



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

UIT-T

SECTEUR DE LA NORMALISATION
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS
DE L'UIT

G.722

**ASPECTS GÉNÉRAUX DES SYSTÈMES
DE TRANSMISSION NUMÉRIQUES
ÉQUIPEMENTS TERMINAUX**

**CODAGE AUDIOFRÉQUENCE À 7 KHZ À
UN DÉBIT INFÉRIEUR OU ÉGAL À 64 KBIT/S**

Recommandation UIT-T G.722

(Extrait du *Livre Bleu*)

NOTES

1 La Recommandation G.722 de l'UIT-T a été publiée dans le fascicule III.4 du Livre Bleu. Ce fichier est un extrait du Livre Bleu. La présentation peut en être légèrement différente, mais le contenu est identique à celui du Livre Bleu et les conditions en matière de droits d'auteur restent inchangées (voir plus loin).

2 Dans la présente Recommandation, le terme «Administration» désigne indifféremment une administration de télécommunication ou une exploitation reconnue.

© UIT 1988, 1993

Droits de reproduction réservés. Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'UIT.

Recommandation G.722

CODAGE AUDIOFRÉQUENCE À 7 kHz À UN DÉBIT INFÉRIEUR OU ÉGAL À 64 kbit/s

(Melbourne, 1988)

1 Considérations générales

1.1 Portée et description succincte

La présente Recommandation décrit les caractéristiques d'un système de codage audiofréquence (de 50 à 7000 Hz) qui peut être utilisé pour une grande variété d'applications de codage de signaux vocaux de haute qualité. Le système de codage fait appel à la modulation par impulsions et codage différentiel adaptatif à sous-bandes (SB-MICDA), à un débit inférieur ou égal à 64 kbit/s. Ce système est appelé codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s. La technique SB-MICDA utilisée consiste à diviser la bande de fréquences en deux sous-bandes (la sous-bande supérieure et la sous-bande inférieure) et à coder les signaux de chaque sous-bande selon la technique MICDA. Ce système fonctionne dans trois modes, selon les débits binaires du codage audiofréquence à 7 kHz: 64, 56 et 48 kbit/s. Les deux derniers modes permettent d'établir des voies de données auxiliaires, de 8 et 16 kbit/s respectivement, dans le signal à 64 kbit/s par utilisation de bits provenant de la sous-bande inférieure.

La figure 1/G.722 représente les principaux dispositifs fonctionnels du codec audiofréquence à 64 kbit/s (7 kHz):

- i) un codeur audiofréquence à 64 kbit/s (7 kHz), composé:
 - d'un dispositif audiofréquence d'émission qui transforme un signal audiofréquence en un signal numérique uniforme codé à 14 bits avec un échantillonnage à 16 kHz,
 - d'un codeur SB-MICDA qui réduit le débit binaire à 64 kbit/s;
- ii) un décodeur audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s composé:
 - d'un décodeur SB-MICDA qui effectue l'opération inverse du codeur en tenant compte du fait que le débit effectif du codage audiofréquence à l'entrée du décodeur peut être de 64, 56 ou 48 kbit/s selon le mode de fonctionnement,
 - d'un dispositif audiofréquence de réception qui reconstitue le signal audiofréquence à partir du signal numérique uniforme, codé à 14 bits avec un échantillonnage à 16 kHz.

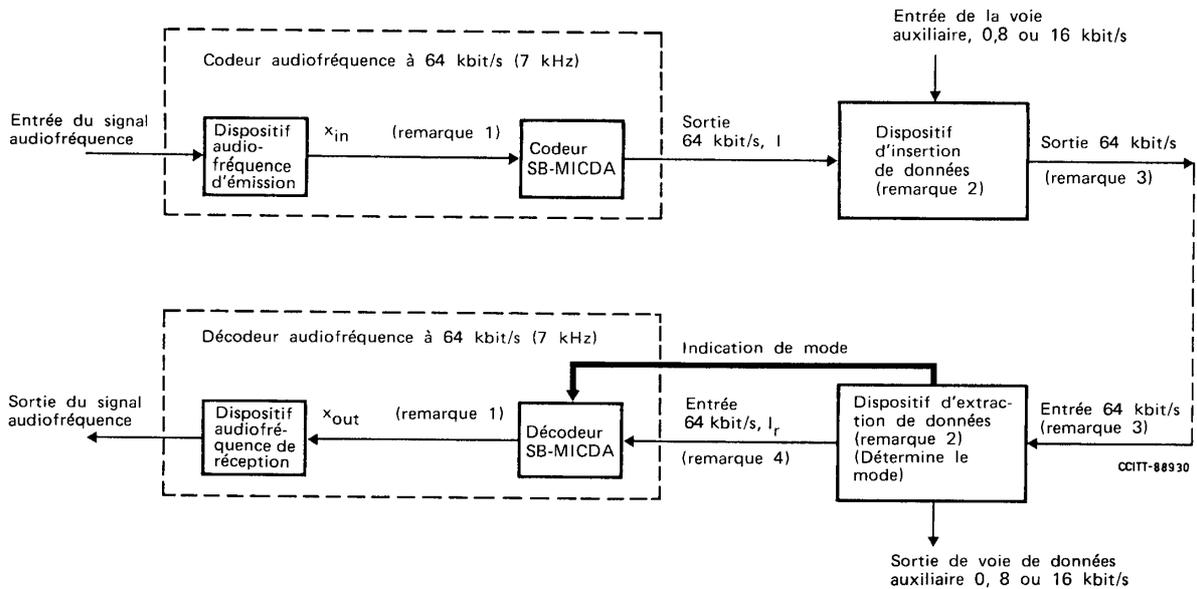
Les deux dispositifs ci-après, représentés sur la figure 1/G.722 par souci de clarté, sont nécessaires pour des applications qui nécessitent une voie de données auxiliaire dans le signal à 64 kbit/s:

- un dispositif d'insertion des données à l'extrémité d'émission utilisant, lorsque cela est nécessaire, un ou deux bits par octet de codage audiofréquence selon le mode de fonctionnement, et les remplaçant par des bits d'information pour fournir une voie de données auxiliaire de 8 ou de 16 kbit/s respectivement;
- un dispositif d'extraction des données à l'extrémité de réception qui détermine le mode de fonctionnement selon une méthode de commande des modes et qui extrait les bits d'information en cas de besoin.

Le § 1.2 donne une description fonctionnelle des dispositifs audiofréquence d'émission et de réception; le § 1.3 décrit les modes de fonctionnement et l'incidence de l'insertion des bits d'information sur les algorithmes, tandis que les § 1.4 et 1.5 donnent respectivement les descriptions fonctionnelles des algorithmes de codage et de décodage MICDA à sous-bandes. Le § 1.6 décrit les spécifications des bases de temps. Le § 2 donne les caractéristiques de transmission du codec audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s ainsi que des dispositifs audiofréquence d'émission et de réception. Les § 3 et 4 exposent respectivement les principes du codeur et du décodeur SB-MICDA tandis que les § 5 et 6 donnent des détails sur les calculs des filtres miroirs en quadrature d'émission et des codeurs SB-MICDA, respectivement.

Les aspects relatifs au réseau et aux séquences d'essai sont traités respectivement dans les appendices I et II à la présente Recommandation.

La Recommandation G.725 contient des spécifications concernant les procédures d'échange de signaux de commande dans la voie pour l'identification du terminal et pour la méthode de commande des modes, y compris l'interfonctionnement avec des terminaux MIC à 64 kbit/s.



- Remarque 1** – x_{in} et x_{out} sont des signaux numériques codés uniformément sur 14 bits et échantillonnés à 16 kHz.
- Remarque 2** – Ces dispositifs sont seulement nécessaires pour des applications nécessitant une voie de données auxiliaire dans le train à 64 kbit/s.
- Remarque 3** – Comprend 64, 56 ou 48 kbit/s pour le codage audiofréquence et 0, 8 ou 16 kbit/s pour les données.
- Remarque 4** – Signal à 64 kbit/s comprenant 64, 56 ou 48 kbit/s pour le codage du signal audiofréquence, selon le mode de fonctionnement.

FIGURE 1/G.722

Schéma de principe fonctionnel simplifié

1.2 Description fonctionnelle des dispositifs audiofréquence

La figure 2/G.722 montre un arrangement possible de dispositifs audiofréquence dans un terminal de codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s. Le microphone, le préamplificateur, l'amplificateur de puissance et le haut-parleur, représentés uniquement pour mettre en évidence les dispositifs audiofréquence, ne sont pas pris en considération dans la présente Recommandation.

Afin de faciliter la mesure des caractéristiques de transmission exposées au § 2, les points de mesure A et B doivent être situés comme l'indique la figure. Ces points de mesure peuvent servir exclusivement aux essais, ou correspondre à des interfaces physiques quand les dispositifs audiofréquence ne se trouvent pas dans les mêmes unités que le microphone, le haut-parleur, etc.

Les dispositifs audiofréquence d'émission et de réception se composent soit des unités fonctionnelles ci-après, soit de tout élément équivalent conforme aux spécifications du § 2:

- i) émission:
 - un dispositif de réglage du niveau d'entrée,
 - un filtre d'antirepliement d'entrée,
 - un dispositif d'échantillonnage fonctionnant à 16 kHz,
 - un convertisseur analogique à numérique uniforme d'une précision de 14 bits échantillonné à 16 kHz;
- ii) réception:
 - un convertisseur numérique à analogique uniforme d'une précision de 14 bits échantillonné à 16 kHz,
 - un filtre de reconstitution incorporant la correction en $x/\sin x$,
 - un dispositif de réglage du niveau de sortie.

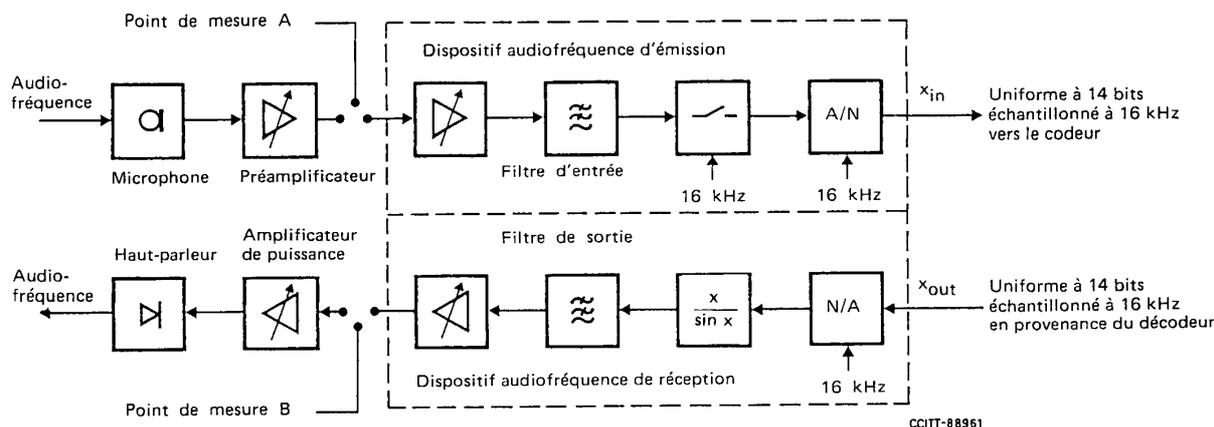


FIGURE 2/G.722

Mise en œuvre possible des dispositifs audiofréquence

1.3 Modes de fonctionnement possibles et effets de l'insertion de données

Le tableau 1/G.722 indique les trois modes de fonctionnement fondamentaux correspondant aux débits binaires disponibles pour le codage audiofréquence à l'entrée du décodeur.

TABLEAU 1/G.722

Modes de fonctionnement fondamentaux possibles

| Mode | Débit binaire du codage audiofréquence à 7 kHz | Débit binaire de la voie de données auxiliaires |
|------|--|---|
| 1 | 64 kbit/s | 0 kbit/s |
| 2 | 56 kbit/s | 8 kbit/s |
| 3 | 48 kbit/s | 16 kbit/s |

L'appendice I donne des exemples d'applications utilisant un ou plusieurs de ces modes de fonctionnement et indique la qualité subjective de chacun d'entre eux.

Le codeur audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s fonctionne toujours à 64 kbit/s, quel que soit le mode de fonctionnement. L'algorithme de codage audiofréquence a été choisi de telle sorte qu'il soit possible d'utiliser le ou les deux bits de plus faible poids de la sous-bande inférieure en aval du codeur audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s sans envoyer d'indication au codeur, et ce afin d'y substituer les bits des voies de données auxiliaires. Cependant, si l'on veut obtenir des signaux audio d'une qualité optimale pour un mode de fonctionnement donné, le décodeur audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s doit être optimisé par rapport au débit du codage audiofréquence. La présente Recommandation décrit donc trois variantes du décodeur SB-MICDA; pour les applications qui exigent une voie de données auxiliaire, une indication doit être envoyée pour choisir dans le décodeur la variante correspondant au mode de fonctionnement. La figure 1/G.722 donne le schéma correspondant. On notera que le débit binaire à l'entrée du décodeur audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s est toujours de 64 kbit/s mais que le débit du codage audiofréquence peut être de 64, 56 ou 48 kbit/s, selon le mode de fonctionnement. Du point de vue de l'algorithme, il est possible de changer la variante utilisée dans le décodeur SB-MICDA dans n'importe quel octet pendant la transmission. Quand aucune indication n'est envoyée au décodeur concernant le mode de fonctionnement, il convient d'utiliser la variante correspondant au mode 1.

En cas de désadaptation de mode, c'est-à-dire quand la variante utilisée dans le décodeur audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s pour un octet donné ne correspond pas au mode de fonctionnement, le fonctionnement du décodeur n'est pas affecté. Cependant, afin d'obtenir des signaux audio d'une qualité optimale, il est recommandé d'utiliser dans le dispositif d'extraction des données une stratégie de commande des modes propre à minimiser la durée de désadaptation de mode. L'appendice I donne de plus amples renseignements sur les conséquences d'une désadaptation de mode. Afin de garantir la compatibilité entre différents types de terminaux de codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s, il est recommandé au minimum de toujours mettre en œuvre dans le décodeur la variante correspondant au fonctionnement en mode 1.

La méthode de commande des modes peut être dérivée du protocole de la voie de données auxiliaire (voir la Recommandation G.725).

1.4 Description fonctionnelle du codeur SB-MICDA

La figure 3/G.722 donne le schéma de principe du codeur SB-MICDA. Les § 1.4.1 à 1.4.4 ci-après donnent une description fonctionnelle de chaque bloc.

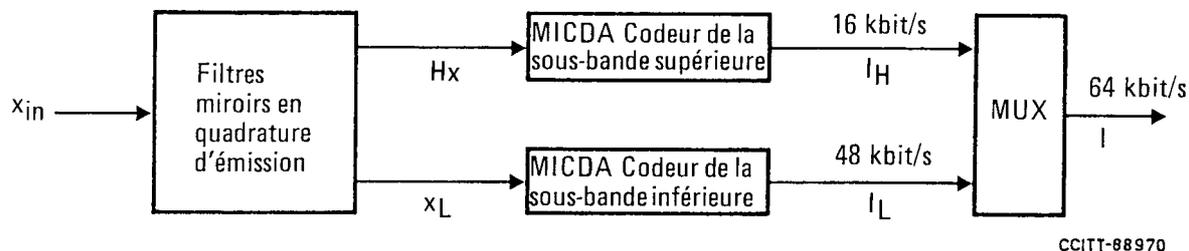


FIGURE 3/G.722

Schéma de principe du codeur SB-MICDA

1.4.1 Filtres miroirs en quadrature d'émission

Les filtres miroirs en quadrature d'émission se composent de deux filtres numériques non récursifs à phase linéaire qui divisent la bande de fréquences de 0 à 8000 Hz en deux sous-bandes: la sous-bande inférieure (de 0 à 4000 Hz) et la sous-bande supérieure (de 4000 à 8000 Hz). L'entrée des filtres miroirs en quadrature d'émission, x_{in} , échantillonnée à 16 kHz, correspond à la sortie du dispositif audiofréquence d'émission. Les sorties des sous-bandes inférieure et supérieure, respectivement x_L et x_H , sont échantillonnées à 8 kHz.

1.4.2 Codeur MICDA de la sous-bande inférieure

La figure 4/G.722 donne le schéma de principe du codeur MICDA de la sous-bande inférieure. Le signal d'entrée x_L de la sous-bande inférieure, dont on soustrait une valeur estimée s_L du signal d'entrée, donne le signal différence e_L . Un quantificateur adaptatif non linéaire à 60 niveaux attribue 6 éléments binaires à la valeur du signal de différence, ce qui donne un signal à 48 kbit/s, I_L .

Dans la boucle de contre-réaction, les deux bits de plus faible poids de I_L sont supprimés, ce qui fournit un signal à 4 bits, I_{Lr} , utilisé pour l'adaptation du quantificateur puis appliqué à un quantificateur adaptatif inverse à 15 niveaux pour produire un signal de différence quantifié, d_{Lr} . On ajoute la valeur estimée, s_L , à ce signal de différence quantifié pour reconstituer le signal d'entrée de la sous-bande inférieure. Un prédicteur adaptatif, qui utilise à la fois le signal reconstitué r_{Lr} et le signal de différence quantifié, fournit une estimation s_L du signal d'entrée, ce qui ferme la boucle de contre-réaction.

Etant donné que les boucles de contre-réaction du codeur et du décodeur MICDA de la sous-bande inférieure fonctionnent sur 4 bits et non pas sur 6 bits, il est possible d'insérer des données dans les deux bits de plus faible poids décrits au § 1.3 sans affecter le fonctionnement du décodeur. Grâce à l'emploi d'un quantificateur à 60 niveaux (au lieu de 64), les exigences en matière de densité d'impulsions énoncées dans la Recommandation G.802 sont respectées dans tous les cas et pour tous les modes de fonctionnement.

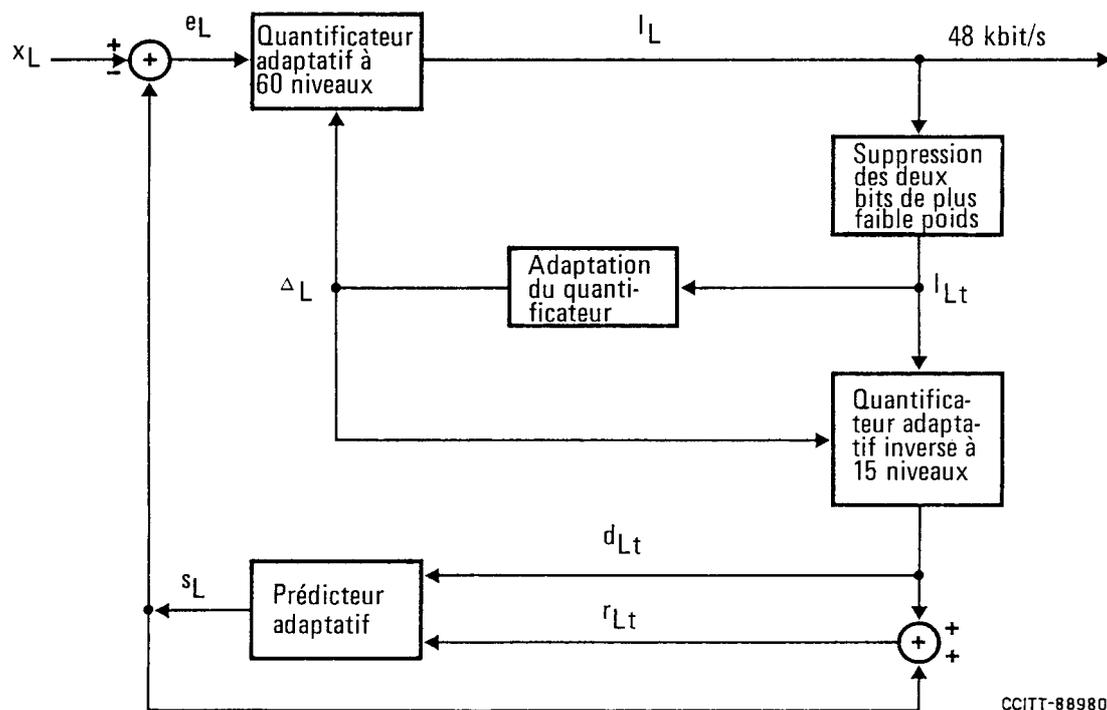


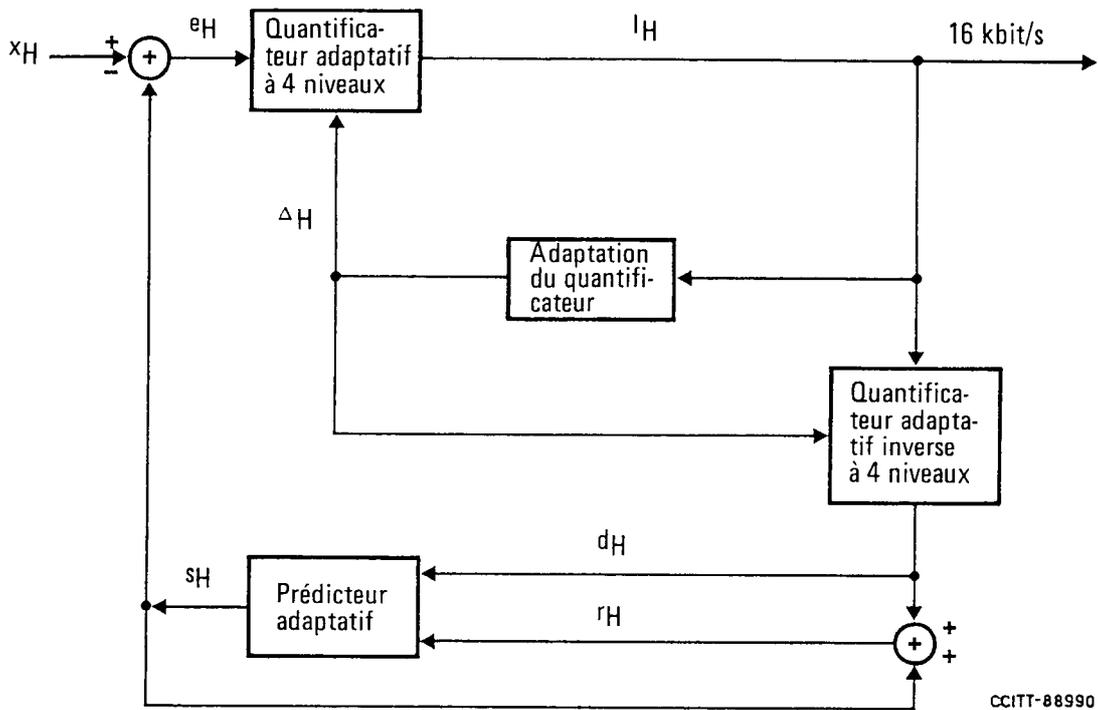
FIGURE 4/G.722

Schéma de principe du codeur MICDA de la sous-bande inférieure

1.4.3 Codeur MICDA de la sous-bande supérieure

La figure 5/G.722 donne le schéma de principe du codeur MICDA de la sous-bande supérieure. Le signal d'entrée de la sous-bande supérieure, x_H , dont on soustrait l'estimation s_H du signal d'entrée donne le signal de différence e_H . Un quantificateur adaptatif non-linéaire à 4 niveaux attribue deux éléments binaires à la valeur du signal de différence afin de produire un signal I_H à 16 kbit/s.

Un quantificateur adaptatif inverse produit un signal de différence quantifié d_H à partir de ces deux éléments binaires. On ajoute l'estimation s_H à ce signal de différence quantifié pour obtenir une version reconstituée, r_H , du signal d'entrée de la sous-bande supérieure. Un prédicteur adaptatif, qui utilise à la fois le signal reconstitué r_H et le signal de différence quantifié, fournit une estimation s_H du signal d'entrée, ce qui ferme la boucle de contre-réaction.



CCITT-88990

FIGURE 5/G.722

Schéma de principe du codeur MICDA de la sous-bande supérieure

1.4.4 Multiplexeur

Le multiplexeur (MUX) représenté dans la figure 3/G.722 combine les signaux I_L et I_H provenant respectivement des codeurs SB-MICDA de la sous-bande inférieure et de la sous-bande supérieure pour former le signal composite I à 64 kbit/s dont la transmission utilise un format d'octets.

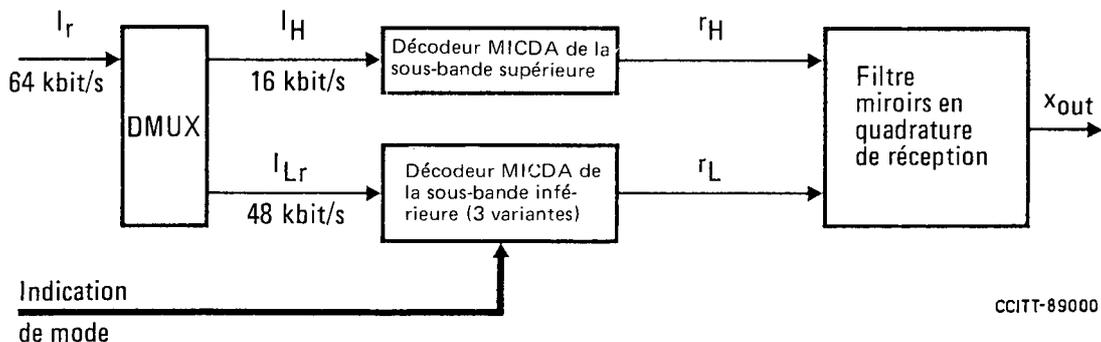
Le format de sortie des octets, après multiplexage, est le suivant:

$$I_{H1} I_{H2} I_{L1} I_{L2} I_{L3} I_{L4} I_{L5} I_{L6}$$

où I_{H1} est le premier bit émis, et où I_{H1} et I_{L1} sont les bits de plus fort poids de I_H et de I_L respectivement, tandis que I_{H2} et I_{L6} sont les bits de plus faible poids de I_H et I_L respectivement.

1.5 Description fonctionnelle du décodeur SB-MICDA

La figure 6/G.722 donne le schéma de principe du décodeur SB-MICDA. Les § 1.5.1 à 1.5.4 ci-après donnent la description fonctionnelle de chaque bloc.



CCITT-89000

FIGURE 6/G.722

Schéma de principe du décodeur SB-MICDA

1.5.1 Démultiplexeur

Le démultiplexeur (DMUX) décompose le signal reçu à 64 kbit/s I_r , formaté en un octet, en deux signaux I_{Lr} et I_H qui représentent les mots de code d'entrée des décodeurs MICDA des sous-bandes inférieure et supérieure respectivement.

1.5.2 Décodeur MICDA de la sous-bande inférieure

La figure 7/G.722 donne le schéma de principe du décodeur MICDA de la sous-bande inférieure. Ce décodeur peut fonctionner avec l'une quelconque des trois variantes possibles en fonction des indications reçues concernant le mode de fonctionnement.

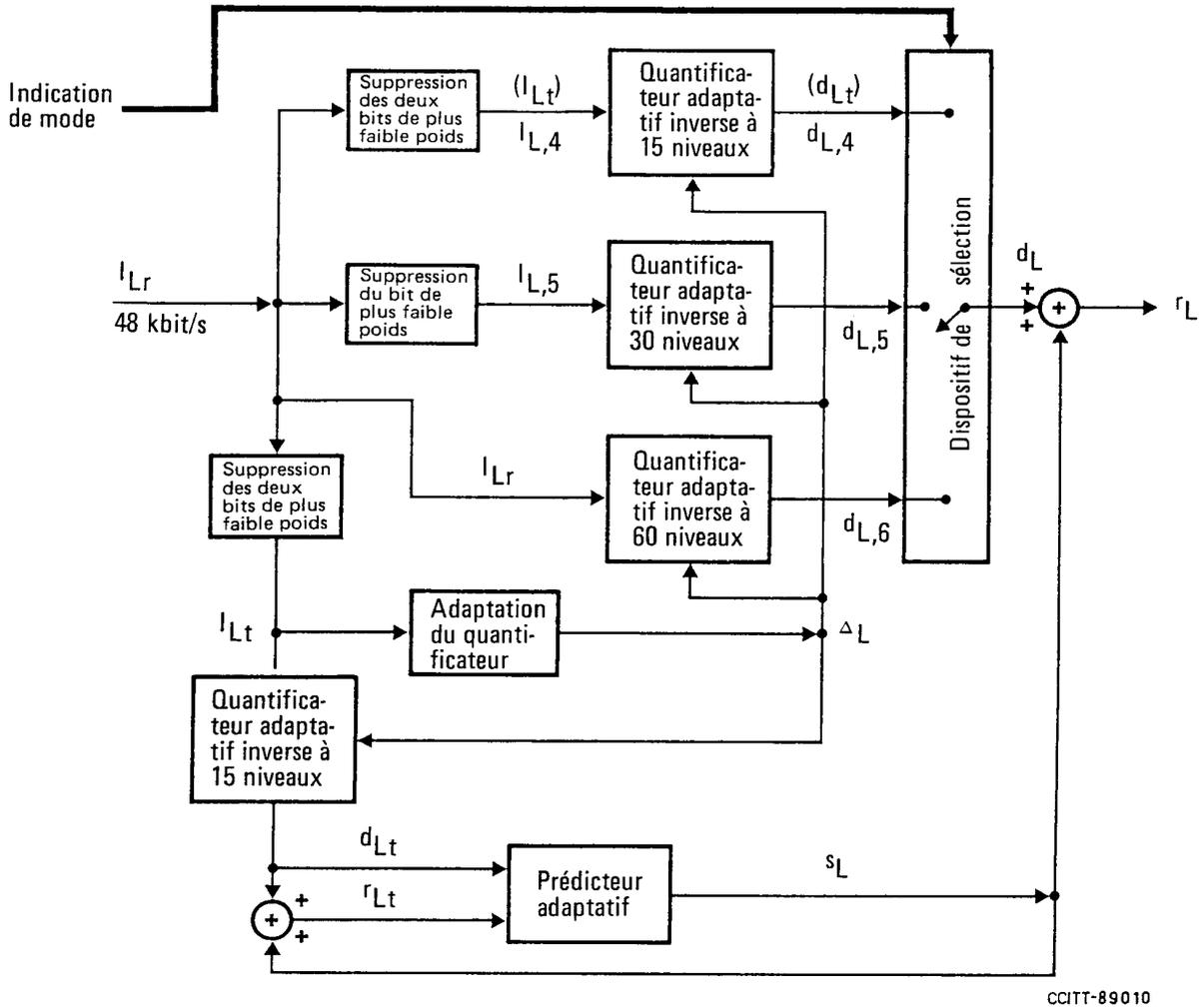


FIGURE 7/G.722

Schéma de principe du décodeur MICDA de la sous-bande inférieure

Le chemin qui produit l'estimation s_L du signal d'entrée, incorporant l'adaptation du quantificateur, est identique à la boucle de contre-réaction du codeur MICDA de la sous-bande inférieure décrit au § 1.4.2. On reconstitue le signal r_L en ajoutant à l'estimation de la valeur du signal l'un des trois signaux différence quantifiés possibles $d_{L,6}$, $d_{L,5}$ ou $d_{L,4}$ ($= d_{L,t} -$ voir la remarque), choisi en fonction des indications reçues concernant le mode de fonctionnement. Le tableau 2/G.722 donne, pour chaque mode, le signal de différence quantifié retenu, le quantificateur adaptatif inverse utilisé et le nombre de bits de plus faible poids supprimés dans le mot de code d'entrée.

Variantes du décodeur MICDA de la sous-bande inférieure

| Indication reçue concernant le mode de fonctionnement | Signal de différence quantifié choisi | Quantificateur adaptatif inverse utilisé | Nombre I_{Lr} de bits de plus faible poids supprimés dans le mot de code d'entrée |
|---|---------------------------------------|--|---|
| Mode 1 | $d_{L,6}$ | 60 niveaux | 0 |
| Mode 2 | $d_{L,5}$ | 30 niveaux | 1 |
| Mode 3 | $d_{L,4}$ | 15 niveaux | 2 |

Remarque – Pour plus de clarté, les trois quantificateurs inverses sont représentés dans la partie supérieure de la figure 7/G.722. Dans une application optimisée, le signal $d_{L,4}$ peut remplacer le signal d_{Lr} produit dans la boucle du prédicteur.

1.5.3 Décodeur MICDA de la sous-bande supérieure

La figure 8/G.722 donne le schéma fonctionnel du décodeur MICDA de la sous-bande supérieure. Ce décodeur est identique à la boucle de contre-réaction du codeur MICDA de la sous-bande supérieure décrit au § 1.4.3; le signal reconstitué r_H représente la sortie.

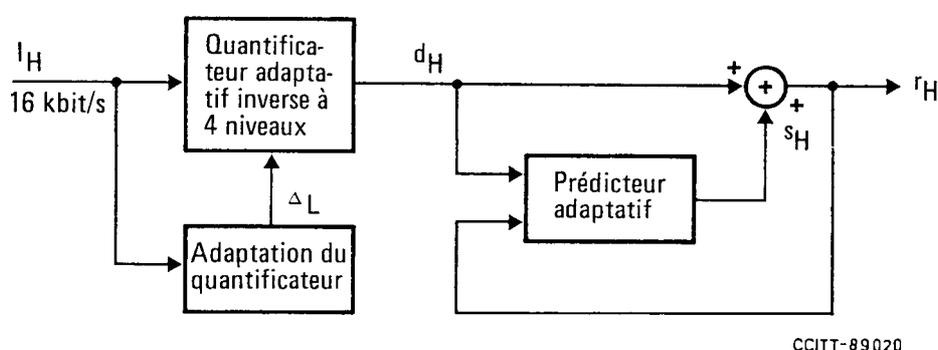


FIGURE 8/G.722

Schéma de principe du décodeur MICDA de la sous-bande supérieure

1.5.4 Filtres miroirs en quadrature de réception

Les filtres miroirs en quadrature de réception représentés dans la figure 6/G.722 sont deux filtres numériques non récurrents à phase linéaire qui interpolent les sorties r_L et r_H des décodeurs MICDA des sous-bandes inférieure et supérieure de 8 à 16 kHz, et produisent ensuite une sortie x_{out} , échantillonnée à 16 kHz; cette sortie représente l'entrée des dispositifs audiofréquence de réception.

Abstraction faite des processus de codage MICDA, la combinaison des filtres miroirs en quadrature d'émission et de réception a une réponse impulsionnelle très proche d'un simple retard, avec annulation des effets de repliement dû au sous-échantillonnage à 8 kHz.

1.6 Spécifications pour les bases de temps

Des bases de temps pour les données à 64 kHz et pour les octets à 8 kHz devront être fournies par le réseau au décodeur audiofréquence.

Pour un fonctionnement correct du système de codage audiofréquence, la précision des fréquences d'échantillonnage à 16 kHz des convertisseurs A/N et N/A doit être meilleure que $\pm 50 \cdot 10^{-6}$.

2 Caractéristiques de transmission

2.1 *Caractéristiques des accès audiofréquence et des points de mesure*

La figure 2/G.722 représente les accès d'entrée et de sortie ainsi que les points de mesure (A et B). Il appartient au concepteur de déterminer les caractéristiques des accès audiofréquence et des points de mesure (en ce qui concerne les niveaux relatifs, les impédances, symétriques ou non). Le microphone, le préamplificateur, l'amplificateur de puissance et le haut-parleur devront être choisis en fonction des spécifications des dispositifs audiofréquence, notamment en ce qui concerne la largeur de bande nominale, le bruit au repos et la distorsion.

Les impédances d'entrée et de sortie devraient être respectivement forte et faible quand la terminaison est dissymétrique; en revanche, il convient d'utiliser des impédances de 600 ohms quand la terminaison est symétrique. Toutefois, les éléments audiofréquence devront respecter toutes les spécifications les concernant en matière d'impédance d'entrée et de sortie.

2.2 *Capacité de charge*

La capacité de charge des convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique sera de $+9 \text{ dBm0} \pm 0,3 \text{ dB}$. Le niveau nominal des signaux vocaux est donc le même (voir la Recommandation G.232) que pour le MIC à 64 kbit/s, mais la marge du niveau maximal des signaux devra probablement être plus grande pour les systèmes de conférence. La méthode de mesure du point de surcharge est à l'étude.

2.3 *Fréquence nominale de référence*

Quand la présente Recommandation indique ci-après une fréquence nominale de référence de 1000 Hz, la fréquence effective devra être égale à 1020 Hz. La tolérance de fréquence devra se situer entre + 2 et -7 Hz.

2.4 *Caractéristiques de transmission du codec audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s*

Les valeurs et limites indiquées ci-après doivent être respectées avec un codeur et un décodeur audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s connectés dos à dos. Pour des raisons pratiques, on peut effectuer les mesures en boucle [figure 9a)/G.722]. Cependant, une telle boucle est uniquement destinée à simuler un montage dans lequel le codeur et le décodeur se trouvent aux deux extrémités d'une connexion.

Ces limites s'appliquent au fonctionnement en mode 1.

2.4.1 *Largeur de bande nominale*

La largeur de bande nominale à 3 dB est de 50 à 7000 Hz.

2.4.2 *Distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence*

Les variations de l'affaiblissement en fonction de la fréquence doivent respecter les limites indiquées dans le gabarit de la figure 10/G.722. La fréquence nominale de référence est de 1000 Hz et le niveau de mesure est de -10 dBm0.

2.4.3 *Temps de propagation de groupe absolu*

Le temps de propagation de groupe absolu, qui est le temps de propagation de groupe minimal d'un signal sinusoïdal de fréquence comprise entre 50 et 7000 Hz, ne doit pas dépasser 4 ms. Le niveau de mesure est de -10 dBm0.

2.4.4 *Bruit au repos*

La puissance de bruit non pondérée mesurée dans la gamme des fréquences comprises entre 50 et 7000 Hz en l'absence de signaux aux bornes d'entrée (point de mesure A) ne doit pas dépasser -66 dBm0. Pour les fréquences allant de 50 Hz à 20 kHz, la puissance de bruit non pondérée ne doit pas dépasser -60 dBm0.

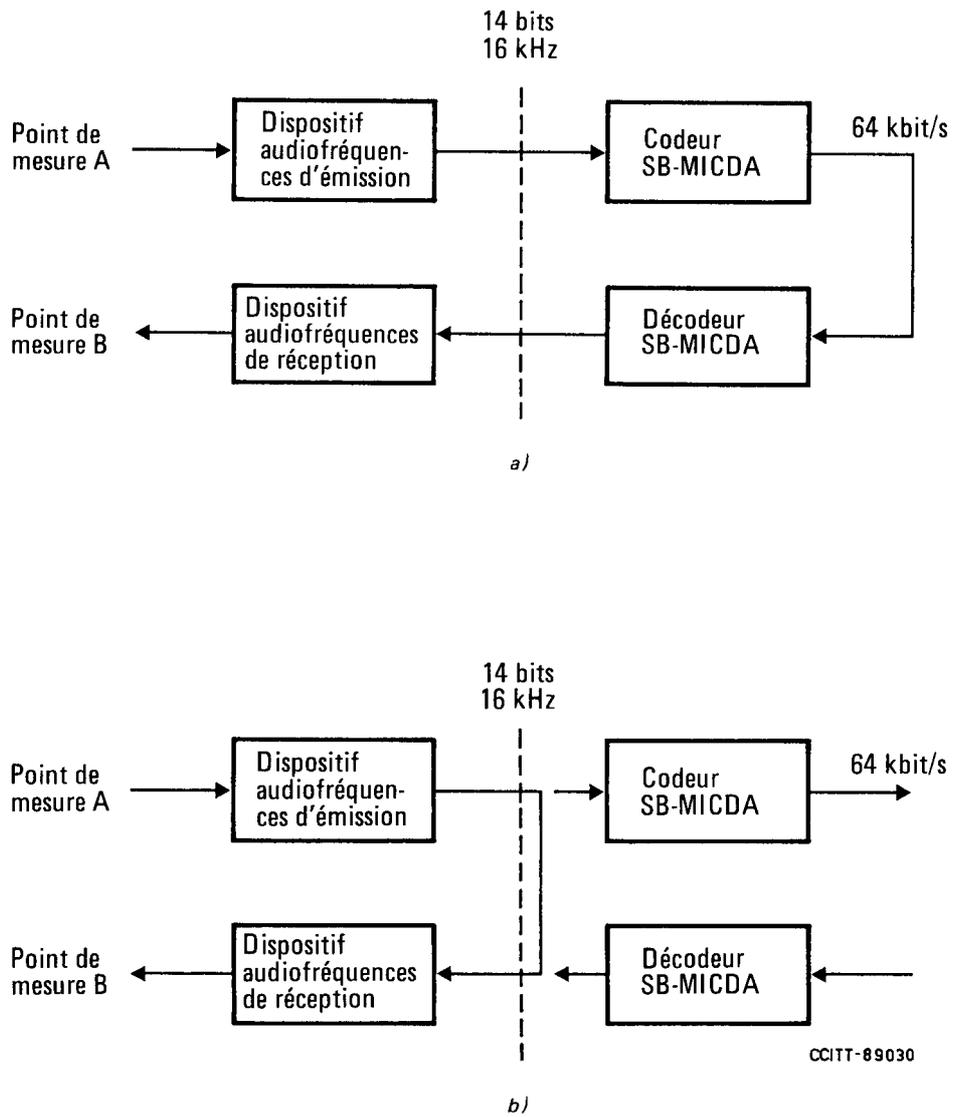


FIGURE 9/G.722
Mesures en boucle

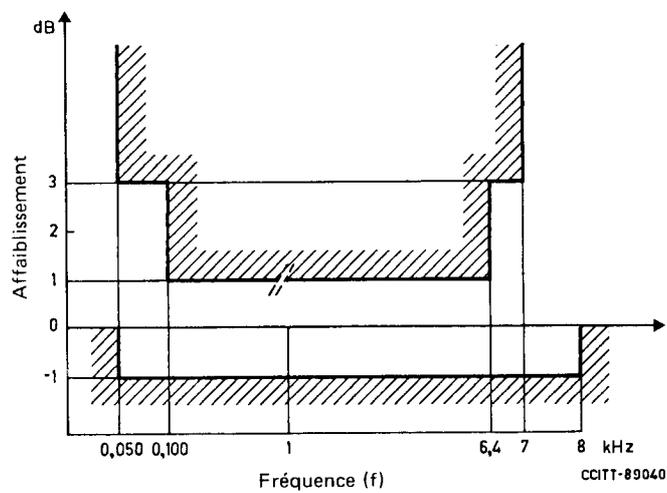


FIGURE 10/G.722
Distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence

2.4.5 Bruit sur une seule fréquence

Le niveau de bruit sur une seule fréquence, quelle qu'elle soit (notamment la fréquence d'échantillonnage de 8000 Hz et ses multiples), mesuré de façon sélective en l'absence de signaux en entrée (point de mesure A), ne doit pas dépasser -70 dBm0.

2.4.6 Rapport signal/distorsion totale

À l'étude.

2.5 Caractéristiques de transmission des dispositifs audiofréquence

Pour les mesures spécifiques des dispositifs audiofréquence, il importe d'utiliser la configuration de bouclage indiquée dans la figure 9b)/G.722. Ces dispositifs doivent également respecter les spécifications du § 2.4 dans la configuration de mesure de la figure 9b)/G.722.

2.5.1 Courbe d'affaiblissement en fonction de la fréquence du filtre d'antirepliement d'entrée

La courbe affaiblissement en fonction de la fréquence dans la bande et hors bande du filtre d'antirepliement d'entrée doit respecter les limites indiquées dans le gabarit de la figure 11/G.722. La fréquence nominale de référence est de 1000 Hz et le niveau de mesure dans la bande est de -10 dBm0. Il convient d'effectuer des mesures appropriées afin de vérifier la caractéristique hors bande, compte tenu du repliement de spectre provoqué par l'échantillonnage à 16 kHz.

2.5.2 Courbe d'affaiblissement en fonction de la fréquence du filtre de reconstitution de sortie

La réponse affaiblissement en fonction de la fréquence dans la bande et hors bande du filtre de reconstitution de sortie doit respecter les limites indiquées dans le gabarit de la figure 12/G.722. La fréquence nominale de référence est de 1000 Hz et le niveau de mesure dans la bande est de -10 dBm0. Il convient d'effectuer des mesures appropriées afin de vérifier la caractéristique hors bande, compte tenu du repliement de spectre provoqué par l'échantillonnage à 16 kHz. Le gabarit de la figure 12/G.722 s'applique à l'ensemble du dispositif audiofréquence de réception, en incluant la distorsion de modulation d'impulsions en amplitude et la correction en $x/\sin x$.

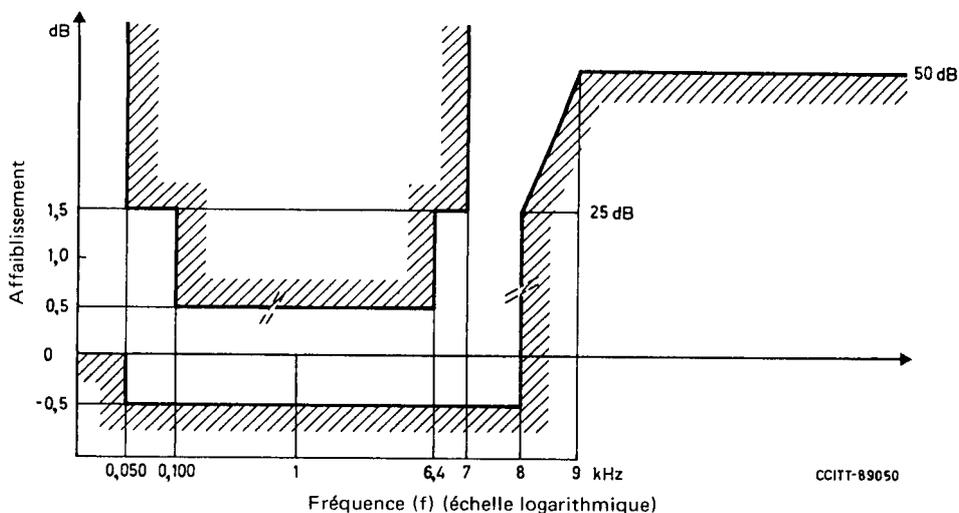


FIGURE 11/G.722

Caractéristique d'affaiblissement en fonction de la fréquence du filtre d'anti-repliement d'entrée

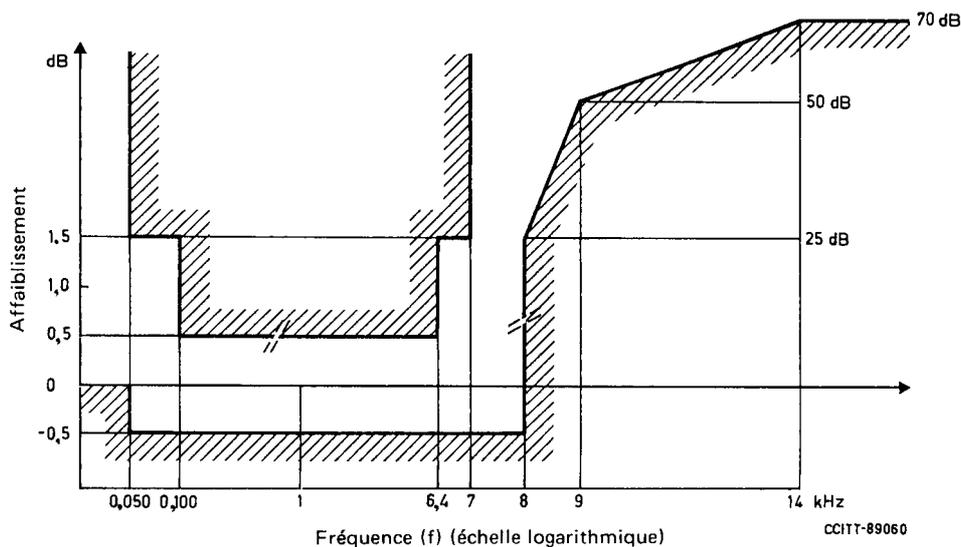


FIGURE 12/G.722

Caractéristique d'affaiblissement en fonction de la fréquence du filtre de reconstitution de sortie (y compris la correction en $x/\sin x$)

2.5.3 Distorsion de temps de propagation de groupe en fonction de la fréquence

Si l'on prend pour référence la valeur minimale du temps de propagation de groupe, la distorsion de temps de propagation de groupe doit respecter les limites indiquées dans le gabarit de la figure 13/G.722.

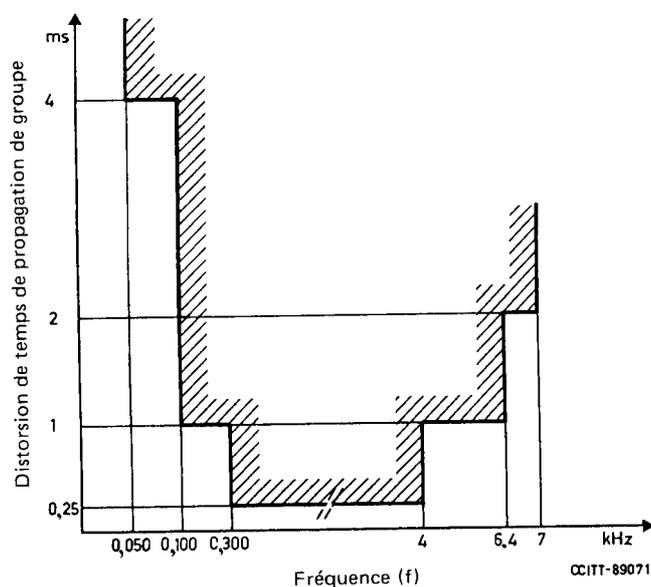


FIGURE 13/G.722

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

2.5.4 Bruit au repos pour le dispositif audiofréquence de réception

La puissance de bruit non pondérée du dispositif audiofréquence de réception, mesurée dans la gamme de 50 à 7000 Hz avec un signal tout zéro de 14 bits à l'entrée, ne doit pas dépasser -75 dBm0.

2.5.5 Rapport signal/distorsion totale en fonction du niveau d'entrée

Si l'on applique au point de mesure A un signal sinusoïdal dont la fréquence exclut toute relation harmonique simple avec la fréquence d'échantillonnage de 16 kHz, le rapport signal/distorsion totale en fonction du niveau d'entrée, mesuré sans pondération dans la gamme 50 -7000 Hz au point B, doit satisfaire aux limites du gabarit représenté dans la figure 14/G.722. Deux mesures doivent être effectuées, l'une à une fréquence d'environ 1 kHz et l'autre à une fréquence d'environ 6 kHz.

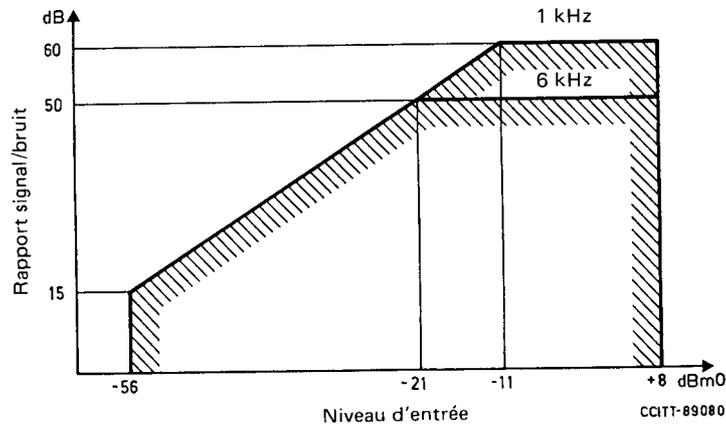


FIGURE 14/G.722

Rapport signal/distorsion totale en fonction du niveau d'entrée

2.5.6 Rapport signal/distorsion totale en fonction de la fréquence

Si l'on applique au point de mesure A un signal sinusoïdal de niveau -10 dBm0, le rapport signal/distorsion totale en fonction de la fréquence (entre 50 et 7000 Hz) au point B doit satisfaire aux limites du gabarit représenté dans la figure 15/G.722.

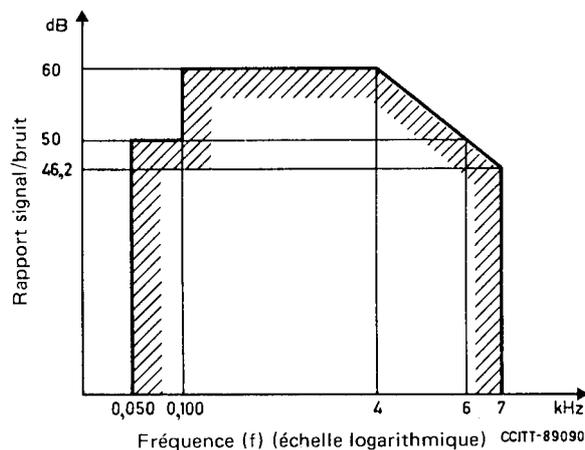


FIGURE 15/G.722

Rapport signal/distorsion totale en fonction de la fréquence

2.5.7 Variation du gain avec le niveau d'entrée

Si l'on applique au point de mesure A sinusoïdal à la fréquence de référence nominale de 1000 Hz, excluant les sous-multiples de la fréquence d'échantillonnage de 16 kHz, la variation du gain en fonction du niveau d'entrée par rapport au gain à un niveau d'entrée de -10 dBm0, mesuré sélectivement au point B, doit satisfaire aux limites du gabarit représenté dans la figure 16/G.722.

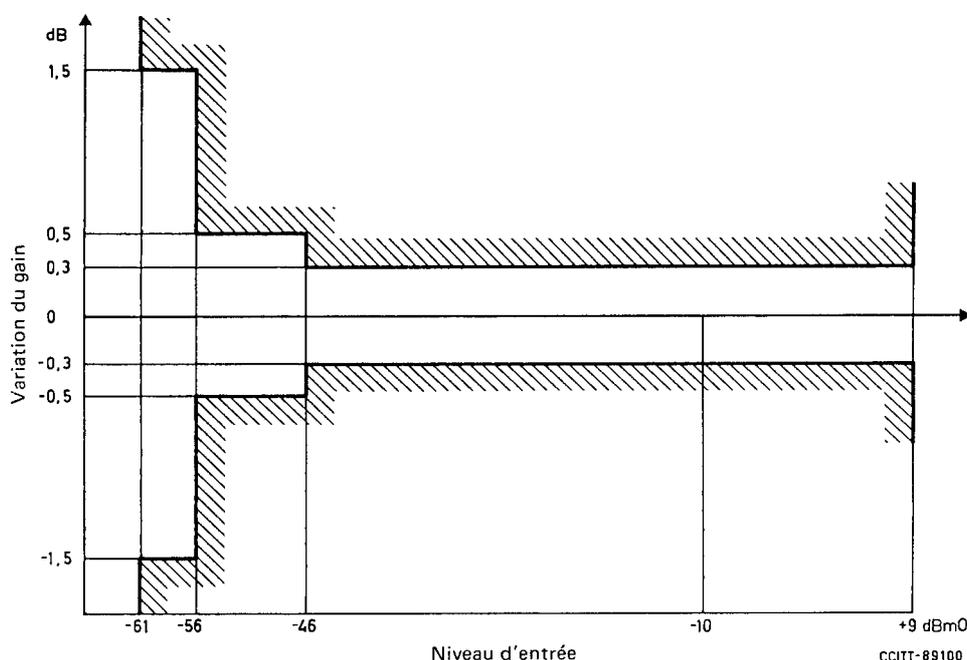


FIGURE 16/G.722

Variation du gain en fonction du niveau d'entrée

2.5.8 Intermodulation

A l'étude.

2.5.9 Diaphonie entre sens de transmission

La diaphonie dans le sens émission vers le sens réception doit être telle qu'avec un signal sinusoïdal d'une fréquence comprise entre 50 et 7000 Hz et d'un niveau de +6 dBm0 appliqué au point de mesure A, le niveau de la diaphonie mesuré sélectivement au point d'essai B ne dépasse pas -64 dBm0. La mesure doit être effectuée avec un signal numérique tout zéro de 14 bits à l'entrée du dispositif audiofréquence de réception.

La diaphonie dans le sens réception vers le sens émission doit être telle qu'avec un signal sinusoïdal simulé numériquement (fréquence comprise entre 50 et 7000 Hz et niveau de +6 dBm0), appliqué à l'entrée du dispositif audiofréquence de réception, le niveau de diaphonie mesuré sélectivement et numériquement à la sortie du dispositif audiofréquence d'émission ne dépasse pas -64 dBm0. La mesure doit être effectuée sans présence de signal au point A mais avec une terminaison correcte en ce point.

2.6 Transcodage en MIC à 64 kbit/s et inversement

Pour des raisons de compatibilité avec le codage MIC à 64 kbit/s, le transcodage entre un codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s et un codage MIC à 64 kbit/s devra tenir compte des Recommandations G.712, G.713 et G.714. Lorsque le signal audiofréquence doit passer par un haut-parleur, des spécifications plus strictes pourront être nécessaires. D'autres renseignements sont mentionnés dans l'appendice I.

3 Principes du codeur SB-MICDA

Un schéma de principe du codeur SB-MICDA est donné dans la figure 3/G.722. Les schémas de principe des codeurs MICDA de sous-bande inférieure et supérieure sont donnés respectivement dans les figures 4/G.722 et 5/G.722.

Les principales variables utilisées pour les descriptions des § 3 et 4 sont résumées au tableau 3/G.722. Dans ces descriptions, l'indice (j) indique une valeur correspondant à l'instant d'échantillonnage actuel à 16 kHz, l'indice ($j - 1$) une valeur correspondant à l'instant d'échantillonnage précédent à 16 kHz, l'indice (n) une valeur correspondant à l'instant d'échantillonnage actuel à 8 kHz et l'indice ($n - 1$) une valeur correspondant à l'instant d'échantillonnage précédent à 8 kHz. Les indices ne sont pas utilisés pour les variables internes, c'est-à-dire celles qui sont employées uniquement à l'intérieur de blocs de calcul particuliers.

3.1 *Filtre miroir en quadrature d'émission*

Un filtre miroir en quadrature d'émission (à 24 coefficients) est utilisé pour calculer les composantes du signal de sous-bandes inférieure et supérieure. Les valeurs du coefficient du filtre miroir en quadrature, h_i , sont données dans le tableau 4/G.722.

Les variables de sortie $x_L(n)$ et $x_H(n)$, sont calculées de la manière suivante:

$$x_L(n) = x_A + x_B \quad (3-1)$$

$$x_H(n) = x_A - x_B \quad (3-2)$$

$$x_A = \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_{in}(j-2i) \quad (3-3)$$

$$x_B = \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_{in}(j-2i-1) \quad (3-4)$$

3.2 *Calcul du signal de différence*

On calcule les signaux de différence $e_L(n)$ et $e_H(n)$ en soustrayant les valeurs de prédiction $s_L(n)$ et $s_H(n)$ des valeurs d'entrée de sous-bandes inférieure et supérieure $x_L(n)$ et $x_H(n)$:

$$e_L(n) = x_L(n) - s_L(n) \quad (3-5)$$

$$e_H(n) = x_H(n) - s_H(n) \quad (3-6)$$

TABLEAU 3/G.722
Variables utilisées dans les descriptions du codeur et du décodeur SB-MICDA

| Variable | Description |
|----------------------|---|
| x_{in} | Valeur d'entrée (Représentation uniforme) |
| x_L, x_H | Signaux de sortie des filtres miroirs en quadrature |
| S_{Lp}, S_{Hp} | Signaux de sortie de la partie récursive du prédicteur |
| $a_{L,i}, a_{H,i}$ | Coefficients de la partie récursive du prédicteur |
| r_L, r_{Lt}, r_H | Signaux reconstitués (tronqués et non tronqués) |
| $b_{L,i}, b_{H,i}$ | Coefficients de la partie transverse du prédicteur |
| d_L, d_{Lt}, d_H | Signaux de différence quantifiés (tronqués ou non) |
| S_{Lz}, S_{Hz} | Signaux de sortie de la partie transverse du prédicteur |
| S_L, S_H | Signaux de sortie du prédicteur |
| e_L, e_H | Signaux de différence à quantifier |
| ∇_L, ∇_H | Facteurs d'échelle logarithmiques du quantificateur |
| Δ_L, Δ_H | Facteurs d'échelle (linéaires) du quantificateur |
| I_L, I_{Lt}, I_H | Mots de code (tronqués ou non) |
| P_{Lt}, P_H | Signaux partiellement reconstitués |
| I_{Lr} | Mot de code de la sous-bande inférieure reçu |
| X_{out} | Valeur de sortie (uniforme) |

Remarque – Les variables utilisées seulement à l'intérieur du texte ne figurent pas dans ce tableau. Les lettres L et H placées en indice désignent respectivement les valeurs des sous-bandes inférieure et supérieure. Les lettres Lt placées en indice désignent les valeurs produites à partir du mot de code à 4 bits tronqué par opposition aux mots de code non tronqués à 6 bits (pour le codeur) ou à 6, 5 ou 4 bits (pour le décodeur).

TABLEAU 4/G.722

Valeurs des coefficients des filtres miroirs en quadrature d'émission et de réception

| | |
|------------------|---------------|
| h_0, h_{23} | 0,366211E-03 |
| h_1, h_{22} | -0,134277E-02 |
| h_2, h_{21} | -0,134277E-02 |
| h_3, h_{20} | 0,646973E-02 |
| h_4, h_{19} | 0,146484E-02 |
| h_5, h_{18} | -0,190430E-01 |
| h_6, h_{17} | 0,390625E-02 |
| h_7, h_{16} | 0,441895E-01 |
| h_8, h_{15} | -0,256348E-01 |
| h_9, h_{14} | -0,982666E-01 |
| h_{10}, h_{13} | 0,116089E+00 |
| h_{11}, h_{12} | 0,473145E+00 |

3.3 Quantificateur adaptatif

Les signaux de différence $e_L(n)$ et $e_H(n)$ sont quantifiés sur 6 et 2 bits, respectivement pour les sous-bandes inférieure et supérieure. Les tableaux 5/G.722 et 6/G.722 donnent les niveaux de décision et les codes de sortie respectivement pour les quantificateurs 6 bits et 2 bits. Dans ces tableaux, seuls les niveaux de décision positifs sont indiqués, les niveaux négatifs pouvant être déterminés par symétrie. m_L et m_H sont des indices relatifs aux intervalles de quantification. Les limites des intervalles, $LL6$, $LU6$, HL et HU , sont cadrées par des facteurs d'échelle calculés, $\Delta_L(n)$ et $\Delta_H(n)$ (voir le § 3.5). Les indices m_L et m_H sont ensuite déterminés pour satisfaire la formule suivante:

$$LL6(m_L) \cdot \Delta_L(n) \leq e_L(n) < LU6(m_L) \cdot \Delta_L(n) \quad (3-7)$$

$$HL(m_H) \cdot \Delta_H(n) \leq e_H(n) < HU(m_H) \cdot \Delta_H(n) \quad (3-8)$$

pour les sous-bandes inférieure et supérieure respectivement.

Les codes de sortie ILN et IHN représentent des intervalles négatifs et les codes de sortie ILP et IHP des intervalles positifs. Les codes de sortie $I_L(n)$ et $I_H(n)$ sont ensuite donnés par les formules:

$$I_L(n) = \begin{cases} ILP(m_L), & \text{si } e_L(n) \geq 0 \\ ILN(m_L), & \text{si } e_L(n) < 0 \end{cases} \quad (3-9)$$

$$I_H(n) = \begin{cases} IHP(m_H), & \text{si } e_H(n) \geq 0 \\ IHN(m_H), & \text{si } e_H(n) < 0 \end{cases} \quad (3-10)$$

pour les sous-bandes inférieure et supérieure respectivement.

TABLEAU 5/G.722

Niveaux de décision et codes de sortie pour le quantificateur à 6 bits de la sous-bande inférieure

| m_L | LL6 | LU6 | ILN | ILP |
|-------|---------|----------|--------|--------|
| 1 | 0,00000 | 0,06817 | 111111 | 111101 |
| 2 | 0,06817 | 0,14103 | 111110 | 111100 |
| 3 | 0,14103 | 0,21389 | 011111 | 111011 |
| 4 | 0,21389 | 0,29212 | 011110 | 111010 |
| 5 | 0,29212 | 0,37035 | 011101 | 111001 |
| 6 | 0,37035 | 0,45482 | 011100 | 111000 |
| 7 | 0,45482 | 0,53929 | 011011 | 110111 |
| 8 | 0,53929 | 0,63107 | 011010 | 110110 |
| 9 | 0,63107 | 0,72286 | 011001 | 110101 |
| 10 | 0,72286 | 0,82335 | 011000 | 110100 |
| 11 | 0,82335 | 0,92383 | 010111 | 110011 |
| 12 | 0,92383 | 1,03485 | 010110 | 110010 |
| 13 | 1,03485 | 1,14587 | 010101 | 110001 |
| 14 | 1,14587 | 1,26989 | 010100 | 110000 |
| 15 | 1,26989 | 1,39391 | 010011 | 101111 |
| 16 | 1,39391 | 1,53439 | 010010 | 101110 |
| 17 | 1,53439 | 1,67486 | 010001 | 101101 |
| 18 | 1,67486 | 1,83683 | 010000 | 101100 |
| 19 | 1,83683 | 1,99880 | 001111 | 101011 |
| 20 | 1,99880 | 2,19006 | 001110 | 101010 |
| 21 | 2,19006 | 2,38131 | 001101 | 101001 |
| 22 | 2,38131 | 2,61482 | 001100 | 101000 |
| 23 | 2,61482 | 2,84833 | 001011 | 100111 |
| 24 | 2,84833 | 3,14822 | 001010 | 100110 |
| 25 | 3,14822 | 3,44811 | 001001 | 100101 |
| 26 | 3,44811 | 3,86796 | 001000 | 100100 |
| 27 | 3,86796 | 4,28782 | 000111 | 100011 |
| 28 | 4,28782 | 4,99498 | 000110 | 100010 |
| 29 | 4,99498 | 5,70214 | 000101 | 100001 |
| 30 | 5,70214 | ∞ | 000100 | 100000 |

Remarque – Si un mot de code émis pour le signal de sous-bande inférieure a été transformé, par suite d'erreurs d'émission, en l'un des quatre mots "000XX" non permis par le code, le mot de code reçu est mis à "111111".

TABLEAU 6/G.722

Niveaux de décision et codes de sortie pour le quantificateur à 2 bits de la sous-bande supérieure

| m_H | HL | HU | IHN | IHP |
|-------|---------|----------|-----|-----|
| 1 | 0 | 1,10156 | 01 | 11 |
| 2 | 1,10156 | ∞ | 00 | 10 |

3.4 Quantificateur adaptatif inverse

3.4.1 Quantificateur adaptatif inverse dans le codeur MICDA de la sous-bande inférieure

Le code de sortie de sous-bande inférieure, $I_L(n)$, est tronqué de deux bits pour donner $I_{L'}(n)$. Le mot de code à 4 bits, $I_{L'}(n)$, est converti en signal de différence quantifié tronqué, $d_{L'}(n)$, à l'aide des valeurs de sortie QLA^{-1} du tableau 7/G.722, après multiplication par le facteur d'échelle, $\Delta L(n)$:

$$d_{L'}(n) = QLA^{-1}[I_{L'}(n)] \cdot \Delta L(n) \cdot \text{sgn}[I_{L'}(n)] \quad (3-11)$$

où $\text{sgn}[I_{L'}(n)]$ est dérivé du signe de $e_L(n)$ défini dans l'équation (3-9).

Il existe une seule correspondance, indiquée dans le tableau 7/G.722, entre quatre intervalles de quantification adjacents à 6 bits et les valeurs de sortie $QL4^{-1}$. Il faut deux opérations pour déterminer $QL4^{-1}[I_L(n)]$: tout d'abord détermination de l'indice d'intervalle de quantification, m_L , correspondant à $I_L(n)$ du tableau 5/G.722 et ensuite détermination de $QL4^{-1}(m_L)$ par référence au tableau 7/G.722.

TABLEAU 7/G.722

Valeurs de sortie pour les quantificateurs inverses à 6, 5 et 4 bits de la sous-bande inférieure

| m_L | $QL6^{-1}$ | $QL5^{-1}$ | $QL4^{-1}$ | W_L |
|-------|------------|------------|------------|----------|
| 1 | 0,03409 | 0,06817 | 0,0000 | -0,02930 |
| 2 | 0,10460 | | | |
| 3 | 0,17746 | 0,21389 | | |
| 4 | 0,25300 | | 0,29212 | -0,01465 |
| 5 | 0,33124 | 0,37035 | | |
| 6 | 0,41259 | | | |
| 7 | 0,49706 | 0,53929 | | |
| 8 | 0,58518 | | 0,63107 | 0,02832 |
| 9 | 0,67697 | 0,72286 | | |
| 10 | 0,77310 | | | |
| 11 | 0,87359 | 0,92383 | | |
| 12 | 0,97934 | | 1,03485 | 0,08398 |
| 13 | 1,09036 | 1,14587 | | |
| 14 | 1,20788 | | | |
| 15 | 1,33191 | 1,39391 | | |
| 16 | 1,46415 | | 1,53439 | 0,16309 |
| 17 | 1,60462 | 1,67486 | | |
| 18 | 1,75585 | | | |
| 19 | 1,91782 | 1,99880 | | |
| 20 | 2,09443 | | 2,19006 | 0,26270 |
| 21 | 2,28568 | 2,38131 | | |
| 22 | 2,49806 | | | |
| 23 | 2,73157 | 2,84833 | | |
| 24 | 2,99827 | | 3,14822 | 0,58496 |
| 25 | 3,29816 | 3,44811 | | |
| 26 | 3,65804 | | | |
| 27 | 4,07789 | 4,28782 | | |
| 28 | 4,64140 | | 4,99498 | 1,48535 |
| 29 | 5,34856 | 5,70214 | | |
| 30 | 6,05572 | | | |

3.4.2 Quantificateur adaptatif inverse dans le codeur MICDA de la sous-bande supérieure

Le code de sortie de sous-bande supérieure $I_H(n)$ est converti en signal de différence quantifié $d_H(n)$ à l'aide des valeurs de sortie $Q2^{-1}$ du tableau 8/G.722 après multiplication par le facteur d'échelle $\Delta_H(n)$:

$$d_H(n) = Q2^{-1}[I_H(n)] \cdot \Delta_H(n) \cdot \text{sgn}[I_H(n)] \quad (3-12)$$

où $\text{sgn}[I_H(n)]$ est dérivé du signe de $e_H(n)$ défini dans l'équation (3-10) et où $Q2^{-1}[I_H(n)]$ est déterminé en deux étapes: tout d'abord détermination de l'indice d'intervalle de quantification m_H correspondant à $I_H(n)$ du tableau 6/G.722 et ensuite détermination de $Q2^{-1}(m_H)$ par référence au tableau 8/G.722.

TABLEAU 8/G.722

**Valeurs de sortie et multiplicateur pour le quantificateur
à 2 bits de la sous-bande supérieure**

| m_H | $Q2^{-1}$ | W_H |
|-------|-----------|----------|
| 1 | 0,39453 | -0,10449 |
| 2 | 1,80859 | 0,38965 |

3.5 Adaptation du quantificateur

Ce bloc définit $\Delta_L(n)$ et $\Delta_H(n)$ qui sont les facteurs d'échelle des quantificateurs de sous-bandes inférieure et supérieure. Ces facteurs sont actualisés dans le domaine logarithmique et convertis par la suite en une représentation linéaire. Pour la sous-bande inférieure, l'entrée est $I_{L_i}(n)$, et le mot de code est tronqué ne conservant que les quatre bits de plus fort poids. Pour la sous-bande supérieure, la sortie du quantificateur à 2 bits $I_H(n)$ est utilisée directement.

Tout d'abord, les facteurs d'échelle logarithmiques $\Delta_L(n)$ et $\Delta_H(n)$ sont actualisés de la manière suivante:

$$\nabla_L(n) = \beta \cdot \nabla_L(n-1) + W_L[I_{L_i}(n-1)] \quad (3-13)$$

$$\nabla_H(n) = \beta \cdot \nabla_H(n-1) + W_H[I_H(n-1)] \quad (3-14)$$

où $W_L(\)$ et $W_H(\)$ sont les multiplicateurs de facteur d'échelle logarithmique donnés dans les tableaux 7/G.722 et 8/G.722 et β est un coefficient de perte égal à 127/128.

Les facteurs d'échelle logarithmiques sont ensuite limités conformément aux formules suivantes:

$$0 \leq \nabla_L(n) \leq 9 \quad (3-15)$$

$$0 \leq \nabla_H(n) \leq 11 \quad (3-16)$$

Enfin, les facteurs d'échelle linéaires sont calculés à partir des facteurs d'échelle logarithmiques à l'aide d'une approximation de la fonction \log_2 inverse:

$$\Delta_L(n) = 2[\nabla_L(n) + 2] \cdot \Delta_{min} \quad (3-17)$$

$$\Delta_H(n) = 2\nabla_H(n) \cdot \Delta_{min} \quad (3-18)$$

où Δ_{min} est égal à la moitié de l'échelon de quantification du convertisseur analogique à numérique de 14 bits.

3.6 Prédiction adaptative

3.6.1 Calcul des valeurs prédites

Les prédicteurs adaptatifs calculent les valeurs du signal de prédiction $s_L(n)$ et $s_H(n)$, pour les sous-bandes inférieure et supérieure respectivement.

Chaque prédicteur adaptatif comprend deux parties: une partie récursive du deuxième ordre qui modélise les pôles, et une partie transverse du sixième ordre qui modélise les zéros dans le signal d'entrée.

Les parties récursives du deuxième ordre (coefficients $a_{L,i}$ et $a_{H,i}$) utilisent les signaux reconstitués quantifiés $r_{L_i}(n)$ et $r_H(n)$ pour la prédiction. Les parties transverses du sixième ordre (coefficients $b_{L,i}$ et $b_{H,i}$) utilisent les signaux de différence quantifiés $d_{L_i}(n)$ et $d_H(n)$. Les signaux de prédiction des parties transverses $s_{L_i}(n)$ et $s_{H_i}(n)$ sont aussi employés pour calculer les signaux partiellement reconstitués décrits au § 3.6.2.

Tout d'abord, les sorties des parties récursives sont calculées comme suit:

$$s_{Lp} = \sum_{i=1}^2 a_{L,i}(n-1) \cdot r_{Ll}(n-i) \quad (3-19)$$

$$s_{Hp} = \sum_{i=1}^2 a_{H,i}(n-1) \cdot r_H(n-i) \quad (3-20)$$

De même, les sorties des parties transverses sont calculées comme suit:

$$s_{Lz}(n) = \sum_{i=1}^6 b_{L,i}(n-1) \cdot d_{Ll}(n-i) \quad (3-21)$$

$$s_{Hz}(n) = \sum_{i=1}^6 b_{H,i}(n-1) \cdot d_H(n-i) \quad (3-22)$$

Ensuite, les valeurs intermédiaires de prédiction sont ajoutées pour produire les valeurs du signal de prédiction:

$$s_L(n) = s_{Lp} + s_{Lz}(n) \quad (3-23)$$

$$s_H(n) = s_{Hp} + s_{Hz}(n) \quad (3-24)$$

3.6.2 Calcul du signal reconstitué

Les signaux reconstitués quantifiés $r_{Ll}(n)$ et $r_H(n)$ sont calculés comme suit:

$$r_{Ll}(n) = s_L(n) + d_{Ll}(n) \quad (3-25)$$

$$r_H(n) = s_H(n) + d_H(n) \quad (3-26)$$

Les signaux partiellement reconstitués $p_{Ll}(n)$ et $p_H(n)$, utilisés pour l'adaptation de la partie récursive, sont ensuite calculés comme suit:

$$p_{Ll}(n) = d_{Ll}(n) + s_{Lz}(n) \quad (3-27)$$

$$p_H(n) = d_H(n) + s_{Hz}(n) \quad (3-28)$$

3.6.3 Adaptation de la partie récursive

La partie récursive du deuxième ordre est adaptée par l'actualisation des coefficients $a_{L,1}$, $a_{L,2}$, $a_{H,1}$, $a_{H,2}$ à l'aide de l'algorithme du gradient simplifié:

$$a_{L,1}(n) = (1 - 2^{-8})a_{L,1}(n-1) + 3 \cdot 2^{-8} \cdot p_A \quad (3-29)$$

$$a_{L,2}(n) = (1 - 2^{-7})a_{L,2}(n-1) + 2^{-7} \cdot p_B - 2^{-7} \cdot f \cdot p_A \quad (3-30)$$

où

$$p_A = \text{sgn}2[p_{Ll}(n)] \cdot \text{sgn}2[p_{Ll}(n-1)] \quad (3-31)$$

$$p_B = \text{sgn}2[p_{Ll}(n)] \cdot \text{sgn}2[p_{Ll}(n-2)] \quad (3-32)$$

avec

$$\text{sgn}2(q) = \begin{cases} +1, & q \geq 0 \\ -1, & q < 0 \end{cases} \quad (3-33)$$

et

$$f = \begin{cases} 4a_{L,1}(n-1), & |a_{L,1}| \leq 1/2 \\ 2 \text{sgn}[a_{L,1}(n-1)], & |a_{L,1}| > 1/2 \end{cases} \quad (3-34)$$

On impose ensuite les contraintes de stabilité suivantes:

$$|a_{L,2}| \leq 0,75 \quad (3-35)$$

$$|a_{L,1}| \leq 1 - 2^{-4} - a_{L,2} \quad (3-36)$$

$a_{H,1}(n)$ et $a_{H,2}(n)$ sont calculés d'une manière identique, en remplaçant $a_{L,1}(n)$, $a_{L,2}(n)$ et $P_L(n)$ par $a_{H,1}(n)$, $a_{H,2}(n)$ et $P_H(n)$ respectivement.

3.6.4 Adaptation de la partie transverse

La partie transverse du prédicteur du sixième ordre est adaptée par l'actualisation des coefficients $b_{L,i}$ et $b_{H,i}$, à l'aide de l'algorithme du gradient simplifié:

$$b_{L,i}(n) = (1 - 2^{-8})b_{L,i}(n-1) + 2^{-7} \operatorname{sgn} 3[d_{L,i}(n)] \cdot \operatorname{sgn} 2[d_{L,i}(n-i)] \quad (3-37)$$

pour $i = 1, 2 \dots 6$

et avec

$$\operatorname{sgn} 3(q) = \begin{cases} +1, & q > 0 \\ 0, & q = 0 \\ -1, & q < 0 \end{cases} \quad (3-38)$$

où $b_{L,i}(n)$ est implicitement limité à ± 2 .

$b_{H,i}(n)$ font l'objet d'une actualisation identique par le remplacement de $b_{L,i}(n)$ et $d_{L,i}(n)$ par $b_{H,i}(n)$ et $d_{H,i}(n)$ respectivement.

4 Principes du décodeur SB-MICDA

Un schéma de principe du décodeur SB-MICDA est donné dans la figure 6/G.722 et les schémas des décodeurs MICDA de sous-bandes inférieure et supérieure sont donnés respectivement dans les figures 7/G.722 et 8/G.722.

L'entrée du décodeur MICDA de sous-bande inférieure I_{Lr} peut être différente de I_L même en l'absence d'erreurs de transmission, car un ou deux bits de plus faible poids peuvent être remplacés par des données.

4.1 Quantificateur adaptatif inverse

4.1.1 Sélection du quantificateur adaptatif inverse pour le décodeur MICDA de sous-bande inférieure

Conformément aux indications reçues sur les modes de fonctionnement, le nombre des bits de plus faible poids, devant être tronqués du mot de code d'entrée I_{Lr} et le choix du quantificateur adaptatif inverse sont déterminés de la manière indiquée au tableau 2/G.722.

Pour le fonctionnement en mode 1, le mot de code à 6 bits $I_{Lr}(n)$ est converti en une différence quantifiée $d_L(n)$ selon les valeurs de sortie $QL6^{-1}$ indiquées dans le tableau 7/G.722, après traitement par le facteur d'échelle $\Delta_L(n)$:

$$d_L(n) = QL6^{-1}[I_{Lr}(n)] \cdot \Delta_L(n) \cdot \operatorname{sgn}[I_{Lr}(n)] \quad (4-1)$$

où $\operatorname{sgn}[I_{Lr}(n)]$ est dérivé du signe de $I_L(n)$ défini dans la formule (3-9).

De même, pour les modes de fonctionnement 2 ou 3, le mot de code tronqué (de un ou de deux bits) est converti en un signal de différence quantifié $d_L(n)$ selon les valeurs respectives de sortie $QL5^{-1}$ ou $QL4^{-1}$ du tableau 7/G.722.

Il existe des correspondances univoques, indiquées au tableau 7/G.722, entre deux ou quatre intervalles adjacents de quantification à 6 bits et les valeurs respectives de sortie $QL5^{-1}$ ou $QL4^{-1}$.

Dans les calculs ci-dessus, les valeurs de sortie sont déterminées en deux étapes: premièrement détermination de l'indice d'intervalle de quantification m_L correspondant au $I_{Lr}(n)$ du tableau 5/G.722 et ensuite détermination des valeurs de sortie correspondant à m_L par référence au tableau 7/G.722.

Le quantificateur adaptatif inverse, utilisé pour le calcul des valeurs de prédiction et pour l'adaptation du quantificateur et du prédicteur, est décrit au § 3.4.1, mais $I_L(n)$ est remplacé par $I_{Lr}(n)$.

4.1.2 Quantificateur adaptatif inverse pour le décodeur MICDA de sous-bande supérieure

Voir le § 3.4.2.

4.2 Adaptation du quantificateur

Voir le § 3.5.

4.3 Prédiction adaptative

4.3.1 Calcul des valeurs prédites

Voir le § 3.6.1.

4.3.2 Calcul du signal reconstitué

Voir le § 3.6.2.

Le signal de sortie reconstitué pour le décodeur MICDA de sous-bande-inférieure, $r_L(n)$, est calculé à partir du signal de différence $d_L(n)$ comme indiqué ci-dessous:

$$r_L(n) = s_L(n) + d_L(n) \quad (4-2)$$

4.3.3 Adaptation de la partie récursive

Voir le § 3.6.3.

4.3.4 Adaptation de la partie transverse

Voir le § 3.6.4.

4.4 Filtre miroir en quadrature de réception

Un filtre miroir en quadrature (à 24 coefficients) est utilisé pour reconstituer le signal de sortie $x_{out}(j)$ à partir des signaux reconstitués des sous-bandes inférieure et supérieure, $r_L(n)$ et $r_H(n)$. Les valeurs du coefficient du filtre, h_i , sont les mêmes que celles utilisées pour le filtre miroir en quadrature d'émission; elles sont indiquées dans le tableau 4/G.722.

Les signaux de sortie $x_{out}(j)$ et $x_{out}(j+1)$ sont calculés de la manière suivante:

$$x_{out}(j) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_d(i) \quad (4-3)$$

$$x_{out}(j+1) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_s(i) \quad (4-4)$$

où

$$x_d(i) = r_L(n-i) - r_H(n-i) \quad (4-5)$$

$$x_s(i) = r_L(n-i) + r_H(n-i) \quad (4-6)$$

5 Détails du calcul des filtres miroirs en quadrature

5.1 Signaux d'entrée et de sortie

Le tableau 9/G.722 définit les signaux d'entrée et de sortie des filtres miroirs en quadrature d'émission et de réception. Tous les signaux d'entrée et de sortie ont des longueurs de mot de 16 bits, qui sont limitées à un intervalle de – 16 384 à 16 383 dans la notation en complément à 2. Il est à noter que l'élément binaire d'amplitude de plus fort poids à la sortie du convertisseur A/N et l'entrée du convertisseur N/A apparaît au troisième emplacement de bit, respectivement en XIN (entrée) et XOUT (sortie).

TABLEAU 9/G.722

Représentation des signaux d'entrée et de sortie

| Filtre miroir en quadrature d'émission | | | |
|--|------|---------------------------------|---|
| | Nom | Représentation binaire | Description |
| Entrée | XIN | S, S, - 2, - 3, ..., - 14, - 15 | Valeur d'entrée (quantification uniforme) |
| Sortie | XL | S, S, - 2, - 3, ..., - 14, - 15 | Signal de sortie du codeur de sous-bande inférieure |
| Sortie | XH | S, S, - 2, - 3, ..., - 14, - 15 | Signal de sortie du codeur de sous-bande supérieure |
| Filtre miroir en quadrature de réception | | | |
| | Nom | Représentation binaire | Description |
| Entrée | RL | S, S, - 2, - 3, ..., - 14, - 15 | Signal reconstruit de sous-bande inférieure |
| Entrée | RH | S, S, - 2, - 3, ..., - 14, - 15 | Signal reconstruit de sous-bande supérieure |
| Sortie | XOUT | S, S, - 2, - 3, ..., - 14, - 15 | Valeur de sortie (quantification uniforme) |

Remarque – XIN et XOUT sont représentés dans un format à 15 bits avec extension de signe, où le bit de plus faible poids est mis à "0" pour les convertisseurs à 14 bits.

5.2 Description des variables et caractéristiques détaillées des sous-blocs

Le présent § 5.2 contient une description détaillée des filtres miroirs en quadrature d'émission et de réception. Ces descriptions sont illustrées par les figures 17/G.722 et 18/G.722, les variables internes étant données dans le tableau 10/G.722 et les coefficients des filtres dans le tableau 11/G.722. Les longueurs de mot des variables internes, XA, XB et WD, doivent être égales ou supérieures à 24 bits (voir la remarque). Les autres variables internes ont des longueurs minimales de mot de 16 bits. Une brève description fonctionnelle et les caractéristiques complètes sont données pour chaque sous-bloc.

Les notations utilisées dans les descriptions des blocs sont les suivantes:

- >> n indique une opération arithmétique avec décalage à droite de n -bits (extension du signe);
 - +
 -
 - *
 - <
 - >
 - =
- indique une addition arithmétique avec contrôle de saturation qui force le résultat à la valeur représentable minimale ou maximale en cas de dépassement de capacité négatif ou positif respectivement;
- indique une soustraction arithmétique avec contrôle de saturation qui force le résultat à la valeur représentable minimale ou maximale en cas de dépassement de capacité négatif ou positif respectivement;
- dénote une multiplication arithmétique qui peut être soit tronquée, soit arrondie;
- indique une condition "inférieur à", telle que $x < y$; x est plus petit que y ;
- indique une condition "plus grand que", telle que $x > y$; x est plus grand que y ;
- indique la substitution de la variable de droite par la variable de gauche.

Remarque – Une certaine liberté est laissée pour la mise en application du processus d'accumulation dans le calcul du filtre miroir en quadrature: les longueurs de mot et les variables internes peuvent être égales ou supérieures à 24 bits, et la multiplication arithmétique peut être soit tronquée, soit arrondie. Cette méthode simplifie la mise en application pour divers types de processeurs. En conséquence, elle exclut l'utilisation de séquence numérique d'essai pour l'évaluation des filtres miroirs en quadrature.

TABLEAU 10/G.722

Représentation des variables de traitement internes et des coefficients des filtres miroirs en quadrature

| Filtre miroir en quadrature d'émission | | |
|---|--------------------------------|--|
| Nom | Représentation binaire | Description |
| XA | S, -1, -2, -3, ..., -y + 1, -y | Signal de sortie de sous-bloc ACCUMA |
| XB | S, -1, -2, -3, ..., -y + 1, -y | Signal de sortie de sous-bloc ACCUMB |
| XIN1, XIN2, ..., XIN23 | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Signal d'entrée avec retards de 1 à 23 |
| Filtre miroir en quadrature de réception | | |
| Nom | Représentation binaire | Description |
| XD, XD1, ..., XD11 | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Signal d'entrée pour le sous-bloc ACCUMC, avec retards de 0 à 11 |
| XOUT1 | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Valeur de sortie échantillonnée à 8 kHz |
| XOUT2 | S, S, -2, -3, ..., -14, -15 | Valeur de sortie échantillonnée à 8 kHz |
| XS, XS1, ..., XS11 | S, -1, -2, -3, ..., -14, -15 | Signal d'entrée pour le sous-bloc ACCUMD, avec retards de 0 à 11 |
| WD | S, -1, -2, -3, ..., -y + 1, -y | Somme partielle |
| Coefficients du filtre miroir en quadrature | | |
| Nom | Représentation binaire | Description |
| H0, H1, ..., H23 | S, -2, -3, -4, ..., -12, -13 | Valeurs du coefficient du filtre |

Remarque – y est égal ou supérieur à 23.

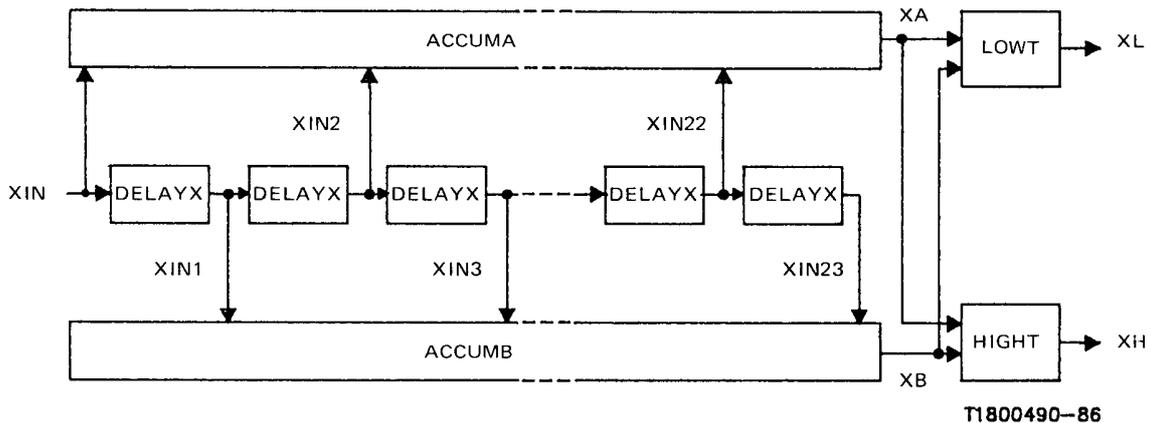
TABLEAU 11/G.722

Coefficient du filtre miroir en quadrature

| Coefficient | Valeur cadrée (Voir la remarque) |
|-------------|-------------------------------------|
| H0, H23 | 3 |
| H1, H22 | -11 |
| H2, H21 | -11 |
| H3, H20 | 53 |
| H4, H19 | 12 |
| H5, H18 | -156 |
| H6, H17 | 32 |
| H7, H16 | 362 |
| H8, H15 | -210 |
| H9, H14 | -805 |
| H10, H13 | 951 |
| H11, H12 | 3876 |

Remarque – Les coefficients ont été cadrés par 2^{13} par rapport à la représentation indiquée dans le tableau 10/G.722.

5.2.1 Description du filtre miroir en quadrature d'émission



Remarque – XA et XB sont calculés en fonction des mêmes instants d'échantillonnage d'entrée à 16 kHz et leur sortie s'effectue à une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz.

FIGURE 17/G.722
Filtre miroir en quadrature d'émission

DELAYX

Entrée: x

Sortie: y

Remarque – L'indice (j) indique l'instant d'échantillonnage actuel à 16 kHz tandis que l'indice (j - 1) indique l'instant précédent.

Fonction: Bloc mémoire. Pour toute entrée x, la sortie est donnée par:

$$y(j) = x(j - 1)$$

ACCUMA

Entrées: XIN, XIN2, XIN4, ..., XIN22

Sortie: XA

Remarque 1 – H0, H2, ..., H22 sont obtenus à partir du tableau 11/G.722.

Remarque 2 – Les valeurs XIN, XIN2, ..., XIN22 et H0, H2, ..., H22 peuvent éventuellement être décalées avant multiplication. Le résultat XA doit être recadré en conséquence. En accomplissant ces opérations de décalage, les règles suivantes doivent être observées:

- 1) la précision de XIN, XIN2, ..., XIN22 et H0, H2, ..., H22 figurant dans le tableau 9/G.722 et le tableau 10/G.722 doit être conservée;
- 2) les produits partiels et le signal de sortie XA doivent être conservés avec une valeur d'au moins 2^{-23} ;
- 3) aucune saturation ne devra se produire dans le calcul de la fonction XA.

Remarque 3 – Aucun ordre de sommation n'est précisé lors du cumul des produits partiels.

Fonction: Multiplier les coefficients du filtre miroir en quadrature d'ordre pair par les signaux d'entrée affectés du retard correspondant, et cumuler ces produits.

$$XA = (XIN * H0) + (XIN2 * H2) + (XIN4 * H4) + \dots + (XIN22 * H22)$$

ACCUMB

Entrées: XIN1, XIN3, XIN5, ..., XIN23

Sortie: XB

Remarque 1 – H1, H3, ..., H23 sont obtenus à partir du tableau 11/G.722.

Remarque 2 – Les valeurs XIN1, XIN3, ..., XIN23 et H1, H3, ..., H23 peuvent éventuellement être décalées avant multiplication. Le résultat XB doit être recadré en conséquence. En accomplissant ces opérations de décalage, les règles suivantes doivent être observées:

- 1) la précision de XIN1, XIN3, ..., XIN23 et H1, H3, ..., H23 figurant dans le tableau 9/G.722 et le tableau 10/G.722 doit être conservée;
- 2) les produits partiels et le signal de sortie XB doivent être conservés avec une valeur d'au moins 2^{-23} ;
- 3) aucune saturation ne devra se produire dans le calcul de la fonction XB.

Remarque 3 – Aucun ordre de sommation n'est précisé lors du cumul des produits partiels.

Fonction: Multiplier les coefficients du filtre miroir en quadrature d'ordre impair par les signaux d'entrée affectés du retard correspondant, et cumuler ces produits.

$$HB = (XIN1 * H1) + (XIN3 * H3) + (XIN5 * H5) + \dots + (XIN23 * H23)$$

LOWT

Entrées: XA, XB

Sortie: XL

Fonction: Calculer le signal d'entrée de la sous-bande inférieure.

$$XL = (XA + XB) \gg (y - 15)$$

$$XL = \begin{cases} 16383, & \text{si } XL > 16383 \\ -16384, & \text{si } XL < -16384 \end{cases}$$

HIGHT

Entrées: XA, XB

Sortie: XH

Fonction: Calculer le signal d'entrée de la sous-bande inférieure.

$$XH = (XA - XB) \gg (y - 15)$$

$$XH = \begin{cases} 16383, & \text{si } XH > 16383 \\ -16384, & \text{si } XH < -16384 \end{cases}$$

5.2.2 Description du filtre miroir en quadrature de réception

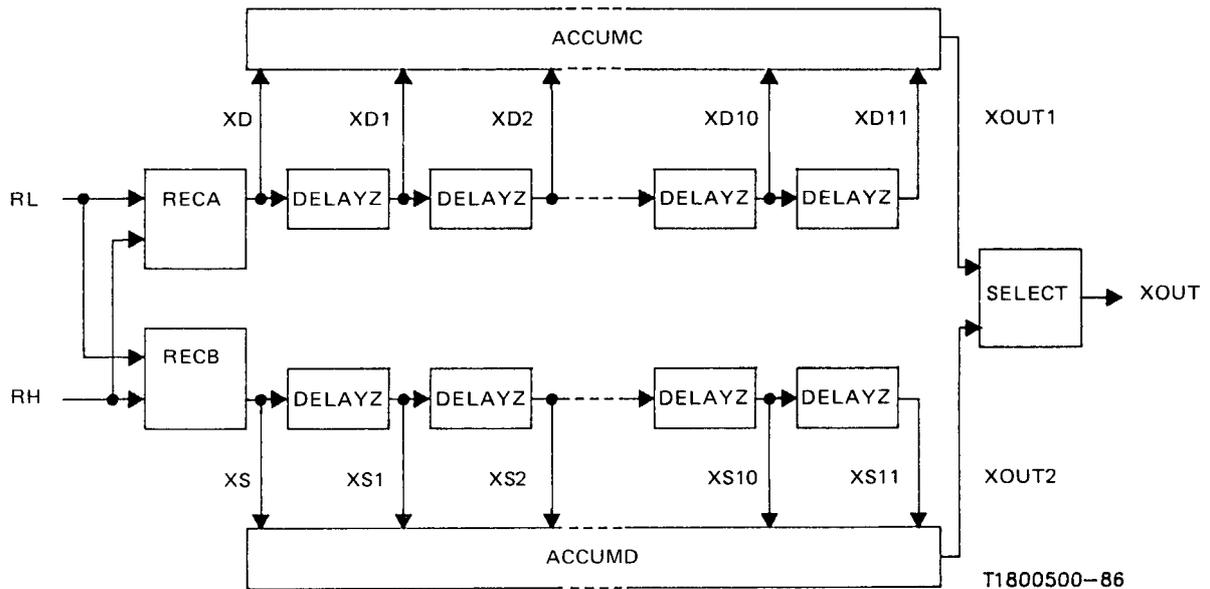


FIGURE 18/G.722
Filtre miroir en quadrature de réception

RECA

Entrées: RL, RH

Sortie: XD

Fonction: Calculer le signal d'entrée du filtre miroir en quadrature de réception.

$$XD = RL - RH$$

RECB

Entrées: RL, RH

Sortie: XS

Fonction: Calculer le signal d'entrée du filtre miroir en quadrature de réception.

$$XS = RL + RH$$

DELAYZ

Entrée: x

Sortie: y

Remarque – L'indice (n) indique l'instant actuel d'échantillonnage à 8 kHz, tandis que l'indice (n - 1) indique l'instant précédent.

Fonction: Bloc mémoire. Pour toute entrée x, la sortie est donnée par:

$$y(n) = x(n - 1)$$

ACCUMC

Entrées: XD, XD_i (i = 1 à 11)

Sortie: XOUT1

Remarque 1 – H₀, H₂, ..., H₂₂ sont obtenus à partir du tableau 11/G.722.

Remarque 2 – Les valeurs XD, XD₁, ..., XD₁₁ et H₀, H₂, ..., H₂₂ peuvent éventuellement être décalées avant multiplication. Le résultat WD doit être recadré en conséquence. En accomplissant ces opérations de décalage, les règles suivantes doivent être observées:

- 1) la précision de XD, XD₁, ..., XD₁₁ et H₀, H₂, ..., H₂₂ figurant dans le tableau 9/G.722 et le tableau 10/G.722 doit être conservée;
- 2) les produits partiels et le signal de sortie WD doivent être conservés avec une valeur d'au moins 2^{-23} ;
- 3) aucune saturation ne devra se produire dans le calcul de la fonction WD.

Remarque 3 – Aucun ordre de sommation n'est précisé lors du cumul des produits partiels.

Fonction: Multiplier les coefficients du filtre miroir en quadrature d'ordre pair par les signaux d'entrée affectés du retard correspondant, et cumuler ces produits.

$$WD = (XD * H_0) + (XD_1 * H_2) + (XD_2 * H_4) + \dots + (XD_{11} * H_{22})$$

$$XOUT1 = WD \gg (y - 16)$$

$$XOUT1 = \begin{cases} 16383, & \text{si } XOUT1 > 16383 \\ -16384, & \text{si } XOUT1 < -16384 \end{cases}$$

ACCUMD

Entrées: XS, XS_i (i = 1 à 11)

Sortie: XOUT2

Remarque 1 – H₁, H₃, ..., H₂₃ sont obtenus à partir du tableau 11/G.722.

Remarque 2 – Les valeurs XS, XS₁, ..., XS₁₁ et H₁, H₃, ..., H₂₃ peuvent éventuellement être décalées avant multiplication. Le résultat WD doit être recadré en conséquence. En accomplissant ces opérations de décalage, les règles suivantes doivent être observées:

- 1) la précision de XS, XS₁, ..., XS₁₁ et H₁, H₃, ..., H₂₃ figurant dans le tableau 9/G.722 et le tableau 10/G.722 doit être conservée;
- 2) les produits partiels et le signal de sortie WD doivent être conservés avec une valeur d'au moins 2^{-23} ;
- 3) aucune saturation ne devra se produire dans le calcul de la fonction WD.

Remarque 3 – Aucun ordre de sommation n'est précisé lors du cumul des produits partiels.

Fonction: Multiplier les coefficients du filtre miroir en quadrature d'ordre impair par les signaux d'entrée affectés du retard correspondant, et cumuler ces produits.

$$WD = (XS * H_1) + (XS_1 * H_3) + (XS_2 * H_5) + \dots + (XS_{11} * H_{23})$$

$$XOUT2 = WD \gg (y - 16)$$

$$XOUT2 = \begin{cases} 16383, & \text{si } XOUT2 > 16383 \\ -16384, & \text{si } XOUT2 < -16384 \end{cases}$$

SELECT

Entrées: XOUT1, XOUT2

Sortie: XOUT

Remarque – L'indice (j) indique l'instant actuel d'échantillonnage à 16 kHz, tandis que l'indice (j + 1) indique l'instant suivant. Par rapport à l'instant d'échantillonnage, XOUT1 est sélectionné en premier, suivi de XOUT2.

Fonction: Sélectionner en alternance l'un des signaux d'entrée échantillonnés à 8 kHz pour produire le signal de sortie échantillonné à 16 kHz.

$$XOUT(j) = XOUT1$$

$$XOUT(j + 1) = XOUT2$$

6 Détails du calcul pour les SB-MICDA de la sous-bande supérieure et de la sous-bande inférieure

6.1 Signaux d'entrée et de sortie

Le tableau 12/G.722 définit les signaux d'entrée et de sortie pour les codeurs SB-MICDA de la sous-bande supérieure et de la sous-bande inférieure, et pour les décodeurs. Le signal RS représente une fonction de réinitialisation qui force tous les éléments de la mémoire interne à une valeur spécifiée, afin que les codeurs ou les décodeurs puissent être dans un état connu. Le signal MODE représente une indication de mode. Les trois modes fondamentaux de fonctionnement sont décrits dans le tableau 1/G.722. L'identification des modes est effectuée dans chaque période d'échantillonnage à 8 kHz.

TABLEAU 12/G.722

Signaux d'entrée et de sortie

| Codeur sous-bande inférieure | | |
|--------------------------------|------|--|
| | Nom | Description |
| Entrée | XL | Signal d'entrée à 15 bits à quantification uniforme |
| Entrée | RS | Réinitialisation |
| Sortie | IL | Mot de code MICDA à 6 bits |
| Codeur sous-bande supérieure | | |
| | Nom | Description |
| Entrée | XH | Signal d'entrée à 15 bits à quantification uniforme |
| Entrée | RS | Réinitialisation |
| Sortie | IH | Mot de code MICDA à 2 bits |
| Décodeur sous-bande inférieure | | |
| | Nom | Description |
| Entrée | ILR | Mot de code reçu MICDA à 6 bits |
| Entrée | MODE | Identification du mode |
| Entrée | RS | Réinitialisation |
| Sortie | RL | Signal de sortie à 15 bits à quantification uniforme |
| Décodeur sous-bande supérieure | | |
| | Nom | Description |
| Entrée | IH | Mot de code MICDA à 2 bits |
| Entrée | RS | Réinitialisation |
| Sortie | RH | Signal de sortie à 15 bits à quantification uniforme |

6.2 Description des variables et caractéristiques détaillées des sous-blocs

Cette section contient une description détaillée de tous les blocs des figures 4/G.722, 5/G.722, 7/G.722 et 8/G.722 décrits dans les § 3 et 4. Les descriptions sont illustrées par les figures 19/G.722 à 31/G.722, et les variables internes de traitement sont données dans le tableau 13/G.722, les valeurs constantes dans les tableaux 14/G.722 et 15/G.722 et les tables des conversion dans les tableaux 16/G.722 à 21/G.722. Toutes les variables internes ont des longueurs de mot de 16 bits et elles sont représentées dans la notation en complément à 2. Les valeurs constantes avec une précision de 13 bits, telles qu'elles sont données dans les tableaux 14/G.722 et 15/G.722, sont utilisées dans les sous-blocs avec une représentation à 16 bits, étendant le signe aux trois premiers bits de plus fort poids. Une brève description fonctionnelle et les caractéristiques complètes sont données pour chaque sous-bloc.

Les notations utilisées dans les descriptions des blocs sont les suivantes:

- << n indique une opération arithmétique de décalage à gauche de n bits (remplissage de zéros);
- >> n indique une opération arithmétique de décalage à droite de n bits (extension de signe); si n est négatif, >> n signifie << $(-n)$;
- >>> n indique une opération logique de décalage à droite de n bits (remplissage de zéros);
- <<< n indique une opération logique de décalage à gauche de n bits (remplissage de zéros);
- & indique l'opération logique "et";
- + indique une addition arithmétique (le résultat est limité à +32767 en cas de dépassement de capacité positif et à - 32768 en cas de dépassement de capacité négatif);
- indique une soustraction arithmétique (le résultat est limité à +32767 en cas de dépassement de capacité positif et à - 32768 en cas de dépassement de capacité négatif);
- * indique la multiplication définie par l'opération arithmétique suivante:
 $A * B = (A \times B) \gg 15$;
- = = indique la condition "égal à";
- != indique la condition "non égal à";
- < indique la condition "inférieur à", telle que $x < y$; x est plus petit que y ;
- > indique la condition "plus grand que", telle que $x > y$; x est plus grand que y ;
- = indique la substitution de la variable de droite par la variable de gauche;
- | délimite les commentaires sur les équations.

TABLEAU 13/G.722

Variables de traitement internes

| MICDA sous-bande inférieure | | |
|-----------------------------|-----------------------------|--|
| Nom | Représentation binaire | Description |
| AL1*, AL2* | S, 0, -1, -2,..., -13, -14 | Coefficients retardés de la partie réursive du second ordre |
| APL1, APL2 | S, 0, -1, -2,..., -13, -14 | Coefficients de la partie réursive du second ordre |
| BL1*, ..., BL6* | S, 0, -1, -2,..., -13, -14 | Coefficients retardés de la partie transverse du sixième ordre |
| BPL1, ..., BPL6 | S, 0, -1, -2,..., -13, -14 | Coefficients de la partie transverse du sixième ordre |
| DEPL | S, -4, -5, -6,..., -17, -18 | Facteur d'échelle de quantification |
| DETL* | S, -4, -5, -6,..., -17, -18 | Facteur d'échelle de quantification retardé |
| DLT | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de différence quantifié pour le prédicteur adaptatif avec retard 0 |
| DLT1*, ..., DLT6* | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de différence quantifié pour le prédicteur adaptatif avec retards 1 à 6 |
| DL | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de différence quantifié pour la sortie du décodeur |
| EL | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de différence |
| NBL* | S, 3, 2, 1, 0,..., -10, -11 | Facteur d'échelle logarithmique retardé du quantificateur |
| NBPL | S, 3, 2, 1, 0,..., -10, -11 | Facteur d'échelle logarithmique du quantificateur |
| PLT | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal partiellement reconstitué avec retard 0 |
| PLT1*, PLT2* | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal partiellement reconstitué avec retards 1 et 2 |
| YL | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de sortie reconstitué |
| RLT | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal reconstitué pour le prédicteur adaptatif avec retard 0 |
| RLT1*, RLT2* | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal reconstitué pour le prédicteur adaptatif avec retards 1 et 2 |
| SL | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Valeur de sortie du prédicteur |
| SPL | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de sortie de la partie réursive |
| SZL | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de sortie de la partie transverse |
| AH1*, AH2* | S, 0, -1, -2,..., -13, -14 | Coefficients retardés de la partie réursive du second ordre |
| APH1, APH2* | S, 0, -1, -2,..., -13, -14 | Coefficients de la partie réursive du second ordre |
| BH1*, ..., BH6* | S, 0, -1, -2,..., -13, -14 | Coefficients retardés de la partie transverse du sixième ordre |
| BPH1, ..., BPH6 | S, 0, -1, -2,..., -13, -14 | Coefficients de la partie transverse du sixième ordre |
| DEPH | S, -4, -5, -6,..., -17, -18 | Facteur d'échelle du quantificateur |
| DETH* | S, -4, -5, -6,..., -17, -18 | Facteur d'échelle retardé du quantificateur |
| DH | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de différence quantifié avec retard 0 |
| DH1*, ..., DH6* | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de différence quantifié avec retards 1 à 6 |
| EH | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de différence |
| NBH | S, 3, 2, 1, 0,..., -10, -11 | Facteur d'échelle logarithmique retardé du quantificateur |
| NBPH | S, 3, 2, 1, 0,..., -10, -11 | Facteur d'échelle logarithmique du quantificateur |
| PH | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal partiellement reconstitué avec retard 0 |
| PH1*, PH2* | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal partiellement reconstitué avec retards 1 et 2 |
| YH | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de sortie reconstitué quantifié avec retard 0 |
| RH1*, RH2* | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal reconstitué quantifié avec retards 1 et 2 |
| SH | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Valeur de sortie du prédicteur |
| SPH | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de sortie de la partie réursive |
| SZH | S, -1, -2, -3,..., -14, -15 | Signal de sortie de la partie transverse |

Remarque – * indique les variables qui doivent être initialisées lorsqu'on applique une condition de réinitialisation.

TABLEAU 14/G/722

Niveaux de décision du quantificateur et valeurs de sortie

| Représentation des constantes du quantificateur | | |
|---|-----------------------------|---|
| Nom | Représentation binaire | Description |
| Qi | S, 2, 1, 0, -1, ..., -8, -9 | Niveau de décision du quantificateur |
| QQi | S, 2, 1, 0, -1, ..., -8, -9 | Sortie du quantificateur inverse |
| WL, WH | S, 0, -1, -2, ..., -10, -11 | Multiplicateur logarithmique du facteur d'échelle |

| Quantificateur de sous-bande inférieure | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| Adresse | Q6 | QQ6 | QQ5 | QQ4 | WL |
| 0 | | | | 0 | -60 |
| 1 | 35 | 17 | 35 | 150 | -30 |
| 2 | 72 | 54 | 110 | 323 | 58 |
| 3 | 110 | 91 | 190 | 530 | 172 |
| 4 | 150 | 130 | 276 | 786 | 334 |
| 5 | 190 | 170 | 370 | 1121 | 538 |
| 6 | 233 | 211 | 473 | 1612 | 1198 |
| 7 | 276 | 254 | 587 | 2557 | 3042 |
| 8 | 323 | 300 | 714 | | |
| 9 | 370 | 347 | 858 | | |
| 10 | 422 | 396 | 1023 | | |
| 11 | 473 | 447 | 1219 | | |
| 12 | 530 | 501 | 1458 | | |
| 13 | 587 | 558 | 1765 | | |
| 14 | 650 | 618 | 2195 | | |
| 15 | 714 | 682 | 2919 | | |
| 16 | 786 | 750 | | | |
| 17 | 858 | 822 | | | |
| 18 | 940 | 899 | | | |
| 19 | 1023 | 982 | | | |
| 20 | 1121 | 1072 | | | |
| 21 | 1219 | 1170 | | | |
| 22 | 1339 | 1279 | | | |
| 23 | 1458 | 1399 | | | |
| 24 | 1612 | 1535 | | | |
| 25 | 1765 | 1689 | | | |
| 26 | 1980 | 1873 | | | |
| 27 | 2195 | 2088 | | | |
| 28 | 2557 | 2376 | | | |
| 29 | 2919 | 2738 | | | |
| 30 | | 3101 | | | |

| Quantificateur de sous-bande supérieure | | | |
|---|-----|-----|------|
| Adresse | Q2 | QQ2 | WH |
| 1 | 564 | 202 | -214 |
| 2 | | 926 | 798 |

TABLEAU 15/G.722

Table de conversion log-linéaire

| Constantes de tables de conversion | | | | | | | | | |
|------------------------------------|--|------------------------------|-----|-----|-----|--------------------------------------|-----|-----|-----|
| Nom | | Représentation binaire | | | | Description | | | |
| ILA | | S, -5, -6, -7, ..., -15, -16 | | | | Constantes de la table à 353 entrées | | | |
| ILB | | S, 0, -1, -2, ..., -15, -16 | | | | Constantes de la table à 32 entrées | | | |
| ILA | | | | | | | | | |
| j | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| i | | | | | | | | | |
| 0 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 16 | | 1 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| 24 | | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| 32 | | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 |
| 40 | | 3 | 3 | 3 | 4 | 4 | 4 | 4 | 4 |
| 48 | | 4 | 4 | 4 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 |
| 56 | | 5 | 5 | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 |
| 64 | | 7 | 7 | 7 | 7 | 7 | 7 | 8 | 8 |
| 72 | | 8 | 8 | 8 | 9 | 9 | 9 | 9 | 10 |
| 80 | | 10 | 10 | 10 | 11 | 11 | 11 | 11 | 12 |
| 88 | | 12 | 12 | 13 | 13 | 13 | 13 | 14 | 14 |
| 96 | | 15 | 15 | 15 | 16 | 16 | 16 | 17 | 17 |
| 104 | | 18 | 18 | 18 | 19 | 19 | 20 | 20 | 21 |
| 112 | | 21 | 22 | 22 | 23 | 23 | 24 | 24 | 25 |
| 120 | | 25 | 26 | 27 | 27 | 28 | 28 | 29 | 30 |
| 128 | | 31 | 31 | 32 | 33 | 33 | 34 | 35 | 36 |
| 136 | | 37 | 37 | 38 | 39 | 40 | 41 | 42 | 43 |
| 144 | | 44 | 45 | 46 | 47 | 48 | 49 | 50 | 51 |
| 152 | | 52 | 54 | 55 | 56 | 57 | 58 | 60 | 61 |
| 160 | | 63 | 64 | 65 | 67 | 68 | 70 | 71 | 73 |
| 168 | | 75 | 76 | 78 | 80 | 82 | 83 | 85 | 87 |
| 176 | | 89 | 91 | 93 | 95 | 97 | 99 | 102 | 104 |
| 184 | | 106 | 109 | 111 | 113 | 116 | 118 | 121 | 124 |
| 192 | | 127 | 129 | 132 | 135 | 138 | 141 | 144 | 147 |
| 200 | | 151 | 154 | 157 | 161 | 165 | 168 | 172 | 176 |
| 208 | | 180 | 184 | 188 | 192 | 196 | 200 | 205 | 209 |
| 216 | | 214 | 219 | 223 | 228 | 233 | 238 | 244 | 249 |
| 224 | | 255 | 260 | 266 | 272 | 278 | 284 | 290 | 296 |
| 232 | | 303 | 310 | 316 | 323 | 331 | 338 | 345 | 353 |
| 240 | | 361 | 369 | 377 | 385 | 393 | 402 | 411 | 420 |
| 248 | | 429 | 439 | 448 | 458 | 468 | 478 | 489 | 500 |
| 256 | | 511 | 522 | 533 | 545 | 557 | 569 | 582 | 594 |
| 264 | | 607 | 621 | 634 | 648 | 663 | 677 | 692 | 707 |
| 272 | | 723 | 739 | 755 | 771 | 788 | 806 | 823 | 841 |

TABLEAU 15/G.722 (Suite)

| ILA | | | | | | | | |
|-----|------|------|------|------|------|------|------|------|
| j | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| i | | | | | | | | |
| 280 | 860 | 879 | 898 | 918 | 938 | 958 | 979 | 1001 |
| 288 | 1023 | 1045 | 1068 | 1092 | 1115 | 1140 | 1165 | 1190 |
| 296 | 1216 | 1243 | 1270 | 1298 | 1327 | 1356 | 1386 | 1416 |
| 304 | 1447 | 1479 | 1511 | 1544 | 1578 | 1613 | 1648 | 1684 |
| 312 | 1721 | 1759 | 1797 | 1837 | 1877 | 1918 | 1960 | 2003 |
| 320 | 2047 | 2092 | 2138 | 2185 | 2232 | 2281 | 2331 | 2382 |
| 328 | 2434 | 2488 | 2542 | 2598 | 2655 | 2713 | 2773 | 2833 |
| 336 | 2895 | 2959 | 3024 | 3090 | 3157 | 3227 | 3297 | 3370 |
| 344 | 3443 | 3519 | 3596 | 3675 | 3755 | 3837 | 3921 | 4007 |
| 352 | 4095 | | | | | | | |

| ILB | | | | | | | | |
|-----|------|------|------|------|------|------|------|------|
| j | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| i | | | | | | | | |
| 0 | 2048 | 2093 | 2139 | 2186 | 2233 | 2282 | 2332 | 2383 |
| 8 | 2435 | 2489 | 2543 | 2599 | 2656 | 2714 | 2774 | 2834 |
| 16 | 2896 | 2960 | 3025 | 3091 | 3158 | 3228 | 3298 | 3371 |
| 24 | 3444 | 3520 | 3597 | 3676 | 3756 | 3838 | 3922 | 4008 |

Remarque 1 – On obtient une adresse de table en additionnant i et j.

Remarque 2 – On peut utiliser une table soit à 353 entrées, soit à 32 entrées selon la méthode de conversion log-linéaire choisie: Méthode 1 ou Méthode 2 (voir les § 6.2.1.3 et 6.2.2.3).

TABLEAU 16/G.722

Conversion des intervalles de quantification en mots de code de sortie à 6 bits

| SIL | MIL | IL | SIL | MIL | IL |
|-----|-----|--------|-----|-----|--------|
| -1 | 30 | 000100 | 0 | 1 | 111101 |
| -1 | 29 | 000101 | 0 | 2 | 111100 |
| -1 | 28 | 000110 | 0 | 3 | 111011 |
| -1 | 27 | 000111 | 0 | 4 | 111010 |
| -1 | 26 | 001000 | 0 | 5 | 111001 |
| -1 | 25 | 001001 | 0 | 6 | 111000 |
| -1 | 24 | 001010 | 0 | 7 | 110111 |
| -1 | 23 | 001011 | 0 | 8 | 110110 |
| -1 | 22 | 001100 | 0 | 9 | 110101 |
| -1 | 21 | 001101 | 0 | 10 | 110100 |
| -1 | 20 | 001110 | 0 | 11 | 110011 |
| -1 | 19 | 001111 | 0 | 12 | 110010 |
| -1 | 18 | 010000 | 0 | 13 | 110001 |
| -1 | 17 | 010001 | 0 | 14 | 110000 |
| -1 | 16 | 010010 | 0 | 15 | 101111 |
| -1 | 15 | 010011 | 0 | 16 | 101110 |
| -1 | 14 | 010100 | 0 | 17 | 101101 |
| -1 | 13 | 010101 | 0 | 18 | 101100 |
| -1 | 12 | 010110 | 0 | 19 | 101011 |
| -1 | 11 | 010111 | 0 | 20 | 101010 |
| -1 | 10 | 011000 | 0 | 21 | 101001 |
| -1 | 9 | 011001 | 0 | 22 | 101000 |
| -1 | 8 | 011010 | 0 | 23 | 100111 |
| -1 | 7 | 011011 | 0 | 24 | 100110 |
| -1 | 6 | 011100 | 0 | 25 | 100101 |
| -1 | 5 | 011101 | 0 | 26 | 100100 |
| -1 | 4 | 011110 | 0 | 27 | 100011 |
| -1 | 3 | 011111 | 0 | 28 | 100010 |
| -1 | 2 | 111110 | 0 | 29 | 100001 |
| -1 | 1 | 111111 | 0 | 30 | 100000 |

TABLEAU 17/G.722

Conversion des mots de code à 4 bits en intervalles de quantification

| RIL | SIL | IL4 |
|------|-----|-----|
| 0000 | 0 | 0 |
| 0001 | -1 | 7 |
| 0010 | -1 | 6 |
| 0011 | -1 | 5 |
| 0100 | -1 | 4 |
| 0101 | -1 | 3 |
| 0110 | -1 | 2 |
| 0111 | -1 | 1 |
| 1111 | 0 | 0 |
| 1110 | 0 | 1 |
| 1101 | 0 | 2 |
| 1100 | 0 | 3 |
| 1011 | 0 | 4 |
| 1010 | 0 | 5 |
| 1001 | 0 | 6 |
| 1000 | 0 | 7 |

Remarque – Il est possible que, par suite d'erreurs de transmission, le décodeur reçoive le mot de code 0000.

TABLEAU 18/G.722

Conversion des mots de code à 6 bits en intervalles de quantification

| RIL | SIL | IL6 | RIL | SIL | IL6 |
|--------|-----|-----|--------|-----|-----|
| 000000 | -1 | 1 | 111110 | -1 | 2 |
| 000001 | -1 | 1 | 111111 | -1 | 1 |
| 000010 | -1 | 1 | 111101 | 0 | 1 |
| 000011 | -1 | 1 | 111100 | 0 | 2 |
| 000100 | -1 | 30 | 111011 | 0 | 3 |
| 000101 | -1 | 29 | 111010 | 0 | 4 |
| 000110 | -1 | 28 | 111001 | 0 | 5 |
| 000111 | -1 | 27 | 111000 | 0 | 6 |
| 001000 | -1 | 26 | 110111 | 0 | 7 |
| 001001 | -1 | 25 | 110110 | 0 | 8 |
| 001010 | -1 | 24 | 110101 | 0 | 9 |
| 001011 | -1 | 23 | 110100 | 0 | 10 |
| 001100 | -1 | 22 | 110011 | 0 | 11 |
| 001101 | -1 | 21 | 110010 | 0 | 12 |
| 001110 | -1 | 20 | 110001 | 0 | 13 |
| 001111 | -1 | 19 | 110000 | 0 | 14 |
| 010000 | -1 | 18 | 101111 | 0 | 15 |
| 010001 | -1 | 17 | 101110 | 0 | 16 |
| 010010 | -1 | 16 | 101101 | 0 | 17 |
| 010011 | -1 | 15 | 101100 | 0 | 18 |
| 010100 | -1 | 14 | 101011 | 0 | 19 |
| 010101 | -1 | 13 | 101010 | 0 | 20 |
| 010110 | -1 | 12 | 101001 | 0 | 21 |
| 010111 | -1 | 11 | 101000 | 0 | 22 |
| 011000 | -1 | 10 | 100111 | 0 | 23 |
| 011001 | -1 | 9 | 100110 | 0 | 24 |
| 011010 | -1 | 8 | 100101 | 0 | 25 |
| 011011 | -1 | 7 | 100100 | 0 | 26 |
| 011100 | -1 | 6 | 100011 | 0 | 27 |
| 011101 | -1 | 5 | 100010 | 0 | 28 |
| 011110 | -1 | 4 | 100001 | 0 | 29 |
| 011111 | -1 | 3 | 100000 | 0 | 30 |

Remarque – Il est possible que, par suite d'erreurs de transmission, le décodeur reçoive les mots de code 000000, 000001, 000010 et 000011.

TABLEAU 19/G.722

Conversion des mots de code à 5 bits en intervalles de quantification

| RIL | SIL | IL5 | RIL | SIL | IL5 |
|--------|-----|-----|-------|-----|-----|
| 000000 | -1 | 1 | 11111 | -1 | 1 |
| 000001 | -1 | 1 | 11110 | 0 | 1 |
| 000010 | -1 | 15 | 11101 | 0 | 2 |
| 000011 | -1 | 14 | 11100 | 0 | 3 |
| 000100 | -1 | 13 | 11011 | 0 | 4 |
| 000101 | -1 | 12 | 11010 | 0 | 5 |
| 000110 | -1 | 11 | 11001 | 0 | 6 |
| 000111 | -1 | 10 | 11000 | 0 | 7 |
| 001000 | -1 | 9 | 10111 | 0 | 8 |
| 001001 | -1 | 8 | 10110 | 0 | 9 |
| 001010 | -1 | 7 | 10101 | 0 | 10 |
| 001011 | -1 | 6 | 10100 | 0 | 11 |
| 001100 | -1 | 5 | 10011 | 0 | 12 |
| 001101 | -1 | 4 | 10010 | 0 | 13 |
| 001110 | -1 | 3 | 10001 | 0 | 14 |
| 001111 | -1 | 2 | 10000 | 0 | 15 |

Remarque – Il est possible que, par suite d'erreurs de transmission, le décodeur reçoive les mots de code 00000 et 00001.

TABLEAU 20/G.722

Conversion des intervalles de quantification en mots de code à 2 bits

| SIH | MIH | IH |
|-----|-----|----|
| -1 | 2 | 00 |
| -1 | 2 | 01 |
| 0 | 1 | 11 |
| 0 | 2 | 10 |

TABLEAU 21/G.722

Conversion des intervalles de code à 2 bits en intervalles de quantification

| IH | SIH | IH2 |
|----|-----|-----|
| 00 | -1 | 2 |
| 01 | -1 | 1 |
| 11 | 0 | 1 |
| 10 | 0 | 2 |

6.2.1 Description du SB-MICDA de la sous-bande inférieure

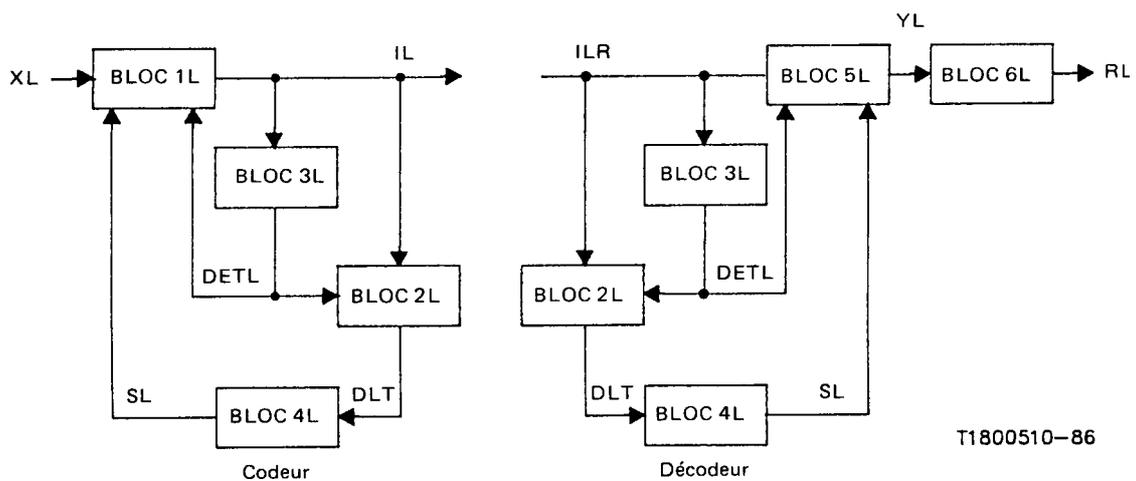


FIGURE 19/G.722

Codeur et décodeur SB-MICDA de la sous-bande inférieure

6.2.1.1 Calcul et quantification du signal de différence dans la sous-bande inférieure (BLOC 1L)

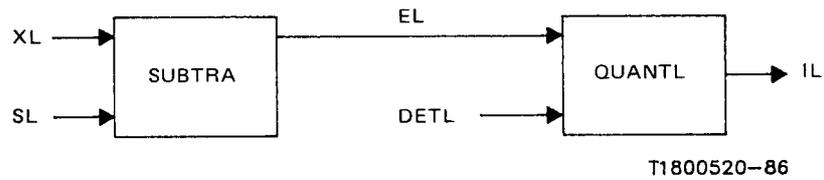


FIGURE 20/G.722
Calcul et quantification du signal de différence
dans la sous-bande inférieure

SUBTRA

Entrées: XL, SL

Sortie: EL

Fonction: Calcul du signal de différence en soustrayant la valeur de prédiction du signal d'entrée.

$$EL = XL - SL$$

QUANTL

Entrées: EL, DELT

Sortie: IL

Remarque 1 – Si WD tombe exactement sur un niveau de décision supérieur, LDU, on utilise la valeur MIL adjacente supérieure.

Remarque 2 – Lorsque les deux niveaux de décision inférieur et supérieur, LDL et LDU, sont égaux, la valeur de MIL correspondante est exclue des valeurs à choisir.

Fonction: Quantifier le signal de différence dans la sous-bande inférieure.

$$SIL = EL \gg 15 \quad \left| \begin{array}{l} \text{Signe de EL} \\ \text{Amplitude de EL} \\ \text{(Amplitude de EL)} - 1 \end{array} \right.$$

$$WD = \begin{cases} EL, & \text{si } SIL = 0 \\ 32767 - EL \& 32767, & \text{si } SIL = -1 \end{cases}$$

Niveaux de décision du quantificateur et valeurs correspondantes de MIL:

| WD | | MIL |
|-------------------------------------|-------------------------------------|-----|
| Niveau inférieur de décision LDL | Niveau supérieur de décision LDU | |
| 0 | (Q6 (1) << 3) * DETL | 1 |
| (Q6 (1) << 3) * DETL | (Q6 (2) << 3) * DETL | 2 |
| (Q6 (2) << 3) * DETL | (Q6 (3) << 3) * DETL | 3 |
| (Q6 (3) << 3) * DETL | (Q6 (4) << 3) * DETL | 4 |
| (Q6 (4) << 3) * DETL | (Q6 (5) << 3) * DETL | 5 |
| ⋮ | ⋮ | ⋮ |
| ⋮ | ⋮ | ⋮ |
| (Q6 (26) << 3) * DETL | (Q6 (27) << 3) * DETL | 27 |
| (Q6 (27) << 3) * DETL | (Q6 (28) << 3) * DETL | 28 |
| (Q6 (28) << 3) * DETL | (Q6 (29) << 3) * DETL | 29 |
| autrement | | 30 |

Q6 est tiré du tableau 14/G.722

IL est tiré du tableau 16/G.722, en utilisant SIL et MIL.

6.2.1.2 Quantification inverse du signal de différence dans la sous-bande inférieure (BLOC 2L)

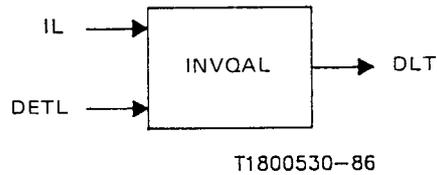


FIGURE 21/G.722

Quantification inverse du signal de différence dans la sous-bande inférieure

INVQAL

Entrées: IL (ILR dans le décodeur), DETL

Sortie: DLT

Fonction: Calcul du signal de différence quantifié pour le prédicteur adaptatif dans la sous-bande inférieure.

$RIL = IL \ggg 2$ | Suppression des deux bits de plus faible poids

SIL et IL4 sont obtenus à partir du tableau 17/G.722, en utilisant RIL. Utiliser IL4 comme adresse pour QQ4 dans le tableau 14/G.722 | Etablir le signe de DLT

$WD1 = QQ4(IL4) \ll 3$

$WD2 = \begin{cases} WD1, & \text{si } SIL = 0 \\ -WD1, & \text{si } SIL = -1 \end{cases}$ | Cadrage de la constante lue dans la table
| Mettre le signe

$DLT = DETL * WD2$

6.2.1.3 Adaptation du facteur d'échelle du quantificateur dans la sous-bande inférieure (BLOC 3L)

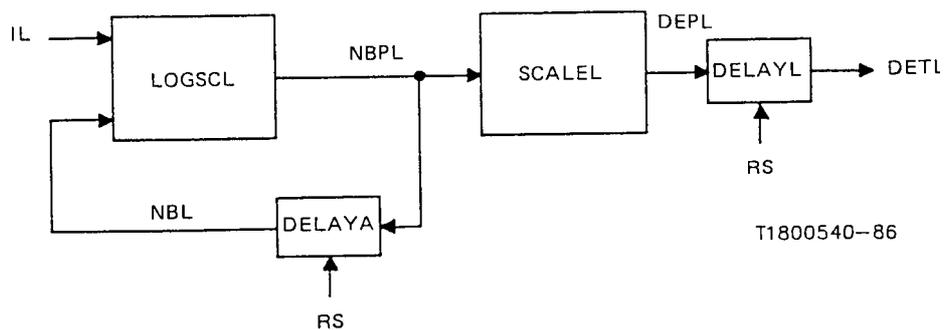


FIGURE 22/G.722

Adaptation du facteur d'échelle du quantificateur dans la sous-bande inférieure

LOGSCL

Entrées: IL (ILR dans le décodeur), NBL

Sortie: NBPL

Fonction: Actualisation du facteur d'échelle logarithmique du quantificateur dans la sous-bande inférieure.

RIL = IL >>> 2 | Supprimer les 2 bits de plus faible poids

IL4 est obtenu à partir du tableau 17/G.722
en utilisant RIL. Utiliser IL4 comme
adresse pour WL dans le tableau 14/G.722

WD = NBL * 32512

NBPL = WD + WL(IL4)

| Coefficient de perte 127/128

| Ajouter la constante de
multiplication au facteur d'échelle

$$NBPL = \begin{cases} 0, & \text{si } NBPL < 0 \\ 18432, & \text{si } NBPL > 18432 \end{cases} \begin{array}{l} | \text{ Limite inférieure } 0 \\ | \text{ Limite supérieure } 9 \end{array}$$

DELAYA

Entrées: x, RS

Sortie: y

Fonction: Bloc mémoire. Pour toute entrée x, la sortie est donnée par

$$y(n) = \begin{cases} x(n-1), & \text{si } RS = 0 \\ 0, & \text{si } RS = 1 \end{cases} \begin{array}{l} | \\ | \text{ Remettre à zéro} \end{array}$$

SCALEL

Entrée: NBPL

Sortie: DEPL

Remarque – On utilise soit la méthode 1, soit la méthode 2.

Fonction: Calcul du facteur d'échelle du quantificateur dans la sous-bande inférieure.

Méthode 1 (en utilisant la table à 353 entrées)

WD1 = (NBPL >> 6) & 511

WD2 = WD1 + 64

Utiliser WD2 comme adresse pour ILA
dans le tableau 15/G.722

DEPL = (ILA(WD2) + 1) << 2

| Calculer l'adresse de table pour ILA

|

|

| Cadrage par décalage de 2 bits |

méthode 2 (en utilisant une table à 32 entrées)

WD1 = (NBPL >> 6) & 31

WD2 = NBPL >> 11

Utiliser WD1 comme adresse pour ILB dans
le tableau 15/G.722

WD3 = ILB(WD1 >> (8 - WD2))

DEPL = WD3 < 2

| Partie fractionnaire de NBPL

| Partie entière de NBPL

|

| Multiplication avec la partie
entière par décalage

| Cadrage par décalage
de 2 bits

DELAYL

Entrées: x, RS

Sortie: y

Fonction: Bloc mémoire. Pour l'entrée x, la sortie est donnée par

$$y(n) = \begin{cases} x(n-1), & \text{si RS} = 0 \\ 32, & \text{si RS} = 1 \end{cases} \quad \left| \begin{array}{l} \\ \text{Remettre à la valeur minimale} \end{array} \right.$$

6.2.1.4 Prédicteur adaptatif et calcul du signal reconstitué dans la sous-bande inférieure (BLOC 4L)

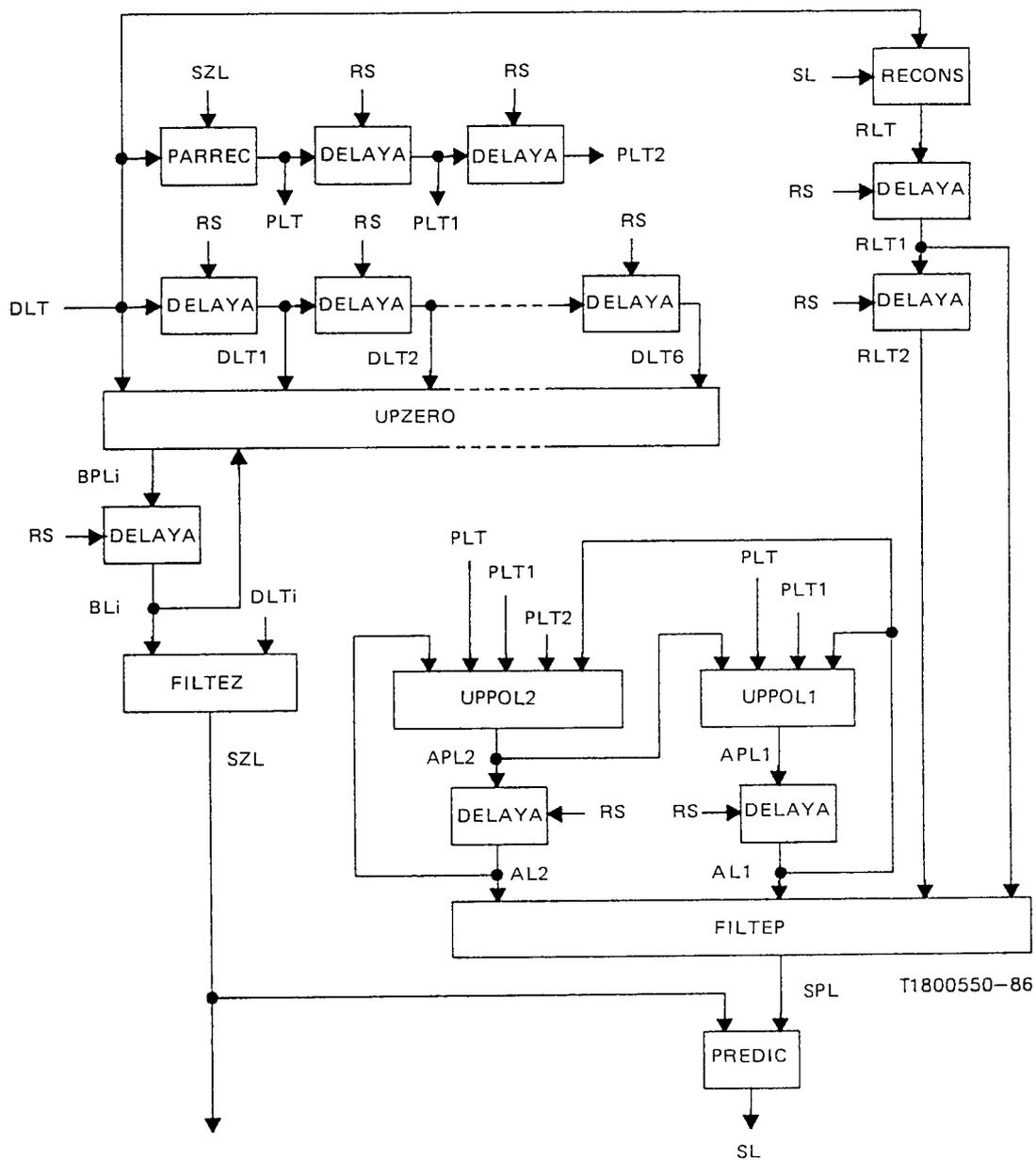


FIGURE 23/G.722

Prédicteur adaptatif et calcul du signal reconstitué dans la sous-bande inférieure

DELAYA

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.3.

PARREC

Entrées: DLT, SZL

Sortie: PLT

Fonction: Calcul du signal partiellement reconstitué.

$PLT = DLT + SZL$

RECONS

Entrées: SL, DLT

Sortie: RLT

Fonction: Calcul du signal reconstitué pour le prédicteur adaptatif.

$RLT = SL + DLT$

UPZERO

Entrées: DLT, $DLTi$ ($i = 1$ à 6), BLi ($i = 1$ à 6)

Sortie: $BPLi$ ($i = 1$ à 6)

Fonction: Actualisation des coefficients de la partie transverse du prédicteur de sixième ordre.

$$WD1 = \begin{cases} 0, & \text{si } DLT = 0 \\ 128, & \text{si } DLT \neq 0 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{ Gain nul} \\ | \\ | \text{ Gain de } 1/128 \\ | \\ | \text{ Signe de } DLT \end{array}$$
$$SG0 = DLTi \gg 15$$

Répéter les calculs suivants pour $i = 1$ à 6 :

$$SGi = DLTi \gg 15$$
$$WD2 = \begin{cases} WD1, & \text{si } SG0 = SGi \\ -WD1, & \text{si } SG0 \neq SGi \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{ Signe de } DLTi \\ | \\ | \text{ Mettre un signe à } WD1 \\ | \\ | \text{ Coefficient de perte } 255/256 \\ | \text{ Actualisation des coefficients} \\ | \text{ de la partie transverse} \end{array}$$
$$WD3 = BLi * 32640$$
$$BPLi = WD2 + WD3$$

UPPOL2

Entrées: AL_i ($i = 1$ et 2), PLT , PL_i ($i = 1$ et 2)

Sortie: $APL2$

Fonction: Actualisation du second coefficient du prédicteur (partie récursive).

| | | |
|---------------------|--|------------------------------|
| $SG0 = PLT \gg 15$ | | Signe de PLT |
| $SG1 = PLT1 \gg 15$ | | Signe de $PLT1$ |
| $SG2 = PLT2 \gg 15$ | | Signe de $PLT2$ |
| $WD1 = AL1 + AL1$ | | Calculer $f(AL1)$ |
| $WD1 = WD1 + WD1$ | | [équation (3 - 34) du 3.6.3] |

| | | |
|---|--|------------------------------------|
| $WD2 = \begin{cases} 0 - WD1, & \text{si } SG0 = SG1 \\ WD1, & \text{si } SG0 \neq SG1 \end{cases}$ | | Mettre le signe correct à $f(AL1)$ |
|---|--|------------------------------------|

| | | |
|-------------------|--|--------------|
| $WD2 = WD2 \gg 7$ | | Gain $1/128$ |
|-------------------|--|--------------|

| | | |
|--|--|--|
| $WD3 = \begin{cases} 128, & \text{si } SG0 = SG2 \\ -128, & \text{si } SG0 \neq SG2 \end{cases}$ | | Mettre le signe à la constante $1/128$ |
|--|--|--|

| | | |
|---------------------|--|---|
| $WD4 = WD2 + WD3$ | | Calculer le facteur de gain |
| $WD5 = AL2 * 32512$ | | Coefficient de perte $127/128$ |
| $APL2 = WD4 + WD5$ | | Actualiser le second coefficient de la partie récursive |

| | | |
|---|--|------------------------------|
| $APL2 = \begin{cases} 12288, & \text{si } APL2 > 12288 \\ -12288, & \text{si } APL2 < -12288 \end{cases}$ | | Limite supérieure de $+0,75$ |
| | | Limite inférieure de $-0,75$ |

| | |
|---|--|
| $APL2 = \begin{cases} 12288, & \text{si } APL2 > 12288 \\ -12288, & \text{si } APL2 < -12288 \end{cases}$ | |
|---|--|

UPPOL1

Entrées: AL1, APL2, PLT, PLT1

Sortie: APL1

Fonction: Actualisation du premier coefficient du prédicteur (partie récursive).

SG0 = PLT >> 15 | Signe de PLT

SG1 = PLT1 >> 15 | Signe de PLT1

$$WD1 = \begin{cases} 192, & \text{si } SG0 = SG1 \\ -192, & \text{si } SG0 \neq SG1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \\ | \\ | \text{ Gain } 3/256 \\ | \end{array}$$

WD2 = AL1 * 32640 | Coefficient de perte 255/256

APL1 = WD1 + WD2 | Actualisation du premier coefficient
| partie récursive

WD3 = 15360 - APL2 | Calculer $(1 - 2^{-4} - APL2)$

$$APL1 = \begin{cases} WD3, & \text{si } APL1 > WD3 \\ -WD3, & \text{si } APL1 < -WD3 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{ Limite supérieure de } APL1 \\ | \\ | \text{ Limite inférieure de } APL1 \end{array}$$

FILTEZ

Entrées: DLT_i (i = 1 à 6), BL_i (i = 1 à 6)

Sortie: SZL

Fonction: Calcul du signal de sortie du prédicteur (partie transverse)

WD1 = DLT1 + DLT1 | Calculer les termes partiels

WD1 = BL1 * WD1 | de la partie transverse

WD2 = DLT2 + DLT2 |

WD2 = BL2 * WD2 |

: : :

: : :

: : :

WD6 = DLT6 + DLT6 |

WD6 = BL6 * WD6 |

SZL = (((WD6 = WD5) + WD4) + WD3) + WD2) + WD1 | Additionner les termes partiels
| de la partie transverse

FILTEP

Entrées: RLT_i ($i = 1$ et 2), AL_i ($i = 1$ et 2)

Sortie: SPL

Fonction: Calcul du signal de sortie du prédicteur (partie récursive).

| | |
|---------------------|---------------------------------|
| $WD1 = RLT1 + RLT1$ | Calculer les termes partiels |
| $WD1 = AL1 * WD1$ | de la partie récursive |
| $WD2 = RLT2 + RLT2$ | Additionner les termes partiels |
| $WD2 = AL2 * WD2$ | de la partie récursive |
| $SPL = WD1 + WD2$ | |

PREDIC

Entrées: SPL, SZL

Sortie: SL

Fonction: Calculer la valeur de sortie du prédicteur.

$SL = SPL + SZL$

6.2.1.5 Calcul du signal reconstitué pour la sortie du décodeur dans la sous-bande inférieure (BLOC 5L)

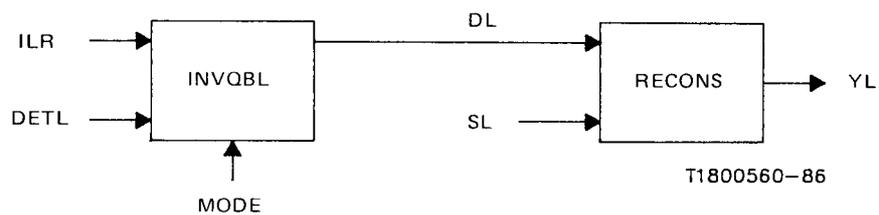


FIGURE 24/G.722

**Calcul du signal reconstitué pour la sortie du décodeur
dans la sous-bande inférieure**

INVQBL

Entrées: ILR, DETL, MODE

Sortie: DL

Remarque – DL peut être remplacé par le signal de sortie (DLT) du sous-bloc INVQAL dans le cas du mode 3.

Fonction: Calcul du signal de différence quantifié pour la sortie du décodeur dans la sous-bande inférieure.

| | | | |
|--|---|---------------|---|
| $RIL = ILR$ | | | Mot de code à 6 bits |
| $SIL \text{ et } IL6 \text{ sont obtenus à partir du tableau 18 / G.722, en utilisant RIL.}$ | } | - si MODE = 1 | |
| $\text{Utiliser IL6 comme une adresse pour QQ6 dans le tableau 14 / G.722}$ | | | |
| $WD1 = QQ6(IL6) \ll 3$ | | | Cadrage de la constante lue dans la table |
| $RIL = IRL \ggg 1$ | | | Mot de code à 5 bits |
| $SIL \text{ et } IL5 \text{ sont obtenus à partir du tableau 19 / G.722, en utilisant RIL.}$ | } | - si MODE = 2 | |
| $\text{Utiliser IL5 comme une adresse pour QQ6 dans le tableau 14 / G.722}$ | | | |
| $WD1 = QQ5(IL5) \ll 3$ | | | Cadrage de la constante lue dans la table |
| $RIL = IRL \ggg 2$ | | | Mot de code à 4 bits |
| $SIL \text{ et } IL4 \text{ sont obtenus à partir du tableau 17 / G.722, en utilisant RIL.}$ | } | - si MODE = 2 | |
| $\text{Utiliser IL4 comme une adresse pour QQ4 dans le tableau 14 / G.722}$ | | | |
| $WD1 = QQ4(IL4) \ll 3$ | | | Cadrage de la constante lue dans la table |
| $WD2 = \begin{cases} WD1, & \text{si } SIL = 0 \\ -WD1, & \text{si } SIL = -1 \end{cases}$ | | | Mettre le signe |
| $DL = DETL * WD2$ | | | |

RECONS

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.4. Remplacer DLT par DL en entrée et RLT par YL en sortie.

6.2.1.6 Saturation du signal reconstitué dans la sous-bande inférieure (BLOC 6L)

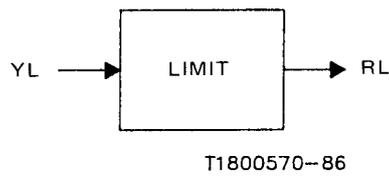


FIGURE 25/G.722
Saturation du signal reconstitué dans la sous-bande inférieure

LIMIT

Entrée: YL

Sortie: RL

Fonction: Limitation du signal de sortie reconstitué

RL = YL

$$RL = \begin{cases} 16383, & \text{si } YL > 16383 \\ -16384, & \text{si } YL < -16384 \end{cases} \begin{array}{l} \text{Limite supérieure} \\ \text{Limite inférieure} \end{array}$$

6.2.2 Description de la MICDA de la sous-bande supérieure

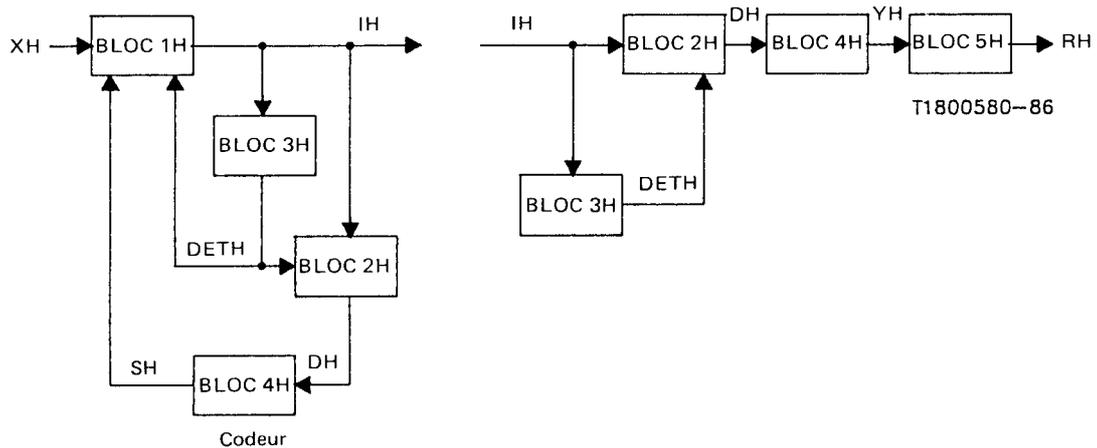


FIGURE 26/G.722
Codeur et décodeur MICDA de la sous-bande supérieure

6.2.2.1 Calcul et quantification du signal de différence dans la sous-bande supérieure (BLOC 1H)

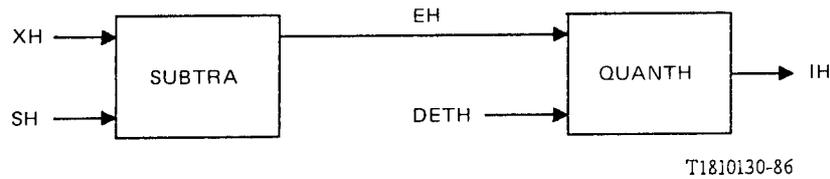


FIGURE 27/G.722
**Calcul et quantification du signal de différence
dans la sous-bande supérieure**

SUBTRA

Voir les caractéristiques dans le § 6.2.1.1. Remplacer XL par XH et SL par SH en entrée, et EL par EH en sortie.

QUANTH

Entrées: EH, DETH

Sortie: IH

Remarque – Si WD tombe exactement sur un niveau de décision supérieur, HDU, on utilise la valeur adjacente supérieure de MIH.

Fonction: Quantification du signal de différence dans la sous-bande supérieure.

$$SIH = EH \gg 15$$

$$WD = \begin{cases} EH, & \text{si } SIH = 0 \\ 32767, -EH \& 32767, & \text{si } SIH = -1 \end{cases}$$

| Signe de EH
| Amplitude de EH
|
| (Amplitude de EH) - 1

Niveaux de décision du quantificateur et valeurs correspondantes de MIH:

| WD | | MIH |
|-------------------------------------|-------------------------------------|-----|
| Niveau inférieur de décision HDL | Niveau supérieur de décision HDU | |
| 0 | $(Q2(1) \ll 3) * DETH$ | 1 |
| autrement | | 2 |

Q2 est obtenu à partir du tableau 14/G.722.

IH est obtenu à partir du tableau 20/G.722, en utilisant SIH et MIH.

6.2.2.2 Quantification inverse du signal de différence dans la sous-bande supérieure (BLOC 2H)

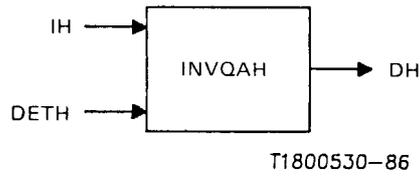


FIGURE 28/G.722

Quantification inverse du signal de différence dans la sous-bande supérieure

INVQAH

Entrées: IH, DETH

Sortie: DH

Fonction: Calcul du signal quantifié de différence dans la sous-bande supérieure.

SIH et IH2 sont obtenus à partir du tableau 21/G.722, en utilisant IH.

Utiliser IH2 comme adresse pour QQ2 dans le tableau 14/G.722

$$WD1 = QQ2(I2) \lll 3$$

$$WD2 = \begin{cases} WD1, & \text{si } SIH = 0 \\ -WD1, & \text{si } SIH = -1 \end{cases}$$

Etablir le signe de DH

Cadrage de la constante lue dans la table

Mettre le signe

$$DH = DETH * WD2$$

6.2.2.3 Adaptation du facteur d'échelle du quantificateur dans la sous-bande supérieure (BLOC 3H)

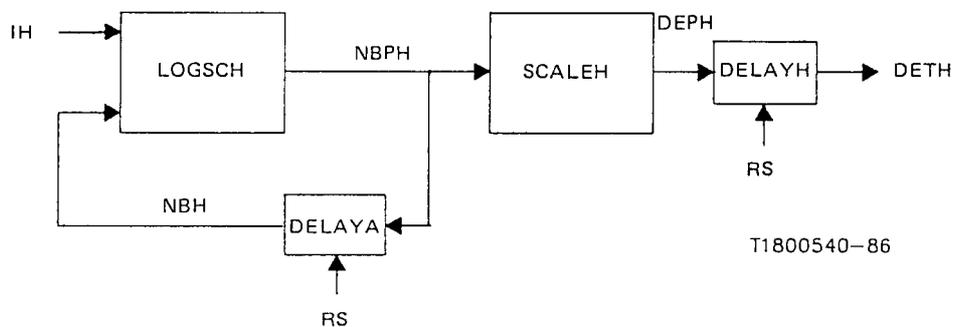


FIGURE 29/G.722

Adaptation du facteur d'échelle du quantificateur dans la sous-bande supérieure

LOGSCH

Entrées: IH, NBH

Sortie: NBPH

Fonction: Actualisation du facteur d'échelle logarithmique du quantificateur dans la sous-bande supérieure.

IH2 est obtenu à partir du tableau 21/G.722 en utilisant IH.

Utiliser IH2 comme une adresse pour WH dans le tableau 14/G.722.

$WD = NBH * 32512$

| Coefficient de perte 127/128

$NBPH = WD + WH (IH2)$

| Ajouter la constante de

| multiplication au facteur d'échelle

$$NBPH = \begin{cases} 0, & \text{si } NBPH < 0 \\ 22528, & \text{si } NBPH > 22528 \end{cases}$$

| Limite inférieure 0

| Limite supérieure 11

DELAYA

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.3.

SCALEH

Entrée: NBPH

Sortie: DEPH

Remarque – On utilise soit la méthode 1, soit la méthode 2.

Fonction: Calcul du facteur d'échelle du quantificateur dans la sous-bande supérieure.

Méthode 1 (en utilisant la table à 353 entrées)

$WD = (NBPH \gg 6) \& 511$

| Calculer l'adresse de table pour ILA

Utiliser WD comme une adresse pour ILA dans le tableau 15/G.722.

$DEPH = (ILA(WD) + 1) \ll 2$

| Cadrage par décalage de 2 bits

méthode 2 (en utilisant la table à 32 entrées)

$WD1 = (NBPH \gg 6) \& 31$

| Partie fractionnaire de NBPH

$WD2 = NBPH \gg 11$

| Partie entière de NBPH

Utiliser WD1 comme une adresse pour ILB dans le tableau 15/G.722.

$WD3 = ILB(WD1) \gg (10 - WD2)$

| Multiplication avec la partie
| entière par décalage

$DEPH = WD3 \ll 2$

| Cadrage par décalage de 2 bits

DELAYH

Entrées: x, RS

Sortie: y

Fonction: Bloc mémoire. Pour l'entrée x, la sortie est donnée par:

$$y(n) = \begin{cases} x(n-1), & \text{si RS} = 0 \\ 8, & \text{si RS} = 1 \end{cases} \quad \left| \begin{array}{l} \\ \text{Remettre à la valeur minimale} \end{array} \right.$$

6.2.2.4 Prédicteur adaptatif et calcul du signal reconstitué dans la sous-bande supérieure (BLOC 4H)

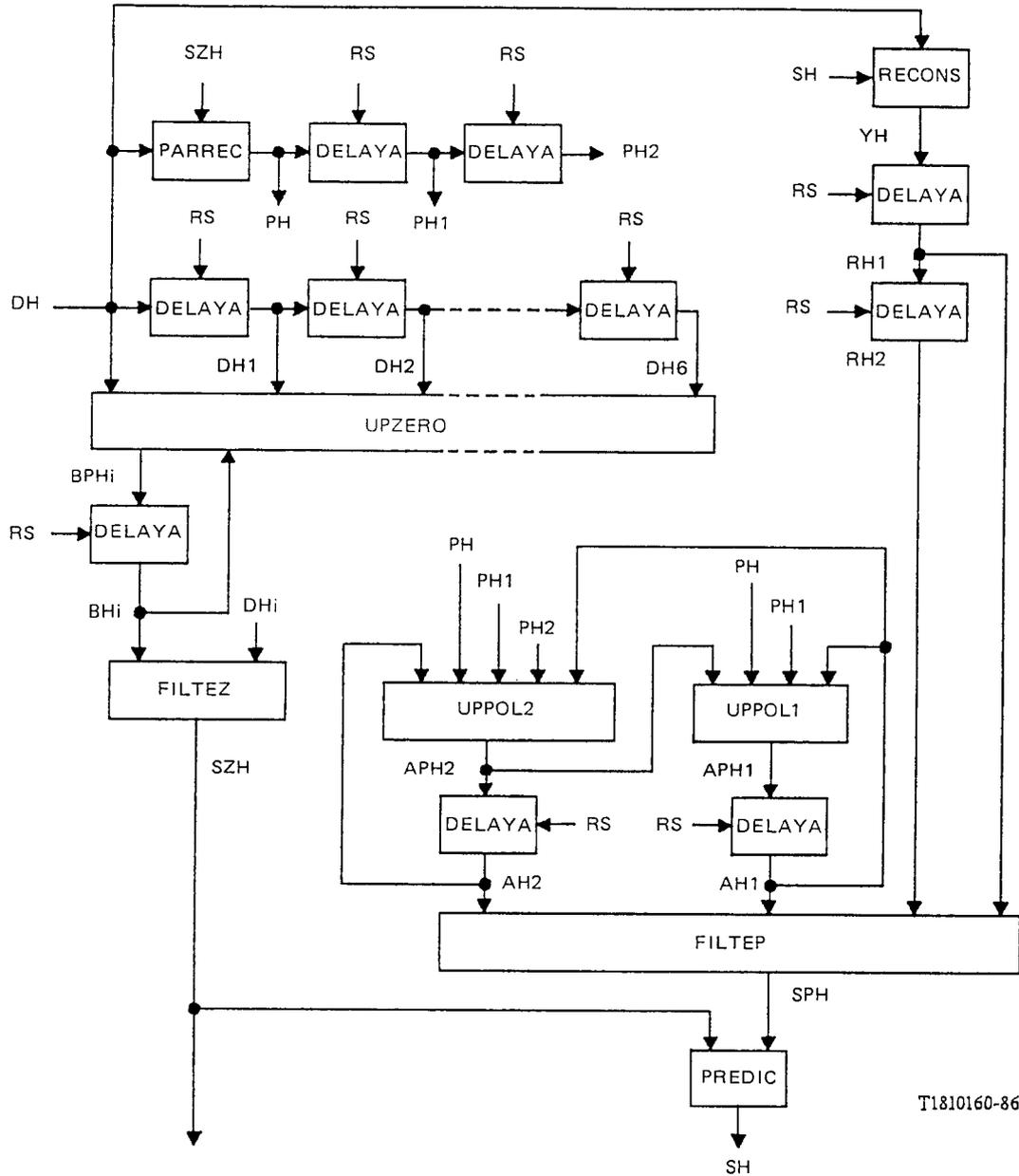


FIGURE 30/G.722

Prédicteur adaptatif et calcul du signal reconstitué dans la sous-bande supérieure

DELAYA

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.3.

PARREC

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.4. Remplacer DLT par DH et SZL par SZH en entrée, et PLT par PH en sortie.

RECONS

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.4. Remplacer SL par SH et DLT par DH en entrée, et RLT par YH en sortie.

UPZERO

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.4. Remplacer DLT par DH, DLT_i par DH_i et BL_i par BH_i en entrée, et BPL_i par PBH_i en sortie.

UPPOL2

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.4. Remplacer AL_i par AH_i, PLT par PH et PLT_i par PH_i en entrée, et APL2 par APH2 en sortie.

UPPOL1

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.4. Remplacer AL1 par AH1, APL2 par APH2, PLT par PH et PLT1 par PH1 en entrée, et APL1 par APH1 en sortie.

FILTEZ

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.4. Remplacer DLT_i par DH_i, et BL_i par BH_i en entrée, et SZL par SZH en sortie.

FILTEP

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.4. Remplacer RTL_i par RH_i, et AL_i par AH_i en entrée, et SPL par SPH en sortie.

PREDIC

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.4. Remplacer SPL par SPH et SZL par SZH en entrée, et SL par SH en sortie.

6.2.2.5 Saturation du signal reconstitué dans la sous-bande supérieure (BLOC 5H)

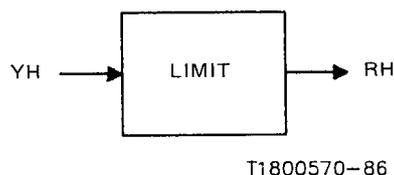


FIGURE 31/G.722

**Saturation du signal reconstitué dans
la sous-bande supérieure**

LIMIT

Voir les caractéristiques au § 6.2.1.6. Remplacer YL par YH en entrée, et RL par RH en sortie.

APPENDICE I

(à la Recommandation G.722)

Aspects réseau

L'objectif du présent appendice est de fournir une vue d'ensemble de l'interaction du codage audiofréquence à 64 kbit/s (7 kHz) avec d'autres parties du réseau numérique. Quelques indications générales sont également proposées.

L'établissement de la connexion ne concerne pas la présente Recommandation.

I.1 Caractéristiques du réseau

La présente Recommandation s'applique aux systèmes fonctionnant dans des réseaux qui présentent toutes les caractéristiques suivantes:

- i) disponibilité aux terminaux de la synchronisation des octets du réseau;

Remarque – La synchronisation des octets peut être également obtenue à partir des signaux de commande dans la structure de trame définie dans la Recommandation G.725;

- ii) exploitation plésiochrone du réseau où les horloges de référence satisfont aux exigences en matière de base de temps mentionnées dans la Recommandation G.811, ou exploitation synchrone du réseau;

- iii) types de connexion à 64 kbit/s ayant l'une ou l'autre les caractéristiques suivantes:

- transparence complète à 64 kbit/s,
- restriction de la densité des impulsions, telle que décrite dans la Recommandation G.802.

Remarque – Le codage audiofréquence à 64 kbit/s (7 kHz) peut également fonctionner dans des réseaux où il y a substitution du 8^e bit de l'octet par un bit de signalisation, comme indiqué au § 3.1 de la Recommandation G.704, ou ceux où il existe seulement une transparence à 56 kbit/s. Cependant, il se produit une réduction du débit binaire des audiofréquences et de la capacité des voies auxiliaires de données et seulement deux modes de fonctionnement, désignés 1 *bis* (non tramé) et 3 *bis*, sont possibles, comme indiqué ci-dessous:

- mode 1 *bis*: 56 kbit/s pour le codage audiofréquence, et aucune voie de données,
- mode 3 *bis*: 48 kbit/s pour le codage audiofréquence, voie de données à 6,4 kbit/s et 1,6 kbit/s pour le tramage de la voie de service et de la commande de mode.

I.2 Intégration dans le réseau de télécommunications

Il est prévu que le système de codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s soit utilisé pour les applications entre points fixes, multipoints et pour la radiodiffusion. Exemples d'utilisations particulières: voies de qualité pour les commentaires lors de radiodiffusions et liaisons vocales de haute qualité pour les applications de conférences audio et vidéo.

Le système de codage peut fonctionner dans n'importe quelle voie support à 64 kbit/s (voir le § I.1) par exemple, le réseau téléphonique public commuté, des circuits loués, ou sur un RNIS.

Des procédés tels que la concentration numérique de la parole, la protection contre l'écho et les affaiblisseurs numériques doivent être mis hors service pour la transmission du codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s. Le protocole de mise hors service n'est pas mentionné dans la présente Recommandation.

Il faut cependant noter qu'un traitement du signal peut avoir lieu dans une unité de conférence multipoint (voir le § I.7).

I.3 Qualité de fonctionnement du système de codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s

I.3.1 Parole

La qualité des signaux vocaux du système de codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s a été quantifiée en termes de valeurs de Q_w , où Q_w est une mesure du rapport signal/bruit corrélé du système en large bande, mesuré en dB. Des renseignements détaillés sur les mesures de Q se trouvent dans la Recommandation P.81. Cette Recommandation, bien qu'initialement destinée aux applications pour la largeur de bande de téléphonie, a été utilisée pour l'évaluation des systèmes à large bande – désignés par l'indice W – au moyen d'un filtre approprié (de 50 à 7000 Hz).

A titre indicatif seulement, $Q_w = 38$ dB correspond approximativement à un système MIC à 128 kbit/s (7 kHz) (fréquence d'échantillonnage de 16 kHz, loi de codage comme dans la Recommandation G.711), alors que $Q_w = 45$ dB correspond approximativement aux parties audiofréquences du codeur connecté sans le processus de codage intermédiaire SB- MICDA.

Le tableau I-1/G.722 indique la qualité relative en valeurs de Q_w pour les niveaux nominaux d'entrée.

TABLEAU I-1/G.722

Niveaux relatifs de qualité des signaux vocaux (valeurs de Q_w)

| Mode de fonctionnement | Transcodages | | |
|------------------------|--------------|--|---|
| | 1 | 4 Analogique, selon la figure I-1/G.722 | 4 Numérique, selon la figure I-2/G.722 |
| 1 (64 kbit/s) | 45 | 38 | 41 |
| 2 (56 kbit/s) | 43 | 36 | 38 |
| 3 (48 kbit/s) | 38 | 29 | 34 |

Il s'est avéré que la qualité de fonctionnement du système de codage audiofréquence à 64 kbit/s (7 kHz) était peu affectée par les erreurs à distribution aléatoire aux niveaux de taux d'erreur sur les bits (TEB) aussi élevés que 1×10^{-4} . Des taux d'erreur élevés, voisins de 1×10^{-3} , produisent des dégradations perceptibles qui peuvent être tolérées dans certaines applications.

Aucune difficulté particulière n'a été rencontrée dans le cas d'interlocuteurs multiples et, de ce fait, on peut supposer en toute sécurité qu'on obtient un fonctionnement correct dans des conditions normales de téléconférence.

La qualité de fonctionnement dans les conditions de désadaptation de mode (c'est-à-dire où la variante utilisée dans le décodeur pour un octet donné ne correspond pas au mode de fonctionnement) est étudiée au § I.5.

I.3.2 *Musique*

Bien que le procédé soit conçu essentiellement pour la parole, aucune distorsion significative ne devrait se produire lors du codage en mode 1 d'un vaste éventail de types de musiques. Une étude plus approfondie des effets produits sur les signaux musicaux concerne la CMTT.

I.4 *Qualité acoustique dans le cas d'interconnexion avec d'autres systèmes de codage sur une base analogique*

I.4.1 *MIC à 64 kbit/s*

Des essais subjectifs informels effectués sur un trajet consistant en une combinaison analogique interconnectée d'une liaison MIC à 64 kbit/s conformément à la Recommandation G.711 et en une liaison avec codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s, ont montré qu'aucun problème d'interfonctionnement ne se produit. Cependant, la qualité de la combinaison ne sera pas meilleure que celle de la MIC à 64 kbit/s.

L'interconnexion des deux systèmes de codage sur une base numérique est traitée au § I.8.

I.4.2 *MICDA à 32 kbit/s*

Une combinaison analogique interconnectée, composée d'une liaison MICDA à 32 kbit/s conforme à la Recommandation G.721 et d'une liaison avec codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s, ne devrait pas poser de problème d'interfonctionnement. Cependant, la qualité de la combinaison ne sera pas meilleure que celle d'une MICDA à 32 kbit/s.

L'interconnexion des deux systèmes de codage au niveau numérique est à l'étude.

I.5 *Qualité acoustique en commutation de mode*

Il est recommandé que la commutation de mode soit effectuée de manière synchrone entre l'émetteur et le récepteur, afin d'obtenir la meilleure qualité acoustique. Toutefois, une commutation en mode asynchrone pourra être envisagée, étant donné que la condition de désadaptation de mode sera probablement de durée limitée et que de ce fait la qualité de fonctionnement correspondante sera vraisemblablement acceptable. Bien qu'il ne soit pas souhaitable, un fonctionnement en désadaptation permanente de mode peut être envisagé dans des circonstances exceptionnelles. Le tableau I-2/G.722 indique la qualité relative dans toutes les combinaisons de désadaptation de mode pour des niveaux nominaux d'entrée.

TABLEAU I-2/G.722

Qualité acoustique relative dans le cas de défaut d'adaptation de mode (valeurs de Q_w)

| Débit binaire utilisé pour la réception audiofréquence | Débit binaire utilisé pour l'émission audiofréquence | |
|--|--|-----------|
| | 56 kbit/s | 48 kbit/s |
| 64 kbit/s | 41 | 35 |
| 56 kbit/s | – | 36 |

Remarque – Les bits non utilisés pour le codage audiofréquence ont été remplacés par des bits d'une séquence pseudo-aléatoire.

I.6 *Qualité de la voie auxiliaire de données*

Les combinaisons disponibles des débits binaires des voies audiofréquence et de données dépendent des types de connexion décrits au § I.1 iii).

La voie de données n'est pas affectée par les caractéristiques du signal audiofréquence car les voies audiofréquence et de données sont effectivement découplées. La transparence de la voie de données est limitée uniquement par le choix des séquences de signalisation qui pourraient être utilisées pour l'identification du terminal. Si ces séquences sont choisies avec un format approprié, la possibilité qu'elles soient simulées par des bits audiofréquence ou de données est extrêmement faible. Pour cette raison, on peut admettre que la voie de données est transparente pour toutes les applications pratiques.

La commande de la capacité de la voie de données est traitée dans la Recommandation G.725.

Bien que la définition du format de la voie de données n'entre pas dans le cadre de la présente Recommandation, on peut remarquer que l'utilisation de deux voies de données de 8 kbit/s complètement indépendantes, lorsque la capacité de la voie de données est de 16 kbit/s, n'est pas interdite par l'algorithme.

En cas d'erreurs de transmission, la voie de données n'est pas sujette à une multiplication des erreurs du fait de l'algorithme de codage audiofréquence.

Remarque – Il est possible d'obtenir une capacité supplémentaire de la voie de données en remplaçant les deux bits normalement attribués à la sous-bande supérieure par des données, mais la pénalisation qui en résulte est une réduction de la largeur de bande audiofréquence. Toutefois, il se peut qu'un tel processus nécessite une définition plus rigoureuse des caractéristiques du filtre de réception, afin de minimiser les effets de repliement.

I.7 Configuration pour une conférence multipoint

Les caractéristiques particulières d'un dispositif de conférence multipoint, y compris la commande de la voie de données, la protection contre l'écho et le traitement des messages de commande entre les terminaux, dépassent le cadre de la présente Recommandation. Cependant, l'algorithme de codage audiofréquence a été choisi afin de permettre de conserver le maximum de souplesse pour les dispositifs de conférence multipoint susceptibles d'être mis en œuvre. Un certain nombre de principes directeurs devraient être observés:

- afin d'obtenir la qualité acoustique maximale, il faut utiliser le débit binaire audiofréquence le plus élevé possible, compatible avec le débit binaire nécessaire de la voie de données, pour la transmission de et vers le dispositif de l'unité de conférence multipoint dans lequel s'effectue la sommation des signaux.

Remarque – La sommation doit être effectuée sur une représentation linéaire des signaux;

- les modes d'émission et de réception d'un point terminal ou d'un point d'accès d'unité de conférence multipoint (UCM) ne doivent pas nécessairement être identiques;
- la sommation des signaux au niveau du codage MIC uniforme des sous-bandes est préférable pour les raisons suivantes:
 - i) le matériel est réduit au minimum dans l'unité de conférence multipoint (UCM) (suppression des filtres miroirs en quadrature),
 - ii) la qualité du signal est maximale et on évite d'introduire un temps de propagation additionnel du signal grâce à la suppression du filtrage supplémentaire,
 - iii) la protection contre l'écho sera probablement facilitée au niveau de la sous-bande.

La figure I-3/G.722 montre un montage possible du pont de conférence multipoint avec sommation des signaux au niveau des sous-bandes:

- pour des raisons de qualité acoustique, le nombre d'unités de conférence multipoint connectées en cascade et interconnectées avec un codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s est limité à trois – voir la figure I-4/G.722;
- lorsque l'unité de conférence multipoint comporte des points d'accès MIC à 64 kbit/s, des principes de transcodage semblables à ceux décrits au § I.8 devraient être appliqués pour obtenir les signaux dans la sous-bande supérieure et la sous-bande inférieure.

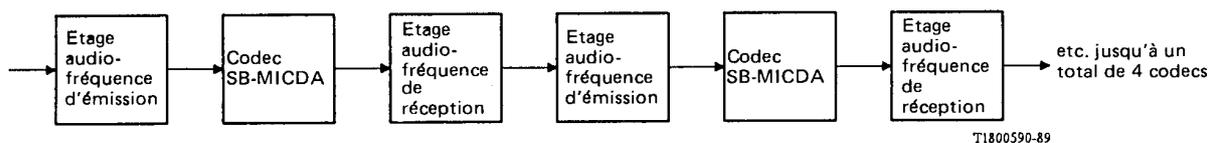


FIGURE I-1/G.722

Quatre transcodages (interconnexion analogique)

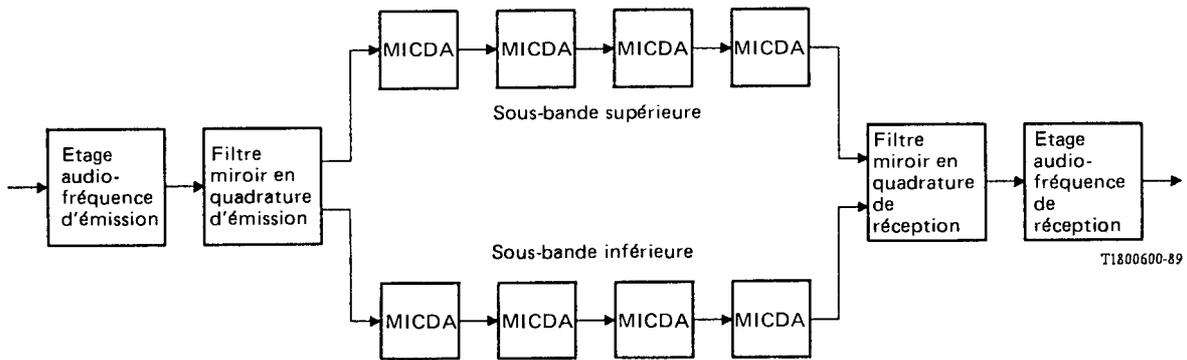


FIGURE I-2/G.722

Quatre transcodages (interconnexion numérique)

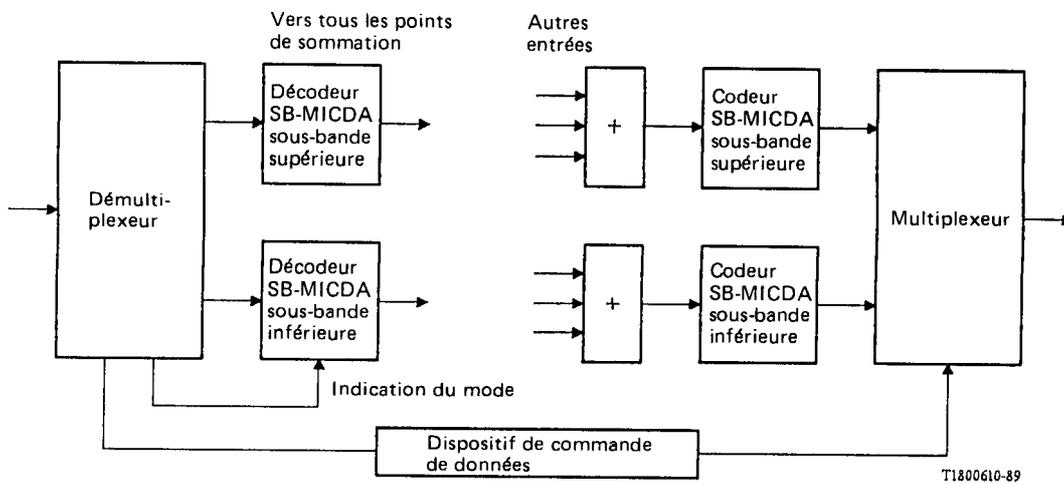


FIGURE I-3/G.722

Configuration possible d'une unité de conférence multipoint

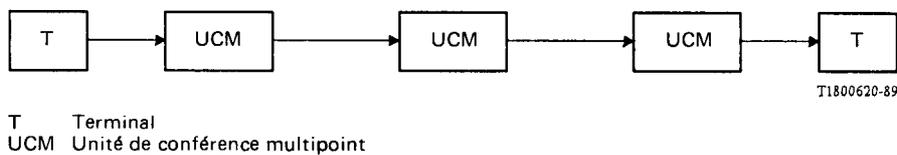


FIGURE I-4/G.722

Unités de conférence multipoint connectées en cascade

I.8 Transcodage numérique entre le système de codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s et le codage MIC à 64 kbit/s

La figure I-5/G.722 indique la méthode recommandée pour l'interconnexion numérique du système de codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s et la MIC à 64 kbit/s conformément à la Recommandation G.711.

Le principe du transcodage pour passer de la MIC à 64 kbit/s à un système de codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s nécessite la conversion de la MIC loi A ou loi μ en MIC uniforme et l'insertion d'échantillons d'amplitude zéro intercalés en alternance avec le signal MIC uniforme échantillonné à 8 kHz, pour former un signal échantillonné à 16 kHz. Ce signal traverse ensuite un filtre passe-bas numérique échantillonné à 16 kHz qui ne modifie pas de façon significative la réponse en fréquence jusqu'à 3,4 kHz et qui atténue les composants de fréquence au-dessus de 4,6 kHz. Le signal résultant est ensuite appliqué au codeur MICDA de la sous-bande comme indiqué sur la figure I- 3/G.722.

A noter qu'il faudrait éviter d'utiliser la seule sous-bande inférieure pour coder les informations du signal provenant d'une liaison MIC à 64 kbit/s conforme à la Recommandation G.711.

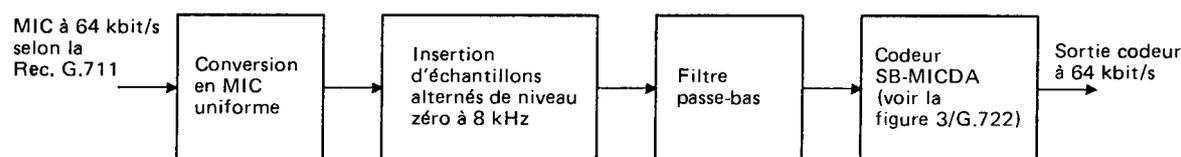
Une autre méthode permettant d'obtenir deux signaux en sous-bande à partir d'un signal MIC à 64 kbit/s en utilisant les modèles de filtres miroirs en quadrature passe-bas et passe-haut déjà employés pour le système de codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s est donnée dans la figure I-6/G.722. L'objectif est de produire un signal dans la sous-bande supérieure qui éliminera la distorsion due au repliement introduite dans le signal de la sous-bande inférieure. Le signal MIC à 64 kbit/s est converti en MIC uniforme et suréchantillonné à 16 kHz par insertion d'échantillons alternés de valeur zéro. Le multiplicateur par 2 est inséré pour préserver le gain unitaire. Le signal dans la sous-bande inférieure est fourni par deux étages identiques de filtres miroirs en quadrature passe-haut, suivis par un sous-échantillonnage 2:1. Le signal dans la sous-bande supérieure est fourni par deux étages de filtrage, passe-haut puis passe-bas, une réduction de gain par un facteur 1/2, une inversion de signe, suivis par un sous-échantillonnage 2:1. Lorsque ces deux signaux sont injectés dans le filtre miroir en quadrature de synthèse défini dans la Recommandation G.722, on obtient une forme appropriée à 7 kHz du signal MIC initial.

A noter que les processus de suréchantillonnage et de sous-échantillonnage devraient être synchronisés afin que les instants de suppression de l'échantillonnage correspondent aux instants d'insertion de l'échantillon zéro.

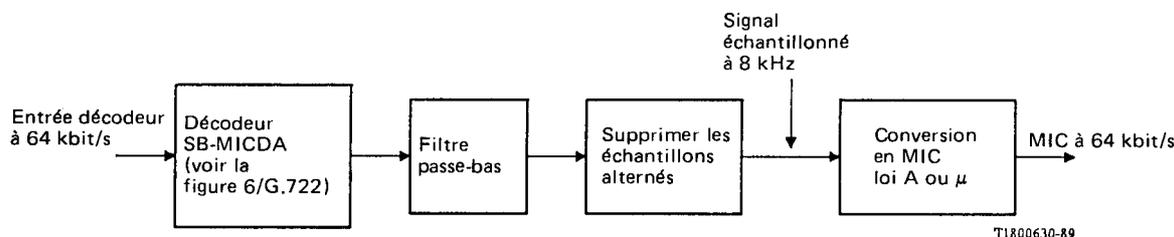
Le transcodage qui fait passer d'un codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s à un codage MIC à 64 kbit/s peut être réalisé en prenant le signal de sortie du décodeur SB-MICDA et en lui faisant subir successivement les trois opérations suivantes:

- un filtrage numérique passe-bas (échantillonnage à 16 kHz) qui ne modifie pas de façon significative la réponse en fréquence de bande de base jusqu'à 3,4 kHz et qui atténue les composantes de fréquence au-dessus de 4,6 kHz;
- la suppression des échantillons alternés du signal d'échantillonnage à 16 kHz résultant;
- la conversion du signal MIC uniforme résultant échantillonné à 8 kHz en MIC selon la loi A ou la loi μ .

Remarque – L'obtention d'un signal MIC à 64 kbit/s (7 kHz) uniquement à partir du signal à 64 kbit/s (7 kHz) de la sous-bande inférieure est à l'étude.



a) MIC à 64 kbit/s vers codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s



b) Codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s vers codage MIC à 64 kbit/s

FIGURE I-5/G.722

Transcodage numérique entre le système de codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s et le codage MIC à 64 kbit/s conformément à la Recommandation G.711

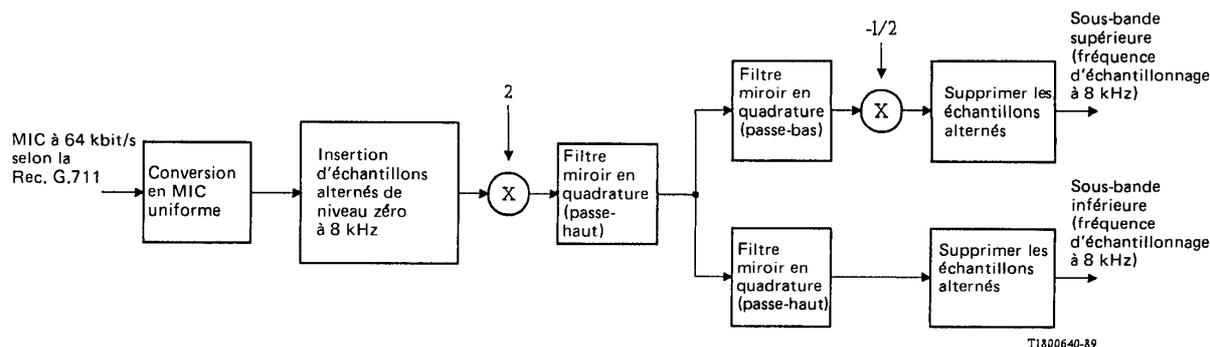


FIGURE I-6/G.722

Autre méthode de transcodage numérique entre le codage MIC à 64 kbit/s conformément à la Recommandation G.711 et le codage audiofréquence (7 kHz) à 64 kbit/s

APPENDICE II

(à la Recommandation G.722)

Séquences d'essai numériques

II Le présent appendice donne des renseignements concernant les séquences d'essai numériques qui devront être utilisées pour faciliter la vérification de la mise en œuvre de la partie codec MICDA de l'algorithme de codage en bande large. Des copies des séquences sont disponibles sur disques souples (voir le § II.4).

II.1 Signaux d'entrée et de sortie

Le tableau II-1/G.722 définit les signaux d'entrée et de sortie pour les séquences d'essai. Il contient certains signaux (indiqués par le symbole #) propres à ces séquences d'essai afin de faciliter l'interface entre le générateur/récepteur de séquence d'essai et le codeur/décodeur. Des formats de mots à 16 bits pour ces signaux d'entrée et de sortie sont indiqués dans les figures II-1/G.722, II-2/G.722 et II-3/G.722.

II.2 Configurations pour l'application des séquences d'essai

Deux configurations (configuration 1 et configuration 2) sont spécifiées pour être utilisées avec les séquences d'essai. Dans les deux configurations, un signal TEST sert à mettre le codeur et le décodeur dans l'état prêt pour être testés avec les séquences d'essai numériques. Lorsque le signal TEST est envoyé, les filtres miroirs en quadrature sont éliminés et les séquences d'essai sont appliquées directement aux codeurs ou décodeurs MICDA. Un signal RSS est extrait des séquences d'essai d'entrée X # (I # dans le décodeur) et donne un signal de réinitialisation RS pour le codeur et le décodeur. Le signal RS est utilisé pour initialiser les variables d'état (celles indiquées par * dans le tableau 13/G.722) aux valeurs zéro ou aux valeurs spécifiques.

II.2.1 Configuration 1

La configuration 1 représentée sur la figure II-4/G.722 est une version simplifiée des figures 4/G.722 et 5/G.722. Les signaux d'entrée du codeur, XL et XH, sont décrits dans le tableau 12/G.722. Ces signaux d'entrée sont appliqués directement aux codeurs MICDA respectifs des sous-bandes inférieure et supérieure, en éliminant les filtres miroirs en quadrature. Les signaux de sortie des codeurs, IL et IH, sont définis respectivement dans les sous-blocs QUANTL et QUANTH.

Cette séquence est utilisée pour l'essai de la boucle de contre-réaction quantificateur/prédicteur dans le codeur.

TABLEAU II-1/G.722

Description des signaux d'entrée et de sortie pour la séquence d'essai

| Nom | Description |
|-----|--|
| XL | Signal d'entrée de 15 bits à quantification uniforme du codeur de la sous-bande inférieure |
| XH | Signal d'entrée de 15 bits à quantification uniforme du codeur de la sous-bande supérieure |
| X# | Séquence d'essai d'entrée avec format de mots de 16 bits comme indiqué sur la figure II-1/G.722 |
| IL | Mot de code MICDA de 6 bits dans la sous-bande inférieure |
| ILR | Mot de code MICDA de 6 bits reçu dans la sous-bande inférieure |
| IH | Mot de code MICDA de 2 bits dans la sous-bande inférieure |
| I# | Séquence d'essai de sortie (configuration 1) et d'entrée (configuration 2) avec format de mots de 16 bits comme indiqué sur la figure II-2/G.722 |
| RL | Signal de sortie de 15 bits à quantification uniforme du décodeur de la sous-bande inférieure |
| RH | Signal de sortie de 15 bits à quantification uniforme du décodeur de la sous-bande supérieure |
| RL# | Séquence d'essai de sortie avec format de mots de 16 bits comme indiqué sur la figure II-3/G.722 |
| RH# | Séquence d'essai de sortie avec format de mots de 16 bits comme indiqué sur la figure II-3/G.722 |
| RSS | Signal de réinitialisation/synchronisation |
| VI | Signal d'indication de données valides |

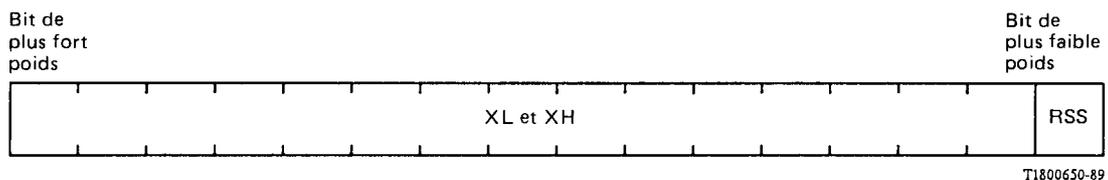
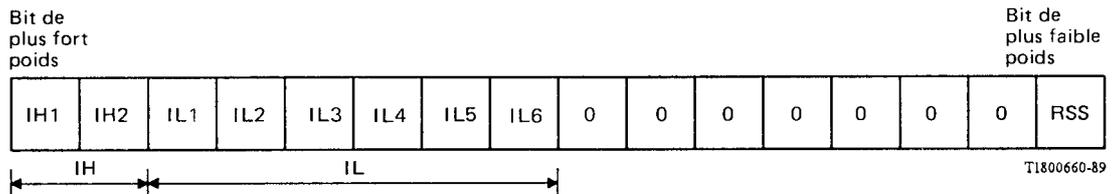


FIGURE II-1/G.722

Format de mot de X #



Remarque 1 – IH1 et IL1 sont les bits de plus fort poids de IH et IL respectivement.

Remarque 2 – IL devient ILR dans la configuration 2.

FIGURE II-2/G.722

Format de mot de I #

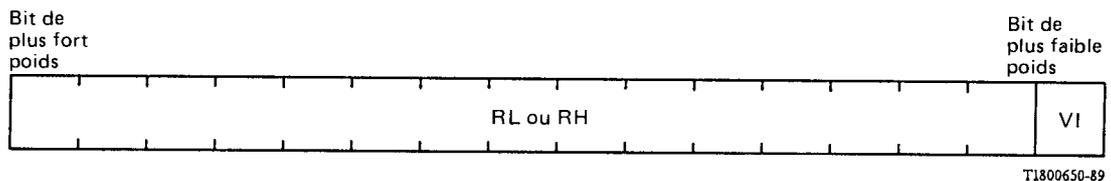


FIGURE II-3/G.722

Format de mot de RL# et RH#

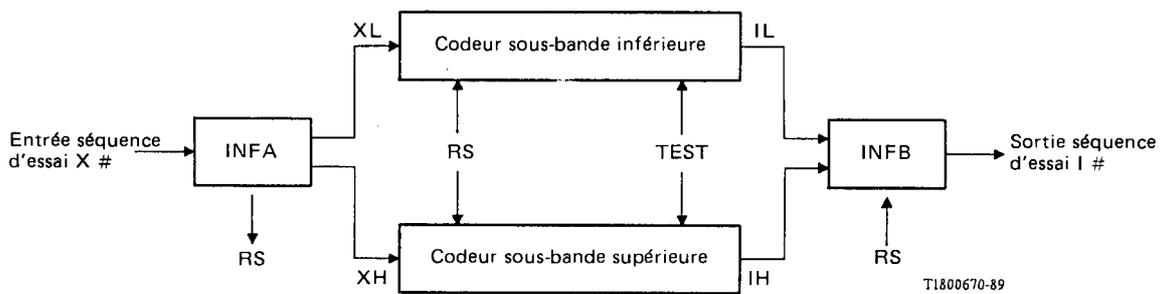


FIGURE II-4/G.722
Configuration 1 – Codeur uniquement

II.2.2 Configuration 2

La configuration 2 représentée sur la figure II-5/G.722 est une version simplifiée des figures 7/G.722 et 8/G.722. Les signaux d'essai, ILR et IH, et le signal MODE sont décrits dans le tableau 12/G.722. Les signaux de sortie correspondants du décodeur, RL et RH, sont définis dans les sous-blocs LIMIT des § 6.2.1.6 et 6.2.2.5. Pour la sous-bande inférieure, les signaux de sortie du décodeur MICDA sont obtenus pour trois modes de fonctionnement de base (modes 1, 2 et 3). En éliminant les filtres miroirs en quadrature, les signaux de sortie RL et RH, sont obtenus séparément à partir des décodeurs MICDA des sous-bandes inférieure et supérieure respectivement.

La configuration 2 est utilisée pour tester le fonctionnement du quantificateur inverse et l'adaptation au prédicteur en l'absence d'une boucle de contre-réaction quantificateur/prédicteur dans le décodeur.

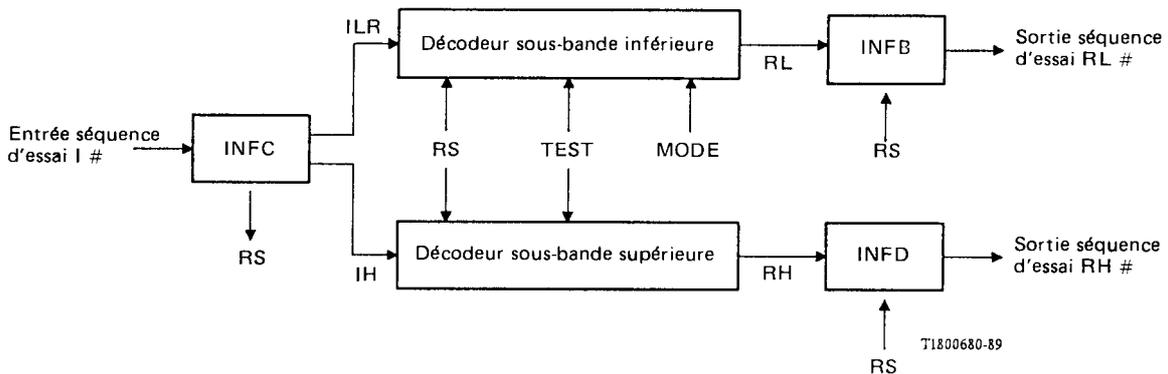


FIGURE II-5/G.722
Configuration 2 – Décodeur uniquement
(RL et RL # sont obtenus pour les modes 1, 2 et 3)

II.2.3 Signal de synchronisation/réinitialisation (RSS) et indication de données valables (VI)

Tous les états de mémoire dans les deux configurations d'essai doivent être initialisés aux états exacts précisés dans la présente Recommandation avant le démarrage d'une séquence d'essai d'entrée, afin d'obtenir les valeurs de sortie correctes pour l'essai.

Dans la configuration 1, la séquence d'essai d'entrée X # se compose des signaux d'essai d'entrée du codeur et du signal de réinitialisation/synchronisation (RSS), comme indiqué sur la figure II-1/G.722. Le signal RSS est situé au premier bit de plus faible poids de la séquence d'entrée. Si RSS = 1, les codeurs des sous-bandes inférieure et supérieure sont initialisés, et les sorties des codeurs sont mises à zéro, c'est-à-dire IH = "0" et IL = "0". Ce code de sortie, normalement interdit, est utilisé pour indiquer "données non valides" des sorties. Lorsque le signal RSS sera passé à "0", la séquence d'essai d'entrée sera validée et l'algorithme MICDA commencera à fonctionner.

Dans la configuration 2, la séquence d'essai d'entrée, I # se compose des 8 premiers bits des mots de code d'entrée du décodeur des sous-bandes inférieure et supérieure, et les 8 derniers bits se composent de 7 bits à zéro et du signal RSS au bit de plus faible poids comme le montre la figure II-2/G.722. Le signal RSS a le même rôle que dans la configuration 1, à savoir que si le signal RSS est égal à "1", les décodeurs de la sous-bande inférieure et supérieure sont initialisés. Après le passage à "0" du signal RSS, l'algorithme MICDA sera en état de fonctionner. Les séquences d'essai de sortie, RL # et RH # se composent d'un signal de 15 bits de sortie du décodeur et d'un signal d'indication de données valides (VI), comme indiqué sur la figure II-3/G.722. Alors que le signal RSS transmis au décodeur est "1", le signal VI est mis à "1" et la sortie du décodeur est mis à "0", ce qui indique que la sortie est "données non valides". Lorsque VI est égal à "0", la séquence d'essai de sortie est validée.

Afin d'établir la connexion entre le générateur/récepteur de la séquence d'essai et le codeur/décodeur, quatre sous-blocs, INFA, INFB, INFC et INFD (figures II-4/G.722 et II-5/G.722), sont fournis. Un développement détaillé de ces sous-blocs est décrit ci-dessous en utilisant les mêmes notations que celles indiquées au § 6.2.

INFA

Entrée: X #

Sorties: XL, XH, RS

Fonction: Extraction du signal de réinitialisation/synchronisation et des signaux d'entrée au codeur MICDA des sous-bandes inférieure et supérieure.

| | |
|------------------|---------------------------------------|
| $RS = X \# \& 1$ | Extraire le signal RSS |
| $XL = X \# \& 1$ | Signal d'entrée sous-bande inférieure |
| $XH = XL$ | Signal d'entrée sous-bande supérieure |

INFB

Entrées: IL, IH, RS

Sortie: I #

Fonction: Créer une séquence d'essai de sortie en combinant les signaux de sortie du codeur MICDA des sous-bandes inférieure et supérieure et le signal de réinitialisation/synchronisation.

| | |
|---|-------------------------|
| $I = \begin{cases} (IH \lll 6) + IL & \text{si } RS = 0 \\ 0 & \text{si } RS = 1 \end{cases}$ | Combiner IH et IL |
| | Mettre la sortie à zéro |

| | |
|--------------------------|-----------------------|
| $I \# = (I \lll 8) + RS$ | Ajouter le signal RSS |
|--------------------------|-----------------------|

INFC

Entrée: I #

Sorties: ILR, IH, RS

Fonction: Extraire le signal de réinitialisation/synchronisation et des signaux d'entrée au décodeur MICDA des sous-bandes inférieure et supérieure.

| | |
|-----------------------------|---|
| $RS = I \# \& 1$ | Extraire le signal RSS |
| $ILR = (I \# \ggg 8) \& 63$ | Signal d'entrée MICDA de la sous-bande inférieure |
| $IH = I \# \ggg 14$ | Signal d'entrée MICDA de la sous-bande supérieure |

INFD

Entrées: RL (RH dans la sous-bande supérieure), RS

Sortie: RL # (RH # dans la sous-bande supérieure)

Fonction: Créer une séquence d'essai de sortie en combinant les signaux de sortie du décodeur MICDA de la sous-bande inférieure (supérieure) et le signal d'indication de validité des données.

$$RLX = \begin{cases} (RL \ll 1 & \text{si RS} = 0 \\ 0 & \text{si RS} = 1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} | \text{ Cadrage par décalage de 1 bit} \\ | \text{ Mettre la sortie à zéro} \end{array}$$

$$RL \# = RLX + RS \quad | \text{ Ajouter le signal VI}$$

II.3 Séquences d'essai

II.3.1 Séquences d'entrée pour la configuration 1

Pour la configuration 1, deux types de séquences d'essai d'entrée sont fournis.

- 1) séquence contenant des tonalités, un courant continu et un bruit blanc;
- 2) séquence pour l'essai du contrôle de saturation dans les codeurs MICDA.

La première séquence d'entrée contient des tonalités avec diverses fréquences, un courant continu et du bruit blanc à deux niveaux. Les segments et les longueurs du signal sont donnés dans le tableau II-2/G.722.

Les tonalités sont utilisées pour déplacer les pôles du prédicteur dans leur gamme de fonctionnement et pour tester la commande de stabilité. Alors que les coefficients du second pôle se stabilisent à proximité de leur limite inférieure pour les entrées de tonalités, la limite supérieure est testée au début de l'entrée du courant continu positif. Le courant continu et le bruit blanc sont utilisés pour faire varier les facteurs d'échelle du quantificateur sur la totalité de leur gamme.

La seconde séquence d'entrée permet de mesurer des débordements fréquents. Les segments et les longueurs du signal sont donnés dans le tableau II-3/G.722.

La séquence engendre de grandes erreurs de prédiction, de sorte qu'elle est utilisée pour tester la régulation de saturation dans les calculs de la partie transverse et de la partie réursive du prédicteur.

Dans la configuration 1, les valeurs des coefficients de la partie transverse du prédicteur n'atteignent pas les limites de la gamme: -2 et $+2$.

II.3.2 Séquences d'entrée pour la configuration 2

Pour la configuration 2, il existe trois types de séquences d'essai d'entrée:

- 1) la séquence engendrée par le codeur est utilisée lorsqu'on applique la séquence d'essai d'entrée décrite dans le tableau II-2/G.722;
- 2) la séquence engendrée par le codeur est utilisée lorsqu'on applique la séquence d'essai d'entrée décrite dans le tableau II-3/G.722;
- 3) une séquence artificielle contenant des sous-séquences consécutives est utilisée, mais celle-ci n'est pas normalement engendrée par un codeur.

La troisième séquence d'essai, qui se compose de 16 384 valeurs, est décrite ci-dessous.

TABLEAU II-2/G.722

Séquence de tonalités, de courant continu (CC) et de bruit blanc

| Segments du signal | Longueur (mots de 16 bits) |
|--------------------------------|-------------------------------|
| Tonalité 3504 Hz | 1 024 |
| Tonalité 2054 Hz | 1 024 |
| Tonalité 1504 Hz | 1 024 |
| Tonalité 504 Hz | 1 024 |
| Tonalité 254 Hz | 1 024 |
| Tonalité 1254 Hz | 1 024 |
| Tonalité 2254 Hz | 1 024 |
| Tonalité 3254 Hz | 1 024 |
| Tonalité 4000 Hz | 512 |
| c.c., positif, faible niveau | 512 |
| c.c., valeur nulle | 512 |
| c.c., négatif, faible niveau | 512 |
| Bruit blanc, faible niveau | 3 072 |
| Bruit blanc, niveau élevé | 3 072 |
| Longueur totale de la séquence | 16 384 |

TABLEAU II-3/G.722

Séquence d'essai de débordement

| Segments du signal | Longueur (mots de 16 bits) |
|------------------------------------|-------------------------------|
| -16 384, + 16 383; répété | 639 |
| 0, -10 000, -8192 | 3 |
| -16 384, + 16 383, -16 384; répété | 126 |
| Longueur totale de la séquence | 768 |

II.3.2.1 Mots de code MICDA de la sous-bande inférieure

La séquence d'entrée à 6 bits du décodeur de la sous-bande inférieure se compose d'une séquence pour le bit de plus fort poids et d'une séquence distincte des 5 bits restants. La séquence pour le bit de plus fort poids se compose de huit sous-séquences artificielles, chacune d'une longueur de 2048 bits, comme suit:

- (1) 00100100100100100 ...
- (2) 11110000111100001 ...
- (3) 11111111111111111 ...
- (4) 11001100110011001 ...
- (5) 10101010101010101 ...
- (6) 00000100000001000 ...
- (7) 00101001010010100 ...
- (8) 11000110001100011 ...

Ces séquences pour le bit de plus fort poids sont utilisées pour déplacer les coefficients de la partie transverse du prédicteur dans toute la gamme: ± 2 .

La séquence de mots de 5 bits associée se compose de 64 sous-séquences artificielles en chaîne, chacune longue de 256 valeurs, comme indiqué dans le tableau II-4/G.722. Cette séquence de mots de 5 bits a été choisie pour permettre la variation dans toute sa gamme du facteur d'échelle du quantificateur, et la conversion log-linéaire.

La séquence composite de ILR permet également le test de la partie récursive du prédicteur et fait varier ses coefficients sur toute la gamme autorisée. Les séquences formées par les sous-séquences n^{os} (56) à (64) permettent l'essai de la conversion qui fait passer des mots non permis par le code (ce qui peut se produire par suite d'erreurs de transmission) à des intervalles de quantification spécifiés.

II.3.2.2 Mots de code MICDA de la sous-bande supérieure

La séquence d'entrée à 2 bits du décodeur de la sous-bande supérieure se compose d'une séquence pour le bit de plus fort poids et d'une séquence distincte pour le bit de plus faible poids.

La séquence pour le bit de plus fort poids se compose de huit sous-séquences artificielles, identiques à celles utilisées dans la séquence pour le bit de plus fort poids relatif au décodeur MICDA de la sous-bande inférieure.

La séquence pour le bit de plus faible poids se compose de huit sous-séquences artificielles en chaîne, chacune d'une longueur de 2048 bits, comme suit:

- (1) 111111 ...
- (2) en alternance: seize 1, seize 0
- (3) 000000 ...
- (4) en alternance: huit 1, huit 0
- (5) 000000 ...
- (6) en alternance: quatre 1, quatre 0
- (7) 111111 ...
- (8) en alternance: deux 1, deux 0.

Le rôle de la séquence composite formée en attachant la séquence du bit de plus faible poids à celle du bit de plus fort poids est équivalent au rôle du mot de code MICDA de la sous-bande inférieure décrit au § II.3.2.1.

II.4 Format pour la distribution de la séquence d'essai

II.4.1 Interface et format du disque

Des copies des séquences d'essai numériques, sur trois disques souples, sont disponibles auprès de l'UIT.

Le système d'exploitation est le PC-DOS ou le MS-DOS (version 2.0 ou supérieure). Un format de disque MS-DOS 5¼" est utilisé.

Le format est le suivant:

- disque souple 5¼" à double face
- 40 pistes par face
- 9 secteurs par piste
- 512 octets par secteur.

Les fichiers sont écrits en ASCII afin de pouvoir être transférés, listés ou mis en forme aisément.

TABLEAU II-4/G.722

Séquence des 5 derniers bits de ILR

| Schéma répétitif, longueur de 256 valeurs chacune | |
|---|-----------------------------------|
| (1) 31 31 31 31 31 31..... | (33) 15 15 15 15 15 15..... |
| (2) alternant seize 31, seize 30 | (34) alternant seize 15, seize 14 |
| (3) 30 30 30 30 30 30..... | (35) 14 14 14 14 14 14..... |
| (4) alternant seize 30, seize 29. | (36) alternant seize 14, seize 13 |
| (5) 29 29 29 29 29 29..... | (37) 13 13 13 13 13 13..... |
| (6) alternant seize 29, seize 28 | (38) alternant seize 13, seize 12 |
| (7) 28 28 28 28 28 28..... | (39) 12 12 12 12 12 12..... |
| (8) alternant seize 28, seize 27 | (40) alternant seize 12, seize 11 |
| (9) 27 27 27 27 27 27..... | (41) 11 11 11 11 11 11..... |
| (10) alternant seize 27, seize 26 | (42) alternant seize 11, seize 10 |
| (11) 26 26 26 26 26 26..... | (43) 10 10 10 10 10 10..... |
| (12) alternant seize 26, seize 25 | (44) alternant seize 10, seize 9 |
| (13) 25 25 25 25 25 25..... | (45) 9 9 9 9 9 9..... |
| (14) alternant seize 25, seize 24 | (46) alternant seize 9, seize 8 |
| (15) 24 24 24 24 24 24..... | (47) 8 8 8 8 8 8..... |
| (16) alternant seize 24, seize 23 | (48) alternant seize 8, seize 7 |
| (17) 23 23 23 23 23 23..... | (49) 7 7 7 7 7 7..... |
| (18) alternant seize 23, seize 22 | (50) alternant seize 7, seize 6 |
| (19) 22 22 22 22 22 22..... | (51) 6 6 6 6 6 6..... |
| (20) alternant seize 22, seize 21 | (52) alternant seize 6, seize 5 |
| (21) 21 21 21 21 21 21..... | (53) 5 5 5 5 5 5..... |
| (22) alternant seize 21, seize 20 | (54) alternant seize 5, seize 4 |
| (23) 20 20 20 20 20 20..... | (55) 4 4 4 4 4 4..... |
| (24) alternant seize 20, seize 19 | (56) alternant seize 4, seize 3 |
| (25) 19 19 19 19 19 19..... | (57) 3 3 3 3 3 3..... |
| (26) alternant seize 19, seize 18 | (58) alternant seize 3, seize 2 |
| (27) 18 18 18 18 18 18..... | (59) 2 2 2 2 2 2..... |
| (28) alternant seize 18, seize 17 | (60) alternant seize 2, seize 1 |
| (29) 17 17 17 17 17 17..... | (61) 1 1 1 1 1 1..... |
| (30) alternant seize 17, seize 16 | (62) alternant seize 1, seize 0 |
| (31) 16 16 16 16 16 16..... | (63) 0 0 0 0 0 0..... |
| (32) alternant seize 16, seize 15 | (64) alternant seize 0, seize 3 |

II.4.2 Type de fichiers fournis

Les séquences d'essai sont décomposées en 17 fichiers. Ces 17 fichiers sont classés en 3 groupes selon la description suivante:

- Classe T1: Fichiers source à entrer dans le codec MICDA. La classe T1 comprend 2 fichiers utilisables en configuration 1 (codeur seulement) et 1 fichier utilisable en configuration 2 (décodeur seulement).
- Classe T2: Fichiers combinés source-comparaison. Il y a deux fichiers dans la classe T2. Tous deux sont utilisés à des fins de comparaison à la sortie du codeur en configuration 1. Ils sont également utilisés comme fichiers source pour l'essai du décodeur en configuration 2.
- Classe T3: Fichiers de comparaison utilisés pour contrôler la sortie du décodeur en différents modes. Il y a 9 fichiers dans la classe T3 pour l'essai du décodeur de la sous-bande inférieure et 3 fichiers dans la même classe pour l'essai du décodeur de la sous-bande supérieure. Dans la classe T3, le suffixe H ou L dans la désignation du fichier distingue la sous-bande supérieure (H) de la sous-bande inférieure (L). De même, un nombre de 1 à 3 dans la désignation du fichier indique le mode correspondant utilisé pour l'essai.

II.4.3 Répertoire des fichiers de séquences d'essai

Le présent § II.4.3 donne le nom et le contenu de chaque fichier fourni pour les séquences numériques d'essai. La figure II- 6/G.722 montre quels fichiers doivent être utilisés dans les différentes configurations d'essai.

Noms des fichiers de la classe T1

- T1C1.XMT: 16 416 valeurs d'essai (mots de 16 bits), contenant des tonalités à diverses fréquences, courants continus et bruit blanc divers pour essai du codeur.
- T1C2.XMT: 800 valeurs d'essai (mots de 16 bits) contenant la séquence artificielle pour l'essai de contrôle de saturation du codeur.
- T1D3.COD: 16 416 valeurs d'essai (mots de 16 bits) contenant la séquence artificielle pour l'essai du décodeur. Les 8 bits de plus fort poids contiennent le code MICDA (IH, IL) et les 8 bits de plus faible poids contiennent le signal RSS (signal de réinitialisation/synchronisation).

Noms des fichiers de la classe T2

- T2R1.COD: 16 416 valeurs d'essai (mots de 16 bits) contenant le code de sortie pour le fichier T1C1.XMT. Ce fichier est également utilisé comme entrée pour l'essai du décodeur, et par conséquent il a la même structure que le fichier T1D3.COD.
- T2R2.COD: 800 valeurs d'essai (mots de 16 bits) contenant le code de sortie pour le fichier T1C2.XMT. Ce fichier est également utilisé comme source pour l'essai du décodeur, par conséquent il a la même structure que le fichier T1D3.COD.

Noms des fichiers de la classe T3

- T3L1.RC1: 16 416 valeurs d'essai (mots de 16 bits) contenant la sortie du décodeur de la sous-bande inférieure en mode 1 lorsque le fichier T2R1.COD est utilisé comme entrée.
- T3L1.RC2: même signification que le fichier T3L1.RC1, mais avec utilisation du mode 2.
- T3L1.RC3: même signification que le fichier T3L1.RC1, mais avec utilisation du mode 3.
- T3H1.RCO: 16 416 valeurs d'essai (mots de 16 bits) contenant la sortie du décodeur de la sous-bande supérieure lorsque le fichier T2R1.COD est utilisé comme entrée.
- T3L2.RC1: 800 valeurs d'essai (mots de 16 bits) contenant la sortie du décodeur de la sous-bande inférieure en mode 1 lorsque le fichier T2R2.COD est utilisé comme entrée.
- T3L2.RC2: même signification que le fichier T3L2.RC1, mais avec utilisation du mode 2.
- T3L2.RC3: même signification que le fichier T3L2.RC1, mais avec utilisation du mode 3.
- T3H2.RCO: 800 valeurs d'essai (mots de 16 bits) contenant la sortie du décodeur de la sous-bande supérieure lorsque le fichier T2R2.COD est utilisé comme entrée.
- T3L3.RC1: 16 416 valeurs d'essai (mots de 16 bits) contenant la sortie du décodeur de la sous-bande inférieure en mode 1 lorsque le fichier T1D3.COD est utilisé comme entrée.
- T3L3.RC2: même signification que le fichier T3L3.RC1, mais avec utilisation du mode 2.
- T3L3.RC3: même signification que le fichier T3L3.RC1, mais avec utilisation du mode 3.
- T3H3.RCO: 16 416 valeurs d'essai (mots de 16 bits) contenant la sortie du décodeur de la sous-bande supérieure lorsque le fichier T1D3.COD est utilisé comme entrée.

Remarque – L'indication du mode doit être faite par l'utilisateur des séquences d'essai numériques.

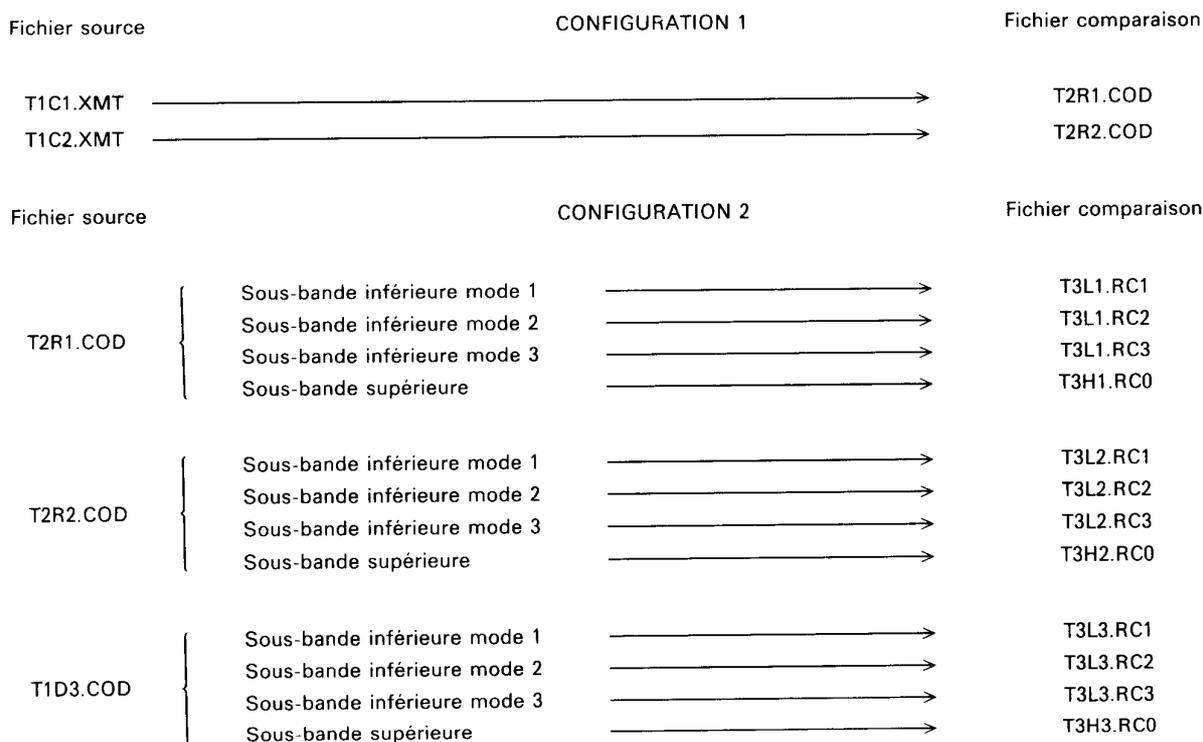


FIGURE II-6/G.722

Configuration des essais

II.4.4 Description du format des fichiers

Tous les fichiers sont écrits en ASCII avec une structure en ligne. Les deux premières lignes de chaque fichier donnent quelques indications sur le contenu de ce fichier. Le format suivant est utilisé pour les deux premières lignes:

```
/* CCITT 64KBIT/S SB-ADPCM DIGITAL TEST SEQUENCE G.722 */
/* FILE NAME: xxxx.eee DATE: mm-dd-yy VERSION: V 1.0 */
```

Pour les lignes suivantes du fichier, 16 valeurs d'essai (mots de 16 bits, 64 caractères hexadécimaux) sont suivies par un contrôle de somme sur 1 octet (2 caractères hexadécimaux), un retour chariot (code ASCII OD en hexadécimal) et une nouvelle ligne (code ASCII OA en hexadécimal). Les deux derniers caractères ne sont pas imprimables.

Le contrôle de somme est le complément à 2 des 8 bits de plus faible poids de la somme de tous les caractères précédents (codes ASCII) de la ligne. Si les 8 bits de plus faible poids de la somme ont tous une valeur zéro, le complément à 2 correspondant est mis "tout en zéro".

Chaque fichier se termine par une ligne de commentaires comme suit:

```
/* END OF FILE: xxxx.eee
```

II.4.5 Description interne du fichier

II.4.5.1 Fichier avec extension .XMT

- 16 mots de 16 bits avec le bit de plus faible poids mis à 1, tous les autres mis à zéro (RSS = 1: mode de réinitialisation).
- 16 384 ou 768 mots de 16 bits de la séquence numérique d'essai avec RSS = 0 (RSS est le bit de plus faible poids de l'octet inférieur du mot).
- 16 mots de 16 bits avec le bit de plus faible poids mis à 1, tous les autres mis à zéro (repères pour la fin de la séquence d'essai).

II.4.5.2 Fichier avec extension .COD

- 16 mots de 16 bits avec le bit de plus faible poids mis à 1, tous les autres mis à zéro (RSS = 1: mode de réinitialisation et MICDA mis à 0).
- 16 384 ou 768 mots de 16 bits de la séquence numérique d'essai avec RSS = 0 (RSS est le bit de plus faible poids de l'octet inférieur du mot et l'octet supérieur est le code MICDA).
- 16 mots de 16 bits avec le bit de plus faible poids mis à 1, tous les autres mis à zéro (repères pour la fin de la séquence d'essai).

II.4.5.3 Fichier avec extension .RCx

- 16 mots de 16 bits avec le bit de plus faible poids mis à 1, tous les autres mis à zéro (cela signifie que ces mots sont des données non valides).
- 16 384 ou 768 mots de 16 bits de la séquence numérique d'essai avec le bit de plus faible poids de l'octet inférieur du mot mis à 0 pour indiquer des données valides.
- 16 mots de 16 bits avec le bit de plus faible poids mis à 1, tous les autres mis à zéro (repères pour la fin de la séquence d'essai).

II.4.6 Distribution des séquences d'essai numériques du CCITT

La distribution des séquences d'essai numériques comprend trois disques souples MS-DOS de 5¼" (2 faces, formatées à 360 K). Le répertoire des disques est donné dans le tableau II-5/G.722.

TABLEAU II-5/G.722

Répertoire des disques de séquences d'essai numérique

| | Répertoire | | |
|----------|----------------|-----------|--------|
| | Nom du fichier | Extension | Octets |
| Disque 1 | T1C1 | XMT | 69 973 |
| | T1C2 | XMT | 3 605 |
| | T1D3 | COD | 69 973 |
| | T2R1 | COD | 69 973 |
| | T2R2 | COD | 3 605 |
| Disque 2 | T3L1 | RC1 | 69 973 |
| | T3L1 | RC2 | 69 973 |
| | T3L1 | RC3 | 69 973 |
| | T3HL1 | RC0 | 69 973 |
| | T3L2 | RC1 | 3 605 |
| | T3L2 | RC2 | 3 605 |
| Disque 3 | T3L2 | RC3 | 3 605 |
| | T3H2 | RC0 | 3 605 |
| | T3L3 | RC1 | 69 973 |
| | T3L3 | RC2 | 69 973 |
| | T3L3 | RC3 | 69 973 |
| | T3H3 | RC0 | 69 973 |