celui-ci est, par exception, terminé sur un point nodal de commutation à deux fils (voir le § 2).



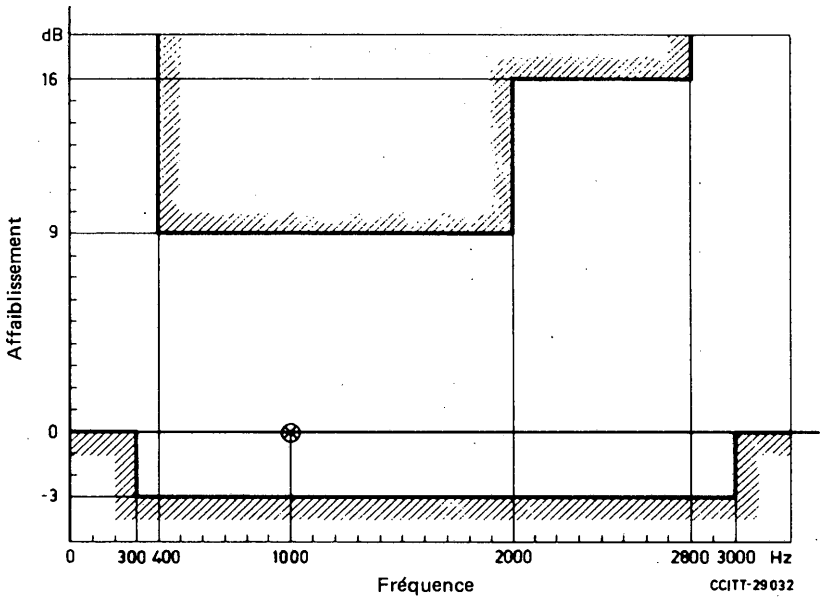
Remarque – Les valeurs de 300 Hz et 3 kHz pour la limitation du gain en bordure de la bande sont provisoires car la Recommandation G.232 [2] admet une gamme de fréquences plus étendue pour les équipements terminaux à multiplexage par répartition en fréquence (MRF).

FIGURE 5/G.171

Limites de l'affaiblissement du circuit par rapport à sa valeur à 1000 Hz, dans le cas des circuits à quatre fils

8.2 *Circuits à deux fils*

La distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence de chaque circuit à deux fils ne doit pas dépasser les limites spécifiées à la figure 6/G.171.



Remarque – Les valeurs de 300 Hz et 3 kHz pour la limitation du gain en bordure de la bande sont provisoires car la Recommandation G.232 [2] admet une gamme de fréquences plus étendue pour les équipements terminaux MRF.

FIGURE 6/G.171

Limites de l'affaiblissement total du circuit par rapport à sa valeur à 1000 Hz, dans le cas des circuits à deux fils

9 Bruit

Les spécifications des Recommandations pertinentes doivent être appliquées en matière de bruit sur chaque section de circuit; la Recommandation G.123 et le § 1 de la Recommandation G.143 fournissent quelques indications générales relatives aux caractéristiques de bruit du système. Le niveau nominal de puissance de bruit erratique au commutateur privé dépend de la constitution réelle du circuit, mais elle ne doit pas être supérieure à −38 dBm0p (limite provisoire pour la maintenance applicable aux circuits de plus de 10 000 km). Dans la pratique, les circuits de moindre longueur donnent lieu à des valeurs de bruit erratique beaucoup moins élevées. La figure 7/G.171 indique la caractéristique de bruit prévue.

Il est possible de faire une évaluation, au point de vue des caractéristiques de bruit, des circuits comportant des sections par satellite conformes aux dispositions de la Recommandations G.153; pour ce faire, on attribue une longueur de circuit de 1000 km au trajet par satellite. On notera cependant le point suivant: bien que cette attribution soit adéquate pour la plupart des satellites acheminant du trafic international, les niveaux de bruit pourront dépasser cette valeur en certains endroits.

10 Interconnexion numérique

Dans un réseau numérique privé composé de commutateurs privés numériques interconnectés, le plan d'affaiblissement revêt une importance primordiale. Pour obtenir des connexions numériques transparentes dans ce réseau, l'affaiblissement entre les interfaces numériques doit être de 0 dB. Toutefois, il est nécessaire d'introduire l'affaiblissement dans le commutateur privé associé à l'interconnexion des interfaces numériques et analogiques. Si l'affaiblissement numérique est introduit entre les interfaces numériques, il est souhaitable de pouvoir contourner grâce à des options le complément de ligne numérique pour assurer des connexions transparentes. Le contournement de compléments de lignes numériques peut nécessiter des dispositions de signalisation particulières.

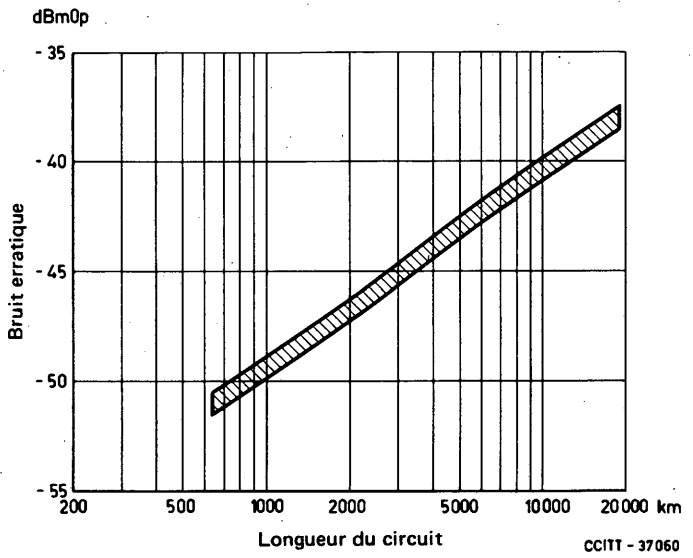


FIGURE 7/G.171

Caractéristiques de bruit de circuit erratique

Dans un réseau privé, il existe normalement plusieurs catégories d'interfaces analogiques sur le commutateur privé numérique. Ces interfaces correspondent aux postes internes, aux postes externes, aux circuits de jonction analogiques vers d'autres commutateurs privés et à des connexions analogiques au réseau public à commutation. La matrice de l'affaiblissement borne d'accès à borne d'accès dans le commutateur privé numérique entre la combinaison d'interfaces analogiques et numériques associées à l'affaiblissement de toutes installations et lignes analogiques constituent le plan d'affaiblissement global. Différents commutateurs privés utilisant la même matrice d'affaiblissement borne à borne peuvent être utilisés dans le même réseau en compatibilité avec le plan d'affaiblissement global.

En raison des nombreux types de sous-répartitions, le plan d'affaiblissement global représente un compromis, la qualité de fonctionnement optimale ne pouvant être obtenue sur toutes les connexions. Le plan d'affaiblissement doit prévoir un équivalent pour la sonie acceptable à l'émission, à la réception et au niveau global, comme il est indiqué au § 7.3 de la présente Recommandation pour tous les types de connexions. L'annexe à la présente Recommandation décrit, à titre d'exemple, un plan d'affaiblissement élaboré pour répondre à cet objectif. Actuellement, l'annexe ne traite pas des interfaces numériques aux téléphones numériques.

11 Interconnexion au réseau téléphonique public à commutation

Il n'est pas toujours possible de faire en sorte que la qualité de la transmission soit conforme aux normes du CCITT en ce qui concerne l'interconnexion des réseaux privés au réseau public à commutation. Cette situation est aggravée du fait qu'il est possible d'avoir de nombreux types de connexions. Dans les réseaux analogiques, il est courant de se heurter à un problème d'interconnexion, à savoir un accroissement de l'affaiblissement et une dégradation de l'équivalent global pour la sonie. Les spécifications concernant les niveaux relatifs au central numérique, telles qu'elles sont décrites dans la Recommandation Q.552 (§ 2.2.4) doivent être respectées. En ce qui concerne les réseaux numériques, il est possible de rendre l'interconnexion plus transparente. Les directives ci-après sont applicables aux réseaux numériques:

i) L'interconnexion préférée entre le commutateur numérique et le commutateur central numérique d'extrémité a recours à des installations numériques avec une connexion transparente au commutateur central d'extrémité. L'affaiblissement doit de préférence être déplacé vers le réseau privé au point de conversion numérique/analogique ou au téléphone numérique.

ii) Les niveaux de codage et de décodage dans le réseau privé devraient être compatibles avec le plan national et donner des équivalents pour la sonie, conformes à ceux de la Recommandation G.121.

iii) Un plan de synchronisation pour le réseau privé doit être compatible avec la stratégie de synchronisation nationale.

Lorsqu'un réseau privé analogique ou numérique est interconnecté à un réseau public à commutation et qu'une commutation internationale est établie, le circuit de prolongement national se compose du réseau téléphonique public à commutation et d'un réseau privé connecté. Toutes les spécifications relatives aux circuits de prolongements nationaux doivent être satisfaites dans cette configuration, en particulier les spécifications en matière d'équivalent pour la sonie de la Recommandation G.121 et celles en matière d'écho et de stabilité de la Recommandation G.122. Le RTPC connecté au réseau privé doit satisfaire aux spécifications d'écho et de stabilité aux extrémités virtuelles analogiques.

Le contrôle du temps de propagation et des caractéristiques d'écho pour la personne qui parle peut créer des problèmes aux interconnexions des réseaux privés et des réseaux publics à commutation. En premier lieu, du fait qu'il est probable que les dispositifs de réduction d'écho dans le réseau privé seront en tandem avec d'autres dispositifs de ce type dans le RPC, il convient d'utiliser des annuleurs d'écho dans le réseau privé pour empêcher toute dégradation de la qualité. Les autres domaines spécifiques à surveiller sont les suivants:

i) Les caractéristiques d'écho pour la personne qui parle sur les communications pour lesquelles la limitation d'écho n'est pas normalement assurée dans le RPC. Le temps de propagation additionnel du réseau privé peut donner une qualité inacceptable sur une partie importante des communications (règle M, Recommandation G.131);

ii) Le temps de propagation supplémentaire du réseau privé peut aboutir à un dépassement des limites du temps de propagation à l'extrémité pour les dispositifs existants de réduction d'écho sur le RPC. Pour contrôler ces facteurs, il peut être nécessaire d'installer des annuleurs d'écho dans le réseau privé sur le circuit d'interconnexion, en particulier pour contrôler les réflexions qui reviennent sur le RPD. Les limites du temps de propagation et/ou la stratégie de limitation d'écho utilisée dans le réseau privé doivent faire en sorte que les caractéristiques d'écho pour la personne qui parle soient acceptables, conformément aux règles énumérées au § 2.3 de la Recommandation G.131. En outre, les limites du temps de propagation du réseau privé doivent être aussi basses que possible pour minimiser les temps de propagation globaux de la connexion, conformément aux dispositions de la Recommandation G.114.

Les autres paramètres essentiels pour une qualité globale acceptable, sont notamment la distorsion de quantification, l'effet local, le bruit, la distorsion d'affaiblissement, la distorsion du temps de propagation de groupe, la diaphonie, le taux d'erreur, la gigue et le dérapage. Il n'est pas réaliste d'indiquer des limites applicables aux réseaux privés pour ces paramètres qui soient compatibles avec les spécifications globales relatives aux circuits de prolongement nationaux pour toutes les configurations. Il importe que les parties constitutives du réseau privé soient conçues conformément aux Recommandations pertinentes du CCITT traitant de ces paramètres.

Références

[1] Manuel du CCITT *Planification de la transmission dans les réseaux téléphoniques à commutation*, UIT, Genève, 1976.

[2] Recommandation du CCITT *Equivalents terminaux à 12 voies*, tome III, Rec. G.232.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.171)

Plan d'affaiblissement/qualité de fonctionnement des réseaux numériques privés

A.1 *Introduction*

Aux Etats-Unis, l'Electronic Industries Association (EIA) travaille à un projet de norme [1] pour l'affaiblissement d'accès à accès d'un commutateur privé numérique. La présente contribution décrit le plan d'affaiblissement et certains résultats concernant la qualité de fonctionnement du réseau qui justififient le plan. Elle a uniquement pour objet de fournir une information propre à faciliter l'étude de la question. En particulier, cette information peut servir à élaborer un complément à la Recommandation G.171, conformément à la priorité donnée aux travaux concernant un plan d'affaiblissement du réseau privé numérique avec interconnexion aux réseaux publics.

A.2 *Réseaux privés numériques*

Le plan d'affaiblissement pour les réseaux privés numériques est modelé sur celui du réseau public numérique à commutation d'AT&T tel qu'il existait avant les modifications de structure de cette exploitation, et qui spécifiait un affaiblissement fixe de 6 dB entre commutateurs principaux d'abonné pour la plupart des connexions [2]. En outre, ce réseau a été conçu pour fonctionner harmonieusement avec le vaste réseau analogique existant, de manière que des connexions mixtes puissent fournir un service de qualité.

Pour les réseaux privés numériques, l'affaiblissement de bout en bout est de 12 dB pour les connexions aboutissant aux deux extrémités à des postes internes (ONS). La différence de 6 dB entre ces connexions et celles du réseau public numérique à commutation a été proposée pour compenser la différence entre l'affaiblissement moyen de la ligne d'abonné du réseau public (environ 4 dB) et l'affaiblissement moyen de ligne d'un ONS du réseau privé (environ 1 dB). Ainsi, sur 12 dB d'affaiblissement de bout en bout, 3 dB sont affectés à chaque ligne, aux deux extrémités de la connexion) (voir la figure A-1/G.171).

Si au lieu d'un poste interne, il s'agit d'un poste externe (OPS), l'attribution de 3 dB à la ligne d'abonné est supprimée car une ligne OPS a un affaiblissement comparable à celui d'une ligne d'abonné ordinaire ou bien elle est conçue pour un affaiblissement net minimum plus un affaiblissement de 4 dB. Par conséquent, si les deux extrémités d'une connexion de réseau privé numérique se terminent par des lignes OPS, l'affaiblissement de bout en bout sera de 6 dB. Si à une extrémité, la connexion aboutit à un OPS et l'autre extrémité à un ONS, l'affaiblissement de bout en bout sera de 9 dB.

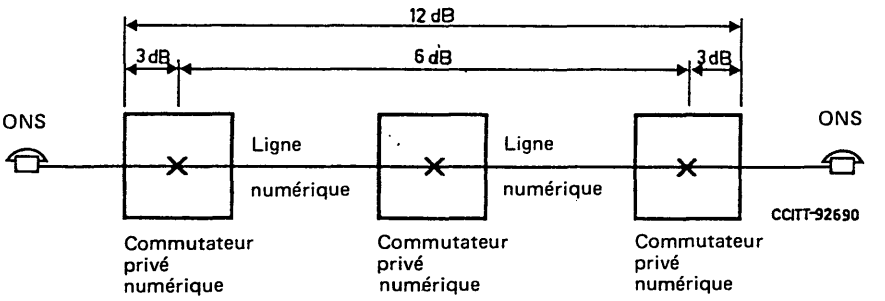


FIGURE A-1/G.171

Connexion d'un réseau privé numérique

A.3 *Plan d'affaiblissement de l'EIA*

Le plan d'affaiblissement de l'EIA pour les commutateurs privés numériques a été proposé pour concorder avec le plan d'affaiblissement des réseaux privés numériques. Il donne assez de souplesse aux commutateurs pour pouvoir fonctionner dans un réseau mixte analogique/numérique, et interconnecter des réseaux publics et des réseaux privés.

Le plan de l'EIA pour les commutateurs privés numériques est présenté au tableau A-1/G.171, lequel montre l'affaiblissement que le commutateur doit insérer entre diverses interfaces, dans les deux sens de transmission. La méthode d'application (analogique, numérique ou mixte) n'est pas spécifiée. Toutefois, dans une connexion numérique de bout en bout, la totalité de l'affaiblissement est insérée au commutateur de terminaison, déduction faite de l'affaiblissement de 3 dB affecté à l'ONS de départ. Par exemple, pour obtenir l'affaiblissement de 12 dB indiqué à la figure A-1/G.171, chaque commutateur situé à une extrémité doit insérer l'affaiblissement de 3 dB dans le sens de l'émission, et l'affaiblissement de 9 dB (6 + 3) dans le sens de la réception (voir la case 1-D) du tableau; en revanche, le commutateur intermédiaire ne doit insérer aucun affaiblissement (case 4-D).

Comme indiqué plus haut, le tableau spécifie aussi des valeurs d'affaiblissement pour assurer l'interface avec les installations de réseaux privés analogiques et, avec le réseau public, par l'intermédiaire d'installations analogiques ou numériques. Des valeurs d'affaiblissement sont indiquées aussi pour les circuits des commutateurs privés satellites. Ceux-ci sont en général courts. Par conséquent, en spécifiant une série distincte de valeurs d'affaiblissement pour les interconnexions avec ces circuits, il est possible d'obtenir une meilleure qualité de fonctionnement de l'ensemble. Dans le cas des installations analogiques, il est sous-entendu qu'elles sont conçues pour l'affaiblissement net minimum.

TABLEAU A-1/G.171

Plan d'affaiblissement d'un commutateur privé numérique

		A ONS		B OPS		C A/TT		D D/TT		E S/ATT S/DTT	
		↑	↓	↑	↓	↑	↓	↑	↓	↑	↓
1 ONS	–	6		3		3		3		3	
	–		6		3		3		9		3
2 OPS	–	3		0		2		0		2	
	–		3		0		2		6		2
3 A/TT	–	3		2		0		–3		0	
	–		3		2		0		3		0
4 D/TT	–	9		6		3		0		6	
	–		3		0		–3		0		0
5 S/ATT S/DTT	–	3		2		0		0		0	
	–		3		2		0		6		0
6 A/CO	–	0		0		0/2		–3/0		0	
	–		0		0		0/2 (Remarque 2)		3/6 (Remarques 1, 2)		0
7 D/CO	–	3		0		2		0/–3		0	
	–		3		0		2		6/3 (Remarque 3)		0
8 A/TO	–	6		3		0		–3		3	
	–		6		3		0		3		3
9 D/TO	–	9		6		3		0		6	
	–		3		0		–3		0		0

(Valeurs en dB)

Interfaces de commutateurs privés

ONS Interface de ligne avec une ligne interne

OPS Interface de ligne avec une ligne externe

A/TT Interface d'un circuit analogique avec un circuit de jonction

D/TT Interface d'un circuit numérique avec un circuit numérique ou mixte de jonction ou avec tout autre circuit de jonction ayant une terminaison numérique aux commutateurs privés

S/ATT Interface d'un circuit analogique avec un circuit analogique de jonction de commutateur privé de satellite

S/DTT Interface d'un circuit numérique avec un circuit numérique de jonction de commutateur privé de satellite

Interfaces de commutateurs privés (suite)

A/CO Interface d'un circuit analogique avec un circuit analogique de central local (CO)

D/CO Interface d'un circuit numérique avec un circuit numérique ou mixte de central local ou avec tout autre circuit de central local ayant une terminaison numérique aux commutateurs privés

A/TO Interface d'un circuit analogique avec un circuit analogique de central interurbain (TO)

D/TO Interface d'un circuit numérique avec un circuit numérique ou mixte de central interurbain ou avec tout autre circuit de central interurbain avec une terminaison numérique à un commutateur privé

Remarque 1 – Les valeurs −3/3 dB doivent être obtenues pour les connexions entre un accès A/CO et un accès D/TT servant d'interface avec un circuit mixte de jonction à un commutateur privé de satellite.

Remarque 2 – Il est conseillé d'utiliser l'option à faible valeur d'affaiblissement lorsque l'affaiblissement privé/central local est supérieur ou égal à 2 dB et que l'affaiblissement d'adaptation pour l'écho est supérieur ou égal à {18,13} et que l'affaiblissement d'adaptation pour la stabilité est supérieur ou égal à {10,6} mesurés sur une terminaison à 900 ohms et à +2,16 µF située dans le central local (dans la notation {M,L} M désigne la valeur médiane et L la limite inférieure).

Remarque 3 – Les valeurs d'affaiblissement 0/6 dB doivent toujours être assurées. Les valeurs d'affaiblissement −3/3 dB représentent une option souhaitable pour les applications interréseaux car dans ce cas aucune configuration significative ne posera de problème d'écho, de stabilité ou de surcharge en raison de la diminution de l'affaiblissement. Avec des valeurs d'affaiblissement de −3/3 dB, les signaux DTMF de poste d'abonné transmis à travers l'accès D/CO dans le réseau privé peuvent subir une détérioration irrémédiable des chiffres dans les applications de signalisation secondaires (signalisation DTMF après établissement de la connexion, par exemple, saisie de commandes) en raison du gain de 3 dB.

A.4 *Les résultats de l'étude sur la qualité d'écoulement du trafic viennent étayer le plan d'affaiblissement de l'EIA pour les commutateurs privés*

Etant donné que le plan d'affaiblissement pour les réseaux privés numériques est calqué sur le plan d'AT&T pour le réseau public numérique à commutation, on escompte que le fonctionnement des réseaux privés sera comparable à celui du réseau public à commutation. L'affaiblissement de 6 dB de centre de commutation interurbain à centre de commutation interurbain pour les connexions publiques numériques est une valeur de compromis. Ainsi qu'il ressort de la figure A-2/G.171, la valeur optimale d'affaiblissement est fonction de la longueur de la connexion, qui détermine le temps de propagation aller-retour des signaux réfléchis. La valeur de compromis de 6 dB permet un service de qualité pour la plupart des connexions. De même, la qualité d'écoulement du trafic d'une connexion dépend de l'affaiblissement de bout en bout. La valeur de 12 dB pour les réseaux privés numériques (ou l'affectation de 3 dB à chaque circuit d'ONS) est corroborée par les résultats ci-après concernant la qualité d'écoulement du trafic.

La figure A-3b/G.171 montre la qualité d'écoulement du trafic[1] (affaiblissement-bruit-écho) pour les connexions d'un réseau privé numérique avec ONS à chaque bout, en fonction de l'affaiblissement. Celui-ci est représenté par la variable P affectée à chaque ONS, en sus d'un affaiblissement fixe de bout en bout de 6 dB (figure A-3a/G.171). Trois longueurs de connexion sont envisagées: courte, moyenne et longue, respectivement de 45 miles, 250 miles et 1820 miles. Dans cette simulation, l'affaiblissement d'adaptation utilisé pour l'écho a une valeur moyenne de 12 dB et un écart type de 3. L'étude montre que la valeur optimale de P augmente avec la longueur de la connexion.

[1] La qualité d'écoulement du trafic est exprimée en pourcentage moyen de qualité, bonne ou meilleure, d'après le modèle de Cavanaugh, Hatch et Sullivan.

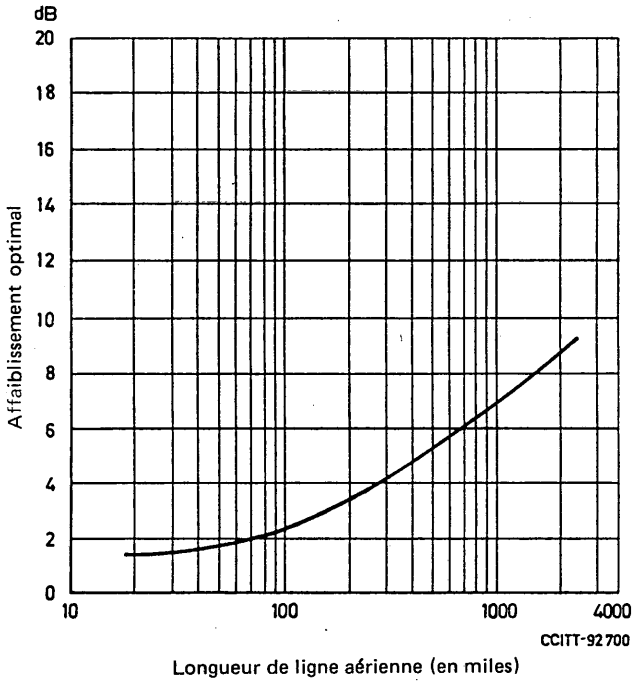


FIGURE A-2/G.171

Affaiblissement optimal d'un réseau numérique à commutation (Réf. 2)

La figure A-4a/G.171 est analogue à la figure A-3a/G.171, si ce n'est qu'un des ONS est remplacé par un OPS. Le commutateur privé auquel l'OPS est relié n'a pas d'affaiblissement P associé à la ligne OPS. En outre, les paramètres d'affaiblissement d'adaptation pour l'écho sont différents. La figure A-4b/G.171 la qualité d'écoulement du trafic (affaiblissement-bruit-écho) de la connexion de la figure A-4a/G.171, pour les trois longueurs de réseaux privés, telle qu'elle est perçue par le client ONS (pour le client OPS, la qualité est différente). La dépendance de la qualité d'écoulement du trafic vis-à-vis de la valeur de P est analogue à celle de la figure A-3b/G.171. Lorsque P = 6 dB, la qualité de la connexion longue (figure A-4b/G.171) est quasi optimale. Sur les autres connexions, elle commence à se dégrader. Cette dégradation est importante lorsque les deux extrémités d'une connexion aboutissent à un ONS (figure A-3b/G.171). Etant donné que ce genre de connexion est le plus courant, la valeur P = 3 dB fournit la meilleure solution de compromis, et c'est celle qui a été retenue.

La valeur 3 dB est utilisée aussi pour des installations d'interconnexion analogiques, et, comme le montre l'exemple suivant, c'est un bon compromis pour l'interconnexion de réseaux privés et de réseaux publics. La figure A-5a/G.171 en est un exemple. La figure A-5b/G.171 représente la qualité d'écoulement du trafic perçue par le client ONS.

A.5 *Conclusions*

Un plan d'affaiblissement pour les réseaux privés numériques, mis en œuvre par l'intermédiaire du plan d'affaiblissement proposé par EIA pour les commutateurs privés, a été examiné. Il ressort de la qualité d'écoulement du trafic obtenue que ce plan représente un bon compromis et assure une bonne qualité de fonctionnement et une grande souplesse pour divers types de connexion.

Connexions simulées numériques ONS → ONS

Longueur du circuit de jonction

Court	45 miles
Moyen	250 miles
Long	1820 miles

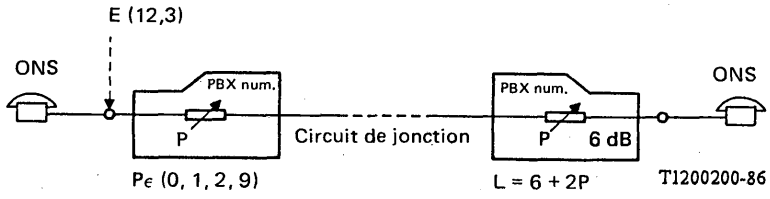


FIGURE A-3a/G.171

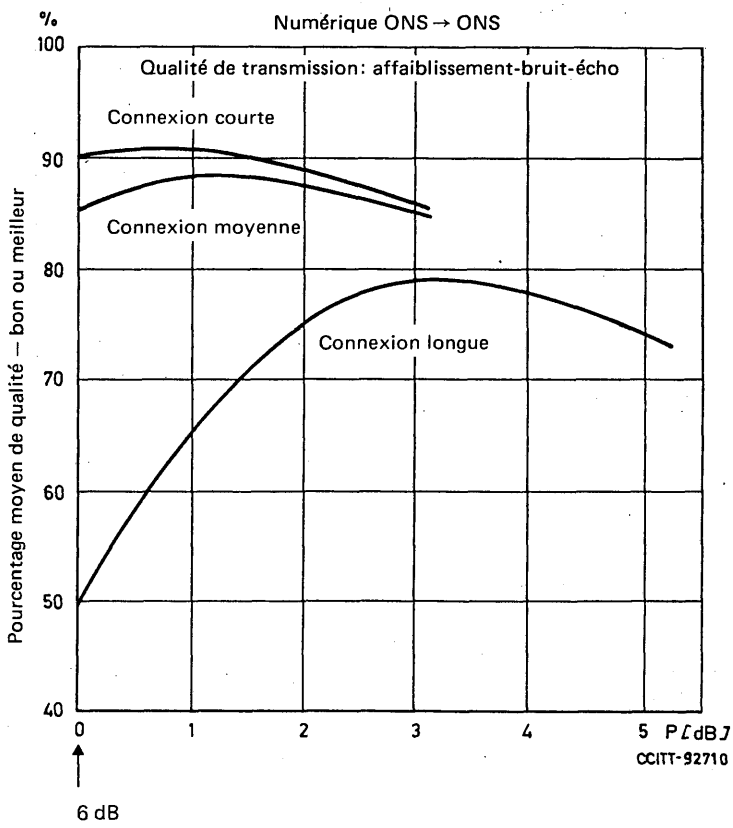


FIGURE A-3b/G.171

Connexions simulées OPS analogique → ONS numérique

Longueur des connexions [miles]

PBX-conn. de PBX

Courte	45
Moyenne	250
Longue	1820

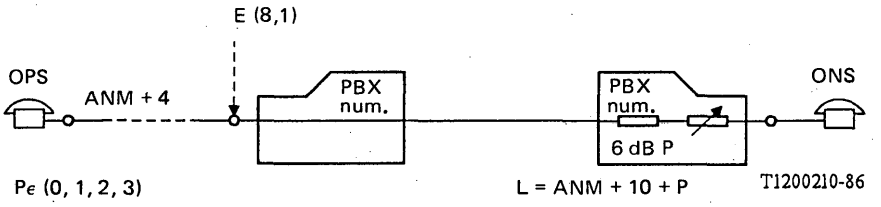


FIGURE A-4a/G.171

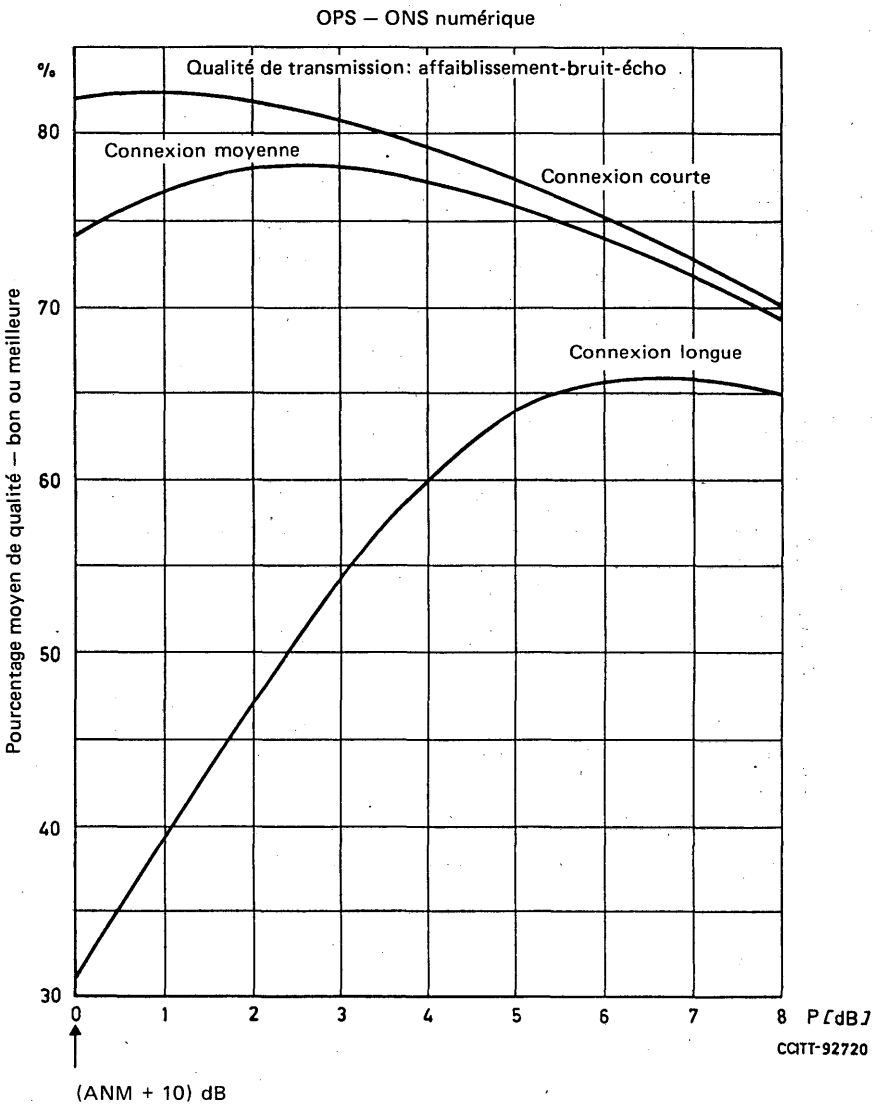


FIGURE A-4b/G.171

Connexions simulées analogiques
Réseau public — Réseau privé

Longueur des connexions [miles]
PBX-conn. de PBX

Courte	45
Moyenne	250
Longue	1820

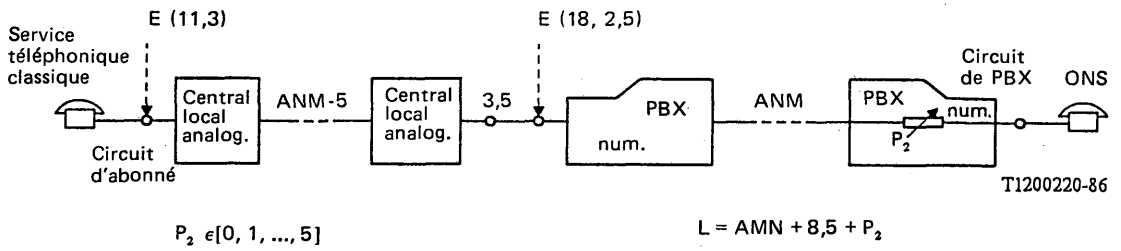


FIGURE A-5a/G.171

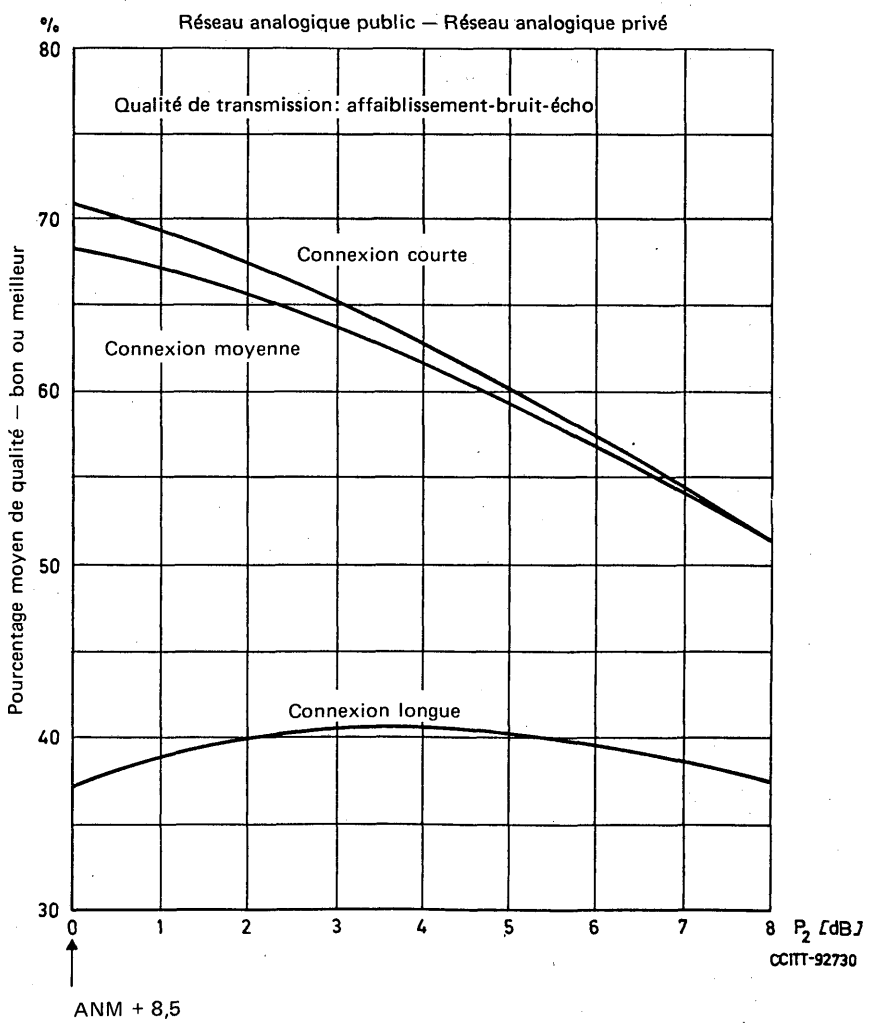


FIGURE A-5b/G.171

Références

[1] EIA PN-1378, Private branch exchange (PBX) switching equipment for voiceband applications.

[2] AT&T, Notes on the Network, 1980.

Recommandation G.172

ASPECTS DES CONVERSATIONS CONFÉRENCES INTERNATIONALES CONCERNANT LE PLAN DE TRANSMISSION

(Malaga-Torremolinos, 1984; modifiée à Melbourne, 1988)

Les considérations relatives à la transmission que l'on trouvera ci-dessous s'appliquent aux conversations conférences établies et exploitées conformément aux dispositions de la Recommandation E.151.

1 Conformément aux Recommandations du CCITT concernant les équivalents pour la sonie des communications internationales, il convient d'utiliser des équipements de raccordement de haute qualité. Ces équipements doivent être conçus de manière à assurer un affaiblissement de transmission nominal de 0 dB à partir de n'importe quel participant actif (en train de parler) en un instant donné et en direction de tous les participants inactifs (en train d'écouter). Cet affaiblissement doit être mesuré entre les points de commutation de même niveau des circuits nationaux ou entre les extrémités virtuelles des circuits internationaux.

Remarque – Certains ponts de raccordement font appel à la commande automatique du gain (CAG) pour réduire au minimum la différence entre les niveaux vocaux des participants dans des communications aux niveaux d'affaiblissement différents; les considérations ci-dessus ne concernent pas ce genre de pont. Les considérations relatives à la transmission concernant les ponts munis d'une CAG feront l'objet d'une étude ultérieure.

2 Il conviendra d'utiliser un pont de raccordement moderne permettant d'éviter une dégradation excessive de la qualité de transmission par accumulation du bruit et de l'écho au pont dans une installation pour communications conférences à plusieurs accès.

Dans une communication conférence à deux ponts (un pont à N1 bornes d'accès, y compris un locuteur, et l'autre pont à N2 bornes d'accès), le bruit augmente à mesure que le nombre de bornes d'accès augmente, selon la règle approximative ci-après: $10 \log (N1 + N2 - 1)$.

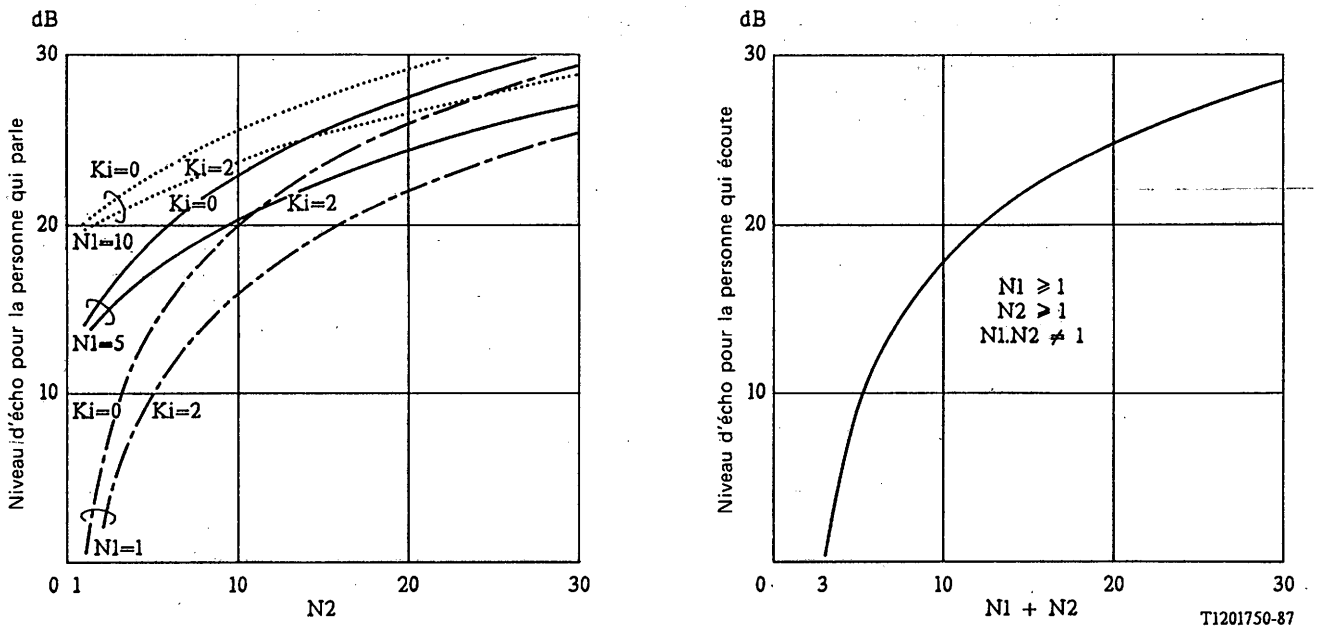
Les échos de la personne qui parle et de celle qui écoute augmentent aussi à mesure que le nombre de bornes d'accès s'accroît, comme illustré à la figure 1/G.172.

La configuration à ponts multiples met donc l'accent sur la nécessité de limiter le bruit de l'écho.

Remarque 1 – Il est possible, par exemple, d'utiliser un pont de raccordement avec affaiblissement commutable commandé par la voix, ou son équivalent. Dans un tel pont, un affaiblissement de 15 dB peut être introduit dans chaque voie d'émission à l'entrée du pont lorsque l'abonné se trouvant sur cette voie est inactif. Lorsqu'un participant devient actif sa voix «commute» l'affaiblissement qui passe de son trajet d'émission à son trajet de réception. Cette action différentielle protège la personne qui parle contre l'écho et empêche toute réduction de la marge d'amorçage au moment où cette commutation est déclenchée. L'affaiblissement qui existe normalement dans une voie d'émission atténue les signaux d'entrée à faible niveau, notamment les signaux de bruit, avant leur entrée dans le pont. Avec cet arrangement, le niveau du signal total renvoyé à un accès actif sera égal à la somme des renvois de chacun des autres accès moins 30 dB.

Ce pont peut être équipé d'une trentaine d'accès.

Remarque 2 – L'annexe 2 à la Question 6/XVI (tome III-3 du *Livre vert*) contient la description d'un pont de raccordement de conversations conférences mettant en œuvre l'affaiblissement «commuté» par la voix. Les spécifications contenues dans cette annexe au sujet de la qualité de transmission peuvent être utilisées pour la conception de l'équipement de raccordement. Les spécifications pour la conception de l'équipement de raccordement faisant appel à d'autres techniques pour limiter les différences de niveau, ainsi que l'accumulation de bruit et d'écho feront l'objet d'études à l'avenir.



a) Niveau d'écho pour la personne qui parle

b) Niveau d'écho pour la personne qui écoute

K1 affaiblissement de transmission entre les ponts
N1 nombre d'abonnés du pont 1
N2 nombre d'abonnés du pont 2

FIGURE 1/G.172

Niveaux d'écho accrus pour la personne qui parle et pour la personne qui écoute dans une communication conférence à deux ponts

3 Pour obtenir le déroulement optimal d'une communication conférence, le pont de raccordement doit être situé aussi près que possible du centre d'interconnexion. Ceci permet un équilibrage de l'affaiblissement à partir du pont en direction de tous les emplacements conférences participant à la conversation, ce qui réduit à un minimum les différences de niveaux. Les équipements de raccordement pour les communications conférences internationales doivent donc être placés dans des centres de transit de niveau élevé.

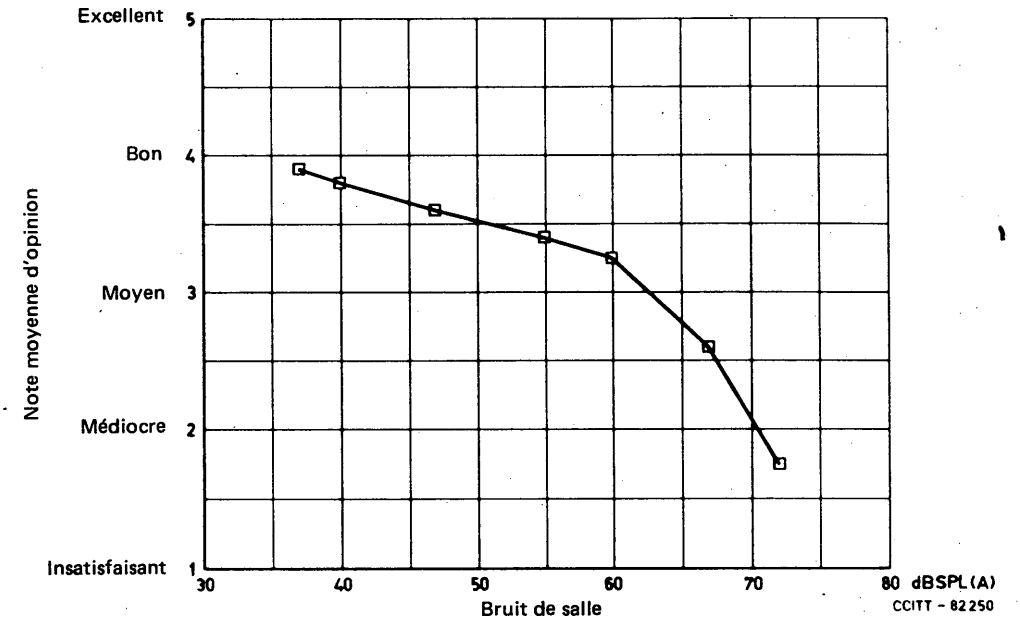
4 Dans la mesure du possible, l'équipement de raccordement doit être présenté en quatre fils et commuté en quatre fils aussi bien sur les circuits nationaux que sur les circuits internationaux.

5 On se reportera à la Recommendation G.114 concernant le temps de propagation moyen dans un seul sens, qui recommande de n'utiliser que dans des circonstances tout à fait exceptionnelles les communications dont le temps de propagation dépasse 400 ms. Pour satisfaire aux dispositions de cette Recommandation, il convient de choisir avec soin le diagramme de connexion afin d'éviter l'utilisation de plus d'un circuit à satellite. Pour certaines conférences mettant en œuvre un réseau unique en étoile, ceci pourrait influer sur le choix de l'endroit où sera installé le pont de raccordement. Pour d'autres, on pourrait opter en faveur de l'utilisation de plusieurs réseaux en étoile interconnectés avec un seul circuit à satellite, équipés de suppresseurs d'écho appropriés, reliant les ponts de raccordement d'une communication conférence.

6 Les connexions de conférence doivent être soigneusement choisies de manière que le nombre des dispositifs d'affaiblissement actionnés par la voix qui sont placés en cascade ne dépasse pas deux par poste de conférence. Cela comprend les équipements de conférence dans les locaux de l'abonné (comme les téléphones à haut-parleurs) et l'équipement du réseau (comme les suppresseurs d'écho) mais exclut l'équipement de raccordement.

7 Si la conférence ne fait intervenir à chaque endroit qu'une seule personne utilisant un combiné d'abonné, le bruit de salle ne doit pas dépasser environ 60 dBSPL(A)[1] à la place de l'usager, si l'on veut obtenir une transmission de bonne qualité. La figure 2/G.172 montre les notes moyennes d'opinion concernant la qualité de transmission en fonction du bruit de salle [1]. Si l'usager ne respecte pas cette directive, la communication conférence risque de ne pas être admissible.

8 Pour une conférence qui fait intervenir plusieurs personnes à chaque endroit, il peut être souhaitable d'utiliser des salles de conférences équipées de microphones et de haut-parleurs judicieusement placés. Pour assurer un rapport signal/bruit adéquat et empêcher les effets de réverbération dans la salle, il convient de respecter les directives relatives à l'emplacement des microphones et des haut-parleurs que contient le supplément n° 4, tome V[2].



Remarque – Cette courbe représente l'opinion d'usagers écoutant une transmission téléphonique avec un bruit de salle compris entre 37 dBSPL(A) et 72 dBSPL(A). Chaque point de la courbe est une moyenne pour toutes les valeurs de niveau vocal et de bruit de circuit obtenue avec ce niveau de bruit de salle.

FIGURE 2/G.172

Qualité de transmission en fonction du bruit de salle

Référence

[1] *Guidelines for Improving Telephone Communications in Noisy Room Environments*, Bell System Technical Reference PUB 42902, février, 1980, AT&T Company.

[1] Niveau de pression sonore par rapport à 20 μPa avec utilisation de la pondération A. Pour des renseignements concernant les mesures des niveaux acoustiques, se reporter à la Recommandation P.54.

[2] Il existe un autre problème lié aux postes de conférence «mains libres»: une réaction acoustique risque d'apparaître entre le haut-parleur et le microphone. Cependant qu'il est généralement possible de nos jours de la limiter au moyen d'un affaiblissement commandé par la voix dans l'équipement terminal de la salle de conférences, bonne note est prise de la proposition de la Commission d'études XV concernant de nouveaux travaux en vue de déterminer comment utiliser les annuleurs d'écho pour limiter la réaction acoustique.

1.8 Protection et rétablissement des systèmes de transmission

Recommandation G.180

CARACTÉRISTIQUES DES SYSTÈMES DE RÉTABLISSEMENT À TRANSMISSION DIRECTE DU TYPE N + M DESTINÉS À ÊTRE UTILISÉS DANS DES SECTIONS, LIAISONS OU ÉQUIPEMENTS NUMÉRIQUES

(Melbourne, 1988)

1 Considérations générales

Les fonctions de rétablissement de la transmission sont souvent mises en œuvre dans les réseaux de télécommunications modernes afin d'améliorer la disponibilité et la qualité du service en réduisant les effets réels ou latents d'une défaillance de la transmission et en facilitant les opérations de maintenance.

La terminologie et les principes généraux du rétablissement de la transmission sont énoncés dans la Recommandation M.495. L'organisation fonctionnelle du rétablissement automatique de la transmission est décrite dans la Recommandation M.496.

2 Objectif de la Recommandation

La présente Recommandation spécifie les caractéristiques des équipements destinés aux systèmes de rétablissement à transmission directe du type N + M (commutation sur liaison de protection) sur les liaisons de transmission numérique (voir la Recommandation G.701). La figure 1/G.180 représente la disposition générale d'un tel système. La présente Recommandation concerne les équipements de commutation de rétablissement (ECR) et les équipements de commande de commutation de rétablissement (ECCR) de cette figure.

La présente Recommandation traite également du cas où les signaux aux interfaces T appartiennent à des niveaux hiérarchiques différents. Dans ce cas, chaque accès d'un côté peut être un groupe d'accès, comme l'indique l'exemple de la figure 2/G.180. La partie gauche de cette figure porte sur le cas particulier où le trajet rétabli n'est pas une liaison complète mais seulement un passage par un équipement de multiplexage.

Remarque – L'équipement spécifié dans la présente Recommandation peut éventuellement être utilisé pour le réacheminement automatique ou semi-automatique de type N + M (commutation de protection de réseau) mais ce type de fonction est généralement effectué par des équipements différents, lesquels remplissent souvent d'autres fonctions (par exemple, répartition numérique automatique). Ce type d'équipements est actuellement à l'étude.

La présente Recommandation porte sur trois types de systèmes à transmission directe.

Le premier devrait permettre l'acheminement de l'une quelconque des liaisons normales N sur l'une quelconque des liaisons de rétablissement M.

Le deuxième devrait permettre l'interconnexion de l'un quelconque des accès N avec l'une quelconque des liaisons N + M.

Le troisième devrait permettre l'acheminement de l'une quelconque des liaisons normales N sur une unique liaison de rétablissement (dans nombre de cas, ce type peut être simplement considéré comme un cas particulier du premier type).

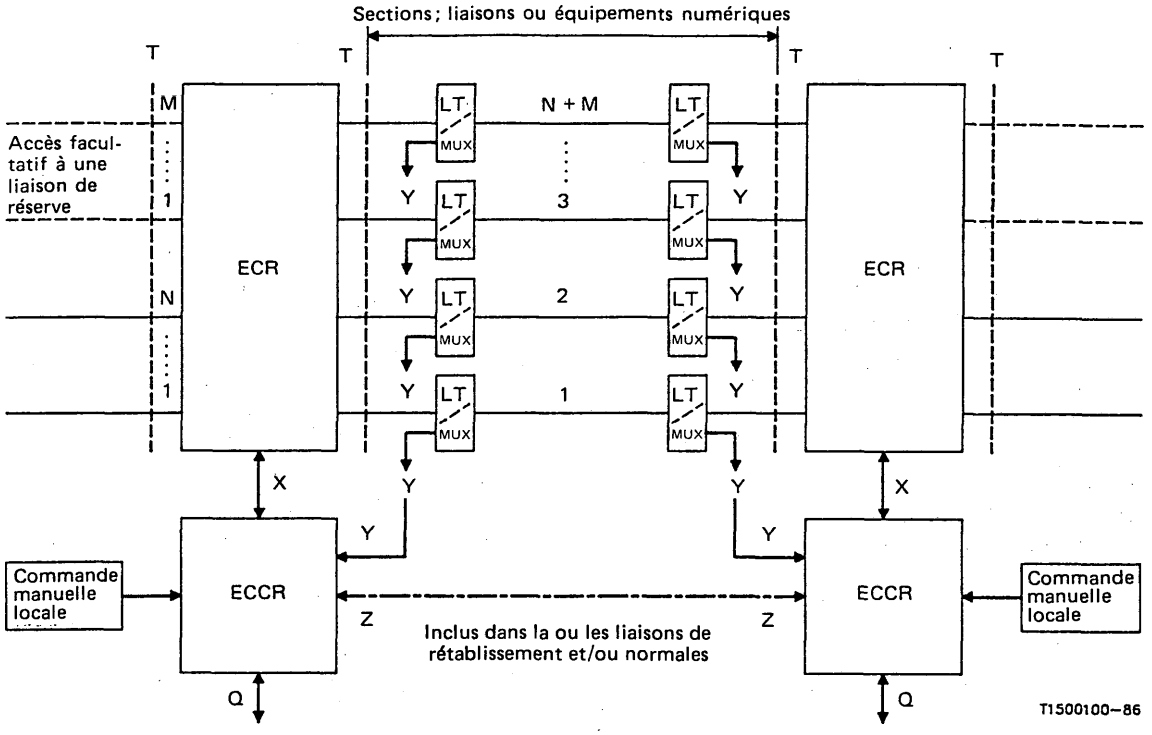
Pour chaque type, il existe deux options:

a) commuter indépendamment les deux sens de la transmission,

b) commuter simultanément les deux sens de la transmission.

La présente Recommandation ne traite ni des systèmes de rétablissement complètement incorporés dans les systèmes de transmission ni des systèmes 1 + 1 dans lesquels la commutation ne s'effectue qu'à l'extrémité de réception (voir la Recommandation G.181).

Les niveaux hiérarchiques aux interfaces T sont les niveaux spécifiés dans la Recommandation G.702 (niveaux hiérarchiques 1 et plus).



ECR Equipement de commutation de rétablissement

ECCR Equipement de commande de commutation de rétablissement

LT/MUX Terminal de ligne ou multiplex

---- Cette liaison peut être remplacée par une connexion dans le RT

X Interface non normalisée (ou norme Q) si l'ECR et l'ECCR sont combinés, l'interface X n'existe pas

Y Interface à normaliser (éventuellement norme Q)

Z Interface devant éventuellement faire l'objet d'une normalisation

Q Interface facultative de norme Q pour le réseau de gestion des télécommunications (RGT)

T Interface de trajets de transmission

Remarque 1 — La défaillance d'une section ou d'une liaison peut éventuellement être détectée dans l'ECR et l'information transférée à l'ECCR. Dans ce cas, l'interface Y peut ne pas exister.

Remarque 2 — L'interfonctionnement avec le RGT par l'intermédiaire de l'interface Q n'entre actuellement pas dans le cadre de la présente Recommandation.

Remarque 3 — Les liaisons ou sections numériques N + M peuvent se trouver dans le même câble ou suivre des trajets différents.

Remarque 4 — Les accès aux liaisons de réserve peuvent servir à écouler le trafic de faible priorité.

Remarque 5 — L'interface entre l'ECCR et le système local de commande manuelle n'est pas normalisée et n'est pas couverte par la présente Recommandation.

FIGURE 1/G.180

Système de rétablissement de transmission directe N + M

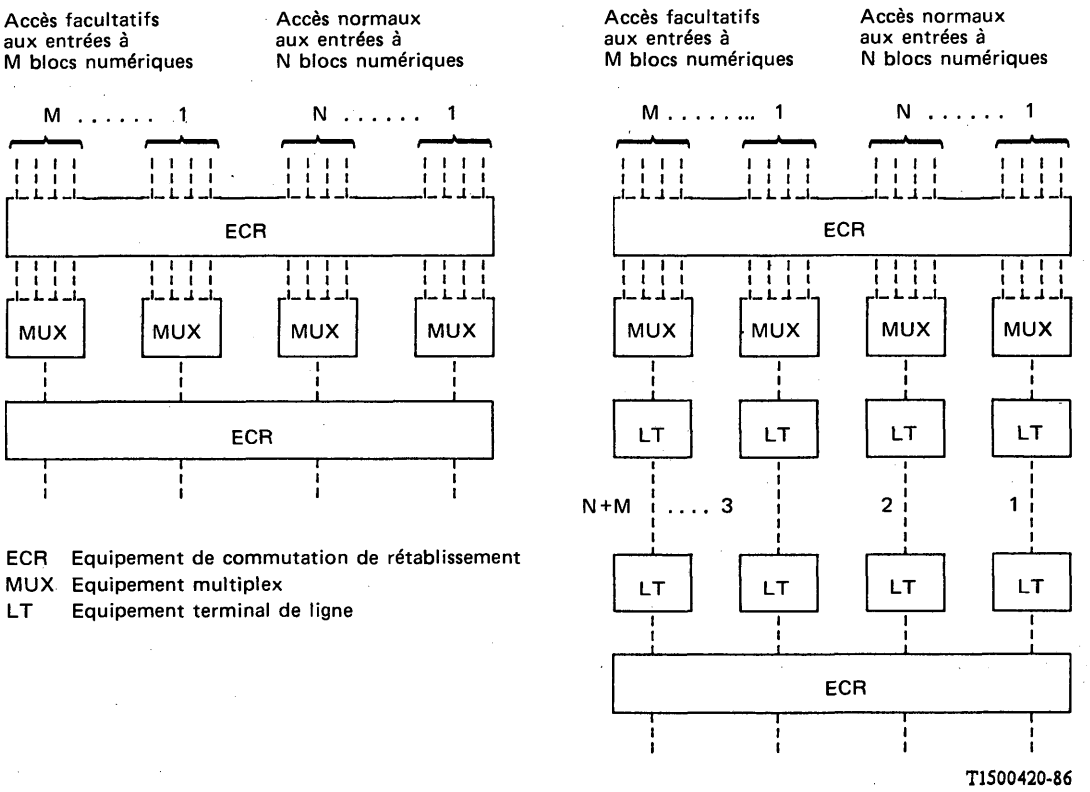


FIGURE 2/G.180

Exemples de systèmes de commutation de rétablissement dans lesquels les niveauxx hiérarchiques sont différents aux deux extrémités

3 Spécifications des ECR

Deux types ECR sont étudiés dans la présente Recommandation: les «régénérateurs» et les «non régénérateurs».

Le premier type, dans lequel le signal numérique subit un processus complet de resynchronisation et de remise en forme, fait de l'ECR un équipement numérique; il est parfois considéré comme intéressant (par exemple, du point de vue du câblage de la station).

Le second type, dans lequel le signal de sortie est proportionnel au signal d'entrée (exception faite de distorsions mineures), est considéré comme utile dans certaines circonstances (par exemple, du point de vue de la fiabilité et du coût).

3.1 *Interfaces*

3.1.1 *Interfaces des trajets de transmission* (T)

Les paramètres pertinents et les valeurs recommandées sont indiqués dans la partie supérieure du tableau 1/G.180 pour les ECR non régénérateurs et dans la partie supérieure du tableau 2/G.180 pour les ECR régénérateurs.

TABLEAU 1/G.180

Valeurs recommandées provisoirement pour les caractéristiques d'interface et de transfert des équipements de commutation du type «non régénérateur»

INTERFACE	Impédance nominale	Comme indiqué dans la Rec. G.703
	Affaiblissement d'adaptation à l'accès d'entrée (avec l'accès de sortie bouclé sur l'impédance nominale)	z dB au-dessus des valeurs établies dans la Rec. G.703 (Remarque 1)
	Niveaux acceptés	Les niveaux de sortie examinés dans la Rec. G.703
TRANSFERT	Fonction de transfert entre l'entrée et la sortie du PSE (bouclée sur les impédances nominales) (Remarque 2)	$< x$% de l'affaiblissement de la paire d'interconnexion et de la distorsion de phase autorisée dans la Rec. G.703 pour le niveau hiérarchique pertinent, ou son complément, plus ou moins un affaiblissement uniforme de y dB. On admet que la distorsion affaiblissement/fréquence se rapproche de la loi $\sqrt{f}$ (Remarques 3 et 4)
	Affaiblissement diaphonique	$> Y_1$ dB de n'importe quelle voie, $> Y_2$ dB brouillage multivoie évalué sur la base de la somme de tension. Ces valeurs s'appliquent jusqu'à une valeur de fréquence égale au débit binaire nominal (Remarque 5)

Remarque 1 – La valeur de z est à l'étude. Une valeur possible est $z = 6$ dB.

Remarque 2 – Etant donné qu'on étudie actuellement une condition correspondante pour permettre la connexion des équipements d'essai aux points de surveillance protégés, il pourrait être possible d'adopter la spécification appropriée dans le cas considéré.

Remarque 3 – Les valeurs de x et y sont à l'étude. Valeurs proposées: $x = 10\%$ et $y = 0{,}5$ dB.

Remarque 4 – Une limite du temps de propagation sera également examinée à l'avenir s'il est prévu d'en retirer un avantage quelconque.

Remarque 5 – Les limites de Y_1 et Y_2 sont à l'étude. $y_1 = 40$ et $y_2 = 30$ ont été proposées comme valeurs de compromis entre diverses propositions. Différentes limites pourraient également être adoptées pour le RSE ayant des configurations différentes (par exemple, N + 1 ou N + M).

3.1.2 *Interfaces de commande*

La seule interface de commande des ECR est X. Elle n'est actuellement pas spécifiée par le CCITT; elle pourrait toutefois être spécifiée dans l'avenir comme interface Q (voir la Recommandation G.771).

Si l'interface X n'est pas normalisée, la séparation entre ECR et ECCR (et, par conséquent, entre les § 3 et 4 de la présente Recommandation) sera quelque peu arbitraire.

3.2 *Aspects de fonctionnement*

3.2.1 *Transfert des signaux commutés*

Les paramètres pertinents et les valeurs recommandées sont indiqués dans la partie inférieure du tableau 1/G.180 pour les ECR non régénérateurs et dans la partie inférieure du tableau 2/G.180 pour les ECR régénérateurs.

TABLEAU 2/G.180

Caractéristiques d'interface et de transfert recommandées pour les équipements de commutation de rétablissement du type «régénérateur»

Généralités	Débit binaire nominal et tolérance	Comme indiqué dans la Rec. G.703
INTERFACE	Paires de connexion impédance d'essai et affaiblissement d'adaptation aux accès d'entrée Forme de l'impulsion et niveaux Gigue tolérable à l'entrée	Comme indiqué dans la Rec. G.703
	Gigue intrinsèque à la sortie	Comme indiqué dans le supplément A au tableau 2/G.180
TRANSFERT	Transfert de gigue	Comme indiqué dans le supplément B au tableau 2/G.180
	Performance en matière d'erreur	99,99% de secondes sans erreur (Remarque 3)
	Autres (Remarque 1)	Dans chaque commutateur, les trajets devront maintenir l'indépendance de la séquence des bits et leur intégrité (Remarque 2)

Remarque 1 – Une limite du temps de propagation sera également examinée à l'avenir s'il est prévu d'en retirer un avantage quelconque.

Remarque 2 – Un complément d'étude est nécessaire pour déterminer si le signal numérique doit être remplacé ou non par un signal autre que le signal d'indication d'alarme (SIA) dans une situation de commutation de rétablissement.

Remarque 3 – Evalué dans des conditions de charge maximale et à l'exclusion de toute source extérieure de brouillage.

3.2.2 *Réponses*

Dans le cas d'un ECR assurant M trajets de rétablissement à N trajets normaux (M = 1 compris), il est recommandé que, en réponse à une commande de l'ECCR, l'ECR applique le signal d'interface d'arrivée appartenant à une liaison normale donnée à l'accès d'entrée d'une liaison de rétablissement donnée. Ce signal devrait demeurer appliqué à l'accès d'entrée de la liaison normale concernée, sauf quand il doit être remplacé par un signal d'essai.

Dans le cas d'un ECR assurant N + M liaisons à N accès, il est recommandé que, en réponse à une commande de l'ECCR, l'ECR applique le signal d'interface d'arrivée appartenant à un accès donné, de 1 à N, à une liaison donnée, de 1 à N + M.

Il est recommandé que le temps nécessaire aux actions de réponse ci-dessus mentionnées (temps de transfert pour le rétablissement) soit inférieur à tx ms. La valeur de tx est à l'étude.

Remarque – Les caractéristiques requises pour spécifier l'option de détection dans l'ECR d'un trajet défectueux et pour transmettre cette information à l'ECCR sont à l'étude.

3.2.3 *Autres aspects de fonctionnement*

La détection d'une panne de l'ECCR ou de sa déconnexion de l'ECR à l'interface X (si pertinent):

a) devrait entraîner l'acheminement, par l'ECR, de tous les signaux sur les N liaisons normales. Après la relève du dérangement de l'ECCR ou la reconnexion de l'ECCR à l'ECR, les opérations normales de rétablissement reprendraient;

b) ou ne devrait pas modifier l'état de l'ECR. Le plan d'interconnexion de l'ECR devrait être disponible sur interrogation par l'ECCR afin de lui permettre de remettre à jour, après relève du dérangement ou reconnexion à l'ECR, son propre plan d'interconnexion.

Dans le cas des systèmes de rétablissement du deuxième type (tels que définis au § 2 de la présente Recommandation), seule la solution b) est valide. Dans le cas des systèmes des premier et troisième types, les deux solutions sont applicables.

Remarque – Le comportement recommandé de l'ECR en cas de panne de son propre système d'alimentation est à l'étude.

4 Spécifications de l'ECCR

4.1 *Interfaces*

Les interfaces Y, Z et Q de l'ECCR (voir la figure 1/G.180) sont à l'étude, y compris le débit binaire et le taux d'erreurs sur les bits (TEB) pour l'interface Z.

4.2 *Aspects de fonctionnement*

4.2.1 *Réponses*

Une commutation sur une liaison de rétablissement devrait être déclenchée à la suite d'une demande émanant des interfaces Y, Z, Q (et X lorsque les défaillances sont détectées dans l'ECR) ou d'une commande provenant du système local de commande manuelle.

Sur décision interne de l'ECCR, l'attribution d'une liaison de rétablissement peut optionnellement s'effectuer, conformément à des règles de priorité définies fondées sur:

- la priorité définie pour chaque liaison normale,
- le type de demande (demande à priorité haute ou basse).

Sinon, l'attribution devrait être spécifiée par l'information arrivant des interfaces Z, Q ou de la commande manuelle locale.

Dans le cas des systèmes de rétablissement qui assurent M liaisons de rétablissement (M = 1 inclus) à N liaisons normales, si une demande de rétablissement ayant abouti se libère, le trafic devrait revenir sur la liaison normale pertinente et la liaison de rétablissement utilisée devrait être libérée.

Il devrait être possible de commander, à partir des interfaces Z, Q et de la commande manuelle locale, le verrouillage sur une liaison en état de fonctionnement (par exemple, pendant les opérations de maintenance du système).

Le temps nécessaire à l'action de rétablissement ci-dessus recommandée est la somme du «temps d'attente» et du «temps pour la procédure de rétablissement». Ces deux composants devraient demeurer dans les limites suivantes:

- temps d'attente (à l'étude),
- temps pour la procédure de rétablissement (à l'étude).

Remarque – Les valeurs à recommander pourraient différer pour les trois types de systèmes considérés au § 2 et pourraient dépendre de l'interface par laquelle est transférée l'information. Il n'existe pour le moment aucune proposition de valeur précise. Dans le cas d'un système N + 1, une proposition suggère que la somme du «temps pour la procédure de rétablissement» et du «temps de transfert pour le rétablissement» ne dépasse pas, dans 90% des cas, 50 ms plus le temps nécessaire aux communications.

4.2.2 *Critères d'alarme et d'état*

A l'étude (voir l'appendice I à la présente Recommandation).

4.2.3 *Procédures de contrôle et d'essai automatique*

A l'étude (voir l'appendice II à la présente Recommandation).

SUPPLÉMENT A

(au tableau 2/G.180)

Valeur maximale admissible de la gigue intrinsèque aux accès de sortie des équipements de commutation de rétablissement du type «régénérateur»

(Les valeurs pour les débits linéaires de la hiérarchie numérique à 1544 kbit/s sont à l'étude)

Pour ECR asynchrone à matrice spatiale

Valeur du paramètre / Débit numérique (kbit/s)	Valeur maximale Intervalle unitaire (crête à crête)	Largeur de bande du filtre de mesure Filtre passe-bande ayant une fréquence de coupure inférieure f_1 et une fréquence de coupure supérieure f_4	
		f_1	f_4
2 048	0,1	20 Hz	100 kHz
8 448	0,1	20 Hz	400 kHz
34 368	0,075	100 Hz	800 kHz
139 264	0,05	200 Hz	3500 kHz

Valeur du paramètre / Débit numérique (kbit/s)	Valeur maximale Intervalle unitaire (crête à crête)		Largeur de bande du filtre de mesure Filtre passe-bande ayant une fréquence de coupure inférieure f_1 ou f_3 et une fréquence de coupure supérieure f_4		
	B_1 (filtre $f_1 \div f_4$)	B_2 (filtre $f_3 \div f_4$)	f_1	f_3	f_4
2 048	0,25	0,05	20 Hz	18 kHz (700 Hz)	100 kHz
8 448	0,25	0,05	20 Hz	3 kHz (80 kHz)	400 kHz
34 368	0,35	0,05	100 Hz	10 kHz	800 kHz
139 264	à l'étude	0,05	200 Hz	10 kHz	3500 kHz

Remarque 1 – IU Intervalle unitaire:

pour 2 048 kbit/s 1 IU 488 ns
pour 8 448 kbit/s 1 IU 118 ns
pour 34 368 kbit/s 1 IU 29,1 ns
pour 139 264 kbit/s 1 IU 7,18 ns.

Remarque 2 – Ces valeurs doivent être observées pour tout signal valide en l'absence de gigue à l'entrée. La mesure doit être réalisée au moyen d'équipements conformes à la Recommandation O.171.

Remarque 3 – Le § 2 de la Recommandation G.823 indique la méthode de mesure.

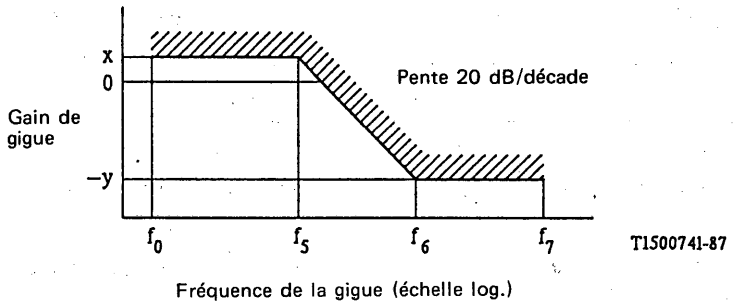
Remarque 4 – Les fréquences indiquées entre parenthèses ne s'appliquent qu'à certaines interfaces nationales.

SUPPLÉMENT B

(au tableau 2/G.180)

Caractéristiques de transfert de gigue recommandées pour les équipements de commutation de rétablissement du type «régénérateur»

(Pour les débits binaires de la hiérarchie numérique à 1544 kbit/s, les valeurs sont à l'étude)



Débit numérique (kbit/s) \ Valeur du paramètre	x (dB) (Remarque 5)	$-y$ (dB)	f_0 (Hz)	f_5 (kHz)	f_6 (kHz)	f_7 (kHz)	Signal d'essai (pseudo-aléatoire, comme dans la Rec. O.151)
2 048	0,5	−8,4 (−9,5)	(Remarque 1)	36 (1,4)	100 (4,4)	100	$2^{15} - 1$
8 448	0,5	−9,5 (−7,5)	(Remarque 1)	6 (160)	19 (400)	400	$2^{15} - 1$
34 368	0,5	−9,5	(Remarque 1)	20	64	800	$2^{23} - 1$
139 264	0,5	−9,5	(Remarque 1)	20	64	3500	$2^{23} - 1$

Remarque 1 – La fréquence f_0 doit être aussi basse que possible (par exemple, 10 Hz), compte tenu des limitations de l'équipement de mesure.

Remarque 2 – La méthode de mesure doit être sélective, avec une largeur de bande assez étroite, par rapport à la fréquence de mesure pertinente, sans dépasser 40 Hz.

Remarque 3 – Dans la bande des fréquences f_6 à f_7, le gain de la gigue devrait être inférieur à y dB, à l'exception des réponses parasites, qui devraient être supprimées au dessous de −6 dB.

Remarque 4 – Les valeurs des fréquences indiquées entre parenthèses ne s'appliquent qu'à certaines interfaces nationales.

Remarque 5 – Pour ce type d'équipements, une valeur de 0,2 dB a été suggérée comme techniquement possible. Cela pourrait être utile quand de nombreux ECR sont employés dans le réseau.

Débit numérique (kbit/s) \ Valeur du paramètre	x (dB)	$-y$ (dB)	f_0 (Hz)	f_5 (kHz)	f_6 (kHz)	f_7 (kHz)	Signal d'essai (pseudo-aléatoire, comme dans la Rec. O.151)
2 048	0,5	19,5	(Remarque 1)	40	400	100	$2^{15} - 1$
8 448	0,5	19,5	(Remarque 1)	100	1000	400	$2^{15} - 1$
34 368	0,5	19,5	(Remarque 1)	300	3000	800	$2^{23} - 1$
139 264	0,5	à l'étude	(Remarque 1)	900	à l'étude	3500	$2^{23} - 1$

Remarque 1 – La fréquence f_0 doit être aussi basse que possible (par exemple, 10 Hz), compte tenu des limitations de l'équipement de mesure.

Remarque 2 – La méthode de mesure doit être sélective, avec une largeur de bande assez étroite, par rapport à la fréquence de mesure pertinente, sans dépasser 40 Hz.

Remarque 3 – La nécessité de tolérer des réponses parasites dépassant y dB dans la gamme de fréquences de f_6 à f_7 doit faire l'objet d'un complément d'étude.

APPENDICE I

(à la Recommandation G.180)

Propositions pour les critères d'alarme et d'état
(dans le cas du système N + 1)

Critères proposés par STC PLC	Proposés par ATT et Philips Telecommunications
Alarmes Le système devrait inclure: a) Défaillance du système b) Défaillance de la protection c) Commutateur manuel en fonctionnement d) Autovérification du logiciel du système en cours e) Défaillance du système de commande f) Défaillance du logiciel du système g) Echec de la communication h) Défaillance de la voie de secours i) Panne de l'alimentation en énergie j) Suppression de carte	Des critères d'alarme distincts seront émis en cas d'apparition des conditions suivantes de dérangement: a) Perte du signal à l'accès d'entrée du trafic, côté émission b) Perte du signal à l'accès de sortie du trafic, côté réception c) Verrouillage automatique (voir la remarque) d) Panne de commutateur e) Défaillance de la protection f) Défaillance du système de commande g) Echec de la communication h) Défaillance de la voie de secours i) Panne de l'unité d'alimentation en énergie j) Perte du courant d'alimentation k) Défaillance de l'excitateur du commutateur Des critères d'état distincts seront émis en cas d'apparition des situations suivantes: a) Commutateur actionné b) Commutateur verrouillé c) Demande de commutateur en attente d) Commutateur en mode manuel L'équipement de commande de commutation de protection mettra à la disposition du centre éloigné de commande et de maintenance l'information d'alarme et d'état correspondant aux critères susmentionnés.
	Remarque – Ce système doit automatiquement se bloquer sur la voie normale ou sur la voie de protection si un trop grand nombre d'opérations de commutation interviennent au cours d'un laps de temps déterminé.

APPENDICE II

(à la Recommandation G.180)

Propositions concernant les procédures de surveillance et d'autocontrôle
(cas d'un système N + 1)

Proposé par STC PLC	*Surveillance de la voie de secours* Le système devrait inclure des moyens de surveillance permanents de la voie de secours pour en vérifier le bon fonctionnement. *Autocontrôle* Le système devrait comporter les moyens d'autocontrôle suivants: a) voie de communication; b) contrôle de la mémoire, du tampon d'excitation relais coaxial et d'autres matériels; c) exécution correcte du programme.
Proposé par ATT et Philips Telecommunications	*Surveillance de la voie de secours* Le bon fonctionnement de la voie de secours sera vérifié en permanence. *Excitateur du commutateur* Le système de commutation de protection comportera un excitateur de commutateur répondant aux conditions suivantes: il vérifiera l'ensemble de la procédure de commutation jusqu'au dernier commutateur de transfert (non compris) dans le sens de transmission; le système de commutation doit abandonner le programme d'essais régulier pour répondre aux demandes de commutation en provenance de voies défaillantes ou dégradées; un moyen permettant d'inclure le dernier commutateur dans le programme d'essai peut être fourni. Ce moyen doit pouvoir être neutralisé.

CARACTÉRISTIQUES DES SYSTÈMES DE RÉTABLISSEMENT DU TYPE 1 + 1 DESTINÉS À ÊTRE UTILISÉS SUR DES LIAISONS DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE

(Melbourne, 1988)

1 Considérations générales

Les fonctions de rétablissement de la transmission sont souvent mises en œuvre dans les réseaux de télécommunications modernes afin d'améliorer la disponibilité et la qualité du service en réduisant les effets réels ou latents d'une défaillance de la transmission et en facilitant les opérations de maintenance.

La terminologie et les principes généraux du rétablissement de la transmission sont énoncés dans la Recommandation M.495. L'organisation fonctionnelle du rétablissement automatique de la transmission est décrite dans la Recommandation M.496.

2 Objectif de la Recommandation

La présente Recommandation spécifie les caractéristiques des équipements destinés aux systèmes de rétablissement à transmission du type 1 + 1 (commutation sur liaison de protection) pour liaisons de transmission numérique (voir la Recommandation G.701). La figure 1/G.181 représente la disposition générale d'un système de ce type qui utilise, à l'extrémité d'émission, un différentiel pour diviser le trajet d'entrée en deux trajets de sortie. A l'extrémité de réception, les deux trajets sont supervisés et connectés à nouveau au moyen d'un commutateur commandé automatiquement par les signaux reçus. Le commutateur peut, en outre, être commandé manuellement ou par quelque procédure de télécommande. Les deux sens de transmission sont traités de façon indépendante.

La présente Recommandation étudie les équipements H (Hybride), ECR (Equipement de commutation de rétablissement) et ECCR (Equipement de commande de commutation de rétablissement).

La présente Recommandation ne porte pas sur les systèmes de rétablissement entièrement incorporés dans les systèmes de transmission.

Le niveau hiérarchique à l'interface T est de 2048 kbit/s. D'autres niveaux hiérarchiques sont à l'étude.

3 Spécifications des équipements

Les équipements H et ECR (voir la figure 1/G.181) peuvent être du type régénérateur ou non régénérateur.

3.1 *Interfaces*

3.1.1 *Interfaces des trajets de transmission* (T)

Pour les équipements H et ECR du type régénérateur, les spécifications des interfaces seront celles de la Recommandation G.703. La gigue intrinsèque de sortie ne doit pas dépasser 0,05 IU (largeur de bande du filtre de mesure : 20 Hz-100 kHz).

Pour les équipements H et ECR du type non régénérateur, les caractéristiques des interfaces sont à l'étude.

3.1.2 *Interfaces de commande* (X)

L'interface de commande X n'est pour le moment pas normalisée par le CCITT. Elle pourra néanmoins être spécifiée dans l'avenir comme interface Q (voir la Recommandation G.771).

3.2 *Aspects de fonctionnement*

3.2.1 *Transfert des signaux commutés*

Pour les équipements H et ECR du type régénérateur, le gain de transfert de gigue ne doit pas dépasser 0,5 dB (les limites de fréquence sont à l'étude).

Pour les équipements H et ECR du type non régénérateur, les caractéristiques du transfert sont à l'étude.

3.2.2 *Réponse*

La commutation entre les deux trajets a lieu uniquement à l'extrémité de réception, comme indiqué à la figure 1/G.181.

L'un des deux trajets pourra être le trajet qui bénéficie du droit préférentiel, par exemple, le trajet II/II'. Si ce trajet est en dérangement, le commutateur fonctionne sur le trajet III/III'. Après rétablissement du trajet II/II', le commutateur reviendra automatiquement à ce trajet.

Si les deux trajets ont le même droit, le commutateur restera dans la dernière position, même après le rétablissement du trajet en dérangement. Telle est la méthode à utiliser de préférence.

Remarque – Les trajets II/II' et III/III' ont la même qualité de fonctionnement dans les conditions normales de planification des voies et des systèmes de transmission. La «méthode du même droit» réduit de l'ordre de 2 la fréquence de commutation et de resynchronisation.

La commutation à un trajet en dérangement doit être évitée.

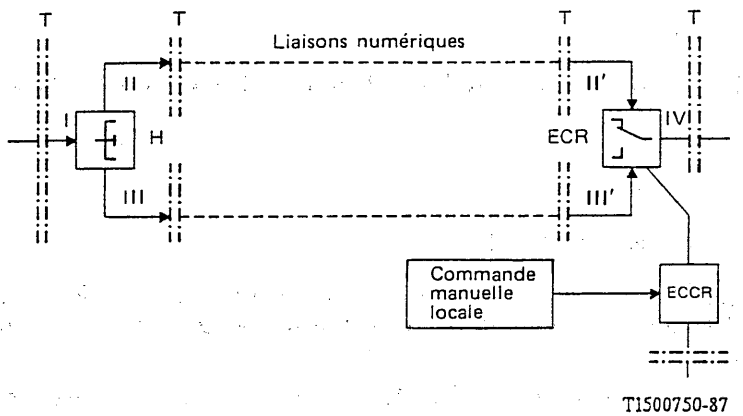
L'ECCR devrait effectuer la commutation:

- automatiquement, d'après les critères établis dans les tableaux 1/G.181 et 2/G.181, en fonction de la réception du signal SIA ou de la perte du signal d'arrivée ou (sur option) de la qualité de transmission (voir la remarque),
- manuellement, sur ordre de la commande manuelle locale,
- sur demande en provenance de l'interface X.

Les critères de commutation nécessitent un complément d'étude.

Remarque – A titre d'option, la commutation peut, par accord entre Administrations, être fondée sur la qualité de transmission définie dans la Recommandation G.821. En pareil cas, la structure de trame des signaux transmis doit être normalisée conformément à la Recommandation G.704, avec inclusion de l'option CRC4 pour 2048 kbit/s.

Il est recommandé que le temps nécessaire aux actions de réponse susmentionnées, c'est-à-dire le «temps de confirmation» plus le «temps de transfert de rétablissement», soit inférieur à 10 ms pour les liaisons terrestres et à 50 ms pour les liaisons par satellite.



H	Différentiel
ECR	Equipement de commutation de rétablissement
ECCR	Equipement de commande de commutation de rétablissement
T	Interface de transmission
X	Interface de commande

Remarque 1 – Les deux liaisons numériques peuvent faire partie du même câble ou suivre des acheminements différents.

Remarque 2 – L'interface entre l'ECCR et la commande manuelle locale n'est pas normalisée et n'est pas couverte par la présente Recommandation.

FIGURE 1/G.181

Système de rétablissement de la transmission 1 + 1

TABLEAU 1/G.181

Critères de réponse pour le différentiel H, côté émission

Défaillances	Dispositions correspondantes (signal à II et III)
Pas de signal à I	SIA
Signal reçu à I	SIA
Défaillance à l'alimentation en énergie, défaillance du système	SIA (si possible [a])

[a] L'équipement peut ne pas être en mesure d'émettre le signal d'indication d'alarme (SIA); cela dépend de la nature du dérangement.

TABLEAU 2/G.181

Critère de commutation pour l'ECR, côté réception

Situation	Dispositions correspondantes	Observation
Signal reçu à II′ et III′	Voir la remarque	Signal à IV
Signal reçu à II′ SIA ou pas de signal à III′	Commutation à II′	Signal à IV
Signal reçu à III′ SIA ou pas de signal à II′	Commutation à III′	Signal à IV
SIA à II′ et III′	Commutation à II′ ou III′	Le SIA reçu est connecté en transfert
Pas de signal à II′ et III′	L'équipement de commutation émet un SIA à IV	
SIA à II′ et pas de signal à III′	Commutation à II′	Le SIA reçu est connecté en transfert
SIA à III′ et pas de signal à II′	Commutation à III′	
Signal correct à II′ Mauvaise qualité à III′	Commutation à II′	Signal correct à IV
Signal correct à III′ Mauvaise qualité à II′	Commutation à III′	idem
Mauvaise qualité à II′ SIA ou pas de signal à III′	Commutation à II′	Mauvaise qualité à IV
Mauvaise qualité à III′ SIA ou pas de signal à II′	Commutation à III′	idem
Mauvaise qualité à III′ Mauvaise qualité à II′	Voir la remarque	Mauvaise qualité à IV
Défaillance de l'alimentation en énergie Défaillance du système	L'équipement de commutation émet un SIA (si possible) à IV	

Optionnel

Remarque – Commutation aux trajets II/II′ ou III/III′ si les deux trajets ont le même droit. Commutation aux trajet bénéficiant du droit préférentiel si l'autre méthode est utilisée (voir le § 3.2.2).

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

PARTIE II

SUPPLÉMENTS À LA SECTION 1
DES RECOMMANDATIONS DE LA SÉRIE G

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

Supplément n° 1

CALCUL DE LA STABILITÉ DES COMMUNICATIONS INTERNATIONALES ÉTABLIES CONFORMÉMENT AU PLAN DE TRANSMISSION ET DE COMMUTATION

(cité dans la Recommandation G.131; voir
à la page 555 du tome III.2 du *Livre vert*, Genève, 1973)

Supplément n° 2

ÉCHO POUR LA PERSONNE QUI PARLE SUR LES COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

*(Genève, 1964; modifié à Mar del Plata, 1968, à Genève, 1976, 1980;
à Malaga-Torremolinos, 1984 et à Melbourne, 1988;
cité dans le § 2 de la Recommandation G.131)*

1 Les courbes de la figure 2/G.131 permettent de déterminer s'il est ou non nécessaire d'utiliser un dispositif de réduction d'écho (suppresseur ou annuleur d'écho) sur une communication internationale donnée. On peut encore les employer pour savoir quelle valeur d'affaiblissement global il convient d'adopter sur la partie à quatre fils de communications complètes pour qu'un dispositif de réduction d'écho ne soit pas nécessaire. Avant d'utiliser les courbes, il convient de décider pour quelle proportion de communications on accepte un écho gênant. La Recommandation G.131 fournit quelques indications sur ce point.

Les coordonnées de la figure représentent deux des paramètres d'une communication téléphonique qui influent sur les échos, c'est-à-dire l'équivalent pour la sonie global du trajet d'écho et le temps moyen de propagation dans un seul sens. Moyennant certaines hypothèses explicitées plus bas, ces deux paramètres deviennent les paramètres principaux.

Chaque courbe divise le plan en deux parties, suivant que le point représentatif de la chaîne de circuits se trouve dans l'une ou dans l'autre, un suppresseur d'écho est nécessaire ou ne l'est pas, en tenant compte du pourcentage de communications autorisées à présenter un écho gênant.

2 Facteurs à prendre en considération

Les principaux facteurs à prendre en considération, afin de déterminer si un dispositif de réduction d'écho est nécessaire sur une communication donnée, sont les suivants:

a) le nombre des trajets d'écho;

b) le temps mis par les courants d'écho pour parcourir ces trajets;

c) l'équivalent pour la sonie des trajets d'écho, y compris les lignes d'abonné;

d) la tolérance des abonnés vis-à-vis des phénomènes d'écho.

Nous allons examiner ces divers facteurs tour à tour.

Quand des circuits sont interconnectés en quatre fils, il n'y a qu'un trajet d'écho (en négligeant la paradiaphonie). Il en est pratiquement de même lorsque les circuits sont interconnectés en deux fils et que des affaiblissements satisfaisants d'adaptation pour l'écho sont obtenus à ces points de connexion (par exemple, une valeur moyenne de 27 dB et un écart type de 3 dB). Les principaux courants d'écho sont dus aux affaiblissements d'adaptation relativement médiocres aux extrémités des deux circuits à quatre fils extrêmes, où la communication est prolongée en deux fils.

Le temps mis par les courants d'écho pour parcourir le trajet d'écho ne dépend pratiquement que de la longueur de la chaîne à quatre fils, car les circuits principaux des réseaux nationaux et internationaux d'aujourd'hui sont des circuits à grande vitesse de transmission.

L'équivalent pour la sonie du trajet d'écho pour la personne qui parle, dans le cas d'une communication symétrique, est à peu près égal à la somme:

- du double de l'équivalent pour la sonie sur la communication entre l'extrémité à deux fils dans le central local terminal de la ligne de la personne qui parle et le côté deux fils du termineur quatre fils/deux fils à l'extrémité où se trouve la personne qui écoute[1];
- de l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho à l'extrémité où se trouve la personne qui écoute;
- de la somme des ES à l'émission et à la réception pour l'appareil téléphonique et la ligne d'abonné de la personne qui parle.

En général, on utilisera des valeurs d'équivalent pour la sonie correspondant à des lignes d'abonné d'affaiblissement faible.

L'écho qui affecte les abonnés dont les lignes ont un affaiblissement plus grand se trouvera encore plus affaibli; par conséquent, cette hypothèse ne comporte pas de risques.

Les renseignements concernant la tolérance à l'écho des abonnés indiquée dans le tableau 1 sont fournis par l'American Telephone and Telegraph Co.; ils sont fondés sur une série d'études achevées en 1971. Ces essais ont fourni des renseignements sur l'équivalent global pour la sonie (EARS) du trajet d'écho, pour un écho à peine perceptible, en fonction du temps de propagation sur ce trajet. D'autre part, on a également obtenu des évaluations de qualité fondées sur une échelle à cinq notes (excellent, bon, passable, médiocre, insatisfaisant). Les valeurs exprimées en EARS équivalents pour la sonie (alors utilisées par l'AT&T) ont été par la suite transformées en équivalents pour la sonie du CCITT corrigés en additionnant 4 dB pour tenir compte des communications d'essai réelles incluant des filtres. Le tableau 1 indique l'affaiblissement du trajet d'écho moyen pour le seuil de perceptibilité et pour des évaluations «insatisfaisant». Ces valeurs moyennes correspondent à l'ORL du trajet d'écho pour lequel 50% des observateurs ont perçu l'écho (seuil) et 50% expriment leur opinion par la note «insatisfaisant». Le tableau donne également l'écart type.

TABLEAU 1

Résultats des essais de tolérance à l'écho

Temps de propagation de groupe dans un sens (ms)	Equivalent global pour la sonie du trajet d'écho de la personne qui parle			
	Seuil		Insatisfaisant	
	Moyenne (dB)	Ecart type (dB)	Moyenne (dB)	Ecart type (dB)
10	26	≃ 4	9	≃ 6
20	35	≃ 4	16	≃ 6
30	40	≃ 4	20	≃ 6
40	45	≃ 4	23	≃ 6
50	50	≃ 4	25	≃ 6
75	–	–	29	≃ 6
100	–	–	32	≃ 6
150	–	–	35	≃ 6
200	–	–	37	≃ 6
300	–	–	39	≃ 6

[1] Conformément au § A.3.3 de la Recommandation G.111, l'équivalent pour la sonie de circuits en 4 fils devrait avoir la valeur de l'affaiblissement à 800 ou à 1000 Hz.

3 Construction de la figure 2/G.131

La valeur moyenne de la marge avant qu'un écho soit gênant est donnée par:

$$M = 2T + B - E + \mathrm{SLR} + \mathrm{RLR}$$

où

T est l'OLR de jonction moyen de la communication entre le point à deux fils dans le central local terminal de la personne qui parle et le côté à deux fils du termineur quatre fils/deux fils à l'extrémité où se trouve la personne qui écoute. L'ERC est supposé le même pour les deux sens de transmission;

B est la valeur moyenne de l'affaiblissement d'adaptation pour l'écho à l'extrémité réceptrice;

E est la valeur moyenne de l'OLR du trajet d'écho qui donne lieu à une note d'opinion «insatisfaisant» [2];

SLR est l'OLR à l'émission au point à deux fils dans le central local de départ pour des lignes d'abonné courtes;

RLR est l'OLR à la réception au point à deux fils dans le central local de départ pour des lignes d'abonné courtes.

4 Communications entièrement analogiques

On admet que l'affaiblissement d'adaptation au point de vue de l'écho a une valeur moyenne au moins égale à 11 dB avec un écart type de 3 dB, exprimée en valeur moyenne pondérée du rapport de puissance (voir la Recommandation G.122). La valeur moyenne de l'affaiblissement de chaque circuit à quatre fils est considérée comme uniforme dans toute cette bande et on admet que l'écart type est de 1 dB dans chaque sens de transmission. On admet aussi que la corrélation entre les variations de l'affaiblissement dans les deux sens de transmission est unitaire.

L'écart type de la marge est donné par:

$$m^2 = n\,(t^2{}_1 + 2rt_1t_2 + t^2{}_2) + b^2 + e^2$$

où

m est l'écart type de la marge;

t_1, t_2 sont les écarts types des variations d'affaiblissement, dans les deux sens de transmission pour un circuit à quatre fils, national ou international;

b est l'écart type des affaiblissements d'adaptation pour l'écho;

e est l'écart type de la distribution des OLR du trajet d'écho pour le locuteur qui donnent lieu à des opinions exprimées par la note «insatisfaisant»;

r est le coefficient de corrélation entre t_1 et t_2;

n est le nombre de circuits à quatre fils dans la chaîne à quatre fils.

En prenant $t_1 = t_2 = 1$ dB; $r = 1$; $b = 3$ dB; $e = 6$ dB, on trouve: $m^2 = 4n + 45$.

Dans le § 2.3 de la Recommandation G.131, les règles A et E se rapportent aux probabilités de 1% et de 10% de rencontrer un écho correspondant à la note «insatisfaisant» et dans ces cas neuf circuits à quatre fils (3 nationaux + 3 internationaux + 3 nationaux) sont pris en considération. D'où $m = 9$ dB pour les courbes à 1% et 10%.

Pour la probabilité de 10%, la marge peut se réduire à 1,28 fois l'écart type. Pour la probabilité de 1%, ce facteur est 2,33. Les valeurs correspondantes de M sont:

$M = 1{,}28 \times 9{,}0$ dB $= 11{,}5$ dB pour une probabilité de 10%
$M = 2{,}33 \times 9{,}0$ dB $= 21$ dB pour une probabilité de 1%.

En portant ces valeurs dans l'équation $M = 2T + B - E + \mathrm{SLR} + \mathrm{RLR}$, on obtient les valeurs suivantes pour l'affaiblissement moyen de l'écho pour l'abonné qui parle:

$2T + B + \mathrm{SLR} + \mathrm{RLR} = 11{,}5$ dB $+ E$ pour une probabilité de 10%
$2T + B + \mathrm{SLR} + \mathrm{RLR} = 21$ dB $+ E$ pour une probabilité de 1%.

---

[2] Elle correspond à la valeur de l'OLR du trajet d'écho pour laquelle 50% des opinions sont exprimées par la note «insatisfaisant».

Les valeurs du tableau 2 ont été calculées (et arrondies au nombre entier le plus voisin) à partir de ces équations. On a calculé les nombres qui figurent dans la colonne «Longueur de la chaîne» en admettant que la vitesse de propagation est de 160 km/ms.

TABLEAU 2

Temps de propagation moyen dans un seul sens (ms)	Longueur de la chaîne (km)	OLR moyen du trajet d'écho pour la personne qui parle $2T + B + \text{SLR} + \text{RLR}$ (dB)	
		10% Insatisfaisant	1% Insatisfaisant
10	1 600	21	30
20	3 200	28	37
30	4 800	32	41
40	6 400	35	47
50	8 000	37	46
75	12 000	41	50
100	16 000	44	53
150	24 000	47	56
200	32 000	49	58
300	48 000	51	60

La dernière ligne en trait plein correspondant à $n = g$ de la figure 2/G.131 a été établie à partir de ces valeurs et de valeurs similaires calculées pour d'autres valeurs de n (circuits analogiques).

5 **Communications entièrement numériques avec lignes d'abonné à deux fils analogiques** (conformes à la figure 2/G.111)

L'écart type de la marge est donné par:

$$m^2 = n(2t^2) + b^2 + e^2$$

où

m est l'écart type de la marge;

n est le nombre de paires codeur/décodeur;

t est l'écart type de l'affaiblissement dans les deux sens de transmission;

b est l'écart type de l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho;

e est l'écart type de la distribution des OLR du trajet d'écho pour la personne qui parle nécessaires pour obtenir des opinions exprimées par la note «insatisfaisant».

Le terme $(2t^2)$ représente la variance de l'affaiblissement d'une paire codeur/décodeur, où $t = 0{,}2$ dB. Pour une communication entièrement numérique entre deux lignes d'abonné analogiques à deux fils, il y a deux paires codeur/décodeur (l'une au central local de la personne qui parle et l'autre au central local de celle qui écoute).

En prenant $n = 2$, $t = 0{,}2$ dB, $e = 6$ dB et en supposant que $b = 3$ dB, on trouve $m^2 = 45{,}2$ et $m = 6{,}7$.

Les valeurs de m sont donc:

$m = 1{,}28 \times 6{,}7$ dB $= 8{,}6$ dB pour une probabilité de 10%
$m = 2{,}33 \times 6{,}7$ dB $= 15{,}6$ dB pour une probabilité de 1%.

En portant ces valeurs dans $M = 2T + B - E + \text{SLR} + \text{RLR}$, on obtient les valeurs suivantes pour l'affaiblissement moyen du trajet d'écho pour la personne qui parle, $2T + B + \text{SLR} + \text{RLR}$.

$2T + B + \text{SLR} + \text{RLR} = 8{,}6 \text{ dB} + E$ pour une probabilité de 10%
$2T + B + \text{SLR} + \text{RLR} = 15{,}6 \text{ dB} + E$ pour une probabilité de 1%.

Les valeurs du tableau 3 ont été calculées à l'aide de ces équations.

TABLEAU 3

Temps de propagation moyen dans un sens (ms)	OLR moyen du trajet d'écho pour la personne qui parle $2T + B + \text{SLR} + \text{RLR}$	
	10% insatisfaisant (dB)	1% insatisfaisant (dB)
10	17,6	24,6
20	24,6	31,6
30	28,6	35,6
40	31,6	38,6
50	33,6	40,6
75	37,6	44,6
100	40,6	47,6
150	43,6	50,6
200	45,6	52,6
300	47,6	54,6

La ligne en tiretés de la figure 2/G.131 a été déterminée à partir de ces valeurs (communications entièrement numériques).

6 **Communications entièrement numériques avec des lignes d'abonné numériques** (conformément à la Recommandation G.801)

Dans ce cas, il n'y a aucun point à deux fils dans la communication. Toutefois, il y a un trajet de réaction acoustique entre le récepteur et l'émetteur du combiné téléphonique. Par conséquent, l'affaiblissement d'équilibrage pour l'écho utilisé ci-dessus est maintenant représenté par l'affaiblissement de ce trajet acoustique. Des valeurs représentatives de celui-ci font l'objet d'une étude plus approfondie. L'appendice I au présent supplément donne des renseignements sur la question.

On peut supposer que l'écart type de l'affaiblissement de transmission de la paire codeur/décodeur est égal à la valeur donnée plus haut pour les communications numériques avec des lignes d'abonné à 2 fils. On devrait prendre une valeur de l'équivalent de T égale à zéro. Les grandeurs ESE et ESR concernent maintenant les extrémités virtuelles analogiques à quatre fils de niveau 0 dBr.

Si l'on peut supposer que l'écart type de l'affaiblissement du trajet d'écho acoustique est égal à 3 dB et qu'une distribution normale s'applique, les valeurs du tableau 3 s'appliquent alors aussi au cas des lignes d'abonné numériques et on peut utiliser la courbe en tiretés de la figure 2/G.131.

7 **Communications mixtes, analogiques et numériques**

Ce cas est une combinaison des cas exposés plus haut et les variables appropriées ainsi que leurs valeurs devraient être tirées des informations pertinentes et permettre de construire un tableau approprié.

En général, s'il n'y a que deux paires codeur/décodeur dans la communication, on peut ne pas tenir compte de la variabilité de l'affaiblissement des codecs, par comparaison avec la variabilité des circuits analogiques et les autres variabilités. Dans ce cas, la courbe en trait plein de la figure 2/G.131 concernant le nombre de circuits analogiques de la communication peut être utilisée avec une bonne précision.

APPENDICE I

(au supplément n° 2)

Affaiblissement d'écho dans des postes téléphoniques à quatre fils

(contribution de la Norvège)

Résumé

Dans un poste téléphonique à quatre fils, l'écho peut être dû à la fois à la diaphonie électrique du cordon et au couplage acoustique entre le récepteur et l'émetteur du combiné. L'affaiblissement d'écho pour ces trajets a été déterminé pour deux postes téléphoniques analogiques à deux fils. Ces données sont utilisées pour définir l'affaiblissement d'écho d'un poste fictif à quatre fils ayant un SLR + RLR = 3 dB et des propriétés acoustiques et électriques semblables à celles de ces postes téléphoniques.

I.1 *Introduction*

Dans plusieurs contributions, il a été indiqué que le choix des LR pour les postes téléphoniques numériques doit être fait en tenant compte des aspects de sonie et d'écho dans une communication complète à quatre fils. Afin d'étudier le risque d'un écho gênant, la Commission d'études XVI a demandé à la Commission d'études XII de fournir des renseignements sur l'effet subjectif de l'écho pour la personne qui parle en fonction du retard, de l'ORL global et de l'affaiblissement du trajet pour l'écho.

Dans une communication numérique à quatre fils, composée notamment de lignes d'abonné à quatre fils et de postes téléphoniques numériques, les principaux trajets de l'écho se trouvent dans le poste téléphonique proprement dit:

- couplage acoustique entre le récepteur et l'émetteur du combiné,
- couplage électrique dans le cordon flexible reliant le combiné.

Pour pouvoir évaluer la qualité d'écho d'une communication à quatre fils, il faut déterminer l'affaiblissement pour l'écho du poste téléphonique numérique.

Pour illustrer ce que l'on peut espérer obtenir, on a mesuré ces trajets de l'écho sur deux postes téléphoniques analogiques différents. Ces résultats ont été utilisés pour calculer l'affaiblissement d'écho entre les extrémités de réception et d'émission d'un poste téléphonique fictif à quatre fils ayant un SLR = 6 dB et un RLR = −3 dB et les mêmes propriétés électriques et acoustiques que les postes mesurés.

I.2 *Mesures*

La figure I-1 représente un dispositif conçu pour mesurer l'affaiblissement entre la réception et l'émission dans un téléphone ordinaire à deux fils. On utilise deux postes téléphoniques pour séparer les deux sens de transmission.

On mesure le trajet acoustique en remplaçant le cordon du combiné par des fils sous écran et le trajet électrique en remplaçant le microphone par une résistance appropriée. Lorsqu'on a mesuré le couplage acoustique, le combiné était placé dans le «champ libre» et maintenu dans une position normale d'écoute.

Deux postes téléphoniques normalisés différents, utilisés en Norvège, ont été choisis pour faire les mesures. Ils étaient munis de microphones linéaires. Le modèle EB 67 comportait un combiné «classique», tandis que Tastafon est un poste «moderne».

I.3 *Résultats de l'affaiblissement pour l'écho*

Afin de comparer les données obtenues pour les deux postes téléphoniques, les mesures ont été rapportées à un poste téléphonique ayant un SLR + RLR = 3 dB. L'affaiblissement pour l'écho, tel qu'il est défini au § 2.2 de la Recommandation G.122 pour ce téléphone fictif, est représenté au tableau I-1.

Les conditions acoustiques sont les suivantes:

1) le combiné est maintenu dans une position normale d'écoute, collé étroitement contre l'oreille («oreille réelle») et
2) le combiné est maintenu dans le «champ libre».

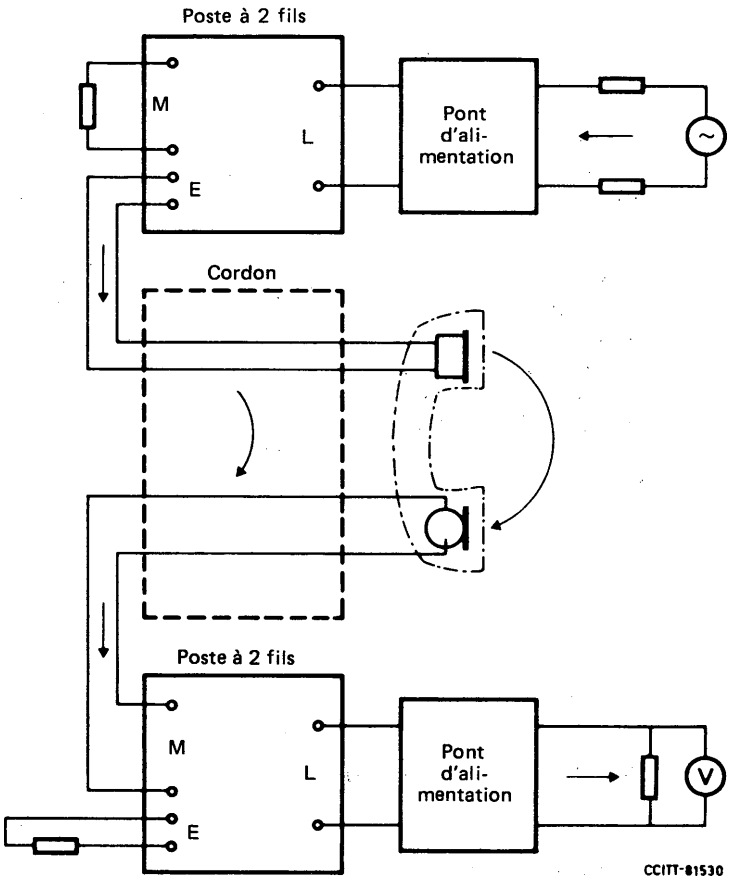


FIGURE I-1

Dispositif de mesure

TABLEAU I-1

Affaiblissement pour l'écho (en dB) d'un poste téléphonique fictif ayant un SLR + RLR = 3 dB

Condition acoustique	Modèle EB 67		Tastafon	
	Champ libre	Oreille réelle	Champ libre	Oreille réelle
Trajet acoustique	28,2	31,7	41,5	44,4
Trajet électrique	32,2	32,2	37,0	37,0

I.4 *Discussion*

Il convient de noter qu'un affaiblissement important de l'écho n'a pas été retenu comme objectif de conception de l'un ou l'autre poste téléphonique mesuré. Par conséquent, il faut considérer que les résultats sont représentatifs de ce qu'on peut obtenir lorsque aucune précaution particulière n'est prise.

Apparemment, l'affaiblissement pour l'écho du trajet acoustique dépend étroitement de la conception physique du combiné téléphonique et des propriétés acoustiques des transducteurs. On obtient une différence de 13 dB (voir le tableau I-1) entre les deux postes utilisés dans l'essai. L'effet de la terminaison acoustique de l'écouteur, c'est-à-dire «champ libre» ou «oreille réelle», est relativement faible, d'environ 3 dB pour les deux postes.

Le tableau I-1 montre que la diaphonie électrique présente dans le cordon flexible est une importante source d'écho dans les deux postes. Pour un SLR et un RLR donnés, le niveau de diaphonie dépendra de la répartition du gain entre le combiné (c'est-à-dire, le microphone) et l'appareil téléphonique. Une augmentation du gain dans le combiné (lorsque l'efficacité du microphone est augmentée ou que l'amplificateur du microphone est placé dans le combiné) augmentera le niveau du signal dans le cordon et améliorera le rapport signal/diaphonie. On peut également réduire la diaphonie en employant des fils sous écran. Le trajet électrique de l'écho peut donc être supprimé à l'aide d'une conception appropriée et la composante acoustique peut être considérée comme la limite inférieure de l'affaiblissement pour l'écho.

Supplément n° 3

ÉVALUATION DES DISPOSITIFS DE RÉDUCTION DES ÉCHOS

(cité dans la Recommandation G.161; voir
à la page 559 du tome III.2 du *Livre vert*, Genève, 1973)

Supplément n° 10

APPLICATION DE LA RECOMMANDATION B.4 RELATIVE À L'EMPLOI DU DÉCIBEL

(voir à la page 598 du tome III.2 du
Livre vert, Genève, 1973)

Supplément n° 20

COMBINAISONS POSSIBLES DES DÉGRADATIONS ÉLÉMENTAIRES DE LA QUALITÉ DE TRANSMISSION DANS LES COMMUNICATIONS FICTIVES DE RÉFÉRENCE

(cité dans la Recommandation G.103;
voir à la page 319 du fascicule III.1
du *Livre rouge*, Genève, 1985)

Supplément n° 21

LIAISON DES UNITÉS DE DISTORSION DE QUANTIFICATION DANS LA PLANIFICATION DES COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

(contribution de Bell-Northern Research)

(cité dans la Recommandation G.113; voir à la page 326 du fascicule III.1 du *Livre rouge*, Genève, 1985)

Supplément n° 24

CONSIDÉRATIONS RELATIVES AUX UNITÉS DE DISTORSION DE QUANTIFICATION (dq) DE CERTAINS DISPOSITIFS NUMÉRIQUES QUI TRAITENT DES SIGNAUX CODÉS

(cité dans la Recommandation G.113; voir à la page 333 du fascicule III.1 du *Livre rouge*, Genève, 1985)

Supplément n° 25

DIRECTIVES POUR L'EMPLACEMENT DES MICROPHONES ET DES HAUT-PARLEURS DANS LES SALLES POUR CONVERSATIONS CONFÉRENCES

(cité dans la Recommandation G.172; voir à la page 335 du fascicule III.1 du *Livre rouge*, Genève, 1985)

Supplément n° 29

OBJECTIFS APPLICABLES AUX CHAÎNES MIXTES ANALOGIQUE/NUMÉRIQUE DE CIRCUITS À QUATRE FILS

Projet de Recommandation G.136

(Il est proposé de soumettre le présent supplément à un examen plus approfondi au cours de l'actuelle période d'études en vue d'en faire une nouvelle Recommandation.)

1 Considérations générales

Pendant la période de transition au cours de laquelle des réseaux analogiques tant nationaux qu'internationaux seront transformés en réseaux entièrement numériques, on pourra voir des chaînes de circuits téléphoniques à quatre fils de type mixte (voir la Recommandation G.101, § 4.2), dont certaines sections pourront être constituées de systèmes de transmission analogiques ou numériques.

Etant donné que cette période de transition pourra être assez longue et qu'il sera nécessaire de garantir une certaine qualité de transmission dans les chaînes de circuits mixtes, le CCITT recommande l'application de certains principes tels que ceux énumérés ci-après pour la composition de telles chaînes, ainsi que certains objectifs à atteindre en termes de paramètres.

Le principe essentiel de la normalisation des circuits mixtes réside dans le maintien des normes adoptées pour les circuits MRF. Ce maintien permettrait de conserver la qualité de transmission dans la chaîne à quatre fils formée par les circuits internationaux et de prolongement national.

C'est faisable pour certains paramètres, mais pour ce qui est de certains autres, on observe des différences considérables sur le plan des normes et des méthodes de mesure, qui sont dues aux conversions analogique/numérique et aux erreurs à l'intérieur des sections numériques.

Les objectifs définis pour certains paramètres de circuits mixtes sont contenus dans un certain nombre de Recommandations des séries G, Q et M. Toutefois, ces objectifs ne tiennent pas suffisamment compte des lois d'addition des distorsions fondées sur la multitude des structures de circuits mixtes et sur les caractéristiques spécifiques des méthodes de mesure utilisées.

Etant donné l'importance du maintien de la qualité de transmission durant la période de transition et compte tenu du rôle majeur accordé à la normalisation des circuits mixtes analogique/numérique, dont une multitude de types apparaissent en appliquant différents types de conversion analogique/numérique, le CCITT estime qu'il serait bon de pouvoir se référer à une Recommandation traitant des objectifs applicables aux circuits mixtes analogique/numérique et aux chaînes à quatre fils comportant à la fois des circuits analogiques et numériques.

La présente Recommandation a trait aux chaînes de circuits mixtes à quatre fils et aux connexions mixtes analogique/numérique aux deux extrémités desquelles sont installés des postes téléphoniques analogiques.

Elle s'inspire des Recommandations existantes relatives à l'équipement des voies MRF (Recommandation G.232), à l'équipement des voies MIC (Recommandation G.712), aux centres de commutation analogiques (Recommandations Q.45, Q.45 *bis*), aux centres de commutation numériques (Recommandations Q.551 à Q.554) et tient compte d'autres Recommandations des séries G et M.

Par la suite, à la lumière des résultats de l'étude relative à la Question 26/XII, la présente Recommandation devra être complétée par l'adjonction d'objectifs portant sur les chaînes de circuits mixtes constituées à l'aide de diverses méthodes de conversion analogique/numérique, telles que transmultiplexeurs (Recommandations G.793, G.794), modems (Recommandations G.941, V.37), transcodeurs (Recommandation G.761), groupe de codecs (Recommandation G.795), EMCN et connexions reliant un poste téléphonique numérique à une extrémité à un poste analogique à l'autre extrémité.

2 Structure d'une chaîne mixte analogique/numérique de circuits à quatre fils et à fréquence vocale

Les paramètres d'une chaîne mixte à quatre fils dépendent essentiellement du nombre de sections analogiques et de conversions analogique/numérique dans la chaîne.

Selon la Recommandation G.103, une chaîne à quatre fils peut avoir une longueur maximale de 12 circuits à quatre fils dans des cas exceptionnels (voir le tableau 2 de la Recommandation G.101). On peut donc supposer que ce nombre ne sera pas dépassé. Les cas les plus défavorables du point de vue des distorsions se produisent quand:

- tous les centres de commutation sont numériques et les sections de circuits qui en partent et qui y aboutissent sont composées de systèmes de transmission analogiques. Il y a dans ce cas 11 conversions analogique/numérique et 12 sections analogiques;
- tous les centres de commutation sont analogiques et les sections de circuits qui en partent et qui y aboutissent sont composées de systèmes numériques. Les conversions analogique/numérique et les sections numériques sont alors au nombre de 12.

De tels cas sont très rares. On considère comme plus représentative une situation caractérisée par un nombre de conversions analogique/numérique égal à la moitié du nombre maximal (Recommandation G.103, annexe B), soit 6, et par la présence d'îlots numériques. La figure 1 représente cette structure de chaîne. Les sections analogiques sont au nombre de 6, tout comme les sections numériques. Il existe d'autres structures de chaînes mixtes à quatre fils quand les sections sont interconnectées sans équipement de commutation. La Recommandation M.562 (§ 3.2) étudie ces structures. L'alternance de sections numériques et analogiques (voir la figure 2) constitue le cas le plus défavorable pour un circuit de 12 sections sans centres de commutation, les conversions analogique/numérique étant alors au nombre de 6, tout comme les sections numériques et les sections analogiques.

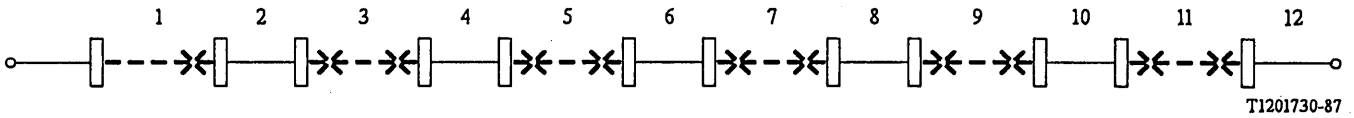


FIGURE 1

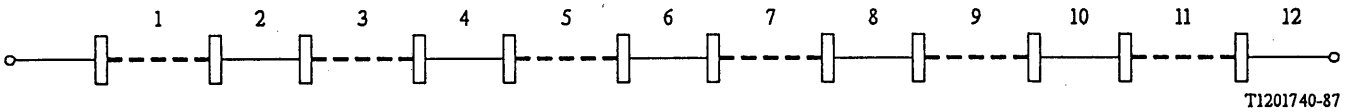


FIGURE 2

Par conséquent, l'étude de diverses structures de chaînes de circuits à fréquence vocale mixtes analogique/numérique montre que pour une chaîne à quatre fils constituée au maximum de 12 sections, il est souhaitable de fixer des objectifs de distorsion en se fondant sur 6 conversions analogique/numérique, 6 sections analogiques et 2 sections numériques.

Des variantes intermédiaires de combinaison de sections analogiques et numériques, et de conversion analogique/numérique sont possibles:

11 sections analogiques + 1 conversion analogique/numérique
(1 section numérique) = 12

. . . . . .

6 sections analogiques + 6 conversions analogique/numérique
(6 sections numériques) = 12

Il ne faut pas oublier que les chaînes se composent la plupart du temps de moins de 12 sections. La distorsion introduite par les centres de commutation est négligeable si ces derniers ne comportent pas de conversion analogique/numérique.

3 Objectifs pour les paramètres des circuits mixtes analogique/numérique

3.1 La valeur nominale de l'impédance terminale des sections analogiques et numériques et d'un équipement de commutation doit être de 600 ohms.

3.2 Il est préférable que l'affaiblissement d'adaptation de l'impédance terminale par rapport à la valeur nominale des sections analogiques et numériques et d'un équipement de commutation ne soit pas inférieur à 20 dB dans la bande 300-3400 Hz.

Remarque – Pour un centre de commutation et des équipements de voie MRF, une valeur de 15 dB dans la bande 300-600 Hz est admissible (voir le § 6.3 de la Recommandation Q.45 et le § 7 de la Recommandation G.232).

3.3 *Dissymétrie par rapport à la terre*

Les spécifications des Recommandations relatives aux centres de commutation (Recommandations Q.45, Q.553) et aux équipements de voie MRF (Recommandation G.712) diffèrent en ce qui concerne la dissymétrie par rapport à la terre et les méthodes de mesure. La Recommandation relative aux équipements de voie MRF (Recommandation G.232) ne spécifie pas ce paramètre. La normalisation et les méthodes de mesure de ce paramètre pour les circuits mixtes sont à l'étude.

Tant que des méthodes de mesure et des objectifs uniformes n'auront pas été définis, la Recommandation K.10, qui traite de la dissymétrie des équipements de télécommunication, servira de ligne directrice dans les cas de chaînes mixtes de circuits à quatre fils.

3.4 *Niveau relatif nominal*

Le niveau relatif nominal de l'équipement d'émission de chaque section (analogique et numérique) est de −14 (−16) dBr. Le niveau relatif nominal de l'équipement de réception de chaque section (analogique et numérique) est de +4 (+7) dBr [voir les Recommandations G.232 (§ 11), G.712 (§ 14), Q.45 (§ 3) et Q.553 (§ 2.2)].

Le niveau relatif nominal à l'éxtrémité virtuelle analogique est

- à l'émission, de −3,5 dBr
- à la réception, de −4,0 dBr pour les systèmes analogiques
  −3,5 dBr pour les systèmes numériques

(Voir la Recommandation G.101, § 5.2.)

Le niveau relatif nominal d'un circuit mixte est défini pour une fréquence qui ne doit être une sous-harmonique de la fréquence d'échantillonnage. La valeur provisoire recommandée pour cette fréquence est 1020 Hz.

3.5 *Variation de la perte de transmission en fonction du temps*

L'écart type de perte de transmission ne doit pas dépasser 1 dB.

La différence entre la valeur moyenne et la valeur nominale de la perte de transmission ne doit pas dépasser 0,5 dB.

Remarque — Les valeurs indiquées sont définies dans le § 3 de la Recommandation G.151 pour un circuit entièrement analogique à condition que les voies fassent partie d'un seul groupe primaire équipé de régulateurs automatiques.

La stabilité des chaînes mixtes est meilleure en raison de l'existence de sections numériques ayant une plus grande stabilité que les sections analogiques; en revanche, dans les circuits mixtes, il n'existe pas de possibilité de régulation automatique du transit dans les sections analogiques, d'où une baisse de la stabilité globale. Pour cette raison, les valeurs indiquées doivent être considérées comme provisoires et elles devront être confirmées.

3.6 *Distorsion affaiblissement/fréquence*

La distorsion affaiblissement/fréquence pour l'ensemble d'une chaîne à quatre fils ne doit pas dépasser les valeurs données par la figure 1 de la Recommandation G.132.

Pour les chaînes mixtes (sans tenir compte des distorsions introduites par les centres de commutation), la loi de sommation des distorsions affaiblissement/fréquence s'écrit comme suit:

$$\Delta a = n_1 \, \bar{a}_{\mathrm{FDM}} + \sum_{i=1}^{n_2} a_{i\,\mathrm{PCM}} \pm \mathrm{K}\sqrt{\sigma^2_{\mathrm{FDM}} \cdot n_1} \qquad (1)$$

où:

n_1 : nombre de sections analogiques;

n_2 : nombre de conversions analogique/numérique;

$\bar{a}_{\mathrm{FDM}}$: valeur moyenne (composante calculée) des distorsions affaiblissement/fréquence des sections analogiques;

σ_{FDM} : variation efficace des distorsions affaiblissement/fréquence des sections analogiques;

a_{PCM} : caractéristiques affaiblissement/fréquence des équipements analogique/numérique;

K = 1, 2 ou 3: facteur définissant la probabilité de valeur maximum/minimum de la distorsion affaiblissement/fréquence.

On considère généralement que K est égal à 3. On trouvera dans les textes cités en [1, 2] la justification du choix de la valeur de K = 3 en fonction d'une probabilité donnée.

Remarque 1 – Les caractéristiques affaiblissement/fréquence d'équipements analogique/numérique du même type sont similaires. Pour cette raison, si des équipements analogique/numérique du même type sont utilisés dans une chaîne de circuits mixtes, la somme

$$\sum_{i=1}^{n_2} a_{i\,\mathrm{PCM}}$$

peut être remplacée par le produit $n_2\ a_{\mathrm{PCM}}$ dans la formule (1).

Remarque 2 – Les limites de distorsion des équipements analogique/numérique spécifiées dans la Recommandation G.712 (§ 1, figure 1) et celles concernant les équipements de voie MRF spécifiées dans la Recommandation G.232 (§ 1, figure 1) concordent avec les limites que mentionne la Recommandation G.132 pour les circuits mixtes dont le nombre de sections n'excède pas 4.

Pour établir une chaîne mixte comportant un plus grand nombre de sections, il est conseillé d'utiliser des équipements de voies modernes donnant une distorsion affaiblissement/fréquence bien inférieure à celle que donnent les Recommandations G.232 et G.712.

Remarque 3 – Les distorsions affaiblissement/fréquence sont mesurées par rapport à une fréquence de 1020 (1000) Hz.

Remarque 4 – En ce qui concerne les cas où les distorsions introduites par l'équipement de commutation doivent être prises en compte, voir les Recommandations Q.45 (§ 3.4) et Q.553.

3.7 *Distorsions de temps de propagation de groupe*

Les distorsions de temps de propagation de groupe ne doivent pas dépasser les valeurs indiquées dans la Recommandation G.133 pour les chaînes à quatre fils.

La loi d'accumulation des distorsions de temps de propagation de groupe s'écrit comme suit:

$$\Delta\tau = n_1\ \tau_{\mathrm{FDM}} + \sum_{i=1}^{n_2} \tau_{i\,\mathrm{PCM}} \qquad (2)$$

ou:

n_1: nombre de sections analogiques;

n_2: nombre de conversions analogique/numérique.

Remarque 1 – Si des équipements analogique/numérique du même type sont utilisés dans une chaîne mixte, la somme

$$\sum_{i=1}^{n_2} \tau_{i\,\mathrm{PCM}}$$

doit être remplacée par le produit $n_2 \cdot \tau_{\mathrm{PCM}}$.

Remarque 2 – On prévoit que la distorsion de temps de propagation de groupe dans les chaînes mixtes est inférieure à celle d'une liaison entièrement analogique, et ce, quelle que soit la combinaison de sections analogiques et numériques. Néanmoins, la nature des distorsions (symétrie) peut varier considérablement. Il convient de tenir compte de ce phénomène si l'on recourt à des égaliseurs de temps de propagation de groupe pour la transmission de données sur circuits mixtes.

Remarque 3 – On mesure les distorsions de temps de propagation de groupe par rapport à une fréquence située dans la partie inférieure de la bande de la voie analogique, c'est-à-dire 190-200 Hz.

Remarque 4 – On peut ne pas tenir compte des infimes distorsions introduites par les centres de commutation.

3.8 *Diaphonie intelligible*

L'écart paradiaphonique et télédiaphonique (diaphonie intelligible) entre circuits et entre les sens réception et émission doit être conforme à la Recommandation G.151 (§ 4).

Remarque 1 – Il est prévu de conserver les valeurs indiquées dans la Recommandation G.151 et de les améliorer pour les chaînes mixtes, pour toutes les combinaisons de sections analogiques et numériques pour tenir compte des valeurs plus élevées dues aux équipements de conversion analogique/numérique.

Remarque 2 – On peut mesurer le rapport signal/diaphonie entre les circuits sans injecter un signal auxiliaire dans une voie affectée par la diaphonie (contrairement aux dispositions énoncées dans la remarque du § 11 de la Recommandation G.712). Ceci peut s'expliquer par le fait qu'on constate généralement dans un circuit mixte et dans un circuit analogique, la présence de bruit à l'entrée des convertisseurs analogique/numérique dans une chaîne mixte.

3.9 *Distorsion de non-linéarité*

Les spécifications contenues dans les Recommandations relatives aux circuits analogiques [Recommandation M.1020 (§ 2.11)] et aux équipements de commutation [Recommandations Q.45 (§ 6.1)] et dans la Recommandation G.712 relative aux équipements analogique/numérique diffèrent en ce qui concerne les spécifications de la distorsion de non-linéarité et les méthodes de mesure.

A l'heure actuelle, il n'est pas possible de recommander des valeurs admissibles de distorsion de non-linéarité ni une méthode de mesure applicable aux chaînes de circuits mixtes et cette question devra être étudiée.

3.10 *Bruit (distorsion totale)*

La notion de bruit dans les chaînes de circuits mixtes imputable aux conversions analogique/numérique produisant des distorsions de quantification qui accompagnent le signal a perdu sa signification première. C'est pourquoi on utilise très souvent, à la place de ce mot, l'expression «distorsion totale» lorsqu'on se réfère à de telles chaînes. Cela s'explique par le fait que la mesure des distorsions de quantification (Recommandation Q.132) comporte des éléments se rapportant aux distorsions non linéaires et aux interférences à fréquence unique.

De ce point de vue, la distorsion totale dans des chaînes mixtes comporte un bruit imputable aux sections analogiques qui est fonction de la longueur des sections dans le cas de systèmes de transmission de Terre et de distorsions de quantification déterminées par le nombre et le type de conversions analogique/numérique.

La loi d'addition des distorsions totales est donnée par la formule suivante:

$$P = 10 \log_{10} \left\{ 10^{-9} \cdot W_{FDM} + 10^{0,1\left[S - \left((S/N) - 10 \log \eta_2 \text{ udq}\right)\right]} \right\} \qquad (3)$$

où

– W_{FDM} est la puissance de bruit des sections analogiques (pWp0)

– $W_{FDM} = W_o \dfrac{\text{pWp0}}{\text{km}} \text{ L km}$

(la longueur de terre équivalente d'une section à satellite est fixée à 2500 km);

– S/N est le rapport signal/distorsion de quantification d'une conversion analogique/numérique;

– η_2 udq est le nombre total d'unités de distorsion de quantification des conversions analogique/numérique.

Pour déterminer le rapport S/N et le nombre total d'unités qdu, il convient de se reporter à la Recommandation G.113.

– S est le niveau de signal auquel les distorsions générales sont mesurées.

Pour éliminer un effet quelconque de distorsion non linéaire, la valeur de S ne doit pas dépasser –10 dBm0.

La valeur admissible de P devra être déterminée par la Commission d'études XII.

A titre provisoire, on peut fixer cette valeur à –36 dBm0 (avec S = –10 dBm0), c'est-à-dire un rapport signal/distorsions totales de 26 dB.

Le bruit sur une voie au repos doit être conforme aux valeurs définies dans les Recommandations G.123 et G.153, § 1.

Remarque 1 – Les distorsions totales comportent aussi un élément qui est déterminé par les erreurs relatives aux sections numériques. On considère que si le TEB à chaque section numérique est de 10^{-6} (avec un débit binaire de 64 kbit/s), cet élément peut être négligé.

Remarque 2 – On trouvera dans les tableaux 5/M.580 et 6/M.580 de l'annexe A à cette Recommandation, les valeurs de distorsion totale pour diverses longueurs de sections analogiques et différents nombres d'unités qdu sur des chaînes mixtes.

3.11 *Brouillage par fréquence unique*

Le niveau de tout signal de brouillage par fréquence unique ne doit pas être supérieur à −73 dBm0 (voir le § 8 de la Recommandation G.151). Cette valeur ne s'applique pas aux signaux brouilleurs à la fréquence d'échantillonnage.

Le niveau du brouillage à la fréquence d'échantillonnage ne doit pas dépasser une valeur égale à $-50 + 10 \log n_2$, n_2 étant le nombre de conversions analogique/numérique dans un circuit mixte. La valeur indiquée est provisoire et devra être confirmée à l'issue des travaux de la Commission d'études XII.

3.12 *Produits de modulation parasite*

Le niveau des produits de modulation parasite émis par des sources d'alimentation en énergie ne doit pas dépasser −45 dB (voir le § 7 de la Recommandation G.151).

3.13 *Bruit impulsif*

Le bruit impulsif est spécifié d'une part pour les circuits analogiques utilisés pour la transmission de données (Recommandations M.1020 et M.1025), d'autre part pour les équipements de commutation (Recommandations Q.45, § 5.2 et Q.553). Il n'existe aucune spécification concernant le bruit impulsif dans les circuits à fréquence vocale des systèmes de transmission MIC car elles sont censées en être exemptes. Toutefois, dans la pratique, on a constaté qu'un bruit impulsif peut apparaître dans un circuit à fréquence vocale par suite de l'accumulation d'erreurs et perturber la transmission des signaux de données. (On trouvera en [4] les résultats préliminaires de l'étude sur l'effet des erreurs dans les liaisons pour données sur le bruit impulsif dans des voies MIC à fréquence vocale inactives.)

L'effet du bruit impulsif qui se produit dans les sections numériques sur le brouillage total dans une chaîne de circuits mixtes à quatre fils devra être étudié.

3.14 *Interruptions de courte durée, gigue de phase, variations brusques d'amplitude et de phase*

Ces paramètres influent fortement sur la transmission de données. Ils sont définis dans les Recommandations M.1020, M.1060 et M.910 pour les voies analogiques. Aucun objectif n'est spécifié pour les circuits à fréquence vocale constitués par des sytèmes MIC. On peut provisoirement considérer que la présence de sections numériques dans les chaînes de circuits mixtes n'a pas une grande influence à cet égard. Cette question devra être étudiée.

3.15 *Taux d'erreur*

Pour complément d'étude.

Références

[1] MOSKVITIN (V. D.) Opredelenije trebovanij k chastotnym kharakteristikam zvenjev sostavnykh kanalov i traktov. (Spécifications en matière de distorsion du rapport affaiblissement/fréquence dans les sections de circuits et de liaisons mixtes) Elektrosviaz, 1969, n° 11.

[2] MOSKVITIN (V. D.) Nozmirovanije chastotnykh kharakteristik ostatochnogo zatuhanija kanalov. (Objectifs en matière de distorsion en fonction de la fréquence relatifs à l'affaiblissement de transmission) Elektrosviaz, 1970, n° 1.

[3] COM XII-19 [période 1985-1988] URSS – Distorsions d'affaiblissement en fonction de la fréquence et distorsions du temps de propagation de groupe des circuits mixtes analogique/numérique à fréquences vocales.

[4] COM XII-188 [période 1985-1988] URSS – Corrélations entre les erreurs d'une liaison numérique et le bruit impulsif des voies à fréquences vocales du système MIC.

ANNEXE A

(à la Recommandation G.136)

TABLEAU 5/M.580

Objectifs de distorsion totale pour la maintenance de circuits de téléphonie publique pour un niveau de fréquence d'essai de – 10 dBm0

Type de circuit	Nombre d'UDQ (remarque 1)	Unité	Distance en transmission analogique (remarque 3) (km)						
			< 320	321 à 640	641 à 1600	1601 à 2500	2501 à 5000	5001 à 10 000	10 001 à 20 000
Analogique	0 (remarque 2)	dB	45	43	41	39	36	33	30
Circuit composite	0,5	dB	35	35	34	34	33	31	29
	1	dB	33	33	32	32	31	30	28
	2	dB	30	30	30	29	29	28	27
	3	dB	28	28	28	28	28	27	26
	3,5	dB	27	27	27	27	27	26	26
	4	dB	27	27	27	27	26	26	25

Remarque 1 – Le nombre d'UDQ constituant la contribution apportée par chacun des différents processus numériques est indiqué dans le tableau 1/G.113 [8].

Remarque 2 – Les valeurs représentent le bruit au repos sur une impédance nominale de terminaison de 600 ohms.

Remarque 3 – La section du circuit assurée par satellite (entre stations terriennes), employant des techniques MRF, apporte une contribution de l'ordre de 10 000 pWp (– 50 dBm0p) au bruit. Par conséquent, lorsqu'il s'agit de déterminer les limites de distorsion totale applicables aux circuits internationaux du réseau téléphonique public, la longueur de cette section peut être considérée, d'après le tableau 4/M.580, comme étant équivalente à 2500 km.

TABLEAU 6/M.580

Objectifs de distorsion totale pour la maintenance de circuits de téléphonie publique pour un niveau de fréquence d'essai de −25 dBm0

Type de circuit	Nombre d'UDQ (remarque 1)	Unité	Distance en transmission analogique (remarque 3) (km)						
			< 320	321 à 640	641 à 1600	1601 à 2500	2501 à 5000	5001 à 10 000	10 001 à 20 000
Analogique	0 (remarque 2)	dB	30	28	26	24	21	18	15
Circuit composite	0,5	dB	29	27	26	24	21	18	15
	1	dB	28	27	25	23	21	18	15
	2	dB	27	26	25	23	20	18	15
	3	dB	26	25	24	23	20	18	15
	3,5	dB	26	25	24	22	20	18	15
	4	dB	25	24	23	22	20	17	15

Remarque 1 – Le nombre d'UDQ constituant la contribution apportée par chacun des différents processus numériques est indiqué dans le tableau 1/G.113 [8].

Remarque 2 – Les valeurs représentent le bruit au repos sur une impédance nominale de terminaison de 600 ohms.

Remarque 3 – La section du circuit assurée par satellite (entre stations terriennes), employant des techniques MRF, apporte une contribution de l'ordre de 10 000 pWp (−50 dBm0p) au bruit. Par conséquent, lorsqu'il s'agit de déterminer les limites de distorsion totale applicables aux circuits internationaux du réseau téléphonique public, la longueur de cette section peut être considérée, d'après le tableau 4/M.580, comme étant équivalente à 2500 km.

ANNEXE B

(au projet de Recommandation G.136)

ORIGINE: ADMINISTRATION DES TÉLÉCOMMUNICATIONS DE L'URSS

TITRE: CORRÉLATIONS ENTRE LES ERREURS D'UN CIRCUIT NUMÉRIQUE ET LE BRUIT IMPULSIF DES VOIES À FRÉQUENCES VOCALES DU SYSTÈME MIC

B.1 *Introduction*

Les voies à fréquences vocales des systèmes MIC ou MRF devraient être capables de transmettre différents types de signaux. Il est notoire que la qualité de transmission des signaux discrets sur les voies à fréquences vocales est affectée par le bruit impulsif. L'actuelle Recommandation G.712 ne prévoit aucune disposition concernant le bruit impulsif sur les voies MIC à fréquences vocales. Toutefois, dans des conditions d'exploitation réelle, le bruit impulsif sur une voie MIC à fréquences vocales contribue au taux d'erreur des liaisons numériques. Le présent document contient les résultats d'une étude relative au bruit impulsif sur les voies MIC à fréquences vocales.

B.2 *Effet du taux d'erreur des circuits numériques sur le bruit impulsif dans une voie MIC à fréquences vocales au repos*

Pour évaluer l'effet du taux d'erreur des liaisons numériques sur la valeur du bruit impulsif dans les voies à fréquences vocales, on a procédé à une étude expérimentale sur un équipement de voies (conforme aux dispositions de la Recommandation G.712) d'un système de transmission MIC (à 2048 kbit/s). A l'aide d'un simulateur d'erreurs, des erreurs ont été introduites dans un ou plusieurs bits correspondant à une voie au repos à fréquences vocales choisie sur une liaison numérique (voir la figure B-1). Le bruit impulsif de cette voie à fréquences vocales a pu être observé à l'aide d'un oscillographe. La forme de la réponse impulsionnelle dans la voie à fréquences vocales est représentée à la figure B-2.

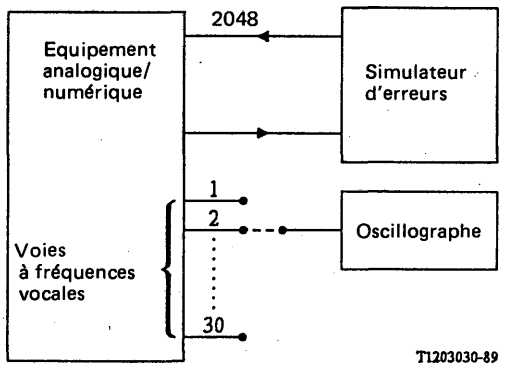


FIGURE B-1

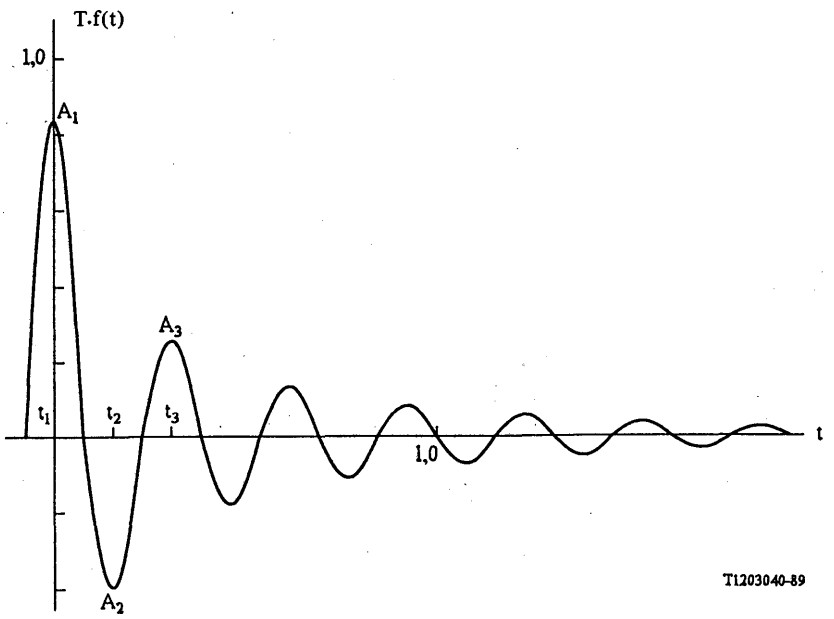


FIGURE B-2

Les paramètres de la réponse impulsionnelle sont indiqués au tableau 1 (les valeurs correspondent au point de niveau relatif zéro pour une résistance de 600 ohms). Ces données nous permettent de formuler les conclusions suivantes:

- L'amplitude de la réponse impulsionnelle dépend du nombre de bits erronés; les erreurs contenues dans les bits de plus fort poids se traduisent par une plus grande amplitude de la réponse.
- Avec des erreurs uniques, la valeur maximale de la crête de l'impulsion A_1 (en cas d'erreur dans le deuxième bit) est égale à −22,1 dBm0.
- Avec la formation de salves et l'augmentation du nombre de bits erronés dans le mot de code du trajet numérique principal (à 2048 kbit/s), les valeurs de l'amplitude de la réponse A_1, A_2, A_3, ... augmentent, mais leur durée, telle qu'elle est déterminée par la réponse du filtre de réception de basse fréquence de la voie, reste inchangée. Ce scénario est applicable aux cas où, dans un trajet numérique principal, les salves d'erreurs affectent le train de données numériques au maxium pendant une période de quantification, c'est-à-dire lorsqu'une salve ne contient pas plus de 256 erreurs. Avec des erreurs apparaissant dans les mots de code toutes les 125 µs, la superposition des réponses découle de la réaction du filtre de réception aux impulsions d'erreur pendant chaque période de quantification consécutive.

TABLEAU B-1

Bits erronés dans une trame de multiplex primaire	Amplitude de la réponse impulsionnelle			Durée de la réponse impulsionnelle		
	A_1	A_2	A_3	t_1	t_2	t_3
	dBm0	dBm0	dBm0	µs	µs	µs
2	−22,1	−28,2	−33,8	320	160	130
3	−34,1	−40,2	−45,8	320	160	130
2 et 3	−10,1	−16,2	−21,8	320	160	130
2 et 3 et 4 de 2 à 8,	−4,1	−10,2	−15,8	320	160	130
2 périodes de quantification de 2 à 8,	+4,3	−6,7	−14,8	440	180	100
3 périodes de quantification de 2 à 8,	+4,3	−4,9	−14,8	600	200	100
4 périodes de quantification de 2 à 8,	+4,3	−4,7	−14,8	680	180	120
5 périodes de quantification de 2 à 8,	+4,3	−6,7	−14,8	840	200	120
6 périodes de quantification de 2 à 8,	+3,8	−4,3	−14,8	930	200	100
7 périodes de quantification	+5,25	−8,7	−14,8	1100	180	140

Ainsi, lorsque des erreurs sur un trajet numérique à 2048 kbit/s se transforment en salves de deux erreurs et plus, il y a une certaine probabilité pour que la valeur du bruit impulsif dans une voie MIC à fréquences vocales dépasse la valeur de −21 dBm0 indiquée au § 2.6 de la Recommandation M.1020.

Avec des salves d'erreurs de 256 bits et plus, le bruit impulsif susmentionné sera toujours présent.

La relation quantitative entre le nombre de salves, le nombre d'erreurs qu'elles contiennent pendant un intervalle de temps défini et le nombre de perturbations par le bruit impulsif, ainsi que le taux d'erreur sur les bits dans une voie à fréquences vocales, est actuellement à l'étude.

PLAN DE TRANSMISSION ET RÉSEAUX DU SERVICE TÉLÉPHONIQUE MOBILE TERRESTRE

Projet de Recommandation G.173

(Il est proposé de soumettre le présent supplément pour examen au cours de l'actuelle période d'études en vue d'en faire une nouvelle Recommandation.)

1 Généralités

La présente Recommandation traite essentiellement des aspects relatifs à la planification propres aux systèmes mobiles terrestres analogiques ou numériques. Avec ces systèmes, pour des raisons d'ordre technique ou économique, il ne sera pas possible de se conformer aux caractéristiques générales des connexions et circuits téléphoniques internationaux recommandées par le CCITT.

L'objectif de la présente Recommandation est par conséquent de guider et de conseiller les Administrations en ce qui concerne les types de précautions et de mesures à prendre et, les spécifications minimales à respecter pour mener à bien l'intégration de tels réseaux dans le RTPC national.

Les objectifs de qualité pour ces systèmes peuvent varier selon les catégories d'usagers. Dans le cas d'usagers dits «normaux», l'objectif serait d'atteindre une qualité aussi proche que possible des normes du CCITT. Pour d'autres catégories d'usagers dits «très disciplinés», d'autres objectifs de qualité pourraient être acceptés.

2 Configurations du réseau

A l'étude.

Sous ce titre, il serait conseillé aux Administrations d'utiliser une transmission à quatre fils afin d'éviter des problèmes d'accès aux liaisons mobiles, qui comportent toujours quatre fils.

3 Affaiblissement nominal de transmission des liaisons mobiles

A l'étude.

Sous ce titre seront examinés les problèmes liés à l'application des équivalents pour la sonie et à la charge correcte des canaux radioélectriques.

Les valeurs de l'équivalent pour la sonie spécifiées dans la Recommandation G.121 du CCITT ne sont pas directement applicables, car le niveau du bruit de fond dans une automobile est plus élévé que celui qui sert d'hypothèse dans la Recommandation G.121.

Quel est l'objectif de conception pour les niveaux des signaux vocaux empruntant un trajet radioélectrique et quelles sont les valeurs de niveaux des signaux entrants dans le réseau?

4 Stabilité

A l'étude.

5 Echo

A l'étude.

Sous ce titre devrait être discutée la nécessité de prévoir des dispositifs de limitation de l'écho.

6 Bruit

A l'étude.

(Le Groupe d'experts européen peut-il donner des indications concernant les caractéristiques de bruit inhérentes aux algorithmes utilisés dans les codecs?)

7 Temps de propagation

A l'étude.

8 Effets des erreurs dans les systèmes numériques

Plusieurs méthodes de codage, telles que CSB, CTA, PLAR et CPA-AB avec des débits de transmission inférieurs à 16 kbit/s ont été proposées pour obtenir une efficacité d'utilisation du spectre et une qualité comparable à celle des systèmes analogiques conventionnels MF. Toutefois, l'application de méthodes de codage des signaux vocaux aussi efficaces que celles-ci aux systèmes mobiles terrestres peut entraîner une dégradation importante de la qualité en raison des erreurs de transmission.

Les liaisons mobiles radioélectriques ne sont pas toujours sans erreur. Les salves d'erreur se produisent fréquemment en raison de l'évanouissement sur trajets multiples. On a signalé que le taux moyen d'erreur sur les bits (TEB) de réception en diversité est de 10^{-2}-10^{-4} dans la gamme 10-20 dB d'un rapport moyen porteuse/bruit et la longueur des salves d'erreur atteint 20-100 bits dans le cas de transmissions numériques de signaux à 16 kbit/s. En conséquence, l'immunité face à des salves d'erreur est une caractéristique importante du codage des signaux vocaux appliquée aux communications mobiles. Les codecs vocaux dans les liaisons radioélectriques mobiles doivent comprendre des techniques de contrôle d'erreur afin de garantir l'immunité dans les voies qui subissent un affaiblissement sur trajets multiples. En conséquence, le débit de transmission comprend des bits de redondance aux fins de contrôle d'erreur.

En ce qui concerne les évaluations de la qualité, il vaut mieux utiliser la valeur moyenne du CNR en tant que niveau de réception pour comparer les systèmes analogiques et numériques, et ceci du fait que cela permet de présenter le niveau de réception comme une unité normalisée, aussi bien pour les systèmes analogiques MF que pour les systèmes numériques. Pour évaluer la qualité de différents systèmes numériques, le rapport moyen énergie du signal par bit/densité de puissance de bruit (E_b/N_o) est adapté à la présentation du niveau de réception, du fait qu'il permet de décrire le niveau de réception en tant qu'unité normalisée pour tout débit de transmission et pour toute largeur de bande de réception.

9 Distorsion de quantification

A l'étude.

10 Effet des dégradations de la transmission sur les données transmises en bande vocale

A l'étude.

ISBN 92-61-03312-1