



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

UIT-T

SECTEUR DE LA NORMALISATION
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS
DE L'UIT

Q.552

(11/2001)

SÉRIE Q: COMMUTATION ET SIGNALISATION

Commutateurs numériques – Caractéristiques de
transmission

**Caractéristiques de transmission aux interfaces
analogiques 2 fils d'un commutateur numérique**

Recommandation UIT-T Q.552

RECOMMANDATIONS UIT-T DE LA SÉRIE Q
COMMUTATION ET SIGNALISATION

SIGNALISATION DANS LE SERVICE MANUEL INTERNATIONAL	Q.1–Q.3
EXPLOITATION INTERNATIONALE AUTOMATIQUE ET SEMI-AUTOMATIQUE	Q.4–Q.59
FONCTIONS ET FLUX D'INFORMATION DES SERVICES DU RNIS	Q.60–Q.99
CLAUSES APPLICABLES AUX SYSTÈMES NORMALISÉS DE L'UIT-T	Q.100–Q.119
SPÉCIFICATIONS DU SYSTÈME DE SIGNALISATION N° 4	Q.120–Q.139
SPÉCIFICATIONS DU SYSTÈME DE SIGNALISATION N° 5	Q.140–Q.199
SPÉCIFICATIONS DU SYSTÈME DE SIGNALISATION N° 6	Q.250–Q.309
SPÉCIFICATIONS DU SYSTÈME DE SIGNALISATION R1	Q.310–Q.399
SPÉCIFICATIONS DU SYSTÈME DE SIGNALISATION R2	Q.400–Q.499
COMMULATEURS NUMÉRIQUES	Q.500–Q.599
Introduction et domaine d'application	Q.500–Q.509
Interfaces, fonctions et connexions des commutateurs	Q.510–Q.539
Objectifs nominaux et mesures	Q.540–Q.549
Caractéristiques de transmission	Q.550–Q.599
INTERFONCTIONNEMENT DES SYSTÈMES DE SIGNALISATION	Q.600–Q.699
SPÉCIFICATIONS DU SYSTÈME DE SIGNALISATION N° 7	Q.700–Q.799
INTERFACE Q3	Q.800–Q.849
SYSTÈME DE SIGNALISATION D'ABONNÉ NUMÉRIQUE N° 1	Q.850–Q.999
RÉSEAUX MOBILES TERRESTRES PUBLICS	Q.1000–Q.1099
INTERFONCTIONNEMENT AVEC LES SYSTÈMES MOBILES À SATELLITES	Q.1100–Q.1199
RÉSEAU INTELLIGENT	Q.1200–Q.1699
PRESCRIPTIONS ET PROTOCOLES DE SIGNALISATION POUR LES IMT-2000	Q.1700–Q.1799
SPÉCIFICATIONS DE LA SIGNALISATION RELATIVE À LA COMMANDE D'APPEL INDÉPENDANTE DU SUPPORT	Q.1900–Q.1999
RNIS À LARGE BANDE	Q.2000–Q.2999

Pour plus de détails, voir la Liste des Recommandations de l'UIT-T.

Recommandation UIT-T Q.552

Caractéristiques de transmission aux interfaces analogiques 2 fils d'un commutateur numérique

Résumé

La présente Recommandation porte sur les caractéristiques aux interfaces analogiques 2 fils, des connexions d'entrée et de sortie dotées d'interfaces analogiques 2 fils et les demi-connexions avec les interfaces analogiques 2 fils conformément aux définitions données dans la Rec. UIT-T Q.551.

La présente Recommandation est applicable aux équipements de terminaison d'une connexion internationale à longue distance via des circuits à quatre fils interconnectés par un commutateur à quatre fils. Elle traite également, dans une catégorie distincte, des caractéristiques des interfaces susceptibles de ne pas constituer la terminaison d'une connexion internationale et qui sont donc, du point de vue de l'application, entièrement utilisées au plan national.

Source

La Recommandation Q.552 de l'UIT-T, élaborée par la Commission d'études 15 (2001-2004) de l'UIT-T, a été approuvée le 29 novembre 2001 selon la procédure définie dans la Résolution 1 de l'AMNT.

AVANT-PROPOS

L'UIT (Union internationale des télécommunications) est une institution spécialisée des Nations Unies dans le domaine des télécommunications. L'UIT-T (Secteur de la normalisation des télécommunications) est un organe permanent de l'UIT. Il est chargé de l'étude des questions techniques, d'exploitation et de tarification, et émet à ce sujet des Recommandations en vue de la normalisation des télécommunications à l'échelle mondiale.

L'Assemblée mondiale de normalisation des télécommunications (AMNT), qui se réunit tous les quatre ans, détermine les thèmes d'étude à traiter par les Commissions d'études de l'UIT-T, lesquelles élaborent en retour des Recommandations sur ces thèmes.

L'approbation des Recommandations par les Membres de l'UIT-T s'effectue selon la procédure définie dans la Résolution 1 de l'AMNT.

Dans certains secteurs des technologies de l'information qui correspondent à la sphère de compétence de l'UIT-T, les normes nécessaires se préparent en collaboration avec l'ISO et la CEI.

NOTE

Dans la présente Recommandation, l'expression "Administration" est utilisée pour désigner de façon abrégée aussi bien une administration de télécommunications qu'une exploitation reconnue.

DROITS DE PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE

L'UIT attire l'attention sur la possibilité que l'application ou la mise en œuvre de la présente Recommandation puisse donner lieu à l'utilisation d'un droit de propriété intellectuelle. L'UIT ne prend pas position en ce qui concerne l'existence, la validité ou l'applicabilité des droits de propriété intellectuelle, qu'ils soient revendiqués par un Membre de l'UIT ou par une tierce partie étrangère à la procédure d'élaboration des Recommandations.

A la date d'approbation de la présente Recommandation, l'UIT n'avait pas été avisée de l'existence d'une propriété intellectuelle protégée par des brevets à acquérir pour mettre en œuvre la présente Recommandation. Toutefois, comme il ne s'agit peut-être pas de renseignements les plus récents, il est vivement recommandé aux responsables de la mise en œuvre de consulter la base de données des brevets du TSB.

© UIT 2002

Tous droits réservés. Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite, par quelque procédé que ce soit, sans l'accord écrit préalable de l'UIT.

TABLE DES MATIÈRES

		Page
1	Généralités	1
2	Caractéristiques des interfaces.....	1
	2.1 Caractéristiques de l'interface C_2	1
	2.1.1 Impédance du commutateur	2
	2.1.2 Dissymétrie d'impédance par rapport à la Terre.....	2
	2.1.3 Niveaux relatifs.....	4
	2.2 Caractéristiques de l'interface Z	4
	2.2.1 Impédance du commutateur	4
	2.2.2 Dissymétrie d'impédance par rapport à la Terre.....	6
	2.2.3 Niveaux relatifs.....	6
3	Caractéristiques des demi-connexions.....	8
	3.1 Caractéristiques communes à toutes les interfaces analogiques à 2 fils.....	8
	3.1.1 Affaiblissement de transmission.....	8
	3.1.2 Temps de propagation de groupe	10
	3.1.3 Bruit sur une seule fréquence	11
	3.1.4 Diaphonie	11
	3.1.5 Distorsion totale, y compris la distorsion de quantification	13
	3.1.6 Atténuation des signaux hors bande appliqués à l'interface d'entrée.....	13
	3.1.7 Signaux parasites hors bande à l'interface de sortie	13
	3.1.8 Echo et stabilité	13
	3.2 Caractéristiques de l'interface C_2	16
	3.2.1 Valeur nominale de l'affaiblissement de transmission	16
	3.2.2 Bruit.....	17
	3.2.3 Valeurs de la distorsion totale	17
	3.3 Caractéristiques de l'interface Z	18
	3.3.1 Valeur nominale de l'affaiblissement de transmission	18
	3.3.2 Bruit.....	19
	3.3.3 Valeurs de la distorsion totale	20
Appendice I – Stratégie de détermination des impédances dans les réseaux à deux fils.....		20
	I.1 Introduction	20
	I.2 Equations générales pour des câbles non chargés	24
	I.3 Généralités concernant l'impédance d'un transformateur différentiel	25
	I.3.1 Impédance d'entrée Z_2 du câble et impédance d'entrée Z_T du transformateur différentiel.....	25
	I.3.2 Impédance d'équilibrage Z_B	25
	I.4 Echo	26
	I.4.1 Equivalent pour la sonie de l'écho pour le locuteur (TELR).....	26

	Page	
I.4.2	Affaiblissement d'effet local par la méthode de masquage (STMR, <i>sidetone masking rating</i>) et équivalent d'affaiblissement d'effet local pour la personne qui écoute (LSTR, <i>listener sidetone rating</i>).....	26
I.5	Application	27
I.6	Analyse de la variation de l'impédance de la boucle au moyen d'un diagramme d'impédance spécial	27
I.7	Conclusions	29
I.8	Exemples d'impédances Z_2 et impédances nominales de compromis Z_T et Z_B	30
I.8.1	Impédance d'entrée du câble Z_2 et impédance d'entrée Z_T du transformateur différentiel	30
I.8.2	Impédance d'équilibrage Z_B	32
I.8.3	Application du diagramme d'impédance spécial	33
I.8.4	Echo	35

Recommandation UIT-T Q.552

Caractéristiques de transmission aux interfaces analogiques 2 fils d'un commutateur numérique

1 Généralités

La présente Recommandation spécifie les caractéristiques:

- des interfaces analogiques 2 fils (types C_2 et Z);
- des connexions d'entrée et de sortie dotées d'interfaces analogiques 2 fils;
- des demi-connexions avec interfaces analogiques 2 fils;

conformément aux définitions de la Rec. UIT-T Q.551, notamment pour ce qui est de la Figure 1/Q.551.

Les caractéristiques des connexions d'entrée et de sortie d'une interface donnée ne sont pas nécessairement identiques. Les caractéristiques des demi-connexions ne sont pas nécessairement identiques pour différents types d'interface.

La présente Recommandation s'applique à l'équipement de terminaison d'une connexion internationale à grande distance via des circuits de ligne à 4 fils par des commutateurs à 4 fils. Elle traite également, dans une catégorie distincte, des caractéristiques des interfaces qui ne peuvent pas constituer la terminaison d'une connexion internationale et qui sont donc totalement utilisées au plan national.

2 Caractéristiques des interfaces

NOTE – Pour effectuer des mesures aux interfaces analogiques 2 fils, il est nécessaire d'appliquer au point de mesure T_i du commutateur un code de silence, c'est-à-dire un signal MIC correspondant à la valeur 0 à la sortie du décodeur (loi μ) ou à la valeur 1 à la sortie du décodeur (loi A) (le bit de signe étant dans un état fixe), lorsque aucun signal d'essai n'est spécifié.

2.1 Caractéristiques de l'interface C_2

Les valeurs recommandées aux interfaces C_2 sont valables pour les commutateurs numériques, y compris les autocommutateurs privés (PABX, *private automatic branch exchange*), assurant des fonctions de transit et possédant des possibilités d'acheminement en ce qui concerne le trafic sortant et le trafic entrant. Selon le type de trafic qui est acheminé, on doit disposer de deux ensembles différents de niveaux relatifs. Cela conduit à distinguer les spécifications d'interface C_{21} et les spécifications d'interface C_{22} . L'interface C_{21} assure la terminaison des connexions internationales à grande distance entrantes ou sortantes et éventuellement des connexions nationales, le commutateur faisant également office de centre de transit. L'interface C_{22} assure la connexion avec des jonctions à 2 fils. Le cas type est celui de l'interconnexion d'une interface Z avec une interface C_{22} dans un commutateur local permettant l'acheminement d'une communication dans un réseau interurbain analogique à 2 fils. Une interface C_{22} ne peut pas faire partie d'une chaîne internationale à 4 fils (voir Figure 2/Q.551).

2.1.1 Impédance du commutateur

2.1.1.1 Valeurs nominales

Les valeurs nominales de l'impédance du commutateur doivent être définies en fonction du contexte national. La définition spécifiera un réseau d'essai utilisé pour la mesure de l'impédance du commutateur. Certains opérateurs de réseau pourront souhaiter utiliser des réseaux d'essai différents, correspondant aux types de câble utilisés (par exemple, câble chargé et non chargé).

2.1.1.2 Affaiblissement d'adaptation

L'affaiblissement d'adaptation de l'impédance présentée par interface C_2 par rapport au réseau d'essai utilisé pour la mesure de l'impédance du commutateur doit être conforme aux limites indiquées à la Figure 1.

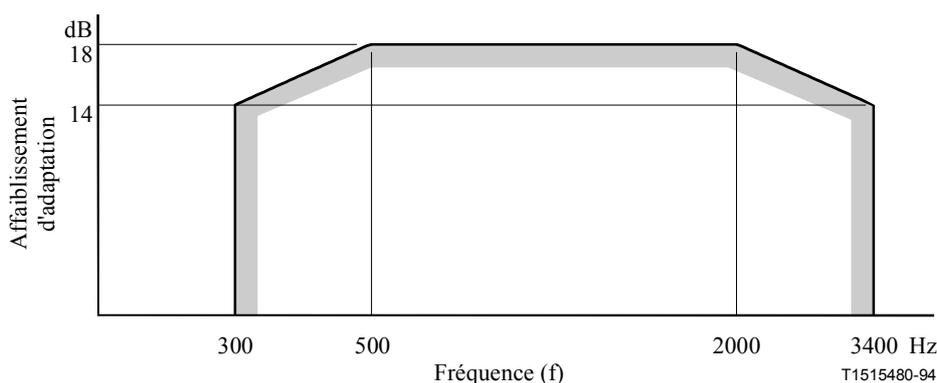


Figure 1/Q.552 – Valeurs minimales de l'affaiblissement d'adaptation par rapport au réseau d'essai servant à mesurer l'impédance du commutateur à une interface à 2 fils

2.1.2 Dissymétrie d'impédance par rapport à la Terre

L'affaiblissement de conversion longitudinale (LCL, *longitudinal conversion loss*) à l'interface définie au § 4.1.3/G.117, doit être supérieur aux valeurs indiquées à la Figure 2, l'équipement à mesurer étant à l'état de conversation normale, conformément à la Rec. UIT-T K.10.

NOTE 1 – Un opérateur de réseau peut adopter d'autres valeurs et, dans certains cas, une largeur de bande plus grande, selon les conditions en vigueur dans son réseau téléphonique.

NOTE 2 – Il est parfois nécessaire de spécifier une limite de l'affaiblissement de conversion transversale (TCL, *transverse conversion loss*) défini au § 4.1.2/G.117 lorsque la terminaison du commutateur n'est pas équidirective pour ce qui est des trajets transversaux et longitudinaux. Le choix d'une limite de 40 dB garantirait un affaiblissement paradiaphonique suffisant entre les interfaces.

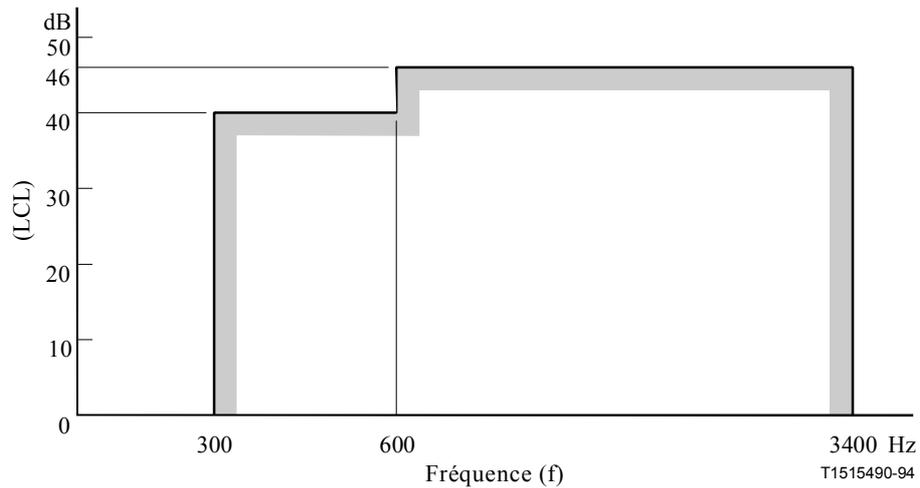
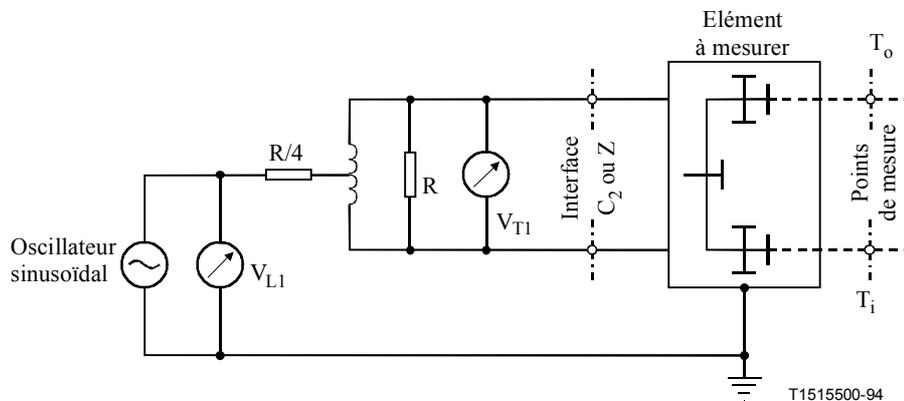


Figure 2/Q.552 – Valeurs minimales d'affaiblissement de conversion longitudinale mesuré selon le montage de la Figure 3

Méthode de mesure

L'affaiblissement de conversion longitudinale (LCL) à l'accès de l'équipement C_2 doit être mesuré conformément aux principes énoncés au § 4.1/O.9. La Figure 3 donne un exemple de montage de mesure utilisable pour les commutateurs numériques. On peut également utiliser des montages contenant deux résistances ayant chacune une valeur $R/2$ (voir § 5.1/O.9).

Les mesures des tensions longitudinales et transversales seront faites de préférence au moyen d'un décibelmètre sélectif en fréquence.



R doit se trouver dans la plage 600-900 Ω

Affaiblissement
de conversion longitudinale (LCL) = $20 \log_{10} \left| \frac{V_{L1}}{V_{T1}} \right|$ dB

NOTE 1 – Le nécessaire sera fait pour que des courants continus représentatifs soient présents.

NOTE 2 – Une attention particulière devra être apportée aux applications utilisant des hybrides actifs.

Figure 3/Q.552 – Montage de mesure de l'affaiblissement de conversion longitudinale

2.1.3 Niveaux relatifs

2.1.3.1 Niveaux nominaux

2.1.3.1.1 Interface C₂₁

Les interfaces C₂₁ doivent se conformer aux valeurs recommandées pour les interfaces Z, qui figurent au § 2.2.3.1, si aucune compensation de l'affaiblissement comparable à celle qui est envisagée au § 2.2.3.3 n'est assurée.

2.1.3.1.2 Interface C₂₂

Pour aligner l'affaiblissement de transmission d'un tronçon numérique sur les valeurs utilisées pour la planification nationale du trafic local ou national, qui dépendent des niveaux relatifs donnés aux § 2.1.3.1.1 et 2.2.3.1, il apparaît que la gamme suivante couvre les besoins d'un grand nombre d'opérateurs de réseau, pour ce qui concerne les interfaces C₂₂:

- niveau d'entrée: $L_i = +3,0$ à $-7,0$ dBr par augmentations progressives de 0,5 dB;
- niveau de sortie: $L_o = +1,0$ à $-8,0$ dBr par augmentations progressives de 0,5 dB.

Afin de compenser l'affaiblissement qui se produit sur les lignes à grande distance ou sur les jonctions, il se peut qu'un opérateur de réseau choisisse des valeurs de niveaux relatifs obtenues à partir des valeurs de base pour répondre aux conditions locales, comme suit:

$$L'_i = L_i + x \text{ dB}$$

$$L'_o = L_o - x \text{ dB}$$

où x est un nombre négatif. La valeur de x est du ressort national. Pour une telle compensation de l'affaiblissement, il faut apporter le plus grand soin au choix et à l'application des réseaux équilibrés.

Il a été admis qu'il n'était pas indispensable qu'un modèle déterminé d'équipement soit conçu pour pouvoir fonctionner sur toute la gamme de niveaux.

2.1.3.2 Tolérance sur les niveaux relatifs

La différence entre le niveau relatif réel et le niveau relatif nominal doit rester dans les limites suivantes:

- niveau relatif d'entrée: $-0,3$ à $+0,7$ dB;
- niveau relatif de sortie: $-0,7$ à $+0,3$ dB.

Ces différences peuvent tenir, par exemple, à des tolérances de fabrication, au câblage entre les accès analogiques et le répartiteur, et aux pas des réglages.

NOTE – Les procédures de réglage des niveaux sont données au § 3/G.712.

2.2 Caractéristiques de l'interface Z

Les valeurs recommandées pour l'interface Z s'appliquent aux commutateurs numériques locaux, aux autocommutateurs privés et aux équipements numériques distants. En ce qui concerne les autocommutateurs privés, se reporter au § 2.1.1/Q.551.

2.2.1 Impédance du commutateur

On trouvera dans l'Appendice I des directives à l'usage des opérateurs de réseau.

2.2.1.1 Valeur nominale

Le principal critère qui régit le choix de la valeur nominale de l'impédance du commutateur est le suivant: assurer de bonnes caractéristiques d'effet local pour les postes téléphoniques, en particulier ceux qui sont installés sur des lignes courtes. Si ce critère est respecté, la valeur de l'impédance conviendra également aux lignes d'abonné dotées de modems à bande vocale.

En règle générale, il faut que l'impédance complexe du commutateur soit capacitive pour que les caractéristiques de stabilité, d'écho et d'effet local soient satisfaisantes. Pour obtenir des renseignements complémentaires, voir les Rec. UIT-T G.111 et G.121.

L'utilisation de la configuration préférée ci-après réduira la diversité des types d'impédance du commutateur. Actuellement, aucune valeur unique ne peut être recommandée. Toutefois, à titre indicatif, des exemples de valeurs nominales choisies par certains opérateurs de réseau sont donnés au Tableau 1.

Tableau 1/Q.552 – Réseaux d'essai pour les impédances de commutateur envisagées

	Rs (ohms)	Rp (ohms)	Cp (farads)
Autriche, République fédérale d'Allemagne	220	820	115 n
BT	300	1000	220 n
NTT	600	infini	1 μ
Etats-Unis d'Amérique	900	infini	2,16 μ
Normes ETSI	270	750	150 n

NOTE 1 – Le réseau d'essai et les valeurs des composants représentent une configuration qui a l'impédance requise. Ils ne correspondent pas nécessairement à un réseau réel à l'interface du commutateur.

NOTE 2 – L'écart entre les valeurs des composants montre qu'il existe des différences importantes en matière de caractéristiques d'efficacité et d'effet local, entre les divers appareils téléphoniques utilisés dans le monde. D'une manière générale, l'association de lignes courtes et de postes téléphoniques efficaces sera sans doute fréquente à l'avenir en raison de l'utilisation accrue de concentrateurs distants. Pour réduire les caractéristiques d'effet local, les opérateurs de réseau doivent tenir compte des caractéristiques du poste téléphonique. Il faut prendre en considération non seulement les caractéristiques des postes téléphoniques existants mais aussi les caractéristiques éventuellement souhaitables à l'avenir pour pouvoir améliorer les caractéristiques d'effet local.

NOTE 3 – Il peut être nécessaire de grouper des lignes d'abonné d'un commutateur donné en plusieurs catégories, chacune exigeant une impédance de commutateur différente pour l'interface Z.

2.2.1.2 Affaiblissement d'adaptation

Il est nécessaire de disposer de tolérances relatives aux valeurs d'impédance de commutateur. A cet effet, l'affaiblissement d'adaptation de l'impédance que présente une interface à 2 fils par rapport au réseau d'essai servant à mesurer l'impédance du commutateur devrait rester dans des limites qui dépendent des conditions propres au réseau d'abonné considéré. Ces limites sont indiquées dans le gabarit représenté à la Figure 1.

Certains opérateurs de réseau peuvent souhaiter spécifier des valeurs plus élevées. On trouvera au Tableau 2, à titre d'indication, des exemples de valeurs limites pour l'affaiblissement d'adaptation que certains opérateurs de réseau ont adoptées.

Tableau 2/Q.552 – Exemple de valeurs limites de l'affaiblissement d'adaptation par rapport à l'impédance du commutateur

Autriche	14,5 dB à 300 Hz, s'élevant (échelle $\log f$) jusqu'à 18 dB à 500 Hz et restant à ce niveau jusqu'à 2500 Hz puis tombant (échelle $\log f$) à 14,5 dB à 3400 Hz.
BT	18 dB: 200-800 Hz; 20 dB: 800-2000 Hz; 24 dB: 2000-4000 Hz.
République fédérale d'Allemagne, ETSI	14 dB à 300 Hz, (échelle $\log f$) jusqu'à 18 dB à 500 Hz et restant à ce niveau jusqu'à 2000 Hz puis tombant (échelle $\log f$) à 14 dB à 3400 Hz.
NTT	22 dB: 300-3400 Hz.
Etats-Unis d'Amérique	20 dB: 200-500 Hz; 26 dB: 500-3400 Hz.
NOTE – La dispersion de 12 dB des valeurs tient aux différences de caractéristiques des postes téléphoniques et des boucles d'abonné. Voir aussi l'Appendice I.	

2.2.2 Dissymétrie d'impédance par rapport à la Terre

L'affaiblissement de conversion longitudinale (LCL) à l'accès de l'équipement de l'interface Z doit correspondre aux valeurs indiquées au § 2.1.2 et à la Figure 2, mesurées conformément à la méthode appliquée à la Figure 3.

2.2.3 Niveaux relatifs

Il est recommandé d'utiliser l'interface Z avec les gammes de niveaux relatifs ci-après lorsque cette interface se trouve à l'extrémité d'une connexion internationale à grande distance entièrement à 4 fils. Des paires de niveaux d'entrée et de sortie peuvent être choisies dans une gamme plus étendue pour acheminer le trafic interne, local ou national à grande distance lorsqu'il est possible de distinguer ces connexions des connexions internationales pour pouvoir effectuer la commutation adéquate des niveaux. Si l'on utilise des compléments de lignes numériques, il est nécessaire de prendre en considération la distorsion supplémentaire qui en résulte (voir le Tableau 1/G.113).

Lorsqu'on assigne des niveaux relatifs aux interfaces pour les connexions internationales à grande distance, il convient de noter que:

- le caractère limitatif de la "différence de l'affaiblissement entre les deux sens de la transmission" défini au § 2.2/G.121, doit être pris en considération. Pour les circuits de prolongement nationaux, il s'agit de la valeur "affaiblissement (t-b)-affaiblissement (a-t)" (voir le texte de la Recommandation G.121 à titre indicatif). Cette différence est limitée à ± 4 dB. Toutefois, pour permettre l'existence d'une asymétrie supplémentaire d'affaiblissement dans le reste du réseau national, seule une partie de cette différence peut être utilisée par le commutateur numérique;
- si, dans les gammes de valeurs L_i et L_o indiquées aux § 2.2.3.1.1 et 2.2.3.1.2, les valeurs retenues sont telles que $L_i - L_o \geq 6$ dB et si l'on utilise les équilibrateurs adéquats (voir § 3.1.8 et Figure 10), les conditions énoncées au § 6/G.121 (incorporation de processus numériques MIC aux circuits de prolongement nationaux) ainsi que celles de la Rec. UIT-T G.122 (stabilité et affaiblissement d'écho) sont satisfaites.

2.2.3.1 Niveaux nominaux

2.2.3.1.1 Niveau relatif d'entrée

D'après l'Annexe C/G.121 (colonnes 3, 5 et 7 du Tableau C.1/G.121) la gamme suivante de niveaux relatifs d'entrée pour tous les types de connexions (internationales, locales, nationales et internationales) répond aux besoins d'un grand nombre d'opérateurs de réseau:

$$L_i = 0 \text{ à } +2,0 \text{ dBr}$$

NOTE – Le § 3.6/G.101 et le § 3/G.121 indiquent que si l'équivalent nominal minimal pour la sonie à l'émission (SLR, *send loudness rating*) du système local dans les mêmes conditions n'est pas inférieur à +2 dB, la puissance de crête des signaux vocaux sera réglée de manière appropriée. Il s'ensuit que, par exemple, la valeur $L_i = 0$ dBr (limite inférieure de la gamme des valeurs pour L_i) est adaptée à un équivalent pour la sonie à l'émission $\geq +2$ dB.

2.2.3.1.2 Niveau relatif de sortie

D'après l'Annexe C/G.121 (colonne 6 du Tableau C.1/G.121), la gamme suivante des niveaux relatifs pour les connexions internationales à grande distance répond aux besoins d'un grand nombre d'opérateurs de réseau:

$$L_o = -5,0 \text{ à } -8,0 \text{ dBr}$$

La valeur choisie peut être également utilisée pour des connexions entièrement établies à l'intérieur d'un réseau national.

Les niveaux nominaux relatifs de sortie pour les connexions locales ou nationales peuvent prendre d'autres valeurs conformes au plan national de transmission. D'après l'Annexe C/G.121 (colonnes 2 et 4 du Tableau C.1/G.121) il semble que la gamme suivante couvre les besoins d'un grand nombre d'opérateurs de réseau:

$$L_o = 0 \text{ à } -8,0 \text{ dBr}$$

Il est admis qu'il n'est pas indispensable qu'un modèle déterminé d'équipement soit conçu pour pouvoir fonctionner sur toute la gamme.

2.2.3.2 Tolérances sur les niveaux relatifs

La différence entre le niveau relatif réel et le niveau relatif nominal doit rester dans les limites suivantes:

- niveau relatif d'entrée: $-0,3$ à $+0,7$ dB;
- niveau relatif de sortie: $-0,7$ à $+0,3$ dB.

Ces différences peuvent tenir, par exemple, à des tolérances de fabrication, au câblage (entre les accès analogiques et le répartiteur) et aux pas de réglage. Il n'est pas tenu compte de la variation de l'affaiblissement à court terme en fonction du temps, comme cela est exposé au § 3.1.1.3.

NOTE – Les procédures de réglage des niveaux relatifs sont données au § 3/G.712.

2.2.3.3 Lignes d'abonné courtes ou longues

Pour compenser l'affaiblissement des lignes d'abonné courtes ou longues, un opérateur de réseau peut choisir des valeurs de niveau relatif à partir des valeurs de base en utilisant les formules suivantes:

$$L'_i = L_i + x \text{ dB}$$

$$L'_o = L_o - x \text{ dB}$$

La valeur de x relève de la compétence nationale (par exemple, $x = 3$ dB pour les lignes d'abonné courtes).

L'utilisation de valeurs de $x < 0$ exige que l'on choisisse avec soin les équilibres; des valeurs de x inférieures à -3 dB ne sont pas recommandées.

3 Caractéristiques des demi-connexions

En ce qui concerne les interfaces C_2 , la présente Recommandation s'applique aux commutateurs numériques locaux et aux commutateurs de transit ainsi qu'aux interfaces C_{21} des autocommutateurs privés reliés au commutateur local numérique par un système de transmission numérique.

En ce qui concerne l'interface Z , la présente Recommandation s'applique aux commutateurs numériques locaux et aux commutateurs mixtes locaux/de transit, aux autocommutateurs privés et aux équipements numériques distants qui sont reliés à un commutateur local numérique par un système de transmission numérique. (Voir § 2.1.1/Q.551 pour obtenir plus de détails concernant les autocommutateurs privés.)

NOTE – Lorsqu'on effectue des mesures sur une connexion d'entrée, il est nécessaire d'utiliser un code de silence, c'est-à-dire un signal MIC correspondant à une valeur à la sortie du décodeur égale à 0 (loi μ) ou à une valeur de sortie égale à 1 (loi A), le signe de bit étant dans un état fixe au point de mesure T_i du commutateur. (Voir § 1.2.3.1/Q.551.)

3.1 Caractéristiques communes à toutes les interfaces analogiques à 2 fils

3.1.1 Affaiblissement de transmission

3.1.1.1 Valeur nominale

La valeur nominale de l'affaiblissement de transmission selon le § 1.2.4.1/Q.551 est définie aux § 3.2.1 et 3.3.1 pour les connexions d'entrée et de sortie des demi-connexions avec une interface analogique à 2 fils.

3.1.1.2 Tolérances sur l'affaiblissement de transmission

La différence entre la valeur d'affaiblissement réelle et la valeur d'affaiblissement de transmission nominale d'une connexion d'entrée ou de sortie, conformément aux § 2.1.3.2 et 2.2.3.2, doit être comprise dans la gamme suivante:

$$-0,3 \text{ à } +0,7 \text{ dB}$$

Ces différences peuvent tenir, par exemple, à des tolérances de fabrication, au câblage (entre les interfaces analogiques et le répartiteur) et au pas des réglages. Il n'est pas tenu compte de la variation de l'affaiblissement à court terme en fonction du temps comme cela est exposé au § 3.1.1.3.

3.1.1.3 Variation de l'affaiblissement à court terme en fonction du temps

Si un signal d'essai sinusoïdal à la fréquence de référence de 1020 Hz et au niveau de -10 dBm₀ est appliqué à l'interface analogique à 2 fils d'une connexion d'entrée quelconque ou si un signal sinusoïdal obtenu par simulation numérique ayant les mêmes caractéristiques est appliqué au point de mesure T_i du commutateur d'une connexion de sortie quelconque, le niveau obtenu au point de mesure T_o correspondant du commutateur et à l'interface analogique à 2 fils ne doit pas varier de $\pm 0,2$ dB pendant 10 mn consécutives de fonctionnement normal, compte tenu des variations autorisées de la tension d'alimentation et de la température en régime permanent.

3.1.1.4 Variation du gain en fonction du niveau d'entrée

Si on applique un signal d'essai sinusoïdal à la fréquence de référence de 1020 Hz et de niveau compris entre -55 dBm0 et $+3$ dBm0 à l'interface analogique à 2 fils d'une connexion d'entrée quelconque ou si l'on applique un signal sinusoïdal obtenu par simulation numérique ayant les mêmes caractéristiques au point de mesure T_i du commutateur d'une connexion de sortie quelconque, la variation du gain de cette connexion par rapport au gain à un niveau d'entrée de -10 dBm0, doit rester dans les limites du gabarit représenté à la Figure 4.

La mesure doit être effectuée au moyen d'un décibel-mètre sélectif en fréquence pour réduire l'effet du bruit du commutateur, ce qui nécessite que le signal d'essai soit sinusoïdal.

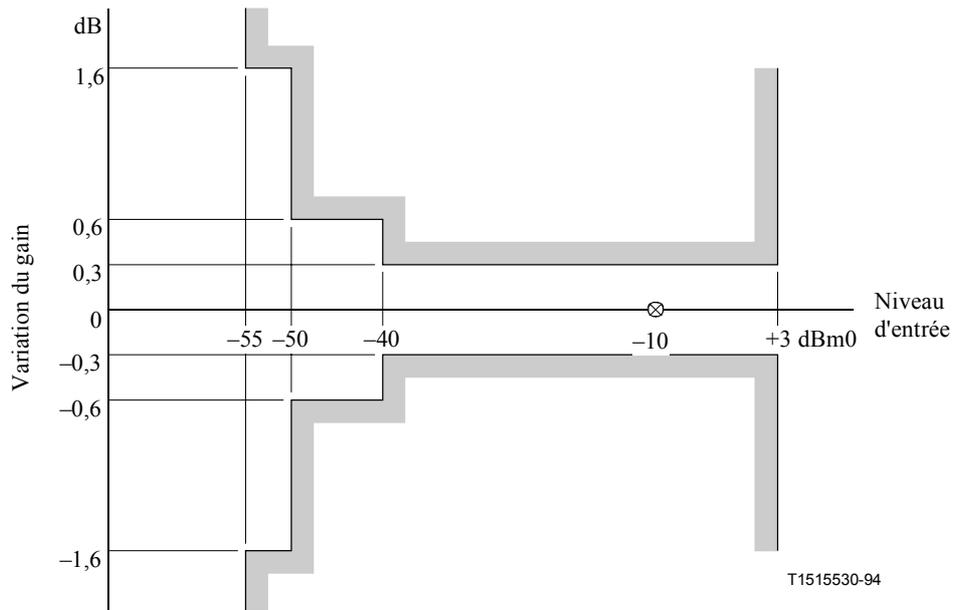
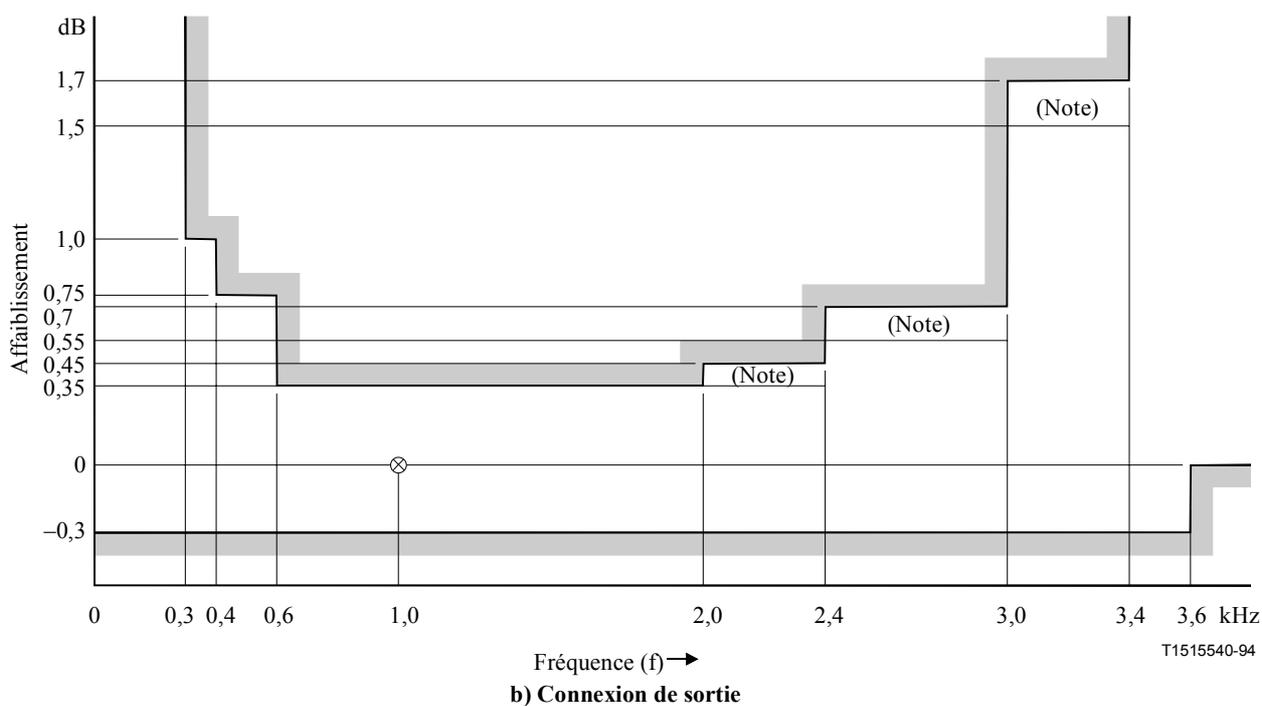
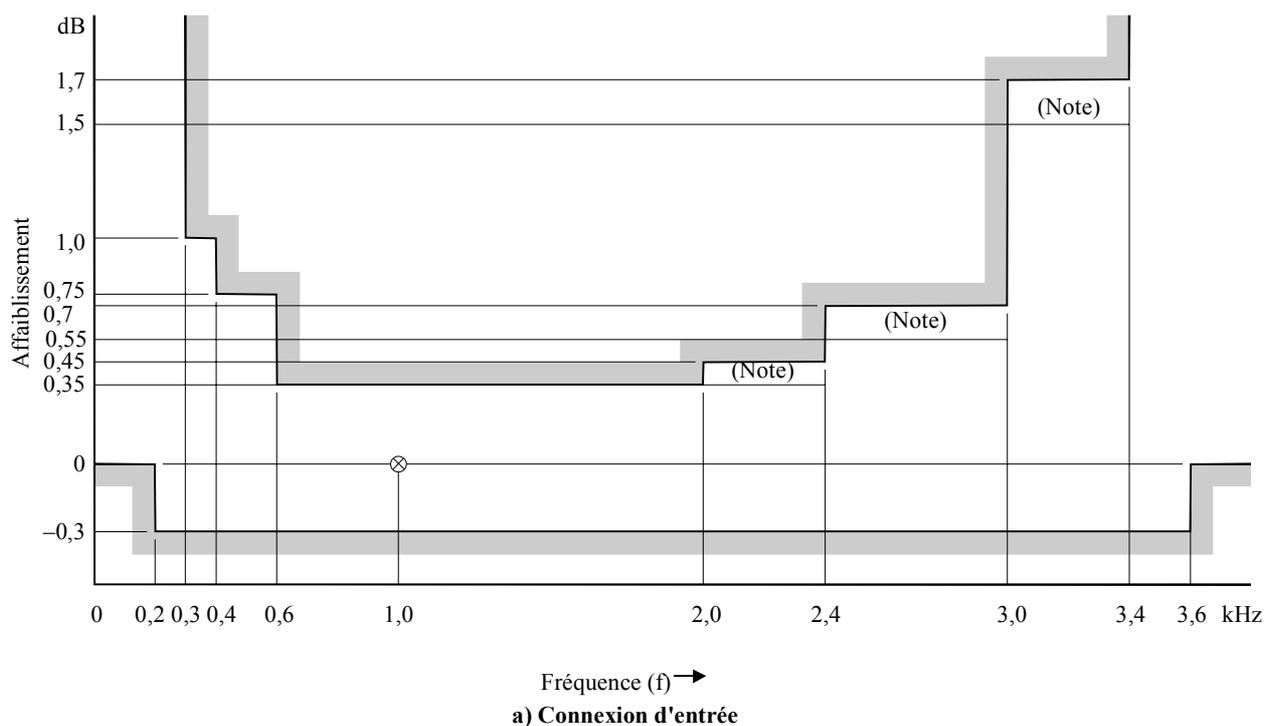


Figure 4/Q.552 – Variation du gain en fonction du niveau d'entrée

3.1.1.5 Distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence

Dans toute connexion d'entrée ou de sortie, conformément au § 1.2.5/Q.551, la distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence doit rester dans les limites du gabarit représenté aux Figures 5 a) ou 5 b) respectivement moyennant l'utilisation d'un niveau d'entrée de -10 dBm0.

NOTE – Les limites indiquées ci-dessus ne sont pas valables pour des demi-connexions Z qui disposent d'une égalisation de la distorsion dans la ligne d'abonné.



NOTE – Dans les gammes de fréquences signalées par un astérisque, on applique des limites plus souples si l'on utilise des longueurs maximales de câble dans le commutateur (voir le § 2/Q.551). Les limites plus strictes qui sont indiquées sont valables en l'absence d'un tel câblage.

Figure 5/Q.552 – Distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence

3.1.2 Temps de propagation de groupe

Le "temps de propagation de groupe" est défini dans la Rec. UIT-T Q.9 (1988).

3.1.2.1 Temps de propagation de groupe absolu

Voir § 3.3.1/Q.551.

3.1.2.2 Distorsion du temps de propagation de groupe en fonction de la fréquence

En prenant comme référence le temps de propagation de groupe absolu d'une connexion d'entrée ou de sortie, dans la gamme de fréquences 500 – 2800 Hz, le temps de propagation de groupe d'une telle connexion doit rester dans les limites du gabarit de la Figure 6. La distorsion du temps de propagation de groupe en fonction de la fréquence est mesurée conformément à la Rec. UIT-T O.81.

Ces conditions doivent être observées pour un niveau d'entrée de -10 dBm0.

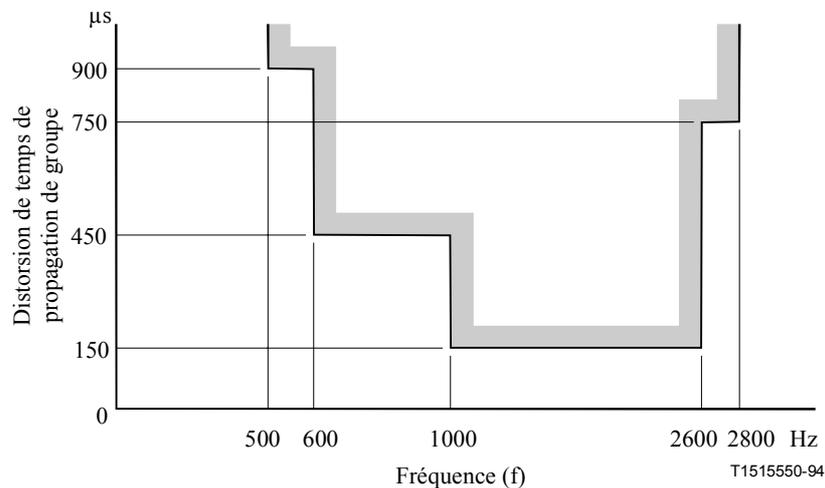


Figure 6/Q.552 – Limites de la distorsion du temps de propagation de groupe en fonction de la fréquence

3.1.3 Bruit sur une seule fréquence

Le niveau de bruit sur toute fréquence donnée (en particulier la fréquence d'échantillonnage et ses multiples), mesuré de façon sélective à l'interface d'une connexion de sortie, ne doit pas dépasser -50 dBm0. Entre 300 et 3400 Hz, le niveau de toute fréquence donnée, mesuré sélectivement et corrigé par le facteur de pondération psophométrique (voir le Tableau 1/O.41) ne doit pas dépasser -73 dBm0 (valeur provisoire).

NOTE – Voir le § 1.2.3.1/Q.551 pour ce qui est des conditions de mesure communes.

3.1.4 Diaphonie

Pour les mesures portant sur la diaphonie, les signaux auxiliaires ci-après sont appliqués comme indiqué aux Figures 7 et 8:

- le code de silence (voir § 1.2.3.1/Q.551);
- un signal auxiliaire d'activation de bas niveau, par exemple un signal sinusoïdal de niveau compris entre -33 et -40 dBm0. La fréquence et les caractéristiques du filtre de l'appareil de mesure doivent être choisies avec soin, afin que le signal auxiliaire n'affecte pas notablement la précision de la mesure de la diaphonie.

3.1.4.1 Télédiaphonie et paradiaphonie mesurées avec un signal d'essai analogique

Un signal d'essai sinusoïdal à la fréquence de référence de 1020 Hz et de niveau 0 dBm0, appliqué à une interface analogique à 2 fils, ne doit pas produire de signal, dans toute autre demi-connexion, dont le niveau dépasse -73 dBm0 pour la paradiaphonie (NEXT, *near-end crosstalk*) et -70 dBm0 pour la télédiaphonie (FEXT, *far-end crosstalk*) (voir la Figure 7).

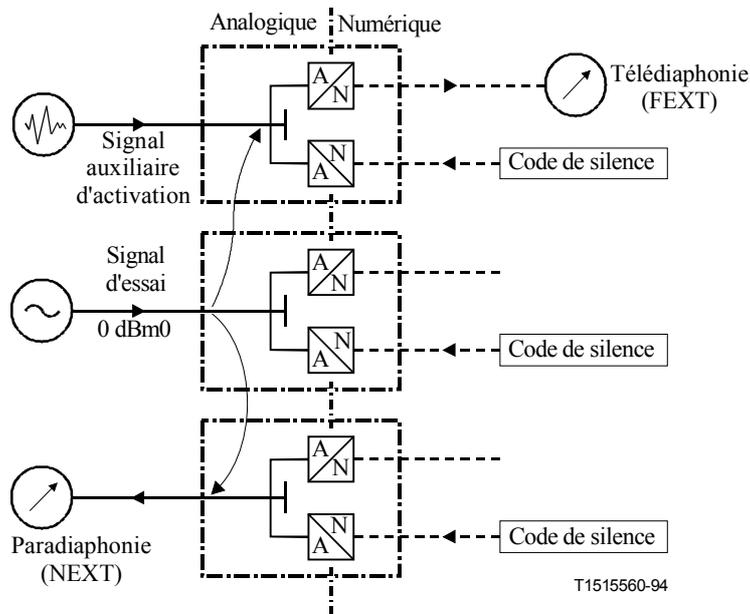


Figure 7/Q.552 – Mesure au moyen d'un signal d'essai analogique entre équipements différents

3.1.4.2 Télédiaphonie et paradiaphonie mesurées avec un signal d'essai numérique

Un signal d'essai sinusoïdal obtenu par simulation numérique, à la fréquence de référence de 1020 Hz, appliqué à un niveau de 0 dBm0 au point de mesure T_i du commutateur, ne doit pas produire de signal dans toute autre demi-connexion dont le niveau dépasse -70 dBm0 pour la paradiaphonie (NEXT, *near-end crosstalk*) et -73 dBm0 pour la télédiaphonie (FEXT, *far-end crosstalk*) (voir Figure 8).

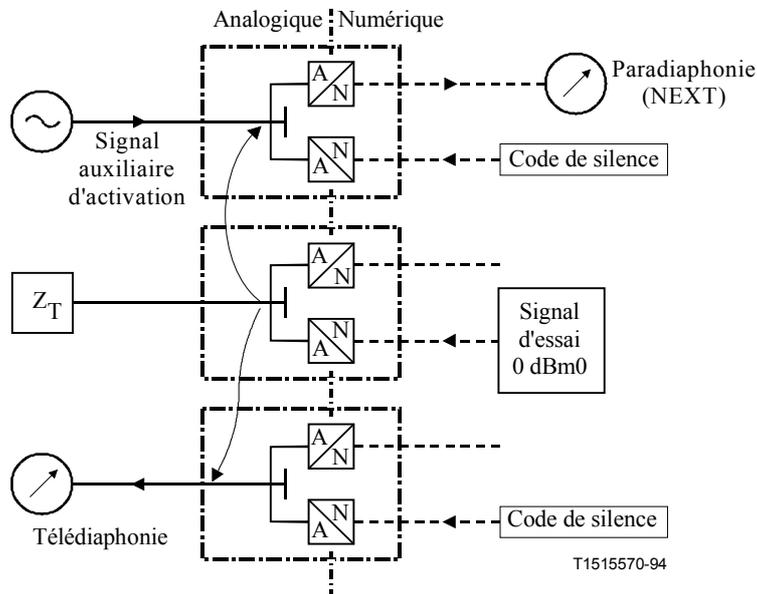


Figure 8/Q.552 – Mesure à l'aide d'un signal d'essai numérique entre différents équipements

3.1.5 Distorsion totale, y compris la distorsion de quantification

Lorsqu'on applique un signal d'essai sinusoïdal à la fréquence de référence de 1020 Hz (voir la Rec. UIT-T O.132) à l'interface à 2 fils d'une connexion d'entrée, ou un signal sinusoïdal obtenu par simulation numérique de caractéristiques identiques, au point de mesure T_i du commutateur d'une connexion de sortie, le rapport signal à distorsion totale, mesuré aux sorties correspondantes de la demi-connexion avec la pondération appropriée pour le bruit (voir Tableau 1/O.41) doit respecter les mêmes limites que celles qui sont indiquées au § 3.2.3, Figures 12 et 13 pour l'interface C_2 et au § 3.3.3, Figure 14 pour l'interface Z .

NOTE – On choisit un signal d'essai sinusoïdal afin d'obtenir des résultats indépendants du contenu spectral du bruit du commutateur.

3.1.6 Atténuation des signaux hors bande appliqués à l'interface d'entrée

(Ne s'applique qu'aux connexions d'entrée.)

3.1.6.1 Signaux d'entrée supérieurs à 4,6 kHz

Lorsqu'un signal sinusoïdal de fréquence comprise entre 4,6 kHz et 72 kHz est appliqué à l'interface à 2 fils d'une connexion d'entrée avec un niveau de -25 dBm0, le niveau de n'importe quelle fréquence image produite dans l'intervalle de temps correspondant à la connexion d'entrée doit être inférieur de 25 dB au niveau du signal d'essai. Une valeur plus stricte doit parfois être imposée pour répondre à la condition globale.

3.1.6.2 Condition globale

Dans les pires conditions observables dans les réseaux nationaux, la demi-connexion ne doit pas produire plus de 100 pW0p de bruit supplémentaire dans la bande 10 Hz à 4 kHz à la sortie de la connexion d'entrée, dû à la présence de signaux hors bande à l'interface à 2 fils de la connexion d'entrée.

3.1.7 Signaux parasites hors bande à l'interface de sortie

(Ne s'applique qu'à une connexion de sortie.)

3.1.7.1 Niveau des différentes composantes

Un signal sinusoïdal quelconque obtenu par simulation numérique dans la bande 300 à 3400 Hz étant appliqué avec un niveau de 0 dBm0 au point de mesure T_i du commutateur d'une demi-connexion, le niveau des signaux image parasites hors bande, mesurés sélectivement à l'interface à 2 fils de la connexion de sortie, doit être inférieur à -25 dBm0. Une valeur plus stricte doit parfois être imposée pour répondre à la condition globale.

3.1.7.2 Condition globale

Des signaux parasites hors bande ne doivent pas occasionner de brouillages inadmissibles dans des équipements reliés au commutateur numérique. En particulier, la diaphonie (intelligible ou non) dans une voie FDM reliée au commutateur ne doit pas dépasser un niveau de -65 dBm0 par suite de la présence de signaux parasites hors bande dans les demi-connexions.

3.1.8 Echo et stabilité

Un affaiblissement d'équilibrage du terminal (TBRL, *terminal balance return loss*) tel que défini au § 3.1.8.1 est introduit afin de caractériser la qualité de fonctionnement et satisfaire à l'objectif de qualité de fonctionnement du réseau spécifié dans la Rec. UIT-T G.122 en matière d'écho et de stabilité. L'affaiblissement d'équilibrage du terminal d'une interface est mesuré dans des conditions de conversation comme s'il s'agissait d'une connexion établie à travers le commutateur numérique.

Le paramètre "affaiblissement pour la stabilité" défini dans la Rec. UIT-T G.122 s'applique aux conditions de terminaison les moins favorables rencontrées à une interface à 2 fils en exploitation normale.

3.1.8.1 Affaiblissement d'équilibrage du terminal (TBRL)

Le terme "affaiblissement d'équilibrage du terminal" est utilisé pour caractériser une propriété d'équilibrage d'impédance de l'interface analogique à 2 fils.

La formule donnant le TBRL est:

$$TBRL = 20 \log \frac{Z_o + Z_b}{2Z_o} \times \frac{Z_t + Z_o}{Z_t - Z_b}$$

où:

Z_o est l'impédance du commutateur d'une interface à 2 fils;

Z_b est l'impédance de l'équilibreur;

Z_t est l'impédance de l'équilibreur d'essai placé à une interface à 2 fils.

Certains opérateurs de réseau ont jugé préférable de choisir une valeur $Z_o = Z_b$ pour optimiser le TBRL. Dans ce cas, la formule ci-dessus peut être simplifiée comme suit:

$$TBRL = 20 \log \left| \frac{Z_t + Z_b}{Z_t + Z_b} \right|$$

et l'équilibreur d'essai sera identique au réseau d'essai servant à mesurer l'impédance du commutateur.

L'équilibreur d'essai doit correspondre aux conditions d'impédance que l'on observe généralement sur un ensemble de lignes terminées par des interfaces à 2 fils, conformément à la planification de la transmission nationale.

Le TBRL a la relation suivante avec l'affaiblissement a_{io} entre les points de mesure T_i et T_o du commutateur d'une demi connexion:

$$TBRL = a_{io} - (a_o + a_i)$$

où a_o et a_i sont respectivement les affaiblissements entre le point de mesure T_i du commutateur et l'interface à 2 fils et entre l'interface à 2 fils et le point de mesure T_o du commutateur.

On peut ainsi déterminer le TBRL en mesurant l'affaiblissement a_{io} à condition que la somme ($a_o + a_i$) soit connue. On peut y parvenir de plusieurs manières:

a) a_o et a_i ont leur valeur nominale NL_o et NL_i comme indiqué aux § 3.2.1 et 3.3.1. Donc:

$$TBRL = a_{io} - (NL_o + NL_i)$$

b) a_o et a_i sont mesurés avec la charge adaptée à l'impédance du commutateur: ce seront donc les affaiblissements réels de transmission AL_o et AL_i (voir § 3.1.1.2). Donc:

$$TBRL = a_{io} - (AL_o + AL_i)$$

c) l'affaiblissement a_{io} est mesuré avec l'interface à 2 fils ouvert et en court-circuit, afin d'obtenir respectivement les affaiblissements a'_{io} et a''_{io} . On a alors:

$$TBRL = a_{io} - \frac{a'_{io} + a''_{io}}{2}$$

La méthode b) donne les résultats les plus précis.

Avec le montage de la Figure 9 et des signaux de mesure sinusoïdaux, le TBRL doit dépasser les limites indiquées à la Figure 10.

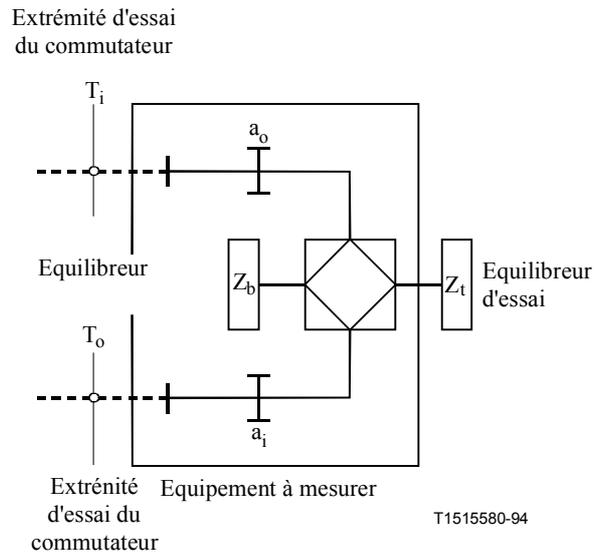


Figure 9/Q.552 – Montage de mesure de l'affaiblissement a_{10}

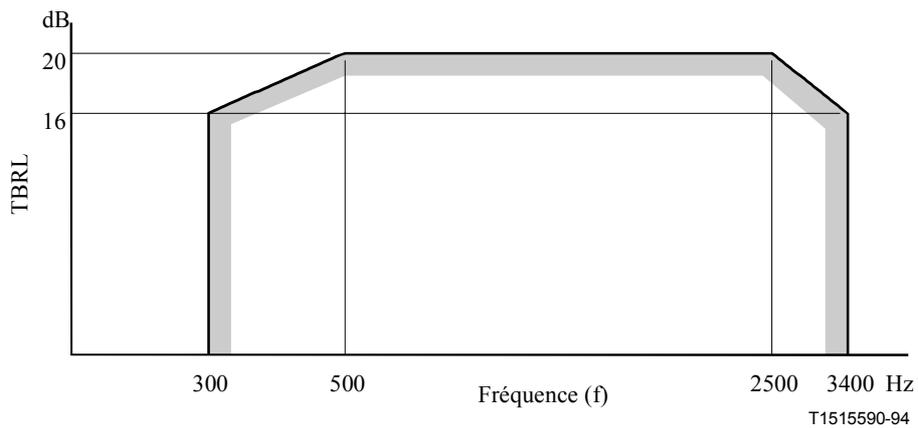


Figure 10/Q.552 – Limites applicables au TBRL

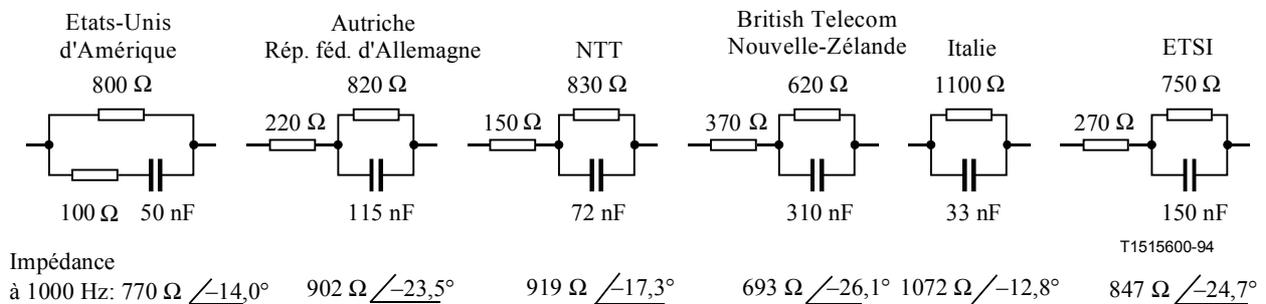


Figure 11/Q.552 – Exemples de réseaux d'essai (utilisables sur des lignes d'abonné non chargées) que certains opérateurs de réseau prévoient d'utiliser

La Figure 11 donne des exemples d'équilibreurs d'essai adoptés par certains opérateurs de réseau pour les lignes d'abonné non chargées. Ces exemples pourront aider d'autres opérateurs de réseau à uniformiser autant que possible les types de réseaux d'essai, voir aussi l'Appendice I.

NOTE – Certains opérateurs de réseau devront peut-être adopter plusieurs équilibreurs d'essai étant donné la diversité des types de câbles chargés et non chargés.

3.1.8.2 Affaiblissement pour la stabilité

Afin de mesurer l'affaiblissement pour la stabilité (SL, *stability loss*) entre les points de mesure T_i et T_o d'un commutateur pour une demi-connexion (voir Figure 9), il faut que l'interface à 2 fils comporte une terminaison constituée par des réseaux d'essai de la stabilité représentant la "condition de terminaison la moins favorable que l'on rencontre dans les conditions de fonctionnement normal". Certains opérateurs de réseau pourront estimer que des terminaisons en circuit ouvert et en court-circuit sont suffisamment représentatives du cas le moins favorable. D'autres opérateurs de réseau devront peut-être spécifier, par exemple, une terminaison inductive pour représenter le cas le moins favorable.

Lorsqu'un commutateur numérique est relié à une chaîne internationale utilisant uniquement la commutation et la transmission à 4 fils, la demi-connexion du commutateur numérique peut produire l'affaiblissement total pour la stabilité du circuit de prolongement national. La valeur de l'affaiblissement pour la stabilité exigée pour une interface à 2 fils est fixée par les autorités nationales, à condition toutefois qu'elle satisfasse aux spécifications de la Rec. UIT-T G.122. Une valeur d'au moins 6 dB à toutes les fréquences comprises entre 200 Hz et 3600 Hz satisfait aux conditions exigées dans la Rec. UIT-T G.122. Cependant, des valeurs SL comprises entre 6 dB et 0 dB satisferont officiellement aux dispositions actuelles de la Rec. UIT-T G.122. Un opérateur de réseau a constaté qu'une valeur de 3 dB était satisfaisante dans son environnement.

NOTE – Il est suggéré que la demi-connexion d'un autocommutateur privé numérique, ainsi que celle d'un équipement numérique distant, lorsqu'ils sont reliés à un autocommutateur local numérique par un système de transmission numérique, réponde également aux conditions énoncées au § 3.1.8.

3.2 Caractéristiques de l'interface C_2

3.2.1 Valeur nominale de l'affaiblissement de transmission

Selon les niveaux relatifs définis au § 2.1.3.1, les affaiblissements de transmission nominaux des connexions d'entrée ou de sortie NL_i et NL_o d'une demi-connexion ayant une interface C_2 se situent dans les gammes suivantes:

Interfaces C_{21}

$NL_i = 0$ à 2,0 dB pour tous les types de connexion

$NL_o = 5,0$ à 8,0 dB pour les connexions internationales

0 à 8,0 dB pour les connexion locales ou nationales

Interfaces C_{22}

$NL_i = -7,0$ à 3,0 dB }
 $NL_o = -1,0$ à 8,0 dB } pour tous les types de connexion

Il est admis qu'il n'est pas indispensable qu'un modèle déterminé d'équipement soit conçu pour pouvoir fonctionner sur toute la gamme des affaiblissements de transmission nominaux.

Si l'on applique une compensation pour l'affaiblissement, la gamme d'affaiblissements nominaux NL_i et NL_o indiquée ci-dessus doit être corrigée par le terme x dB choisi d'après les § 2.1.3.1.2 ou 2.2.3.3.

3.2.2 Bruit

3.2.2.1 Bruit pondéré

Pour le calcul du bruit, on a retenu l'hypothèse du cas le moins favorable à l'interface C_2 . Il n'a pas été tenu compte de l'effet de limitation de bande sur le bruit dû au codeur.

3.2.2.1.1 Connexion de sortie

Il faut considérer deux composantes de bruit: l'une correspond au bruit de fond du décodeur en l'absence d'entrée, l'autre à des sources analogiques, comme l'équipement de signalisation et le circuit analogique d'adaptation d'impédance et de niveau. La première composante est limitée à -70 dBm0p ou à -75 dBmp (selon le cas), conformément au Tableau 7/G.712; l'autre composante est limitée à -67 dBm0p (200 pW0p) conformément à l'Annexe A/G.120, c'est-à-dire $-(67 + 3)$ dBm0p = -70 dBm0p pour une seule interface analogique à deux fils.

La valeur maximale du bruit total pondéré dans les conditions de conversation, à l'interface C_2 d'un commutateur numérique, est donc égale à:

- pour un équipement avec signalisation sur des fils séparés:
 - -70 dBm0p pour des niveaux relatifs de sortie $L_o \geq -5$ dBr;
 - -75 dBmp pour des niveaux relatifs de sortie $L_o < -5$ dBr;
- pour un équipement avec signalisation sur les fils de conversation:
 - -67 dBm0p pour des niveaux relatifs de sortie $L_o \geq -5$ dBr;

c'est-à-dire $-72,5$ dBmp et $-73,2$ dBmp respectivement pour des niveaux relatifs de sortie $L_o = -6$ dBr et -8 dBr selon le cas.

Les valeurs applicables à d'autres niveaux relatifs de sortie cités au § 2.1.3.1 pourront être calculées au moyen de la formule indiquée au § 3.4.1/Q.551.

3.2.2.1.2 Connexion d'entrée

Il faut considérer deux composantes de bruit: le bruit dû au processus de codage et le bruit provenant d'autres sources analogiques, comme l'équipement de signalisation et le circuit analogique d'adaptation d'impédance et de niveau. La première composante est limitée à -67 dBm0p (bruit de la voie au repos) conformément au Tableau 7/G.712; la seconde est limitée à -67 dBm0p (200 pW0p) conformément à l'Annexe A/G.120, c'est-à-dire à $-(67 + 3)$ dBm0p = -70 dBm0p pour une interface analogique à 2 fils.

La valeur maximale du bruit total pondéré dans des conditions de conversation, au point de mesure T_o d'un commutateur numérique, ne doit donc pas dépasser:

- $-67,0$ dBm0p pour un équipement avec signalisation sur des fils séparés.
- $-65,2$ dBm0p pour un équipement avec signalisation sur les fils de conversation.

3.2.2.2 Bruit non pondéré

Ce bruit dépendra davantage du bruit présent dans l'alimentation électrique et du facteur de rejet.

3.2.3 Valeurs de la distorsion totale

La distorsion totale, y compris la distorsion de quantification d'une demi-connexion équipée d'une interface C_2 , se mesure conformément aux dispositions du § 3.1.5.

Le rapport signal/distorsion totale d'une demi-connexion ayant des niveaux relatifs identiques à l'interface C₂ doit être supérieur aux limites indiquées à la Figure 12 pour des équipements ayant une signalisation sur des fils séparés et à la Figure 13 pour des équipements ayant une signalisation sur les fils de conversation.

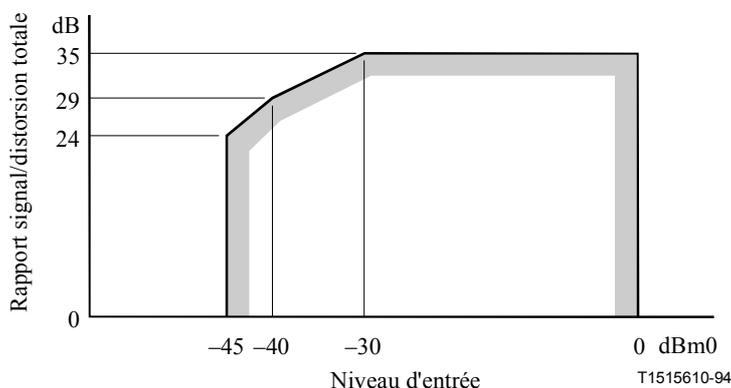


Figure 12/Q.552 – Limites de variation du rapport signal/distorsion totale en fonction du niveau d'entrée; connexion d'entrée ou de sortie avec signalisation sur des fils séparés

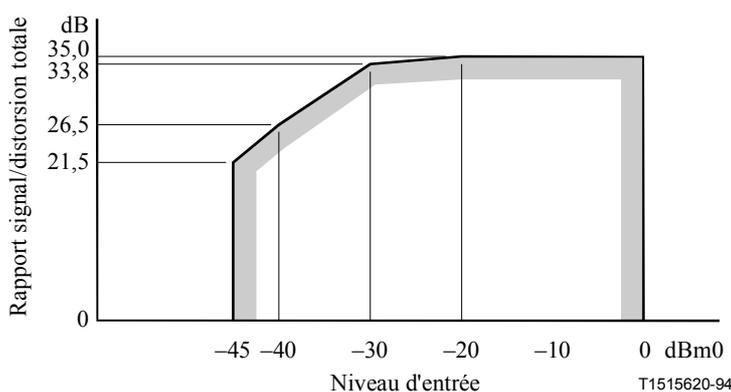


Figure 13/Q.552 – Limites de variation du rapport signal/distorsion totale en fonction du niveau d'entrée; connexion d'entrée ou de sortie avec signalisation sur les fils de conversation

Les valeurs de la Figure 13 tiennent compte des limites applicables au processus de codage (représentées à la Figure 12/G.712) et des tolérances pour le bruit apporté par les circuits de signalisation en provenance de l'alimentation électrique et des autres sources analogiques (par exemple lors d'un couplage analogique), qui est limité à -67 dBm0p (200 pW0p) conformément à l'Annexe A/G.120, c'est-à-dire $-(67 + 3)$ dBm0p = -70 dBm0p pour une interface analogique C₂.

3.3 Caractéristiques de l'interface Z

3.3.1 Valeur nominale de l'affaiblissement de transmission

D'après les niveaux relatifs définis au § 2.2.3.1, les affaiblissements de transmission nominaux d'une connexion d'entrée ou de sortie NL_i et NL_o d'une demi-connexion équipée d'une interface Z, se situent dans les gammes suivantes:

$NL_i = 0$ à 2,0 dB pour tous les types de connexions

$NL_o = 5,0$ à 8,0 dB pour les connexions internationales

0 à 8,0 dB pour les connexions internes locales ou nationales.

Si l'on applique une compensation pour l'affaiblissement des lignes d'abonné courtes ou longues, la gamme des affaiblissements nominaux NL_i et NL_o indiquée ci-dessus doit être corrigée par la valeur de x dB choisie en coordination avec le § 2.2.3.3.

3.3.2 Bruit

3.3.2.1 Bruit pondéré

Pour les calculs relatifs au bruit, on se place dans les conditions les moins favorables à l'interface Z. L'effet de limitation de bande du codeur sur le bruit n'a pas été pris en considération.

3.3.2.1.1 Connexion de sortie

Il faut considérer deux composantes du bruit: l'une qui est le bruit dû au processus de décodage, dépend du niveau relatif de sortie; l'autre composante, par exemple le bruit dû à l'alimentation électrique provenant du pont d'alimentation et le bruit des circuits, ne dépend pas du niveau relatif de sortie. La première composante est limitée, d'après le Tableau 7/G.712, à -70 dBm0p; la seconde est limitée, d'après l'Annexe A/G.120, à 200 pWp (-67 dBmp). Ce bruit peut être dû à l'alimentation principale en courant continu, aux convertisseurs auxiliaires continu-continu et au circuit de conversion de 4 fils à 2 fils avec adaptation d'impédance et de niveau.

Pour un niveau relatif de sortie $L_o = -7,0$ dBr, le niveau de bruit total qui en résulte pour la connexion de sortie est:

$$L_{TN_o} \leq -66,6 \text{ dBmp}$$

Les valeurs pour les autres niveaux relatifs de sortie cités au § 2.2.3.1.2 peuvent être calculées au moyen de la formule indiquée au § 3.4.1/Q.551.

3.3.2.1.2 Connexion d'entrée

Il faut considérer deux composantes de bruit: l'une qui est le bruit dû au processus de décodage et qui est indépendante du niveau relatif d'entrée; l'autre composante, par exemple le bruit dû à l'alimentation électrique provenant du pont d'alimentation et le bruit des circuits, dépend du niveau relatif d'entrée. La première composante est limitée, d'après le Tableau 7/G.712, à -67 dBm0p en tant que bruit de voie au repos; la seconde est limitée, d'après l'Annexe A/G.120, à 200 pWp (-67 dBmp). Pour un niveau relatif d'entrée $L_i = 0$ dBr, le niveau de bruit total qui en résulte pour la connexion d'entrée est: $L_{TN_i} = -64,0$ dBm0p.

Le bruit psophométrique total attribué au point de mesure T_o du commutateur avec un niveau d'entrée relatif de $L_i = 0$ dBr est:

$$P_{TN_i} = P_{AN} \cdot 10^{\frac{-L_i}{10}} + 10^{\frac{90+L_{TN_i}}{10}} \text{ pWp}$$

et le total du niveau de bruit est:

$$L_{TN_i} = -64,0 \text{ dBm0p}$$

Les valeurs pour les autres niveaux relatifs d'entrée cités au § 2.2.3.1.1 peuvent être calculées au moyen de la formule indiquée au § 3.4.1/Q.551.

3.3.2.2 Bruit non pondéré

Ce bruit dépend davantage du bruit de l'alimentation électrique et du facteur de rejet.

3.3.3 Valeurs de la distorsion totale

La distorsion totale, y compris la distorsion de quantification sur des demi-connexions avec des interfaces Z, se mesure conformément au § 3.1.5.

On trouvera aux Figures 14 a) et 14 b) des exemples de gabarits pour le rapport signal/distorsion totale des connexions d'entrée et de sortie dans un commutateur local. Dans cet exemple, $L_i = 0$ dBr et $L_o = -7$ dBr, respectivement pour les entrées et pour les sorties.

Les valeurs pour les autres niveaux relatifs cités au § 2.2.3.1 peuvent être calculées au moyen de la formule indiquée au § 3.4.2/Q.551.

Les valeurs de la Figure 14 tiennent compte des limites applicables au processus de codage donné à la Figure 12/G.712 et des tolérances pour le bruit introduit par l'intermédiaire des circuits de signalisation et issu de l'alimentation électrique du commutateur et des autres sources analogiques. Ce bruit est limité à -67 dBmp (200 pWp) pour une interface Z (avec l'alimentation) conformément à l'Annexe A/G.120.

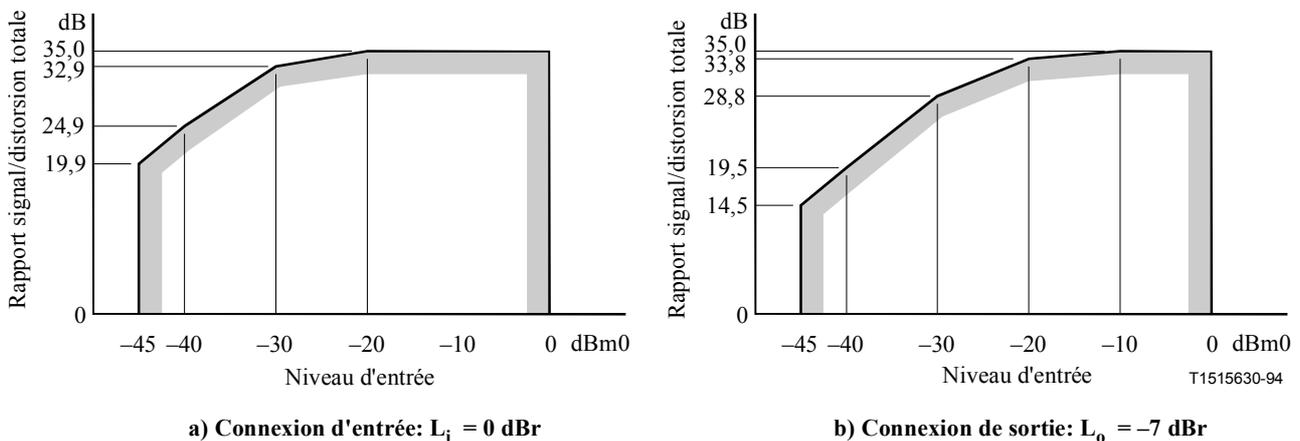


Figure 14/Q.552 – Limites du rapport signal/distorsion totale en fonction du niveau d'entrée y compris le bruit analogique

Appendice I

Stratégie de détermination des impédances dans les réseaux à deux fils

I.1 Introduction

Le présent appendice a pour objet de décrire de façon plus détaillée les méthodes de détermination des impédances de terminaison et des réseaux équilibreurs. Le choix des impédances de terminaison peut influencer sur les caractéristiques d'effet local de certains postes téléphoniques, mais son importance est moindre par rapport à celle des réseaux équilibreurs qui permettent de maîtriser les phénomènes d'écho. Par conséquent, le choix des réseaux équilibreurs est déterminant quel que soit l'impédance de terminaison choisie. On trouvera de plus amples détails dans [1].

Afin de disposer d'un réseau présentant de bonnes caractéristiques d'écho et d'effet local, il est nécessaire d'adopter une approche adéquate en matière d'impédance dans les parties à deux fils du réseau car c'est dans ces parties que les signaux sont simultanément transmis dans les deux sens sur la même paire de fils. Il est bien entendu nécessaire de séparer les signaux (émis et reçus) entre eux aux extrémités d'un tronçon à deux fils, cette opération est effectuée au moyen d'un transformateur différentiel doté en principe de quatre accès (voir Figure I.1):

- un accès à deux fils (2);
- un accès émission à quatre fils (T);
- un accès réception à quatre fils (R);
- un accès équilibreur (B).

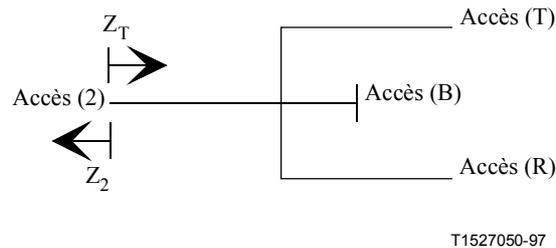


Figure I.1/Q.552 – Transformateur différentiel

NOTE 1 – L'accès équilibreur n'est parfois pas physiquement accessible c'est-à-dire qu'il peut n'être que virtuel.

Les propriétés de transmission du transformateur différentiel sont spécifiées par les paramètres suivants:

- impédance connectée à l'accès à deux fils du transformateur: Z_2
- impédance d'entrée de l'accès (2) du transformateur: Z_T
- impédance d'équilibrage à l'accès (B): Z_B
- affaiblissement adapté entre les accès (R) et (2): L_R
- affaiblissement adapté entre les accès (2) et (T): L_T
- affaiblissement d'équilibrage: L_{br}

NOTE 2 – Le terme "affaiblissement adapté" indique que cette impédance est mesurée dans le cas particulier où Z_2 est égal à Z_T .

La séparation entre les signaux d'émission et de réception par le transformateur différentiel dépend essentiellement de l'adaptation d'impédance au niveau de l'accès à deux fils du transformateur entre:

- l'impédance Z_2 connectée à l'accès à deux fils du transformateur;
- l'impédance d'équilibrage Z_B du transformateur.

L'affaiblissement L_{TR} entre les accès (T) et (R) est donné par la relation:

$$L_{TR} = L_T + L_{br} + L_R \quad (I-1)$$

dans laquelle:

$$L_{br} = 20 \cdot \log \left| \frac{Z_T + Z_B}{2Z_T} \cdot \frac{Z_2 + Z_T}{Z_2 - Z_B} \right| \text{dB} \quad (I-2)$$

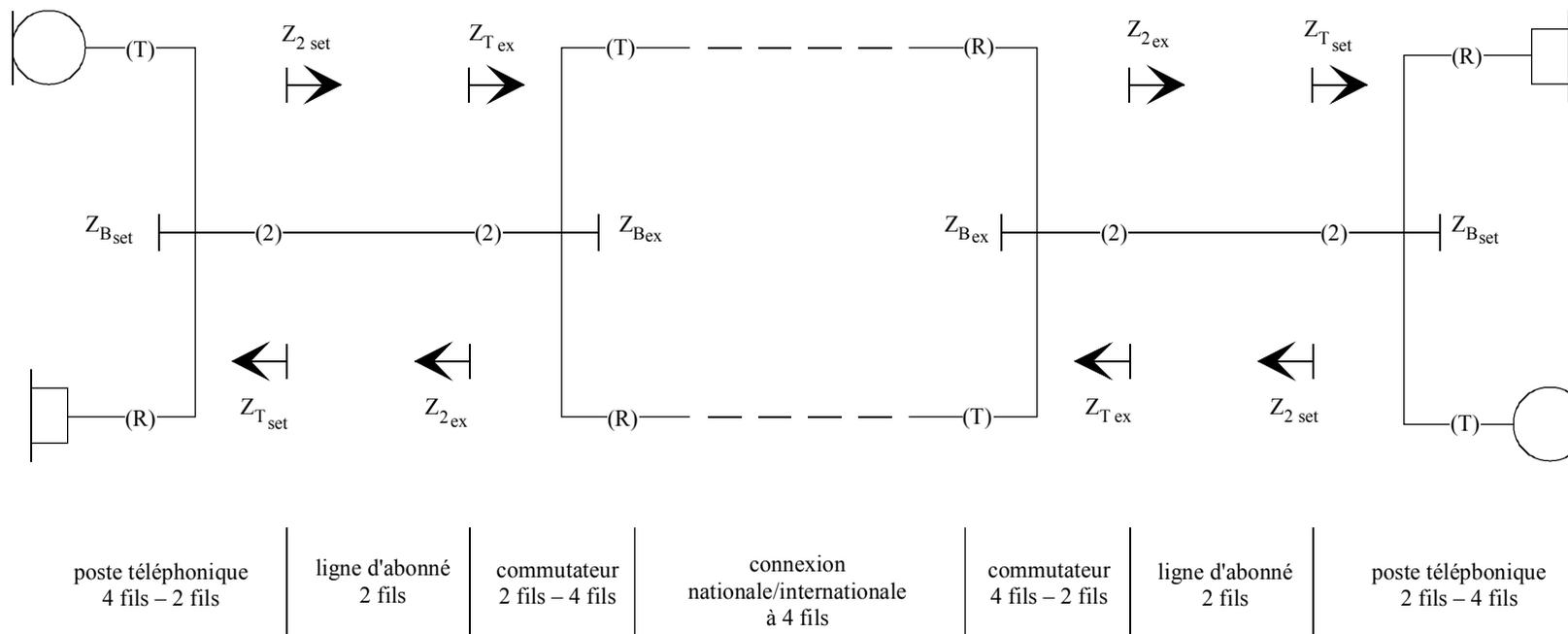
NOTE 3 – L'affaiblissement L_{br} dépend en général de la fréquence. Les équations (I-1) et (I-2) sont valables pour tous les types possibles de transformateurs différentiels.

Dans le cas où l'impédance Z_T est égale à Z_B , on a:

$$L_{br} = 20 \cdot \log \left| \frac{Z_2 + Z_B}{Z_2 - Z_B} \right| \quad (\text{I-3})$$

NOTE 4 – Cette équation est analogue à l'équation de "l'affaiblissement d'adaptation" utilisée pour la comparaison des deux impédances.

Une connexion dans un RTPC numérique, en principe, fait intervenir deux postes téléphoniques analogiques équipés d'un microphone et d'un écouteur, des lignes d'abonné analogiques à 2 fils et la connexion numérique à 4 fils. Le passage 2 fils–4 fils, et inversement, s'effectue au moyen de transformateurs différentiels qui sont placés dans le poste téléphonique et dans le circuit de ligne du commutateur (voir Figure I.2).



T1527060-97

Figure I.2/Q.552 – Connexion de poste téléphonique par l'intermédiaire de lignes d'abonné analogiques à 2 fils

Au niveau du poste téléphonique, l'accès (T) correspond au microphone, l'accès (R) au récepteur analogique. L'impédance $Z_{2_{set}}$ est l'impédance d'entrée du câble de la ligne d'abonné chargée par l'impédance d'entrée à 2 fils $Z_{T_{ex}}$ du commutateur numérique (impédance d'entrée nominale en boucle ouverte à 4 fils). L'affaiblissement L_{TR} correspond à l'affaiblissement d'effet local.

Au niveau du circuit de la ligne du central, les accès (T) et (R) correspondent aux accès numériques à quatre fils. L'impédance $Z_{2_{ex}}$ est l'impédance d'entrée du câble de la ligne d'abonné chargée par l'impédance d'entrée à 2 fils $Z_{T_{set}}$ du poste téléphonique. L'affaiblissement L_{TR} correspond à l'affaiblissement pour l'écho dans le central de rattachement de la personne qui écoute.

On constate immédiatement que l'impédance Z_2 (c'est-à-dire $Z_{2_{ex}}$ ou $Z_{2_{set}}$) doit être assez voisine de l'impédance d'équilibrage Z_B (c'est-à-dire $Z_{B_{ex}}$ ou $Z_{B_{set}}$ respectivement), si l'affaiblissement d'équilibrage doit être élevé. Pour qu'il en soit ainsi avec différents types de câbles de longueurs diverses, les impédances de terminaison doivent être choisies avec précaution. Ce point sera examiné dans les § I.3 et I.4. Un exemple est donné au § I.8.

I.2 Equations générales pour des câbles non chargés

Dans un souci d'exhaustivité, nous présentons les équations donnant les impédances pour les câbles.

Pour des lignes uniformément réparties, les caractéristiques de transmission sont calculées à partir des constantes électriques pour les câbles primaires par unité de longueur:

$$R' \text{ en } \frac{\Omega}{\text{km}}; L' \text{ en } \frac{H}{\text{km}}; G' \text{ en } \frac{S}{\text{km}}; C' \text{ en } \frac{F}{\text{km}}; f \text{ en Hz}; \omega = 2\pi f$$

NOTE – Dans la bande des fréquences vocales, L' et G' sont négligeables pour des câbles non chargés.

L'impédance image (impédance caractéristique) d'un câble est donnée par:

$$Z_C = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (\text{I-4})$$

La constante de propagation d'un câble est:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (\text{I-5})$$

et représente l'affaiblissement α en nepers par unité de longueur et le déphasage β en radians par unité de longueur.

Si le câble est chargé par une impédance $Z_T = Z_C$, l'impédance d'entrée du câble Z_2 sera également égale à Z_C et par conséquent indépendante de la longueur du câble. Si le câble est chargé par une impédance $Z_T \neq Z_C$, son impédance d'entrée Z_2 dépend de la longueur de la boucle et sera égale à:

$$Z_2 = \frac{Z_T + Z_C \cdot \tanh(\gamma \cdot l)}{1 + \frac{Z_T}{Z_C} \cdot \tanh(\gamma \cdot l)} \quad (\text{I-6})$$

Les deux impédances à l'accès (2) peuvent être comparées au moyen du coefficient de réflexion:

$$r = \frac{Z_2 - Z_T}{Z_2 + Z_T} \quad (\text{I-7})$$

I.3 Généralités concernant l'impédance d'un transformateur différentiel

La caractéristique de séparation d'un transformateur différentiel est définie par les impédances Z_2 , Z_T et Z_B (voir l'équation I-2). L'impédance Z_2 est connectée au transformateur différentiel et est donnée par le réseau de ligne d'abonné, par contre les impédances Z_T et Z_B sont propres au transformateur différentiel et doivent être choisies avec le plus grand soin.

I.3.1 Impédance d'entrée Z_2 du câble et impédance d'entrée Z_T du transformateur différentiel

Si un câble n'est pas chargé par son impédance caractéristique Z_C , l'impédance d'entrée du câble Z_2 dépend des caractéristiques du câble et de l'impédance d'entrée Z_T de l'équipement de terminaison de câble (poste téléphonique ou circuit de ligne de commutateur) (voir l'équation I-6).

Au niveau de l'accès (2) du poste téléphonique, l'impédance d'entrée $Z_{2_{set}}$ est déterminée par les caractéristiques du câble d'abonné et l'impédance $Z_{T_{ex}}$ du commutateur.

Au niveau de l'accès (2) du circuit de ligne de commutateur, l'impédance d'entrée $Z_{2_{ex}}$ est déterminée par les caractéristiques du câble d'abonné et l'impédance $Z_{T_{set}}$ du poste téléphonique (en principe dans un réseau, on trouve différents types de postes téléphoniques présentant des impédances d'entrée différentes).

L'impédance d'entrée Z_2 du câble varie d'autant moins avec la longueur que l'impédance de charge Z_T est voisine de l'impédance caractéristique Z_C du câble considéré. En ce qui concerne l'impédance d'équilibrage (voir le paragraphe suivant) et en raison de la caractéristique capacitive complexe de l'impédance caractéristique dans la bande des fréquences vocales, il est intéressant de définir également l'impédance complexe capacitive Z_T de la terminaison du câble, c'est-à-dire $Z_{T_{set}}$ pour le poste téléphonique ou $Z_{T_{ex}}$ pour le circuit de ligne du commutateur. (Cependant, dans la pratique, il n'est pas toujours possible de choisir une impédance de charge optimale comme solution unique étant donné qu'il faut également considérer la situation dans le réseau réel. Voir la discussion au § I.7.)

I.3.2 Impédance d'équilibrage Z_B

Le réseau équilibreur fixe $Z_{B_{ex}}$ dans le circuit de ligne du commutateur influe directement sur la caractéristique d'écho du locuteur au niveau du commutateur de rattachement de la personne qui écoute, alors que l'impédance $Z_{B_{set}}$ influe sur l'effet local du poste téléphonique. Pour des raisons pratiques, il est souhaitable de n'avoir qu'une seule impédance d'équilibrage Z_B pour équilibrer toute la gamme des impédances Z_2 dans un réseau. (Cependant, dans les cas où la gamme d'impédances du commutateur est très étendue, il peut être nécessaire d'utiliser plusieurs impédances d'équilibrage.)

Afin de choisir une impédance d'équilibrage Z_B appropriée, il est nécessaire d'étudier le réseau en prenant en considération:

- les types de câbles et leur distribution cumulative de longueur;
- la gamme des impédances de charge et leurs tolérances;
- l'affaiblissement d'adaptation d'équilibrage imposé par le plan de transmission et par limites admissibles de l'écho.

I.4 Echo

I.4.1 Equivalent pour la sonie de l'écho pour le locuteur (TEL_R)

La valeur de l'équivalent (TEL_R, *talker echo loudness rating*) est calculée conformément à l'équation I-8 (voir la Rec. UIT-T G.111):

$$TEL_R = SLR + RLR + L_e \quad (I-8)$$

dans laquelle les équivalents SLR et RLR sont respectivement les équivalents pour la sonie à l'émission et à la réception du côté du locuteur, exprimés par rapport aux accès à 0 dB à l'émission et à la réception numériques du commutateur et l'affaiblissement pour l'écho L_e est la moyenne pondérée de l'affaiblissement L_{TR} (voir l'équation I-1).

NOTE – Dans la Rec. UIT-T G.122, l'équation de pondération pour l'équivalent TEL_R est spécifiée pour une échelle de fréquence linéaire.

I.4.2 Affaiblissement d'effet local par la méthode de masquage (STMR, *sidetone masking rating*) et équivalent d'affaiblissement d'effet local pour la personne qui écoute (LSTR, *listener sidetone rating*)

L'équivalent STMR peut être calculé pour des terminaux analogiques d'une façon identique, conformément à l'Annexe A/G.111, on a la relation:

$$STMR = SLR(set) + RLR(set) - 1 + L_{st} \quad (I-9)$$

dans laquelle les équivalents SLR (set) et RLR (set) sont ceux du poste téléphonique et l'affaiblissement L_{st} est la moyenne pondérée de l'affaiblissement L_{TR} (voir l'équation I-1).

L'équivalent LSTR est égal à:

$$LSTR = STMR + D \quad (I-10)$$

dans laquelle D est la différence de sensibilité du microphone du combiné pour le son direct et pour le son diffus.

Toutefois, L_e et L_{st} peuvent également être calculés conformément à la Rec. UIT-T G.111, les moyennes sur une échelle de fréquence logarithmique, utilisant de préférence une échelle à tiers d'octave, donnent 14 points entre 200 et 4000 Hz. L'équation générale est:

$$L = -\frac{10}{m} \cdot \log \left\{ \sum_{i=1}^{14} K_i 10^{-0.1 \cdot m \cdot L_{TR}} \right\} \quad (I-11)$$

Le Tableau I.1 donne, sous forme résumée, les coefficients de pondération K_i pour l'effet local (extrait du Tableau A.1/G.111) et K_i pour l'écho (calculé avec l'équation A.4-8/G.111); pour le calcul de l'affaiblissement d'écho L_e , $m = 1$; pour le calcul de l'affaiblissement d'effet local L_{st} , $m = 0,2$.

Tableau I.1/Q.552 – Coefficients de pondération K_i pour affaiblissement d'écho pour le locuteur (L_e) et pour l'effet local (L_{st})

i	f_i [Hz]	$K_i (L_e)$	$K_i (L_{st})$
1	200	0	0
2	250	0	0,01
3	315	0,05	0,02
4	400	0,1	0,03
5	500	0,1	0,04
6	630	0,1	0,05
7	800	0,1	0,08
8	1000	0,1	0,12
9	1250	0,1	0,12
10	1600	0,1	0,12
11	2000	0,1	0,12
12	2500	0,1	0,12
13	3150	0,05	0,12
14	4000	0	0,05

Les coefficients de pondération diffèrent pour l'écho et pour l'effet local. La pondération pour l'écho du locuteur est plate, tandis que pour l'effet local elle devient plus importante pour les fréquences au-dessus de 800 Hz. Par conséquent, pour l'écho du locuteur, il est nécessaire d'avoir une adaptation d'impédance sur la totalité de la bande des fréquences vocales, tandis que pour l'effet local cette adaptation n'est nécessaire que pour les fréquences supérieures à 800 Hz.

I.5 Application

Un plan de transmission d'un réseau téléphonique doit tenir compte, entre autres, du type de boucle et des caractéristiques des postes téléphoniques. Comme ces facteurs diffèrent selon les opérateurs de réseau, il n'est pas surprenant que différentes impédances de commutateur et impédances d'équilibrage aient été choisies, comme cela apparaît dans le Tableau 1 et la Figure 11.

Dans ce contexte, il est utile d'étudier les limites permettant d'obtenir des caractéristiques satisfaisantes concernant l'effet local et l'écho pour le locuteur.

Pour l'effet local, le paramètre limitatif est l'équivalent LSTR qui doit être supérieur à 13 dB. Cette valeur garantit que la personne qui écoute ne sera pas perturbée par le bruit de salle recueilli sur le trajet d'effet local de la personne qui écoute, même dans des conditions relativement bruyantes.

Pour l'écho du locuteur, la spécification de l'équivalent TELR dépend de la règle particulière qui régit pour le réseau considéré l'utilisation des annuleurs d'écho, c'est-à-dire la valeur moyenne du temps de propagation T [ms] dans un seul sens à partir duquel ces équipements doivent être utilisés. La Rec. UIT-T G.131 donne l'équivalent TELR en fonction du temps T [ms] permettant d'obtenir une caractéristique d'écho acceptable sans limitation de l'écho.

I.6 Analyse de la variation de l'impédance de la boucle au moyen d'un diagramme d'impédance spécial

Il est possible d'avoir des informations sur les impédances de boucle réelles dans un réseau, par exemple par mesures sur site. Une autre méthode consiste à recueillir des données statistiques sur les terminaux et les divers types et longueurs de câble, puis de calculer les impédances.

On peut utiliser plusieurs méthodes pour analyser les données relatives aux impédances et obtenir une adaptation d'impédance convenable. Une méthode relativement simple d'analyse rapide consiste à utiliser un diagramme d'impédance spécial dans lequel une distance donnée entre deux points d'impédance correspond toujours au même affaiblissement d'adaptation. On choisit en conséquence les abscisses et les ordonnées de la manière suivante:

$$X = k \cdot \ln |Z| \quad Y = k \cdot \arg \{Z\} \text{ radians; } k \text{ étant une constante}$$

La Figure I.3 illustre ce principe. L'échelle, au bas de la figure, peut être utilisée pour l'évaluation des affaiblissements d'adaptation. (Pour des raisons de clarté, les angles d'impédances sont gradués en degrés, et non en radians.) Ainsi, dans un diagramme relatif à plusieurs impédances, les affaiblissements d'adaptation mutuels correspondants peuvent être graphiquement évalués de manière approximative.

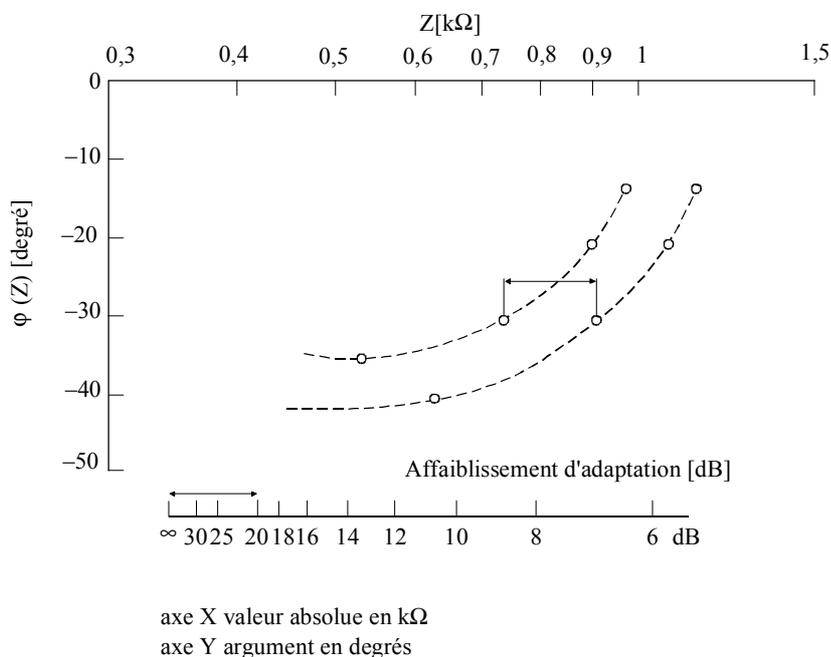
L'étalonnage de l'échelle pour ce qui est de l'affaiblissement d'adaptation A est effectué à partir de l'expression:

$$R = \frac{k}{2} \{R_x + R_y\}$$

dans laquelle:

$$R_x = \ln \left\{ \frac{1 + 10^{\frac{A}{20}}}{1 - 10^{\frac{A}{20}}} \right\} \quad R_y = 2 \cdot \text{arctg} \left\{ 10^{\frac{A}{20}} \right\}$$

La Figure I.4 donne un exemple de courbes d'impédance pour les affaiblissements d'adaptation constants par rapport à 600 Ω. Il convient de noter que les courbes sont pratiquement des cercles pour les valeurs d'affaiblissement > 10 dB.



T1524020-96

Figure I.3/Q.552 – Diagramme d'impédance spécial dans lequel l'affaiblissement d'adaptation entre deux points d'impédance, peut être obtenu au moyen de l'échelle de distance d'affaiblissement d'adaptation (20 dB dans le cas présent)

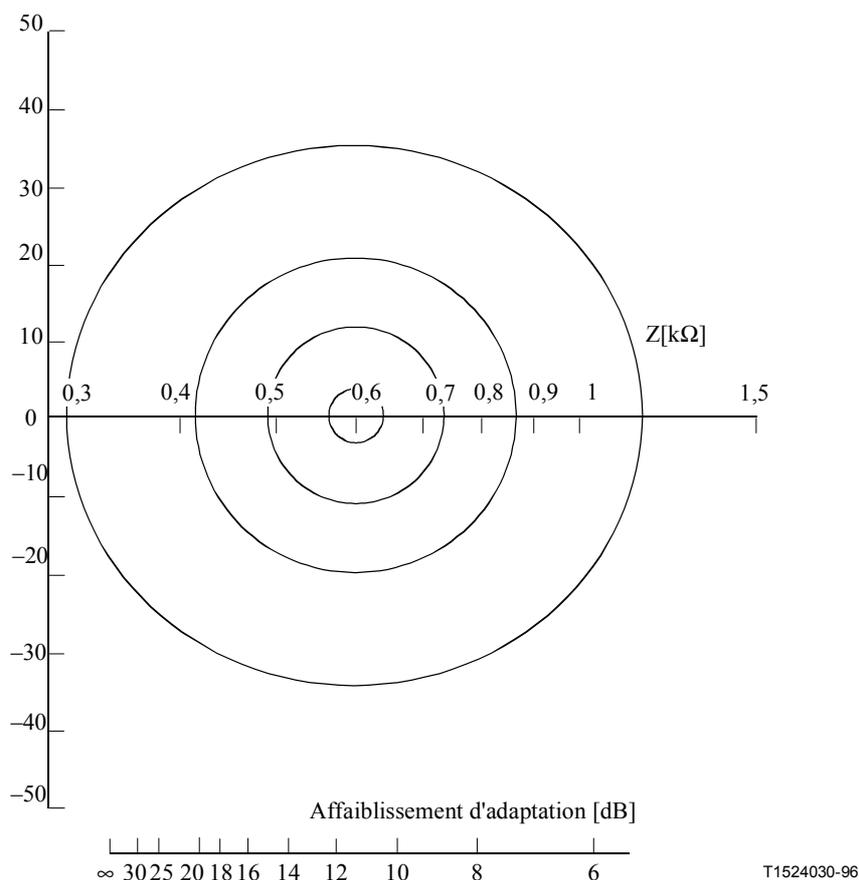


Figure I.4/Q.552 – Courbes d'affaiblissement d'adaptation constantes pour 10, 15, 20, 30 dB par rapport à 600 Ω

Certaines applications de ce diagramme particulier sont également données au § I.8.

Lorsqu'il faut analyser un grand volume de données sur les impédances, il est plus pratique de tracer des diagrammes d'impédance distincts pour chaque fréquence afin de trouver un point d'impédance d'équilibrage optimal pour la fréquence considérée. En principe, ce point optimal peut être choisi d'après des critères différents. On pourra par exemple choisir le point comme étant le barycentre qui donne la meilleure valeur moyenne efficace de suppression d'écho (ou d'effet local) à la fréquence considérée. Une autre façon consiste à englober les points avec le cercle le plus petit possible et de choisir le centre de ce cercle comme point d'impédance optimal.

Il conviendra de prendre en considération l'affaiblissement d'écho ou la pondération d'effet local lorsqu'il s'agit de faire déterminer la fonction d'impédance correspondante.

I.7 Conclusions

Les méthodes indiquées ici, permettent à un planificateur de réseau de déterminer les impédances de charge et d'équilibrage optimales pour les réseaux dont il a la charge. En général, si l'on utilise un câble non chargé dans un de ces réseaux, on pourra préférer utiliser comme solution de compromis l'impédance complexe capacitive comme impédance nominale. On peut ainsi obtenir des affaiblissements d'écho assez élevés qui permettent de se dispenser de supprimeurs d'écho. Cependant, dans de nombreux réseaux déjà dotés d'annuleurs d'écho ou devant nécessairement être équipés de tels dispositifs, l'obtention des affaiblissements d'écho dans le réseau d'abonné n'est parfois pas primordiale. De même, les niveaux dans le réseau peuvent être tels que la sensibilité à l'émission et à la réception des postes téléphoniques sur des lignes courtes ne doit pas être trop élevée, c'est-à-dire que l'impédance nominale des commutateurs ne doit pas être nécessairement

complexe. Dans ce cas, pour des postes téléphones régulés, le circuit d'effet local est conçu pour un câble de longueur moyenne à longue, chargé par exemple avec une impédance de 600 Ω . En outre, dans les marchés de télécommunication déréglementés, l'opérateur de réseau n'a pas toujours une maîtrise parfaite des terminaux utilisés dans leur réseau et de leurs paramètres.

Pour d'autres réseaux, toutefois, on peut vouloir éviter l'installation d'un trop grand nombre d'annuleurs d'écho ou souhaiter utiliser des postes téléphoniques plus sensibles à proximité du commutateur. Dans ce cas, les règles et les observations formulées précédemment dans le présent appendice doivent être prises en considération lors du choix des impédances d'entrée et d'équilibrage.

I.8 Exemples d'impédances Z_2 et impédances nominales de compromis Z_T et Z_B

Les exemples numériques détaillés pour une gamme volontairement limitée de câbles d'abonné donnés ci-après illustrent les questions abordées aux § I.1 à I.7. On suppose aussi que l'opérateur du réseau a la possibilité d'imposer une valeur d'impédance nominale commune pour les équipements futurs. Cependant, l'opérateur doit également prendre en considération les équipements ayant une impédance d'entrée résistive de 600 Ω .

L'opérateur doit donc choisir l'impédance d'entrée $Z_{T_{ex}}$ du commutateur numérique de manière à ce que la caractéristique d'effet local du poste téléphonique soit acceptable et également choisir l'impédance d'entrée $Z_{T_{set}}$ du poste téléphonique afin que l'écho du locuteur pour l'abonné situé à l'autre extrémité soit convenablement éliminé.

Certains opérateurs de réseau ont constaté que la caractéristique d'effet local des postes téléphoniques utilisés, et par conséquent leur impédance d'entrée, n'était pas un paramètre très critique, ce qui n'est pas le cas pour les postes téléphoniques plus sensibles.

On peut observer à partir de l'équation (I-4) que l'impédance caractéristique de câble non chargé est inversement proportionnelle au diamètre du câble et à la racine carrée de la capacité. Il n'est donc pas possible de trouver une seule et unique impédance nominale correspondant à tous les types de câbles utilisés dans le réseau d'un fournisseur de services. De plus, de nombreux réseaux analogiques contiennent des équipements ayant une impédance nominale de 600 Ω résistive. Pour la détermination d'une impédance nominale Z_T de compromis, ces impédances doivent également être prises en considération. Les références [1] et [2] exposent de manière générale les problèmes rencontrés et contiennent une discussion de la méthodologie utilisée.

Certaines courbes calculées seront présentées pour illustrer le cas d'un câble type d'abonné en cuivre non chargé de 0,5 mm dont les caractéristiques sont les suivantes:

$$R' = 168 \frac{\Omega}{\text{km}}, L' = 0,7 \frac{\text{mH}}{\text{km}}, G' = 1 \frac{\mu\text{S}}{\text{km}}, C' = 50 \frac{\text{nF}}{\text{km}}, 300 \text{ Hz} \leq f \leq 3,4 \text{ kHz} \text{ (données voir [3])}$$

I.8.1 Impédance d'entrée du câble Z_2 et impédance d'entrée Z_T du transformateur différentiel

L'impédance d'entrée du câble Z_2 est calculée pour une impédance de charge égale à

- Z_T = terminaison résistive de 600 Ω , représentant l'impédance nominale de nombreux postes téléphoniques existants;
- $Z_T = Z_{\text{ETSI}} = 270 \Omega + (750 \Omega \parallel 150 \text{ nF})$, représentant l'impédance nominale des futurs postes téléphoniques.

L'impédance ETSI est un compromis dont l'utilisation a été recommandée comme impédance nominale d'entrée des équipements dans un réseau à 2 fils (commutateurs et terminaux) et comme impédance d'équilibrage dans les commutateurs.

NOTE – L'impédance d'entrée des postes téléphoniques présente une large tolérance, certains postes étant légèrement inductifs.

La Figure I.5 illustre l'impédance d'entrée d'un câble dont la longueur varie entre $0 \text{ km} \leq l \leq 4 \text{ km}$ et qui est chargé par une impédance résistive de 600Ω ; de même, la Figure I.6 pour l'impédance ETSI Z_{ETSI} comme impédance de charge.

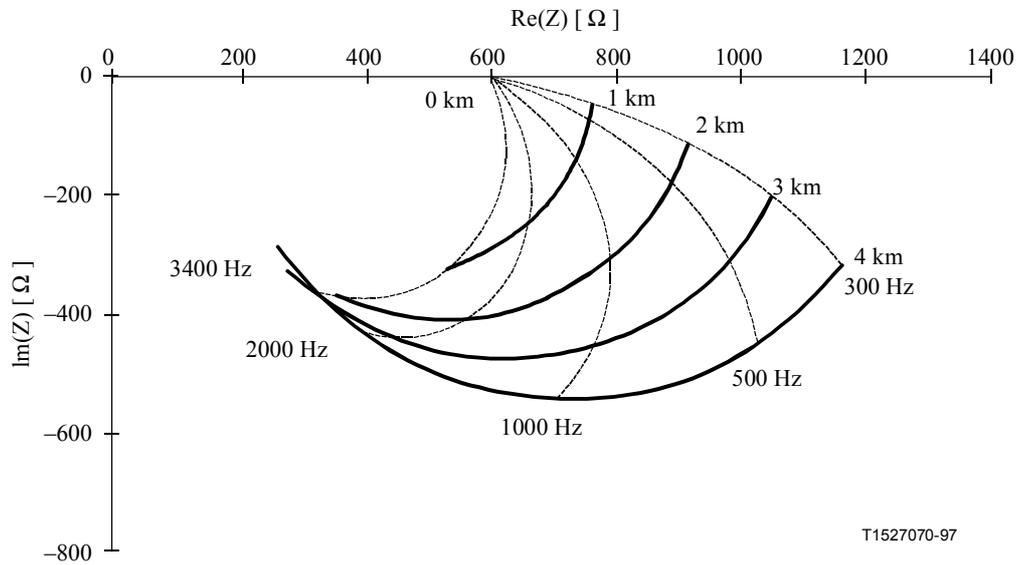
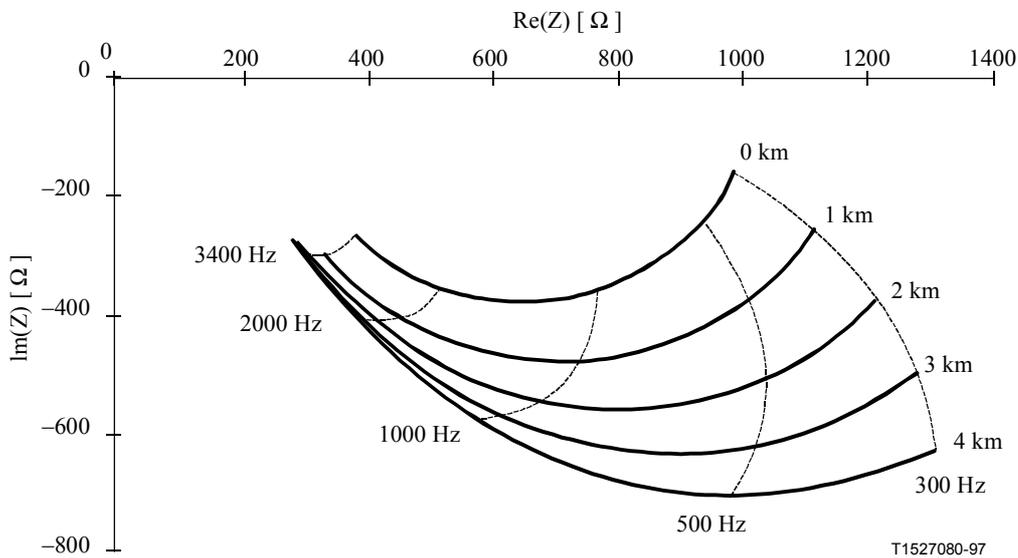


Figure I.5/Q.552 – Impédance d'entrée Z_2 d'un câble de 0,5 mm de différentes longueurs chargé par une charge résistive Z_T de 600Ω



NOTE – Les courbes en pointillés relient les points de même fréquence mais correspondant à différentes longueurs de câble.

Figure I.6/Q.552 – Impédance d'entrée Z_2 d'un câble de 0,5 mm avec différentes longueurs chargé par une impédance $Z_T = Z_{\text{ETSI}} = 270 \Omega + (750 \Omega \parallel 150 \text{ nF})$

Pour comparer l'effet des différentes charges de câble, la Figure I.7 montre la gamme de valeurs des coefficients de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de câble (calculées au moyen de l'équation I-7). L'objectif général étant de trouver un coefficient de réflexion nul pour toutes les valeurs de fréquence et de longueur étudiées.

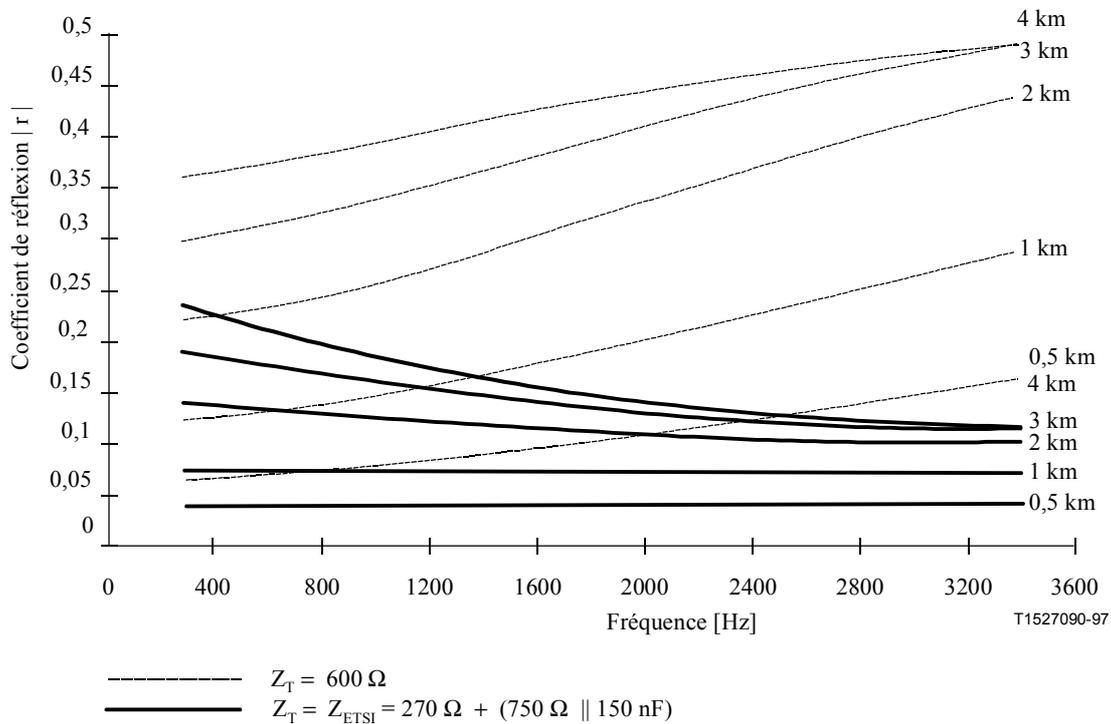


Figure I.7/Q.552 – Coefficient de réflexion: impédance Z_T en fonction de l'impédance d'entrée du câble Z_2 (câble chargé par l'impédance Z_T) en fonction de la fréquence

I.8.2 Impédance d'équilibrage Z_B

Si on utilise des terminaux dont l'impédance d'entrée est ETSI, il est possible d'obtenir un meilleur affaiblissement d'adaptation moyen en choisissant une impédance Z_B différente de celle de Z_{ETSI} .

Un calcul itératif a permis de déterminer une impédance $Z_{B_{calc}}$ pour un réseau équilibreur à trois éléments en prenant pour hypothèse les conditions d'affaiblissement d'écho L_e suivantes:

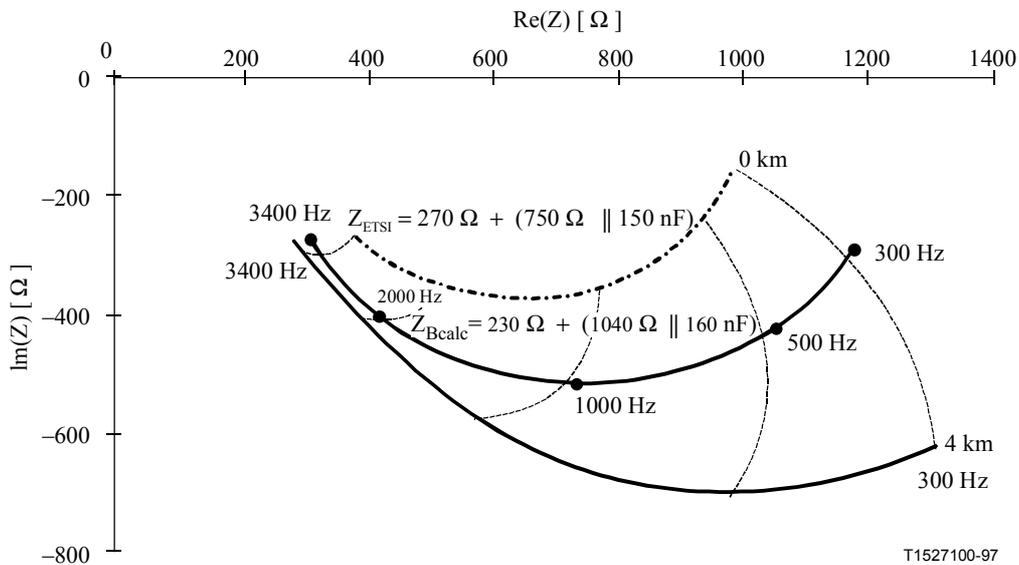
- câble en fil de cuivre de 0,5 mm et de longueur comprise entre $0 \text{ km} \leq l \leq 4 \text{ km}$;
- impédance de charge du câble $Z_T = Z_{ETSI} = 270 \Omega + (750 \Omega \parallel 150 \text{ nF})$;
- valeur de l'affaiblissement L_e devant être maximale dans la gamme des longueurs moyennes (résultant de la distribution cumulative de longueur du réseau; dans le présent exemple on suppose une longueur moyenne de 1,7 km);
- pour $l = 0 \text{ km}$ et $l = 4 \text{ km}$: la valeur de l'affaiblissement L_e doit être minimale mais la valeur doit être aussi élevée que possible et pratiquement la même.

Le résultat du calcul est:

$$Z_{B_{calc}} = 230\Omega + (1040\Omega \parallel 160 \text{ nF})$$

NOTE – Pour les fréquences basses: $|Z_{B_{calc}}| \approx |Z_{ETSI}| + (1,7 \text{ km} \cdot R')$.

La Figure I.8 montre le lieu de l'impédance d'équilibrage $Z_{B_{calc}}$ en comparaison avec l'impédance de l'ETSI Z_{ETSI} .



NOTE – La partie représentée à la figure illustre la gamme d'impédances d'entrée du câble chargé par l'impédance Z_{ETSI} (voir la Figure I.6).

Figure I.8/Q.552 – Lieu de $Z_{B_{calc}} = 230 \Omega + (1040 \Omega \parallel 160 \text{ nF})$ et $Z_{ETSI} = 270 \Omega + (750 \Omega \parallel 150 \text{ nF})$

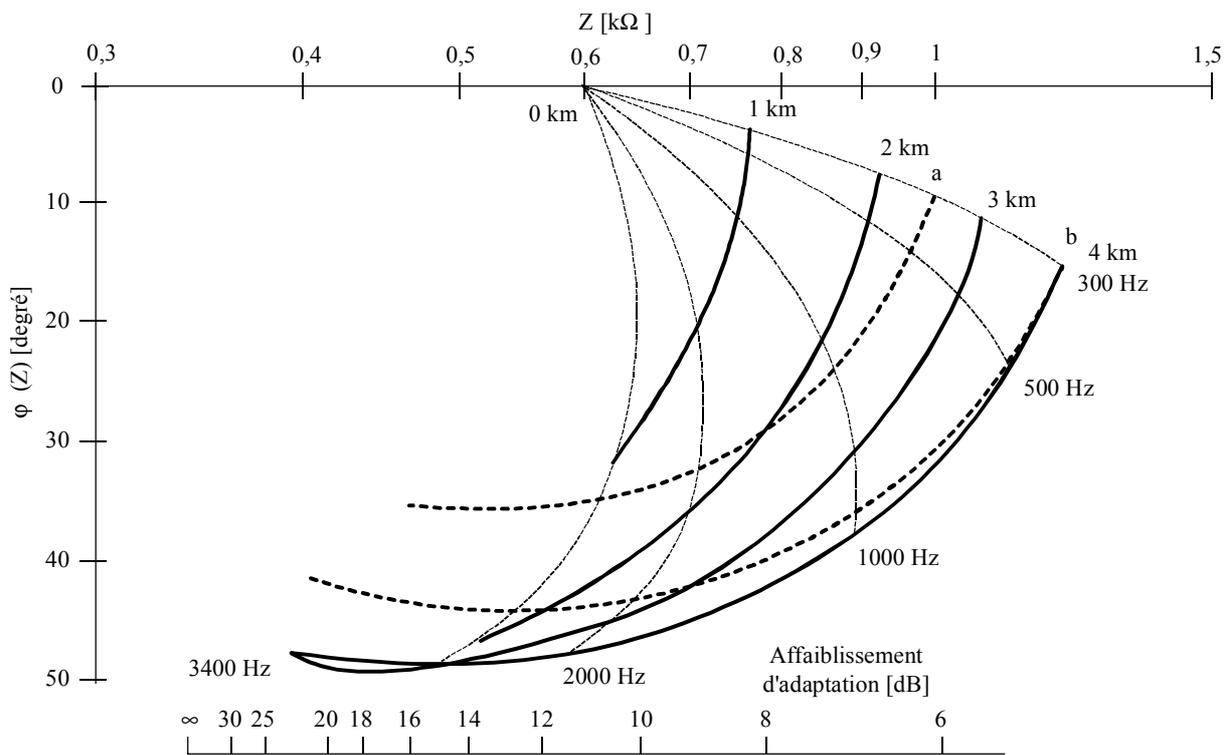
I.8.3 Application du diagramme d'impédance spécial

Les Figures I.9 et I.10 montrent les mêmes courbes d'impédance d'entrée que les Figures I.5 et I.6. Toutefois, dans le diagramme d'impédance spécial cité ci-dessus, le même type de câble est chargé par les impédances Z_{ETSI} et 600Ω respectivement.

Sont aussi décrits deux exemples d'impédances d'équilibrage, à savoir Z_{ETSI} et $Z_{B_{calc}}$. On peut constater que l'impédance $Z_{B_{calc}}$ est plus optimale lorsque la charge Z_{ETSI} est la seule autorisée.

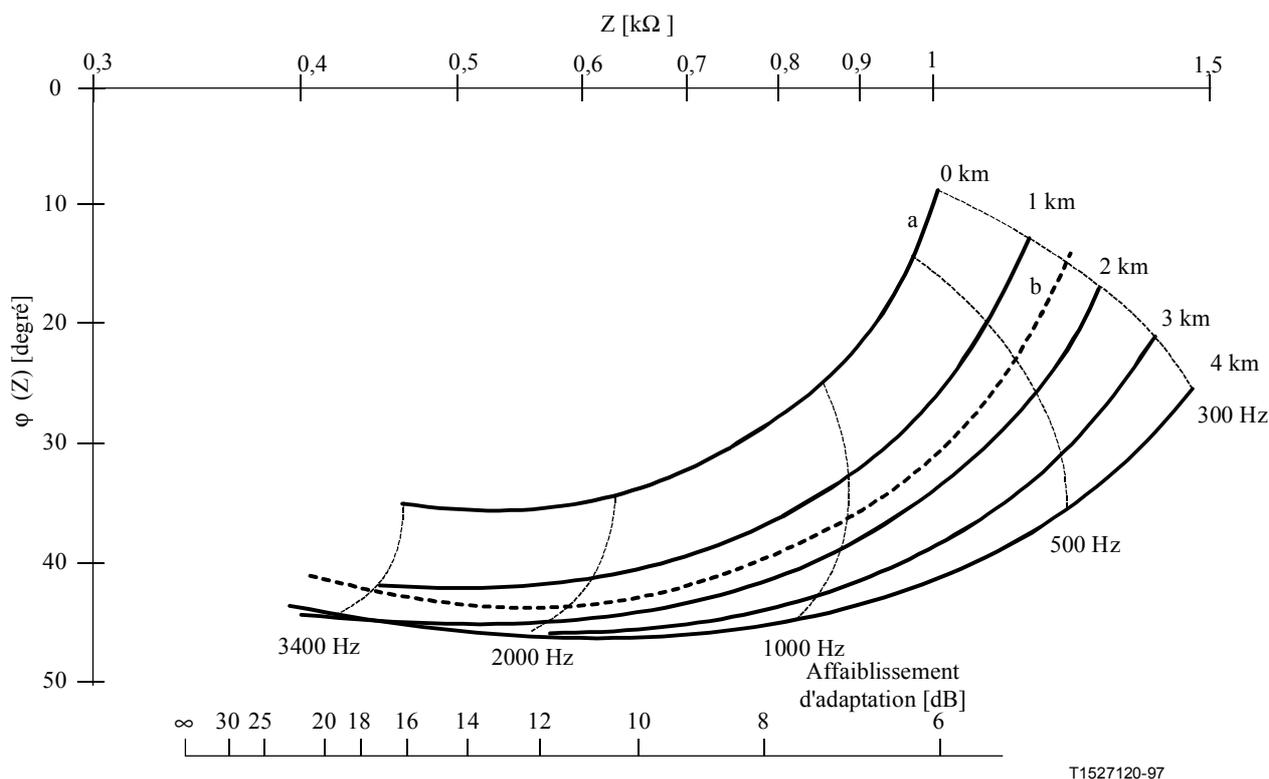
Cependant, si on ne doit considérer que l'impédance de charge de 600Ω , la valeur Z_{ETSI} constitue le meilleur choix. Il apparaît également qu'une charge à impédance complexe donne des écarts d'impédance moins importants et de ce fait, il est possible d'utiliser un réseau d'impédance à 3 éléments.

Il convient de noter que l'impédance de l'ETSI a été déterminée à partir d'un plus grand nombre de données que celui qui concerne les câbles en cuivre de 0,5 mm.



T1527110-97

Figure I.9/Q.552 – Impédance d'entrée Z_2 d'un câble de 0,5 mm de différentes longueurs terminé par une charge $Z_0 = 600 \Omega$ résistive en comparaison d'une charge Z_{ETSI} (a) et Z_{B_calc} (b)



T1527120-97

NOTE – Les courbes en pointillés pour différentes fréquences des Figures I.9 et I.10 ne concernent que les courbes d'impédance d'entrée Z_2 .

Figure I.10/Q.552 – Impédance d'entrée Z_2 d'un câble de 0,5 mm de différentes longueurs chargé par $Z_0 = Z_{ETSI} = 270 \Omega + (750 \Omega \parallel 150 \text{ nF})$ en comparaison d'une charge Z_{ETSI} (a) et $Z_{B_{calc}}$ (b)

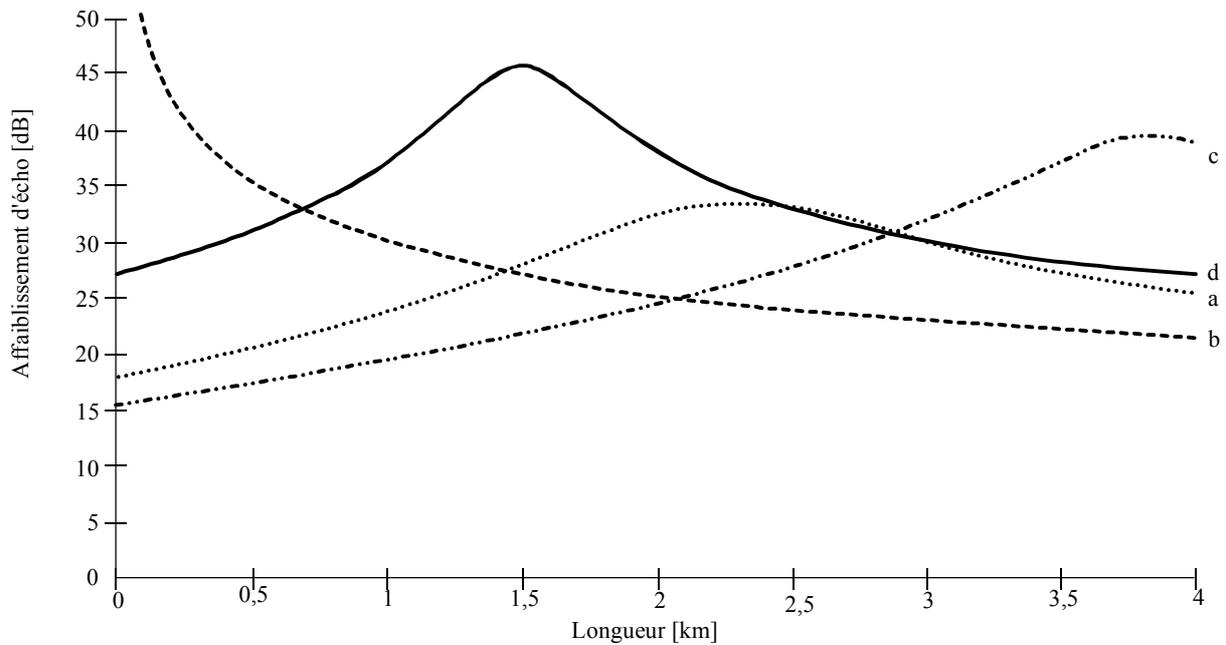
Les courbes d'impédance Z_{ETSI} et $Z_{B_{calc}}$ sont établies pour la même gamme de fréquences $300 \text{ Hz} \leq f \leq 3400 \text{ Hz}$). Pour ne pas compliquer les figures, les fréquences de 500 Hz, 1000 Hz et 2000 Hz ne sont pas indiquées pour Z_{ETSI} et $Z_{B_{calc}}$ dans la Figure I.9 et pour $Z_{B_{calc}}$ dans la Figure I.10 (l'écart peut être observé à la Figure I.8).

I.8.4 Echo

I.8.4.1 Affaiblissement d'écho L_e

L'affaiblissement L_e est la moyenne pondérée de l'affaiblissement $L_{TR} = L_T + L_{br} + L_R$ (voir l'équation I-1).

La Figure I.11 montre l'affaiblissement d'écho dans le commutateur de rattachement de la personne qui écoute pour différentes combinaisons d'impédances. On suppose, dans le circuit de ligne du commutateur, que les affaiblissements $L_T = 0 \text{ dB}$ et $L_R = 7 \text{ dB}$ sont égaux respectivement à 0 et 7 dB.



T1527130-97

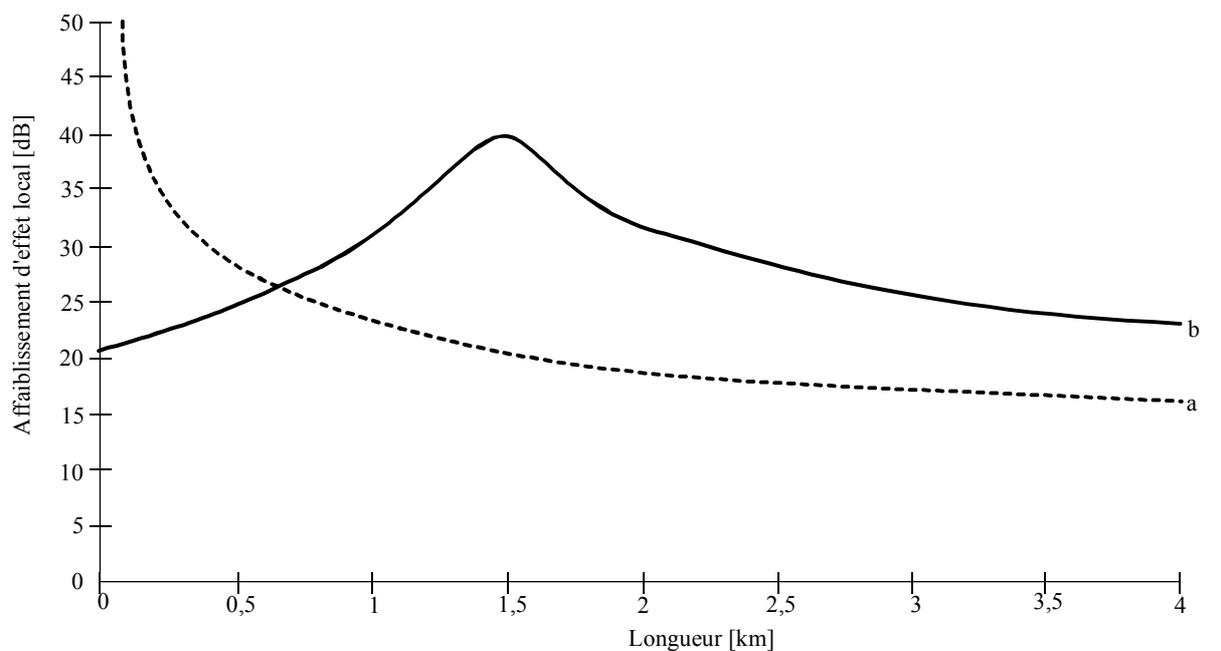
Figure I.11/Q.552 – Affaiblissement d'écho dans un réseau en fonction de la longueur de câble d'impédance de transformateur hybride:

- courbe a)** $Z_{T_{set}} = 600 \Omega$ $Z_{B_{ex}} = Z_{ETSI}$
courbe b) $Z_{T_{set}} = Z_{ETSI}$ $Z_{B_{ex}} = Z_{ETSI}$
courbe c) $Z_{T_{set}} = 600 \Omega$ $Z_{B_{ex}} = Z_{B_{calc}}$
courbe d) $Z_{T_{set}} = Z_{ETSI}$ $Z_{B_{ex}} = Z_{B_{calc}}$

I.8.4.2 Affaiblissement d'effet local L_{St}

L'affaiblissement d'effet local L_{St} est la moyenne pondérée de $L_{TR} = L_T + L_{br} + L_R$ (voir l'équation I-1). La Figure I.12 montre l'affaiblissement d'écho au niveau du transformateur différentiel d'un poste téléphonique pour différents réseaux équilibrés. On suppose qu'au niveau d'un poste téléphonique on a $L_T = L_R = 0$ dB.

L'affaiblissement d'effet local L_{St} peut être transformé en une valeur d'affaiblissement d'effet local par la méthode de masquage (STMR) pour le poste téléphonique considéré, comme suit. Par rapport au point 0 dBr du commutateur, la valeur cible est $(SLR + RLR) = 10$ dB. La somme des affaiblisseurs T et R est habituellement $(T + R) = 7$ dB. Si l'on suppose que l'affaiblissement sur la ligne est de 3 dB, on aura pour le poste téléphonique $\{SLR(set) + RLR(set)\} = 10$ dB $- 7$ dB $- 2 \times 3$ dB = 3 dB. Si l'on utilise l'équation (I-9) on a $STMR = L_{St} - 4$. D'après les valeurs de L_{St} indiquées à la Figure I.8, on constate l'absence de problème lorsque l'effet local est trop important.



T1527140-97

Figure I.12/Q.552 – Affaiblissement d'effet local pour différents réseaux équilibrés dans le poste téléphonique considéré

courbe a) $Z_{T_{ex}} = Z_{ETSI}$ $Z_{B_{set}} = Z_{ETSI}$

courbe b) $Z_{T_{ex}} = Z_{ETSI}$ $Z_{B_{set}} = Z_{B_{calc}}$

Références

- [1] UIT-T de la série G.100 – Supplément 31 (1993), *Principes de détermination d'une stratégie de l'impédance pour le réseau local.*
- [2] ADLER (K.), RAHMIG (G.): Unterdrückung des Sprecherechos in gemischt analog/digitalen Netzen Frequenz, Band 46, p. 210-216, juillet-août 1992.
- [3] ETSI ETR 004 (1990), *Overall transmission plan aspects of a private branch network for voice connections with access to the public network.*

SÉRIES DES RECOMMANDATIONS UIT-T

Série A	Organisation du travail de l'UIT-T
Série B	Moyens d'expression: définitions, symboles, classification
Série C	Statistiques générales des télécommunications
Série D	Principes généraux de tarification
Série E	Exploitation générale du réseau, service téléphonique, exploitation des services et facteurs humains
Série F	Services de télécommunication non téléphoniques
Série G	Systèmes et supports de transmission, systèmes et réseaux numériques
Série H	Systèmes audiovisuels et multimédias
Série I	Réseau numérique à intégration de services
Série J	Réseaux câblés et transmission des signaux radiophoniques, télévisuels et autres signaux multimédias
Série K	Protection contre les perturbations
Série L	Construction, installation et protection des câbles et autres éléments des installations extérieures
Série M	RGT et maintenance des réseaux: systèmes de transmission, circuits téléphoniques, télégraphie, télécopie et circuits loués internationaux
Série N	Maintenance: circuits internationaux de transmission radiophonique et télévisuelle
Série O	Spécifications des appareils de mesure
Série P	Qualité de transmission téléphonique, installations téléphoniques et réseaux locaux
Série Q	Commutation et signalisation
Série R	Transmission télégraphique
Série S	Equipements terminaux de télégraphie
Série T	Terminaux des services télématiques
Série U	Commutation télégraphique
Série V	Communications de données sur le réseau téléphonique
Série X	Réseaux de données et communication entre systèmes ouverts
Série Y	Infrastructure mondiale de l'information et protocole Internet
Série Z	Langages et aspects généraux logiciels des systèmes de télécommunication