



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

UIT-T

Appendice III (Rec. G.726)

Appendice II (Rec. G.727)

SECTEUR DE LA NORMALISATION
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS
DE L'UIT

(05/94)

**ASPECTS GÉNÉRAUX DES SYSTÈMES
DE TRANSMISSION NUMÉRIQUES**

**COMPARAISON DES ALGORITHMES
DE MODULATION PAR IMPULSIONS
ET CODAGE DIFFÉRENTIEL ADAPTATIF**

**Appendice III à la Recommandation UIT-T G.726
Appendice II à la Recommandation UIT-T G.727**

(Antérieurement «Recommandation du CCITT»)

AVANT-PROPOS

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

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

L'approbation des Recommandations par les Membres de l'UIT-T s'effectue selon la procédure définie dans la Résolution n° 1 de la CMNT (Helsinki, 1^{er}-12 mars 1993).

L'Appendice III à la Recommandation UIT-T G.726 et l'Appendice II à la Recommandation UIT-T G.727, que l'on doit à la Commission d'études 15 (1993-1996) de l'UIT-T, ont été approuvés le 16 mai 1994.

NOTE

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

© UIT 1995

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.

TABLE DES MATIÈRES

		<i>Page</i>
1	Historique.....	1
2	Vue d'ensemble des algorithmes MICDA.....	1
3	Principes des algorithmes des Recommandations G.726, G.727 et de la contribution COM XVIII-102	10
	3.1 Prédiction adaptative et reconstitution du signal	10
	3.2 Quantificateur adaptatif	13
	3.3 Adaptation du facteur d'échelle du quantificateur	16
	3.4 Commande de la vitesse d'adaptation	18
4	Principes de l'algorithme de la contribution COM XVIII-101	20
	4.1 Prédiction.....	20
	4.2 Filtre autorégressif fixe.....	23
	4.3 Filtre autorégressif adaptatif	24
	4.4 Equations de mise à jour.....	25
	4.5 Adaptation du quantificateur	29
5	Décodeur MICDA	31
	5.1 Description générale	31
	5.2 Ajustement du codage synchrone	31
6	Evaluation objective des algorithmes MICDA.....	32
	6.1 Théorie.....	32
	6.2 Performance des algorithmes MICDA pour les données en bande vocale	33
	6.3 Mesures objectives.....	34
7	Evaluation subjective des algorithmes MICDA	37
	7.1 Evaluation subjective de l'algorithme MICDA à 32 kbit/s	37
	7.2 Evaluation subjective des extensions de la Recommandation G.721	37
	7.3 Evaluation subjective des algorithmes MICDA imbriqués.....	37
	Appendice I	37
	Références	39

**Appendice III à la Recommandation UIT-T G.726
et Appendice II à la Recommandation UIT-T G.727**

**COMPARAISON DES ALGORITHMES DE MODULATION
PAR IMPULSIONS ET CODAGE DIFFÉRENTIEL ADAPTATIF**

(Genève, 1994)

1 Historique

Au cours de la période 1982-1990, le CCITT a adopté plusieurs algorithmes adaptatifs de modulation par impulsions et codage différentiel (MICDA). L'algorithme à 32 kbit/s (MICDA) décrit dans la Recommandation G.721 [26; 6] a été approuvé en premier. Plus tard, le cadre de la Recommandation G.721 a été élargi par la Recommandation G.723 au débit de 40 kbit/s afin de prendre en charge les modems de données en bande vocale à un débit de 9,6 kbit/s, ainsi qu'à 24 kbit/s pour permettre la réduction de débit binaire en cas d'encombrement de réseau [27]. Avant la définition de la Recommandation G.723, d'autres algorithmes MICDA de performances équivalant à l'algorithme à 40 kbit/s ont été intégrés dans la conception des équipements de multiplication de circuits numériques (DCME) et ont été utilisés dans les réseaux de télécommunication. Ces algorithmes, dont l'utilisation peut être décidée par accord bilatéral, sont décrits dans les contributions COM XVIII-101 et COM XVIII-102 de la période d'études 1984-1988¹⁾. En juillet 1990 finalement, le CCITT a regroupé les Recommandations G.721 et G.723 en y rajoutant un mode de fonctionnement à 16 kbit/s pour les situations de surcharge. Cet ensemble a été présenté sous forme de nouvelle Recommandation G.726. Le CCITT a également approuvé les algorithmes imbriqués MICDA de la Recommandation G.727, extensions des algorithmes MICDA à débit fixe définis dans la Recommandation G.726.

Cet appendice présente une introduction unifiée à tous ces algorithmes, leurs caractéristiques principales et leurs performances. L'article 2 donne une vue d'ensemble de tous les algorithmes MICDA que le CCITT a étudiés. L'article 3 présente une révision des principes des algorithmes des Recommandations G.726 et G.727 et de la contribution COM XVIII-102. Les principes de l'algorithme de la contribution COM XVIII-101 sont décrits dans l'article 4. Les articles restants soulignent les résultats principaux subjectifs et objectifs concernant les performances des divers algorithmes.

2 Vue d'ensemble des algorithmes MICDA

Les Figures 1 et 2 montrent l'organigramme simplifié respectivement d'un codeur et d'un décodeur G.726. Les Figures 3 et 4 montrent l'organigramme simplifié respectivement d'un codeur et d'un décodeur G.727. Dans chaque ensemble, le codeur comprend un convertisseur MIC logarithmique à linéaire, un quantificateur adaptatif, un quantificateur inverse adaptatif, et un prédicteur adaptatif.

Le convertisseur MIC transforme le signal d'entrée MIC en loi A ou μ $s(k)$ en signal MIC uniforme $s_l(k)$ (k étant l'indice d'échantillonnage pour un pas d'échantillonnage de 125 μ s). L'estimée prédite du signal d'entrée $s_e(k)$ est soustraite du signal uniforme MIC $s_l(k)$ afin d'obtenir le signal différentiel $d(k)$:

$$d(k) = s_l(k) - s_e(k) \quad (1)$$

Le signal différentiel est ensuite transformé en représentation logarithmique base 2 et normé par un facteur d'échelle $y(k)$ calculé de la manière suivante.

Dans la Recommandation G.726, le quantificateur utilisé est adaptatif non uniforme à 31, 15, 7 ou 4 niveaux de quantification qui cesse de s'adapter en présence d'un signal d'entrée stationnaire. Ceci améliore les résultats pour les signaux de données en bande vocale. Dans la Recommandation G.727, le quantificateur adaptatif possède 32, 16, 8 ou 4 niveaux de quantification. Les deux quantificateurs codent le signal $d(k)$ en $I(k)$, un mot codé respectivement de 5, 4, 3, ou 2 bits, un bit étant toujours réservé au signe.

¹⁾ Le brevet des Etats-Unis qui décrit l'algorithme final présente quelques différences avec l'algorithme décrit dans la contribution COM XVIII-102 [53].

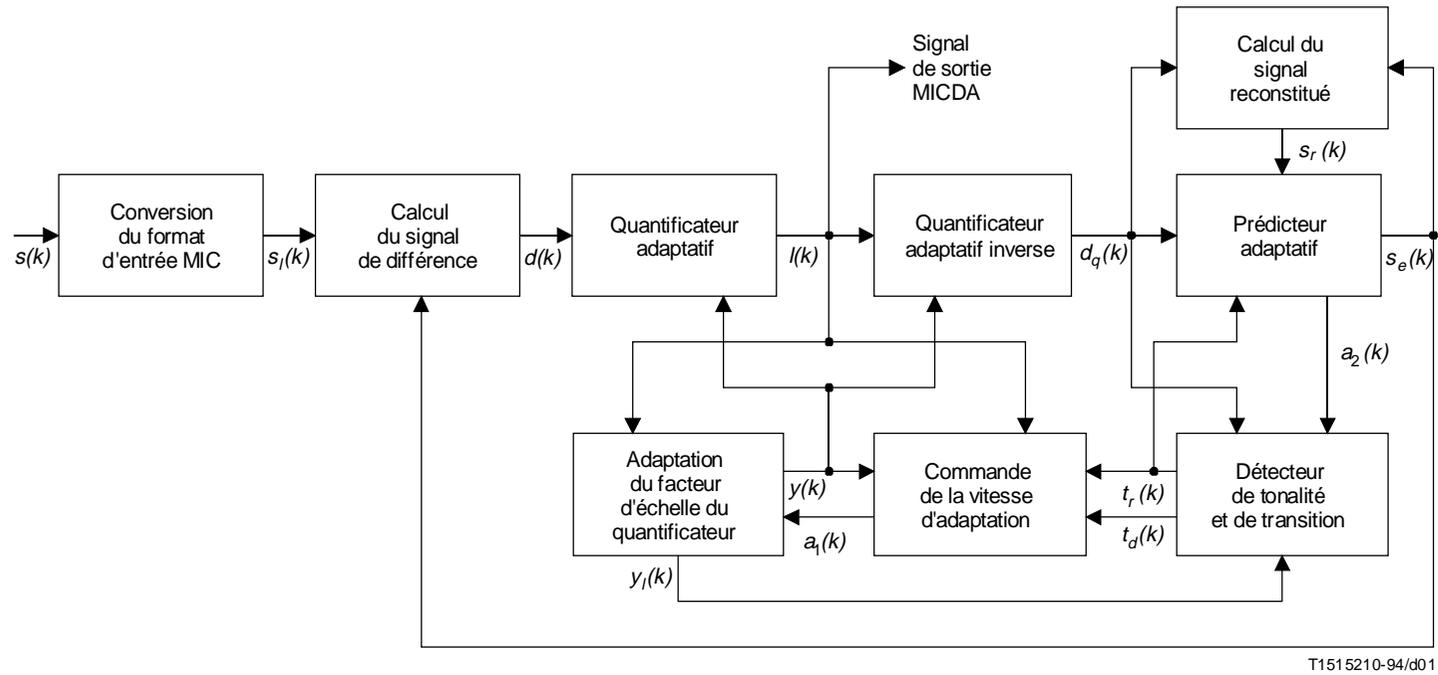


FIGURE 1

Organigramme du codeur de la Recommandation G.726

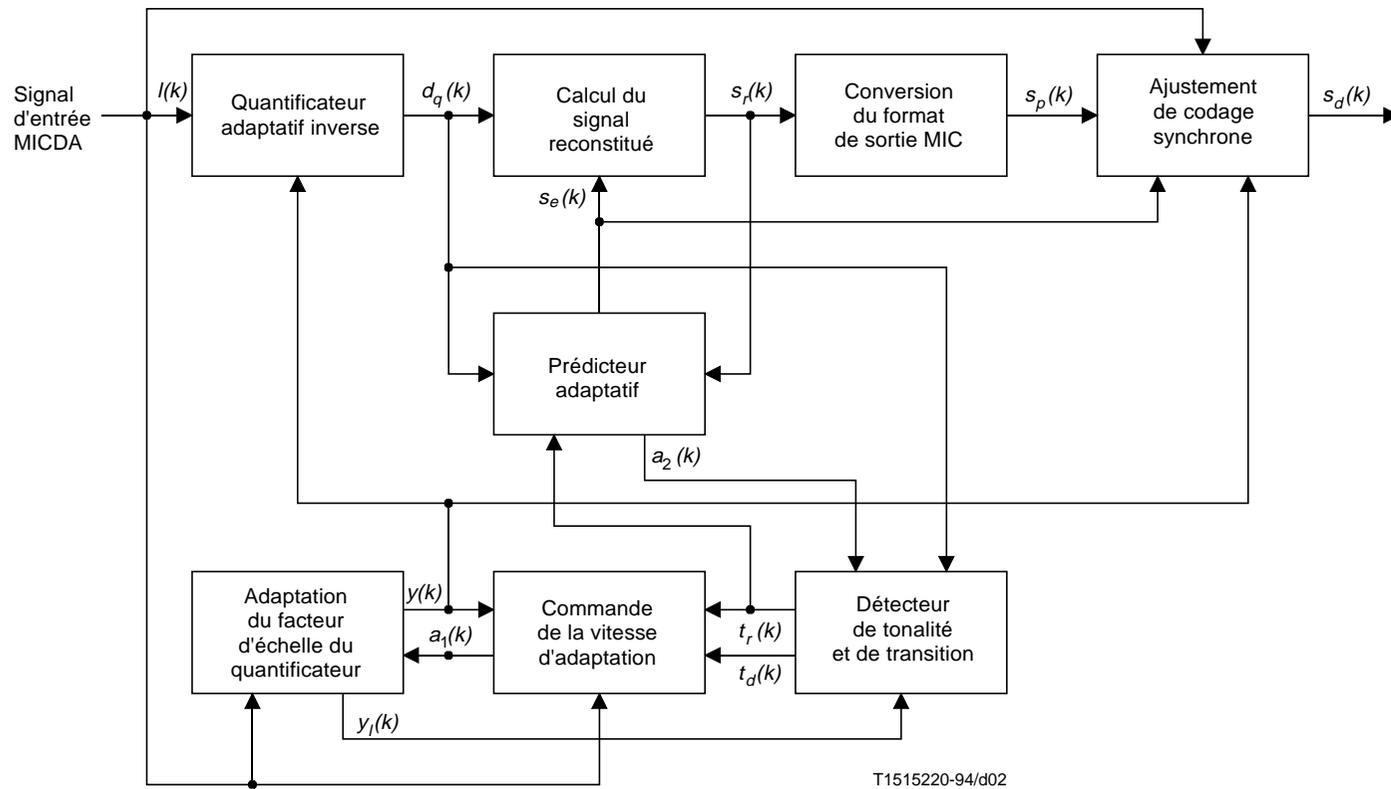
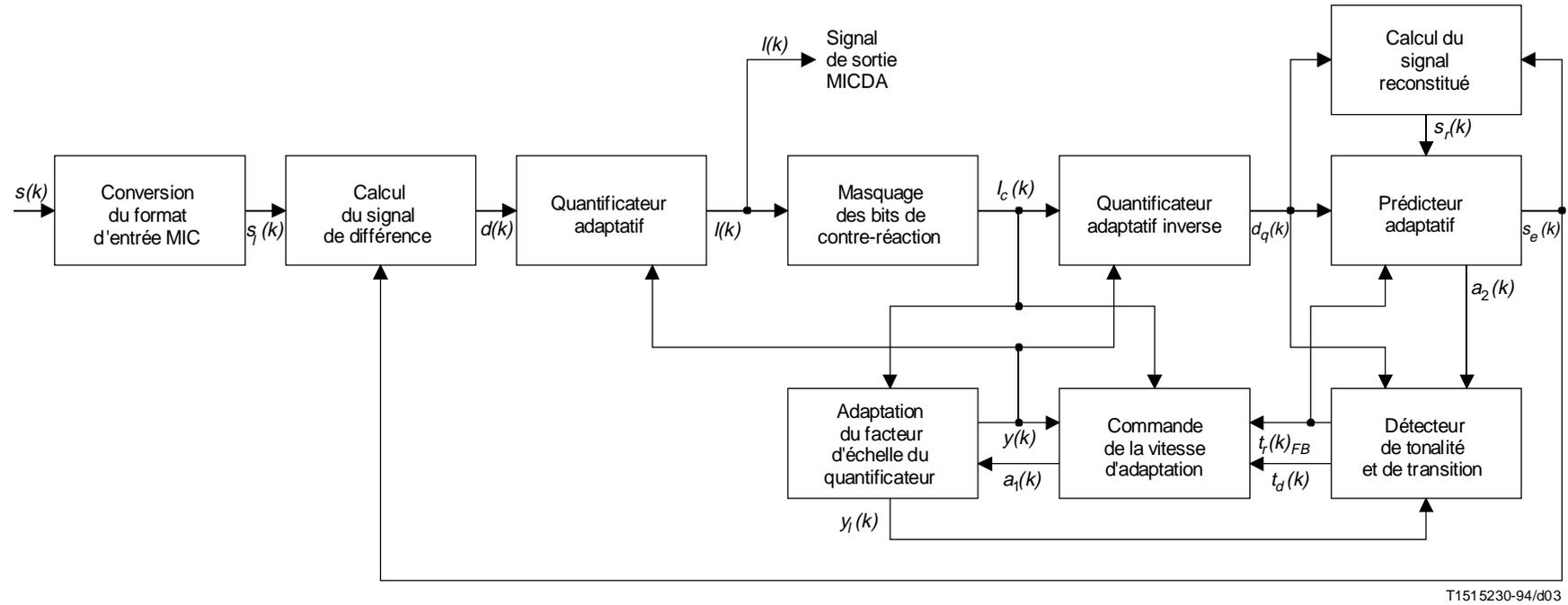
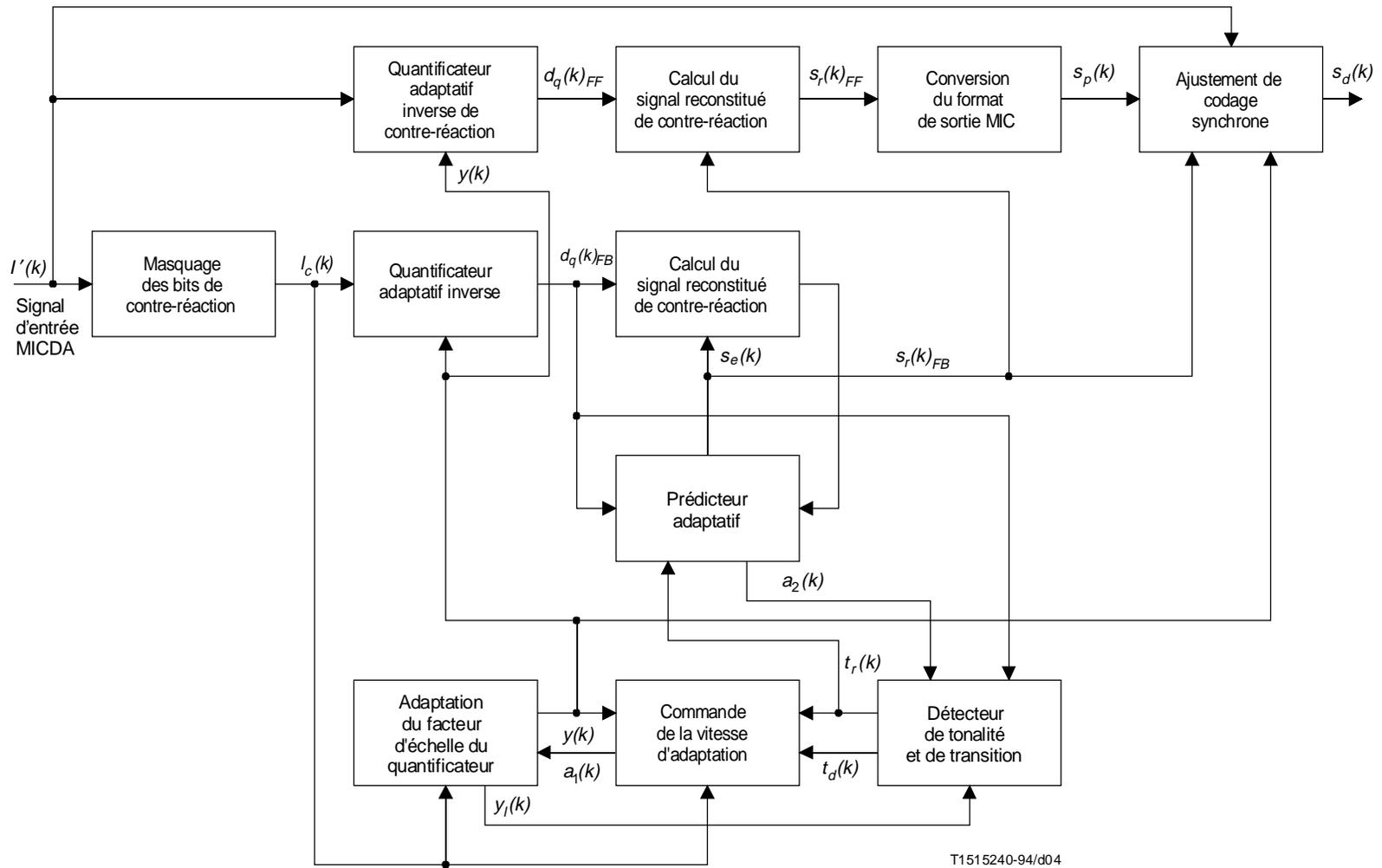


FIGURE 2
 Organigramme du décodeur de la Recommandation G.726



T1515230-94/d03

FIGURE 3
Organigramme du codeur de la Recommandation G.727



T1515240-94/d04

FIGURE 4
Organigramme du décodeur de la Recommandation G.727

La principale différence entre les algorithmes fixes MICDA de la Recommandation G.726 et des contributions COM XVIII-101 et COM XVIII-102, d'une part, et les algorithmes imbriqués de la Recommandation G.727, d'autre part, est la suivante. Dans le cas des algorithmes imbriqués de la Recommandation G.727, la différence entre signal d'entrée et signal estimé est quantifiée en mots codés comprenant une partie binaire principale et une partie binaire complémentaire. La séquence principale sert à la prédiction, à la fois pour le codeur et pour le décodeur, alors que la séquence complémentaire sert à réduire le bruit de quantification dans le signal reconstitué. Il est donc nécessaire que la séquence principale parvienne au décodeur pour éviter une dérive, mais il est possible de négliger la séquence complémentaire si cela permet de réduire un encombrement.

Les algorithmes MICDA imbriqués peuvent fonctionner à 5, 4, 3 et 2 bits par échantillon sur la boucle de contre-réaction (à savoir, à des débits de 40, 32, 24 et 16 kbit/s) avec conversion vers et à partir des canaux MIC à 64 kbit/s à loi A ou μ . Les algorithmes de la Recommandation G.727 sont classés par couples (\mathbf{x}, \mathbf{y}) où \mathbf{x} se rapporte à la séquence MICDA d'anticipation et \mathbf{y} , à la séquence de contre-réaction MICDA. Par exemple, $(5,2)$ représente un algorithme à 40 kbit/s imbriqué avec deux bits principaux, autrement dit dont le débit binaire minimal est de 16 kbit/s.

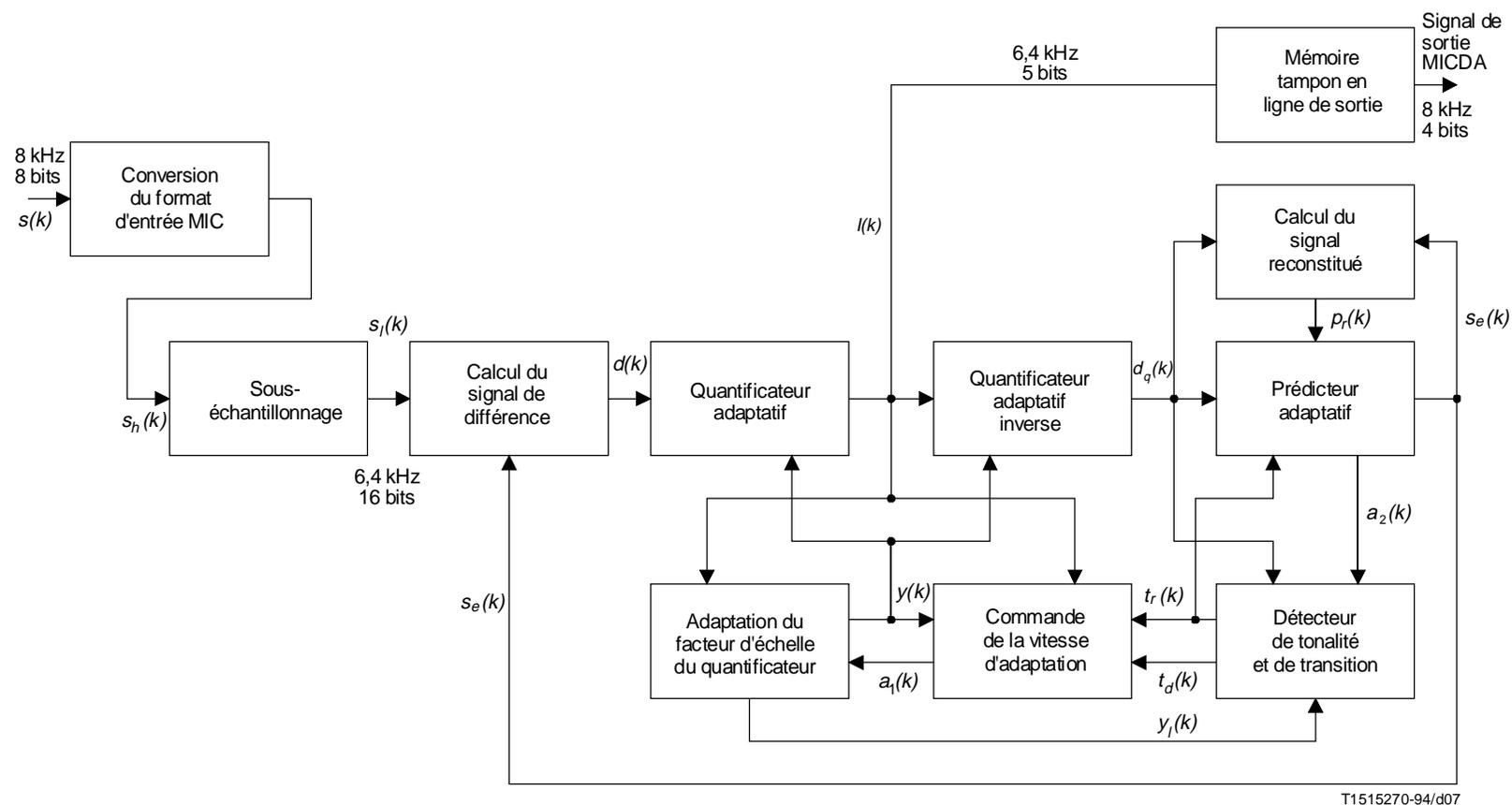
Le motif du développement de la Recommandation G.727 a été la nécessité de trouver une procédure souple pour réduire les encombrements en tout point d'un réseau commuté par paquets, sans qu'il soit besoin d'échanger des messages de commande entre les divers nœuds du trajet vers l'arrière de la connexion (à savoir, vers l'émetteur). Ceci évite le «gel» associé au codage MICDA à débit fixe, quand la capacité de transmission n'est pas disponible et que les débuts des séquences de parole sont tronqués (c'est-à-dire que les débuts des phrases sont coupés). Ceci est important lorsque le chemin de bout en bout comprend de multiples nœuds.

La différence entre les divers algorithmes MICDA à débit fixe réside dans la façon dont ils prennent en compte les signaux des modems à 9,6 kbit/s. Dans la Recommandation G.726, le débit MICDA à 40 kbit/s sert aux données en bande vocale, alors que le débit MICDA à 32 kbit/s sert aux signaux de parole. Un dispositif d'aiguillage s'avère donc nécessaire pour que, sur détection de données en bande vocale, le codage approprié soit appliqué sans affecter le codage des signaux de parole [9].

La contribution COM XVIII-101 utilise le même algorithme MICDA à 32 kbit/s pour les signaux de parole et pour les données en bande vocale [37]. La structure prédictive, qui diffère de celle de tous les autres algorithmes MICDA, se compose d'un prédicteur à zéros adaptatifs du 10^e ordre, d'un prédicteur à pôles adaptatifs du 4^e ordre, d'un prédicteur à pôles fixes du 16^e ordre et d'un prédicteur de biais. Le filtre à pôles adaptatifs est réservé aux signaux fortement corrélés comme la parole, alors que le filtre à pôles fixes sert aux données en bande vocale. La contribution relative de chaque filtre est régulée par une série de coefficients adaptatifs de gain. En contrôlant trois filtres différents dans une même structure, l'algorithme traite avec un codage MICDA à 32 kbit/s les signaux de parole et les signaux des modems de données en bande vocale jusqu'à 9,6 kbit/s; il n'est pas nécessaire de commuter entre parole et données en bande vocale à 9,6 kbit/s; le prix à payer est une complexité accrue. Le quantificateur adaptatif de cet algorithme fonctionne en mode quantification sur 4 bits, et n'utilise pas de détecteur de tonalité et de transition. Les Figures 5 et 6 donnent les organigrammes du codeur et du décodeur de l'algorithme de la contribution COM XVIII-101.

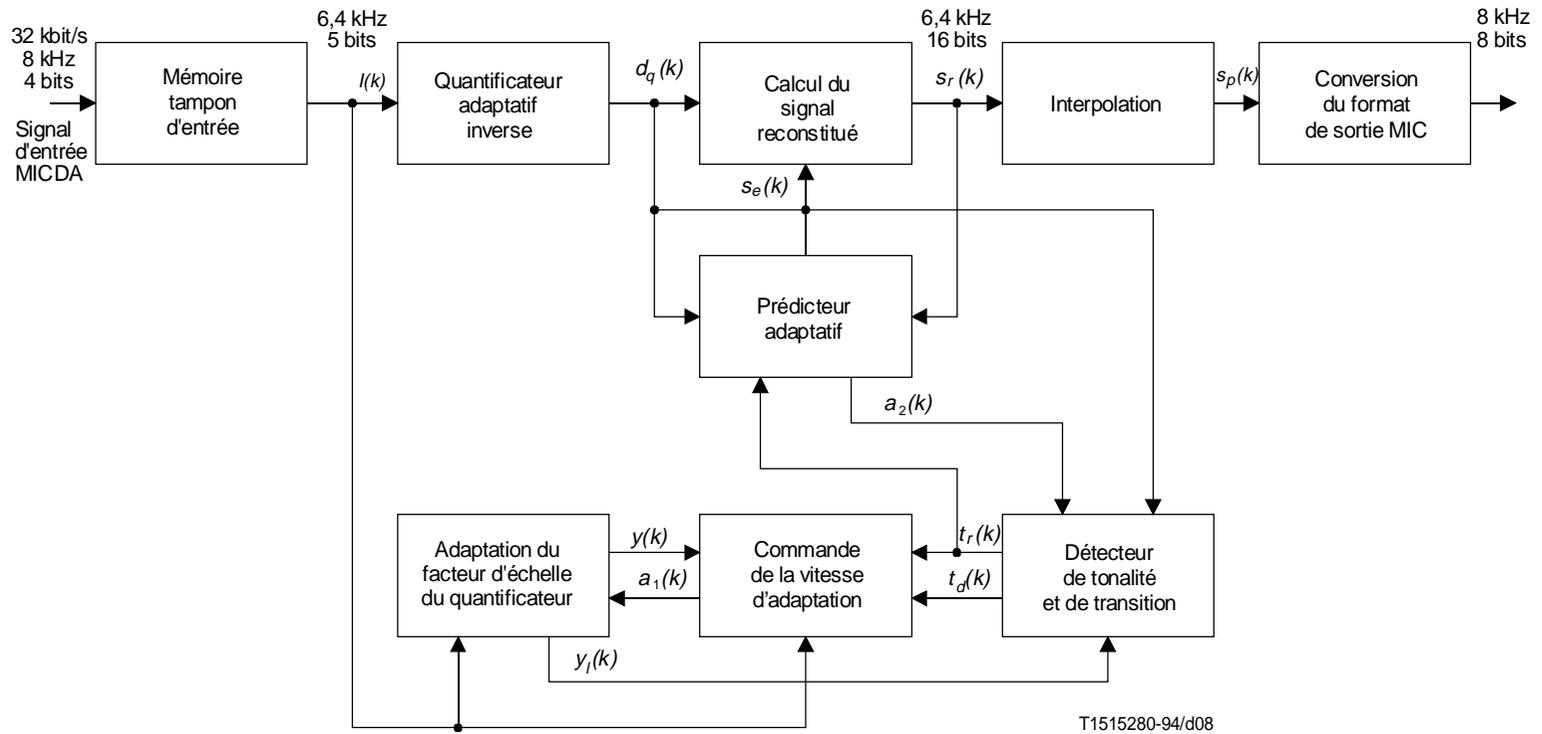
La contribution COM XVIII-102 utilise un algorithme MICDA spécial à 32 kbit/s, qui code chaque échantillon sur 5 bits et qui est optimisé pour les données en bande vocale [33; 53]. Après détection d'une tonalité à 2100 Hz, le train binaire MIC linéaire est sous-échantillonné de 8 kHz à 6,4 kHz par un filtre d'interpolation de réponse à l'impulsion finie symétrique de 100 tap. Ce filtre interpolateur introduit un retard équivalent de 6 ms qui se répartit également entre le codeur et le décodeur. Pour maintenir le débit de ligne global de 32 kbit/s, le codage MICDA utilise 5 bits. Pour éviter le repliement de spectre, la largeur de bande du signal d'entrée doit être limitée à 3,2 kHz. Un réarrangement d'une structure de 6,4 kHz \times 5 en une structure de 8 kHz \times 4 est également nécessaire. Les organigrammes correspondants du codeur et du décodeur sont représentés respectivement sur les Figures 7 et 8. Dans ces figures, on suppose l'existence d'un bloc détecteur de tonalité même si celui-ci n'est pas formellement décrit dans les documents fournis par les concepteurs [33; 53].

Le prédicteur adaptatif se base sur le mot codé entier $I(k)$ dans les algorithmes G.726 et MICDA à débit fixe, et sur le mot codé principal $I_c(k)$ dans l'algorithme G.727. Le quantificateur inverse utilise le mot codé entier $I(k)$ pour le codage MICDA à débit fixe (à savoir, dans les algorithmes de la Recommandation G.726 et des contributions COM XVIII-101 et COM XVIII-102), et $I_c(k)$ pour le codage MICDA imbriqué. La quantification inverse produit le signal différentiel quantifié $d_q(k)$. L'estimée du signal à partir de la prédiction adaptative, $s_e(k)$, est additionnée à ce signal différentiel quantifié pour donner la version reconstituée $s_r(k)$ du signal d'entrée.



NOTE – Le bloc de détecteur de tonalité est pris par hypothèse; il n'est décrit ni dans la référence [33] ni dans la référence [53].

FIGURE 7
Organigramme du codeur de la contribution COM XVIII-102



NOTE – Le bloc de détecteur de tonalité est pris par hypothèse; il n'est décrit ni dans la référence [33] ni dans la référence [53].

FIGURE 8
Organigramme du décodeur de la contribution COM XVIII-102

L'adaptation du quantificateur et du quantificateur inverse dépend de tous les bits de $I(k)$ dans le cas des algorithmes à débit fixe, et des bits principaux $I_c(k)$ dans le cas de l'algorithme G.727. Le signal de sortie du quantificateur $I(k)$ prend toutes les valeurs correspondantes non nulles, alors que l'adaptation fonctionne avec toutes les valeurs possibles, le mot codé associé ne contenant que des zéros pouvant résulter d'une erreur de transmission.

Le décodeur aussi bien côté émission que côté réception comprend une structure identique à la partie de contre-réaction du codeur. De plus, le récepteur correspondant aussi bien à l'algorithme G.726 que G.727 transcode le train binaire MIC uniforme en MIC loi A ou μ pour l'ajustement de codage synchrone. Ce fonctionnement se base sur tous les bits reçus et prévient la distorsion cumulative pour les codages synchrones en cascade (MICDA-MIC-MICDA) sous certaines conditions. Ceci est réalisé en sélectionnant les codes de sortie MIC qui suppriment la distorsion de quantification à l'étage suivant de codage MICDA [38].

L'algorithme de la contribution COM XVIII-102 n'a pas de bloc d'ajustement de codage synchrone comme les algorithmes des Recommandations G.726 et G.727 et de la contribution COM XVIII-101, aussi ne possède-t-il pas la capacité de fonctionnement en cascade synchrone décrite au 5.2.

L'article 5 récapitule les principes de codage en expliquant les différences qui existent entre les algorithmes des Recommandations G.726, G.727 et de la contribution COM XVIII-102. L'algorithme de la contribution COM XVIII-101, dont la structure diffère de celle des autres algorithmes, est décrit dans l'article 6.

3 Principes des algorithmes des Recommandations G.726, G.727 et de la contribution COM XVIII-102

3.1 Prédiction adaptative et reconstitution du signal

La fonction première du prédicteur adaptatif est de calculer l'estimée $s_e(k)$ du signal à partir du signal différentiel quantifié $d_q(k)$ et des valeurs précédentes du signal reconstitué $s_r(k)$. Le prédicteur se présente sous forme d'un filtre autorégressif à moyenne glissante (ARMA) (*autoregressive moving average*) dont le spectre de fréquence convient à une grande variété de signaux d'entrée en bande vocale.

L'estimée du signal est calculée à partir du signal reconstitué $s_r(k)$ par:

$$s_e(k) = \sum_{i=1}^2 a_i^{k-1} s_r(k-i) + \sum_{i=1}^6 b_i^{k-1} d_q(k-i) \quad (2)$$

avec

$$s_r(k) = s_e(k) + d_q(k) \quad (3)$$

et

$$d_q(k) = d(k) + e(k) = Q \left[d \frac{(k)}{y} (k) \right] y(k) \quad (4)$$

où

a_1^k, a_2^k	coefficients autorégressifs pour l'échantillon k ;
$b_i^k, i = 1, \dots, 6$	coefficients de la moyenne glissante pour l'échantillon k ;
$d(k)$	signal de différence pour l'échantillon k ;
$d_q(k)$	signal de différence quantifié pour l'échantillon k ;
$e(k)$	erreur de quantification pour l'échantillon k ;
$Q[x]$	signal de sortie normalisé du quantificateur pour l'entrée x ; = $ x - y(k)$ en échelle logarithmique;
$y(k)$	erreur de facteur d'échelle pour l'échantillon k .

Les valeurs de départ sont: $d(0) = s_0(0) = s_r(0) = 0$ et $d_q(k) = 0$ pour $k < 0$. Les équations (2) à (4) sont semblables pour les algorithmes G.726 et G.727, excepté que l'erreur de quantification $e(k)$ dans l'algorithme G.727 comprend les effets de l'utilisation de $I_c(k)$ au lieu de $I(k)$. Comme expliqué plus haut, $d_q(k)$ a été obtenu à partir de $I_c(k)$ par quantification inverse.

Avec $B =$ opérateur de retard tel que $Bd_q(k) \triangleq d_q(k-1)$, on peut combiner les équations (2) et (3):

$$s_e(k) = \frac{\left(a_1^{k-1} + b_1^{k-1} \right) B_+ \left(a_2^{k-1} + b_2^{k-1} \right) B_+^2 \dots + b_6 B^6}{1 - a_1^{k-1} B - a_2^{k-1} B^2} \cdot d_q(k) \quad (5)$$

A partir des équations (1), (3) et (5) on peut écrire:

$$\left(1 + \sum_{i=1}^6 b_i^{k-1} B^i \right) d(k) = \left(1 - a_1^{k-1} B - a_2^{k-1} B^2 \right) s_l(k) + \left[\left(a_1^{k-1} + b_1^{k-1} \right) B_+ \left(a_2^{k-1} + b_2^{k-1} \right) B_+^2 \dots + b_6 B^6 \right] e(k) \quad (6)$$

Les équations de mise à jour des coefficients autorégressifs et de moyenne glissante du prédicteur ARMA (2,6) adoptent le même algorithme de gradient simplifié que l'algorithme G.721 [39; 45].

$$a_1^k = (1 - 2^{-8}) a_1^{k-1} + (3 \cdot 2^{-8}) \text{sgn} [p(k)] \text{sgn} [p(k-1)] \quad (7)$$

$$a_2^k = (1 - 2^{-7}) a_2^{k-1} + 2^{-7} \left(\text{sgn} [p(k)] \text{sgn} [p(k-2)] - f(a_1^{k-1}) \text{sgn} [p(k)] \text{sgn} [p(k-1)] \right) \quad (8)$$

où $p(k)$ est un procédé MA (6) défini comme:

$$\begin{aligned} p(k) &= d_q(k) + s_{e_z}(k) = \\ &= \left(1 + b_1^{k-1} B_+ \dots + b_6^{k-1} B^6 \right) d_q(k) \end{aligned} \quad (9)$$

et

$$f(a_1) = \begin{cases} 4a_1, & |a_1| \leq 2^{-1} \\ 2 \text{sgn} (a_1), & |a_1| > 2^{-1} \end{cases}$$

A partir de l'équation (5), la réponse en fréquence du prédicteur est donnée par:

$$H(\omega) = \frac{\left(a_1^{k-1} + b_1^{k-1} \right) e^{-j\omega T} + \left(a_2^{k-1} + b_2^{k-1} \right) e^{-j2\omega T} + \dots + b_6^{k-1} e^{-j6\omega T}}{1 - a_1^{k-1} e^{-j\omega T} - a_2^{k-1} e^{-j2\omega T}} \quad (10)$$

$$j = \sqrt{-1}, 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T} \quad \text{et} \quad T = 125 \mu\text{s}$$

Les réponses en fréquence pour les algorithmes à 40 kbit/s de la Recommandation G.726 et les algorithmes des contributions COM XVIII-101 et COM XVIII-102 sont disponibles dans la littérature [23; 24].

Pour la stationnarité, les paramètres autorégressifs (AR) doivent tomber dans la région triangulaire définie par [11]:

$$|a_1^k| + a_2^k < 1$$

$$|a_2^k| < 1$$

Cette condition est satisfaite avec les contraintes de stabilité suivantes:

$$|a_1|^k \leq 1 - 2^{-4} - a_2^k$$

et

$$|a_2|^k \leq 0,75$$

3.1.1 Algorithmes G.726 et G.727

Pour les algorithmes G.726 et G.727, les équations de mise à jour des coefficients b_i de la moyenne glissante (MA) sont les suivantes [39; 45]:

$$b_i^k = (1 - 2^{-8}) b_i^{k-1} + 2^{-7} \operatorname{sgn} [d_q(k)] \operatorname{sgn} [d_q(k - i)] \quad (11)$$

pour $i = 1, 2, \dots, 6$.

Noter que $|b_i(k)| \leq 2$. Comme on le verra par la suite, les coefficients du prédicteur sont remis à zéro lorsqu'une transition est détectée, à savoir, $a_1^k = a_2^k = 0$, et $b_i^k = 0$ pour $i = 1, 2, \dots, 6$.

Comme plus haut, $\operatorname{sgn} [0] = 1$ et $\operatorname{sgn} [d_q(k)] = 0$, pour $k < 0$

Pour le codage à 40 kbit/s, le prédicteur adaptatif est changé de manière à diminuer le facteur de perte qui sert au fonctionnement à coefficients nuls. Dans ce cas, l'équation (11) devient:

$$b_i(k) = (1 - 2^{-9}) b_i(k - 1) + 2^{-7} \operatorname{sgn} [d_q(k)] \operatorname{sgn} [d_q(k - i)] \quad (11')$$

Noter que $b_i(k)$ est implicitement limité à ± 2 .

3.1.2 Algorithme de la contribution COM XVIII-102

Dans l'algorithme à 32 kbit/s de la contribution COM XVIII-102 [33], les équations de mise à jour des coefficients se présentent sous une forme identique, mais le facteur de perte est plus petit à la fois pour les pôles et pour les zéros. Les équations correspondantes sont les suivantes:

$$a_1^k = (1 - 2^{-11}) a_1^{k-1} + \left(2^{-9}\right) \operatorname{sgn} [p(k)] \operatorname{sgn} [p(k - 1)] \quad (7)$$

$$a_2^k = (1 - 2^{-10}) a_2^{k-1} + 2^{-9} \left(\operatorname{sgn} [p(k)] \operatorname{sgn} [p(k - 2)] - f(a_1^{k-1}) \operatorname{sgn} [p(k)] \operatorname{sgn} [p(k - 1)] \right) \quad (8)$$

et

$$b_i^k = (1 - 2^{-10}) b_i^{k-1} + 2^{-9} \operatorname{sgn} [d_q(k)] \operatorname{sgn} [d_q(k - i)] \quad (9)$$

3.2 Quantificateur adaptatif

Tous les algorithmes MICDA ont des quantificateurs adaptatifs non uniformes à mi-montée (*mid-rise*) basés sur le quantificateur de Lloyd-Max à minimum d'erreur quadratique moyenne fonctionnant à 32 kbit/s [35; p. 131-134]. Ils fonctionnent selon deux modes (lent et rapide) avec un facteur d'échelle adaptatif $y(k)$, afin de prendre en charge à la fois les signaux de parole et les signaux de données en bande vocale [47]. Dans l'algorithme G.726, le quantificateur est adaptatif non uniforme à 31, 15, 7 ou 4 niveaux de quantification pour le fonctionnement à 40, 32, 24 ou 16 kbit/s respectivement. Chaque débit possède son propre quantificateur distinct. Dans l'algorithme G.727, un quantificateur adaptatif non uniforme à 32, 16, 8 ou 4 niveaux de quantification est utilisé pour quantifier le signal de différence $d(k)$. Les diverses tables de quantification sont imbriquées les unes dans les autres, de manière que les niveaux de décision soient alignés de force. Cela garantit que les seuils de décision pour les quantificateurs à 32, 24 et 16 bits sont des sous-ensembles de seuils du quantificateur à 40 kbit/s. Au contraire, dans les algorithmes de la Recommandation G.726, les seuils de décision ne sont pas alignés, ce qui les rend impropres aux applications imbriquées, mais le rapport signal sur bruit de quantification est légèrement meilleur, comme le montre 8.3.1.

Les Tableaux 1, 2 et 3 donnent les caractéristiques normalisées d'entrée/sortie du quantificateur de la Recommandation G.726 pour un fonctionnement à 40, 32 et 24 kbit/s. Le Tableau 4 correspond à l'algorithme de la contribution COM XVIII-102 [33].

TABLEAU 1

Caractéristique d'entrée/sortie normalisée du quantificateur pour un fonctionnement à 40 kbit/s de l'algorithme G.726

Valeur du signal d'entrée normalisé du quantificateur $\log_2 d(k) - y(k)$	$ I(k) $	Sortie normalisée du quantificateur $\log_2 d_q(k) - y(k)$
[4,31, +∞)	15	4,42
[4,12, 4,31)	14	4,21
[3,91, 4,12)	13	4,02
[3,70, 3,91)	12	3,81
[3,47, 3,70)	11	3,59
[3,22, 3,47)	10	3,35
[2,95, 3,22)	9	3,09
[2,64, 2,95)	8	2,80
[2,32, 2,64)	7	2,48
[1,95, 2,32)	6	2,14
[1,54, 1,95)	5	1,75
[1,08, 1,54)	4	1,32
[0,52, 1,08)	3	0,81
[-0,13, 0,52)	2	0,22
[-0,96, -0,13)	1	-0,52
(-∞, -0,96)	0	-∞

Les Tableaux 5 et 6 donnent respectivement les caractéristiques normalisées d'entrée et sortie (valeurs exactes) du quantificateur pour les algorithmes de la Recommandation G.727 à 5, 4, 3 et 2 bits principaux. Les deux tableaux illustrent l'alignement des seuils de décision selon les différents débits binaires. Dans tous ces tableaux, le bit le plus significatif représente le signe et les bits restants l'amplitude. Le signal en sortie du quantificateur $I(k)$ à 5, 4, 3 ou 2 bits du Tableau 6 forme le signal de sortie à 40, 32, 24 ou 16 kbit/s comprenant à la fois les bits principaux et les bits complémentaires. L'algorithme à 16 kbit/s est le même que l'algorithme (2,2) de la Recommandation G.727. On peut voir en comparant les Tableaux 1 et 4 que le signal normalisé en sortie du quantificateur est plus petit dans l'algorithme de la contribution COM XVIII-102 que dans l'algorithme à 40 kbit/s de la Recommandation G.726 pour un même mot codé.

Le masquage des bits constitue une différence supplémentaire entre les algorithmes MICDA à débit fixe de la Recommandation G.726 et des contributions COM XVIII-101 et COM XVIII-102 et les algorithmes MICDA imbriqués de la Recommandation G.727. Grâce à ce procédé, les bits complémentaires sont négligés par décalage logique à droite de $I(k)$ d'un nombre de positions égal au nombre de bits complémentaires. Les bits principaux $I_c(k)$ sont ensuite utilisés par le quantificateur inverse adaptatif dans la boucle de contre-réaction, l'adaptation du facteur d'échelle du quantificateur et les blocs de commande de la vitesse d'adaptation. Le quantificateur inverse adaptatif génère ensuite le signal de différence quantifié $d_q(k)$ en additionnant $y(k)$ à la valeur qui correspond à $I_c(k)$ dans la caractéristique normalisée de quantification de la table correspondante.

TABLEAU 2

**Caractéristique d'entrée/sortie normalisée du quantificateur
pour un fonctionnement à 32 kbit/s de l'algorithme G.726**

Valeur du signal d'entrée normalisé du quantificateur $\log_2 d(k) - y(k)$	$ I(k) $	Sortie normalisée du quantificateur $\log_2 d_q(k) - y(k)$
[3,12, +∞)	7	3,32
[2,72, 3,12)	6	2,91
[2,34, 2,72)	5	2,52
[1,91, 2,34)	4	2,13
[1,38, 1,91)	3	1,66
[0,62, 1,38)	2	1,05
[-0,98, 0,62)	1	0,031
(-∞, -0,98)	0	-∞

TABLEAU 3

**Caractéristique d'entrée/sortie normalisée du quantificateur
pour un fonctionnement à 24 kbit/s de l'algorithme G.726**

Valeur du signal d'entrée normalisé du quantificateur $\log_2 d(k) - y(k)$	$ I(k) $	Sortie normalisée du quantificateur $\log_2 d_q(k) - y(k)$
[2,58, +∞)	3	2,91
[1,70, 2,58)	2	2,13
[0,06, 1,70)	1	1,05
(-∞, 0,06)	0	-∞

TABLEAU 4

**Caractéristique d'entrée/sortie normalisée du quantificateur
de l'algorithme de la contribution COM XVIII-102**

Valeur du signal d'entrée normalisé du quantificateur $\log_2 d(k) - y(k)$	$ I(k) $	Sortie normalisée du quantificateur $\log_2 d_q(k) - y(k)$
[3,45, +∞)	15	3,59
[3,20, 3,45)	14	3,31
[2,99, 3,20)	13	3,09
[2,80, 2,99)	12	2,89
[2,61, 2,80)	11	2,71
[2,42, 2,61)	10	2,52
[2,23, 2,42)	9	2,33
[2,02, 2,23)	8	2,12
[1,79, 2,02)	7	1,90
[1,52, 1,79)	6	1,66
[1,22, 1,52)	5	1,38
[0,84, 1,22)	4	1,04
[0,35, 0,84)	3	0,61
[-0,40, 0,35)	2	0,00
[-1,98, -0,40)	1	-0,98
(-∞, -1,98)	0	-∞

TABLEAU 5

**Caractéristique d'entrée normalisée
du quantificateur de l'algorithme G.727**

Amplitude du signal d'entrée normalisé du quantificateur $\log_2 d(k) - y(k) $	$ I(k) $ ou $ I_c(k) $			
	Nombre de bits			
	5			
	4			
	3			
2				
$(-\infty, -1,05)$	0	0	0	0
$[-1,05, -0,05)$	0	0	0	1
$[-0,05, 0,54)$	0	0	1	0
$[0,54, 0,96)$	0	0	1	1
$[0,96, 1,30)$	0	1	0	0
$[1,30, 1,58)$	0	1	0	1
$[1,58, 1,82)$	0	1	1	0
$[1,82, 2,04)$	0	1	1	1
$[2,04, 2,23)$	1	0	0	0
$[2,23, 2,42)$	1	0	0	1
$[2,42, 2,60)$	1	0	1	0
$[2,60, 2,78)$	1	0	1	1
$[2,78, 2,97)$	1	1	0	0
$[2,97, 3,16)$	1	1	0	1
$[3,16, 3,43)$	1	1	1	0
$[3,43, \infty)$	1	1	1	1

TABLEAU 6

**Caractéristique de sortie normalisée
du quantificateur de l'algorithme G.727**

$ I(k) $ ou $ I_c(k) $				Amplitude du signal de sortie normalisé du quantificateur $\log_2 d_q(k) - y(k) $			
Nombre de bits				Nombre de bits			
5				5			
4				4			
3				3			
2			2				
0	0	0	0	0,91	-0,09	-1,06	-2,06
0	0	0	1	"	"	"	-0,48
0	0	1	0	"	"	0,53	0,27
0	0	1	1	"	"	"	0,76
0	1	0	0	"	1,55	1,29	1,13
0	1	0	1	"	"	"	1,44
0	1	1	0	"	"	1,81	1,70
0	1	1	1	"	"	"	1,92
1	0	0	0	2,85	2,4	2,23	2,13
1	0	0	1	"	"	"	2,33
1	0	1	0	"	"	2,59	2,51
1	0	1	1	"	"	"	2,69
1	1	0	0	"	3,09	2,95	2,87
1	1	0	1	"	"	"	3,05
1	1	1	0	"	"	3,34	3,27
1	1	1	1	"	"	"	3,56

A noter que l'algorithme (5,5) n'a pas été normalisé du fait qu'aucun algorithme MICDA imbriqué à plus de 5 bits dans la boucle directe n'a été envisagé.

3.3 Adaptation du facteur d'échelle du quantificateur

Pour renforcer la robustesse de l'adaptation, le quantificateur et le quantificateur inverse utilisent un facteur d'échelle composite $y(k)$, qui combine un facteur d'échelle lent (verrouillé) $y_l(k)$ et un facteur d'échelle rapide (non verrouillé) $y_f(k)$; $y_l(k)$ sert à la détection de transition alors que $y(k)$ sert à l'adaptation de vitesse [47].

3.3.1 Adaptation dans les algorithmes G.726 et G.727

L'adaptation rapide est réservée aux signaux (comme les signaux de parole) dont les premiers signaux temporels différentiels varient rapidement. L'adaptation lente est réservée aux signaux (comme les données en bande vocale et les tonalités) dont les premiers signaux différentiels présentent de faibles variations dans le temps. La vitesse d'adaptation effective combine les deux facteurs d'échelle.

Le facteur d'échelle rapide (non verrouillé) $y_u(k)$ est calculé récursivement en échelle logarithmique base 2 à partir du facteur d'échelle logarithmique résultant, $y(k)$:

$$\begin{aligned} y_u(k) &= (1 - 2^{-5}) y(k) + 2^{-5} W[I(k)], \quad k = 1, 2, \dots \\ y(0) &= y_z(0) = 1,06 \end{aligned} \quad (12)$$

où $y_u(k)$ est limité par $1,06 \leq y_u(k) \leq 10,00$ et $W[I(k)]$ est une fonction discrète qui définit un multiplicateur de quantification dont la valeur dépend du mot codé I pour l'algorithme G.726 et des bits principaux I_c pour l'algorithme G.727, comme cela est indiqué en Appendice I. Le facteur de perte $(1 - 2^{-5})$ donne au procédé adaptatif une mémoire finie permettant de remédier aux erreurs de transmission.

Dans les algorithmes G.726 et G.727, le facteur d'échelle lent (verrouillé) $y_l(k)$ est dérivé de $y_u(k)$ à l'aide d'un filtre passe-bas ARMA (1,1):

$$\begin{aligned} \text{avec} \quad y_l(k) &= (1 - 2^{-6}) y_l(k - 1) + 2^{-6} y_z(k), \quad k = 1, 2, \dots \\ y_u(0) &= 1,06, \quad \text{et} \quad y_l(0) = 1,06 \end{aligned} \quad (13)$$

L'équation (13) peut s'écrire dans l'algorithme G.726, sous la forme:

$$y_l(k) = \frac{2^{-6}(1 - 2^{-5}) y(k) + 2^{-11} W[I(k)]}{1 - (1 - 2^{-6}) B} \quad (13.a)$$

et dans l'algorithme G.727, sous la forme:

$$y_l(k) = \frac{2^{-6}(1 - 2^{-5}) y(k) + 2^{-11} W[I_c(k)]}{1 - (1 - 2^{-6}) B} \quad (13.b)$$

Le pôle de ce filtre est positif et proche du cercle unité; aussi sa fonction d'autocorrélation décroît-elle lentement, exponentiellement vers zéro. Ceci signifie que les basses fréquences dominent le spectre de fréquences.

Les étapes utilisées dans l'adaptation du facteur d'échelle $y(k)$ sont les mêmes dans les algorithmes G.726 et G.727, à la différence près que, dans l'algorithme G.727, la fonction discrète $W[I_c(k)]$ est définie pour 2, 3 et 4 bits principaux, alors que dans l'algorithme G.726, elle n'est définie que pour l'intégralité du mot codé. Les valeurs des deux fonctions pour le fonctionnement à deux bits principaux sont les mêmes pour l'algorithme G.726 à 16 kbit/s [19]. La fonction $W[I(k)]$ est définie dans l'Appendice I.

Dans le développement qui suit, on utilisera exclusivement la variable $I_c(k)$ pour tous les algorithmes, en gardant à l'esprit que le mot codé principal est le mot codé tout entier pour les algorithmes non imbriqués.

Les facteurs d'échelle lents et rapides sont ensuite recombinaés afin de former le facteur d'échelle résultant:

$$y(k) = a_l(k) y_u(k - 1) + [1 - a_l(k)] y_l(k - 1)$$

Aussi,

$$\begin{aligned} y(k) = & \{a_l(k)(1 - 2^{-5}) + [1 - a_l(k)]2^{-6}(1 - 2^{-5})\} y(k - 1) \\ & + \{[1 - a_l(k)](1 - 2^{-6})\} y_l(k - 1) \\ & + \{2^{-5} a_l(k) + [1 - a_l(k)]2^{-11}\} W[I_c(k - 1)], \quad k = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (14.a)$$

où

$$0 \leq a_l(k) \leq 1 \quad \text{et} \quad a_l(0) = 0$$

ou encore

$$y(k) = \frac{[1 - a_l(k)][1 - 2^{-6}] B y_l(k) + \{2^{-5} a_l(k) + [1 - a_l(k)]2^{-11}\} W[I_c(k - 1)]}{1 - [2^{-6} + (1 - 2^{-6}) a_l(k)](1 - 2^{-5}) B} \quad (14.b)$$

$k = 1, 2, \dots$

Lorsque $a_l(k) = 1$, le quantificateur est déverrouillé et $y(k)$ est identique à $y_u(k)$, à savoir

$$y(k) = \frac{2^{-5} W[I_c(k - 1)]}{1 - (1 - 2^{-5}) B}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (15.a)$$

Dans ce cas, $y(k)$ ne comprend pas de moyenne à long terme et convient aux signaux qui varient rapidement comme les signaux de parole. Lorsque $a_l(k) = 0$ le quantificateur est verrouillé et $y(k)$ est donné par:

$$\begin{aligned} y(k) = & 2^{-6} (1 - 2^{-5}) y(k - 1) + (1 - 2^{-6}) y_l(k - 1) \\ & + 2^{-11} W[I_c(k - 1)] \end{aligned} \quad (15.b)$$

$$y(k) = \frac{(1 - 2^{-6}) B y_l(k) + 2^{-11} W[I_c(k - 1)]}{1 - 2^{-6}(1 - 2^{-5}) B}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (15.c)$$

Ici $y(k)$ dépend de la moyenne à long terme et dépend moins des valeurs précédentes (le coefficient autorégressif est 64 fois plus petit), et le quantificateur s'adapte plus lentement. Ce cas s'applique aux signaux stationnaires, tels que les données en bande vocale et les tonalités, où la quantification doit être petite afin de réduire l'erreur de quantification.

Le paramètre de commande $a_l(k)$ est calculé à partir de la vitesse de variation du premier signal différentiel quantifié de la suite temporelle des signaux d'entrée, de manière que ces valeurs tombent dans l'intervalle $[0,1]$. Ceci est montré dans le paragraphe suivant.

3.3.2 Adaptation de l'algorithme de la contribution COM XVIII-102

L'adaptation du facteur d'échelle dans l'algorithme de la contribution COM XVIII-102 est donnée par l'équation suivante:

$$y(k) = (1 - a(k)) y(k - 1) + a(k) W[I(k)], \quad k = 1, 2, \dots \quad (16)$$

Le facteur de commande $a(k)$ peut prendre des valeurs entre 2^{-9} et 2^{-6} . La valeur la plus petite correspond au mode basse vitesse (signaux de données en bande vocale et tonalités), alors que la valeur la plus grande correspond aux périodes de silence. Initialement, la valeur est de 2^{-6} . Si trois échantillons consécutifs sont observés tels que $y(k) > 3,5$, $a(k)$ est autorisé à décroître selon le modèle autorégressif suivant:

$$a(k) = (1 - 2^{-3}) a(k - 1) \quad k = 1, 2, \dots$$

Aussitôt qu'une baisse d'énergie est observée, $a(k)$ est réinitialisé à 2^{-6} pour fonctionner en mode à vitesse rapide.

Les valeurs de $W[I]$ pour l'algorithme de la contribution COM XVIII-102 sont également définies dans l'Appendice I. Il faut noter que ces valeurs sont plus petites que celles de l'algorithme G.726.

3.4 Commande de la vitesse d'adaptation

Il existe deux mesures de l'amplitude moyenne de $I(k)$ ou de $I_c(k)$: 1) une mesure à court terme $d_{ms}(k)$ et 2) une mesure à long terme $d_{ml}(k)$. Le calcul de ces deux mesures est exactement le même dans les algorithmes G.726 et G.727.

$$d_{ms}(k) = (1 - 2^{-5}) d_{ms}(k - 1) + 2^{-5} F[I(k - 1)] \quad (16.a)$$

$$d_{ms}(k) = (1 - 2^{-5}) d_{ms}(k - 1) + 2^{-5} F[I_c(k - 1)] \quad (16.b)$$

et

$$d_{ml}(k) = (1 - 2^{-7}) d_{ml}(k - 1) + 2^{-7} F[I(k - 1)] \quad (17.a)$$

$$d_{ml}(k) = (1 - 2^{-7}) d_{ml}(k - 1) + 2^{-7} F[I_c(k - 1)] \quad (17.b)$$

avec $d_{ms}(0) = d_{ml}(0) = 0$, $F[I(k - 1)]$ et $F[I_c(k - 1)]$ représentant les fonctions discrètes correspondantes. $F[I_c(k - 1)]$ est défini pour 2, 3 et 4 bits principaux alors que $F[I(k - 1)]$ est défini pour l'intégralité du mot codé. Les valeurs des deux fonctions pour le fonctionnement à deux bits principaux sont identiques dans l'algorithme G.726 à 16 kbit/s [19]. Ces fonctions sont définies dans l'Appendice I.

Si $\frac{|d_{ms}(k) - d_{ml}(k)|}{d_{ml}(k)} \geq 2^{-3}$, le quantificateur est déverrouillé en faisant:

$$a_p(k) = (1 - 2^{-4}) a_p(k - 1) + 2^{-3} \quad \text{pour } k > 0 \quad \text{et} \quad a_p(0) = 0$$

Ceci permet au quantificateur de suivre les variations de $I(k)$ dans l'algorithme G.726, ou de $I_c(k)$ dans l'algorithme G.727.

Si les caractéristiques du signal d'entrée changent rapidement lorsque le gain du prédictor est élevé, c'est-à-dire si son erreur de prédiction est faible, des problèmes peuvent se poser, comme ce fut le cas pour la version de l'algorithme datant de 1984. Lorsque le prédictor s'adapte à des tonalités étendues [comme c'est le cas des modems à modulation par déplacement de fréquence (MDF) fonctionnant en mode caractère ou asynchrone], il suit le signal d'entrée de très près. Comme l'erreur résiduelle est faible, le quantificateur fonctionnera en mode verrouillé. Si la fréquence de la tonalité change brusquement, il faudra un certain temps au prédictor et au quantificateur pour s'adapter au nouveau signal. En effet, comme le montre l'équation (15.a), le facteur d'échelle du quantificateur dépendra des valeurs précédentes pendant quelque temps, si bien qu'il lui faudra un certain temps pour se déverrouiller et augmenter son facteur d'échelle [7; 8]. Cette lente adaptation crée des instabilités pour les modems Bell 202 et la série de modems V.23 du CCITT qui fonctionnent en mode caractère avec des tonalités de marquage et d'espacement très éloignées.

Des modifications ont été introduites pour forcer le mode d'adaptation rapide sur le quantificateur, et pour réinitialiser le coefficient du prédictor en présence d'un signal modulé par déplacement de fréquence (MDF). De plus, une quantification à 15 niveaux est adoptée au lieu de la quantification de départ à 16 niveaux, pour permettre l'utilisation dans les réseaux des Etats-Unis qui n'assurent pas l'indépendance des séquences binaires. Après une transition entre deux

tonalités [7; 34], les coefficients du prédicteur sont donc remis à zéro et le quantificateur est déverrouillé, à savoir, ($a_p = 1$). Une tonalité est détectée si $a_2(k) < -0,71875$ si bien que si la variable binaire $t_d(k)$ signale la présence d'une tonalité:

$$t_d(k) = \begin{cases} 1, & a_2(k) < -0,71875 \\ 0, & \text{sinon.} \end{cases} \quad (18)$$

En présence d'une tonalité (ou d'un signal de bande partielle), a_p est mis à 1 pour déverrouiller le quantificateur et les erreurs résiduelles sont examinées. Si l'erreur résiduelle $d_q(k)$ dépasse un seuil fixé, on admet qu'une transition de tonalité s'est produite. Les coefficients du prédicteur sont alors remis à zéro et le quantificateur passe en mode d'adaptation rapide. La variable binaire $t_r(k)$ indique la présence d'une tonalité, on a alors:

$$t_r(k) = \begin{cases} 1, & a_2(k) < -0,71875 \text{ et } |d_q(k)| > 24 \cdot 2^{y(k)} \\ 0, & \text{sinon.} \end{cases} \quad (19)$$

En résumé, la variable intermédiaire $a_p(k)$ est définie comme suit:

$$a_p(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-4}) a_p(k-1) + 2^{-3}, & \text{si } |d_{ms}(k) - d_{ml}(k)| \geq 2^{-3} d_{ml}(k) \\ & \text{ou } y(k) < 3 \\ & \text{ou } t_d(k) = 1 \\ 1, & \text{, } t_r(k) = 1 \\ (1 - 2^{-4}) a_p(k-1), & \text{sinon,} \end{cases} \quad (20)$$

et

$$a_p(k) = a_p \text{ pour } k \leq 0$$

Aussi, $a_p(k) \rightarrow 2$ dès que l'une des conditions suivantes est réalisée:

- 1) Le rapport $\frac{|d_{ms}(k) - d_{ml}(k)|}{d_{ml}(k)}$ est grand car l'amplitude moyenne de $I_c(k)$ est en cours de changement.
- 2) Il y a un signal au repos [indiqué par la condition $y(k) < 3$].
- 3) Une tonalité est détectée [indiquée par la condition $t_d(k) = 1$].

Lorsque $a_p(k)$ croît, le quantificateur se déverrouille, le facteur d'échelle change rapidement et la taille du pas de quantification peut s'adapter au signal d'entrée.

A l'inverse $a_p(k) \rightarrow 0$ si la différence est faible [amplitude moyenne de $I_c(k)$ relativement constante].

De la même manière que pour les algorithmes G.721 et G.723, $a_p(k-1)$ est ensuite bornée pour obtenir la valeur $a_l(k)$ utilisée dans l'équation (10) ci-dessus:

$$a_l(k) = \min \{a_p(k-1), 1\} \quad (21)$$

et on a donc

$$a_l(0) = 0 \text{ puisque } a_p(-1) = 0$$

Le bornage asymétrique réduit l'occurrence des transitions prématurées pour les signaux d'entrée pulsés tels que les données en bande vocale sur porteuse commutée, pour lesquelles le modem déclenche la porteuse pour transmettre le message puis l'interrompt une fois le message envoyé. La raison en est que la transition d'état rapide à état lent est retardée jusqu'à ce que la valeur absolue de $I_c(k)$ reste constante pendant un certain temps. A noter que $a_p(k)$ est écriété à 1 après détection de la transition du signal de bande partielle [indiquée par $t_r(k) = 1$].

4 Principes de l'algorithme de la contribution COM XVIII-101

La description de cet algorithme repose sur les références [15; 31; 36] et sur un échange personnel de correspondances avec M. Atsushi Shimbo de la compagnie OKI Electric.

4.1 Prédiction

La fonction de transfert $H(B)$ du prédicteur adaptatif composite de l'algorithme de la contribution COM XVIII-101 est donnée par:

$$H(B) = \frac{1 + \Theta(B)}{(1 - g_{ap} \Phi_{ap}(B))(1 - g_{fp} \Phi_{fp}(B))} \quad (22)$$

où $\Theta(B)$ est la fonction de transfert de la moyenne glissante adaptative du dixième ordre, $\Phi_{ap}(B)$ est la fonction de transfert du prédicteur autorégressif adaptatif du quatrième ordre, $\Phi_{fp}(B)$ est la fonction de transfert du prédicteur autorégressif fixe du seizième ordre, et g_{ap} et g_{fp} sont les gains adaptatifs des prédicteurs adaptatif et fixe.

En comparant l'équation (22) avec l'équation (10), on remarque que le prédicteur de l'algorithme de la contribution COM XVIII-101 est constitué des éléments suivants:

- 1) un prédicteur de moyenne glissante (MA) adaptatif du dixième ordre;
- 2) un prédicteur autorégressif (AR) adaptatif du quatrième ordre;
- 3) un prédicteur autorégressif (AR) fixe du seizième ordre; et
- 4) un biais.

Comme cela a été expliqué plus haut, le filtre adaptatif AR(4) est destiné aux signaux vocaux tandis que le filtre fixe AR(16) est destiné aux signaux en bande vocale. L'ordre du prédicteur fixe est choisi ainsi car le gain de prédiction a tendance à saturer au-delà du seizième ordre [31]. Le gain adaptatif g_{ap} est choisi de telle sorte qu'il tende vers 1 pour les signaux de parole et vers 0 pour les données en bande vocale. Inversement, le gain fixe g_{fp} est choisi de telle sorte qu'il tende vers 0 pour les signaux vocaux et vers 1 pour les données en bande vocale.

Par conséquent, l'estimée s_e du signal est calculée à partir des quatre composantes $e_i(k)$ comme suit:

$$s_e(k) = \sum_{i=1}^4 e_i(k) \quad (23)$$

Dans cette équation, $e_1(k)$ représente le signal de sortie du prédicteur MA(10) dont les coefficients pour le $k^{\text{ème}}$ échantillon sont b_i^k avec $i = (1, \dots, 10)$, $e_2(k)$ représente le signal de sortie du prédicteur adaptatif AR(4) dont les coefficients pour le $k^{\text{ème}}$ échantillon sont ϕ_i^k , $i = (1, \dots, 4)$, $e_3(k)$ représente le signal de sortie du filtre fixe AR(16) dont les coefficients fixes sont notés c_i , $i = (1, \dots, 16)$, et le biais $e_4(k)$ représente la version filtrée de la différence quantifiée $d_q(k)$.

Par conséquent, la valeur estimée de $s_e(k)$ est donnée par:

$$s_e(k) = \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} d_q(k-1) + g_{ap}(k) \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \phi_i^{(k-1)} d_2(k-1) \right\} + g_{fp}(k) \left[\sum_{i=1}^{16} c_i d_3(k-i) \right] + e_4(k) \quad (24)$$

L'erreur de prédiction $e(k)$ est normalisée par le facteur d'échelle $y(k)$ calculé à partir de l'équation (50) ci-dessous. Le signal résultant est alors quantifié dans la différence quantifiée $d_q(k)$ par un quantificateur à 15 niveaux dont les valeurs d'écart de quantification sont données dans le Tableau 7.

TABLEAU 7

**Caractéristiques normalisées de l'entrée/sortie
du quantificateur de l'algorithme de la contribution COM XVIII-101**

Valeurs d'entrée normalisée du quantificateur $\log_2 d(k) - y(k)$	$ I(k) $	Sortie normalisée du quantificateur $\log_2 d_q(k) - y(k)$
[2,344, +∞)	7	2,681
[1,776, 2,344)	6	2,007
[1,361, 1,776)	5	1,546
[1,013, 1,361)	4	1,175
[0,7030, 1,013)	3	0,8512
[0,4143, 0,7030)	2	0,5548
[0,1369, 0,4143)	1	0,2739
[-0,1369, 0,1369)	0	0,0
[-0,4143, -0,1369)	8	0,0
[-0,7030, -0,4143)	9	-0,2739
[-1,013, -0,7030)	10	-0,5548
[-1,361, -1,013)	11	-0,8512
[-1,776, -1,361)	12	-1,175
[-2,344, -1,776)	13	-1,546
[-∞, -2,344)	14	-2,007
	15	-2,681

Dans les équations ci-dessus, les variables $d_1(k)$, $d_2(k)$, $d_3(k)$ et $e_4(k)$ sont les versions filtrées des différences $d_q(k)$ obtenues par les équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 d_1(k) &= d_q(k) + e_1(k) \\
 &= d_q(k) + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} d_q(k-i) \\
 &= \left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right] d_q(k) \\
 &= [1 + \Theta(B)] d_q(k)
 \end{aligned} \tag{25}$$

Il vient

$$\begin{aligned}
 d_2 &= d_1(k) + e_2(k) \\
 &= \left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right] d_q + g_{ap}(k) \left[-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \phi_i^{k-1} d_2(k-i) \right]
 \end{aligned}$$

Par conséquent

$$\begin{aligned}
 d_2(k) &= \frac{\left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right]}{\left[1 + \frac{g_{ap}(k)}{2} \sum_{i=1}^4 \phi_i^{k-1} B^i \right]} d_q(k) \\
 &= \frac{[1 + \Theta(B)]}{\left[1 + g_{ap} \frac{(k)}{2} \Phi_{ap}(B) \right]} d_q(k)
 \end{aligned} \tag{26}$$

$$d_3(k) = d_2(k) + e_3(k)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right]}{\left[1 + \frac{g_{ap}(k)}{2} \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} B^i \right]} d_q(k) + g_{fp}(k) \sum_{i=1}^{16} c_i d_3(k-i) \\
&= \frac{\left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right]}{\left[1 + \frac{g_{ap}(k)}{2} \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} B^i \right] \left[1 - g_{fp}(k) \sum_{i=1}^{16} c_i B^i \right]} d_q(k) \\
&= \frac{[1 + \Theta(B)]}{\left[1 + g_{ap} \frac{(k)}{2} \Phi_{ap}(B) \right] \left[1 - g_{fp}(k) \Phi_{fp}(B) \right]} d_q(k) \tag{27}
\end{aligned}$$

$$e_4(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-7}) e_4(k-1) + 2^{-14} \operatorname{tsgn} \{d_q(k-1)\}, & \text{si } 1/y(k-1) \geq 256 \\ (1 - 2^{-7}) e_4(k-1) + 2^{-11} \operatorname{tsgn} \{d_q(k-t)\}, & \text{sinon} \end{cases}$$

soit

$$e_4(k) = \begin{cases} \frac{2^{-14} \operatorname{tsgn} [d_q(k-1)]}{1 - (1 - 2^{-7})B}, & \text{si } 1/y(k-1) \geq 256 \\ \frac{2^{-11} \operatorname{tsgn} [d_q(k-1)]}{1 - (1 - 2^{-7})B}, & \text{sinon} \end{cases} \tag{28}$$

Dans l'équation (28), $1/y(k)$ est le facteur d'échelle linéaire du quantificateur adaptatif obtenu à partir du facteur d'échelle logarithmique $v(k)$ comme indiqué dans l'équation (50).

L'équation (24) peut alors s'écrire de la façon suivante:

$$s_e(k) = \left[\sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right] + g_{ap}(k) \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} \left\{ \frac{\left[1 + \sum_{j=1}^{10} b_j^{k-i-1} B^j \right]}{\left[1 + \frac{g_{ap}(k-i)}{2} \sum_{l=1}^4 \varphi_l^{k-i-1} B^3 \right]} B^i \right\} \right\}$$

$$\begin{aligned}
& + g_{fp}(k) \sum_{i=1}^{16} c_i \frac{[1 + \sum_{j=1}^{10} b_j^{k-i-1} B^j]}{[1 + \frac{g_{ap}(k-i)}{2} \sum_{l=1}^4 \phi_l^{k-i-1} B^l] [1 - g_{fp}(k-1) \sum_{m=1}^{16} c_m B^m]} \Bigg] d_q(k-i) \\
& + \frac{\gamma \operatorname{tsgn} [d_q(k-1)]}{1 - (1 - 2^{-7}) B}
\end{aligned} \tag{29}$$

avec

$$\gamma = \begin{cases} 2^{-14}, & \text{si } 1/y(k-1) \geq 256 \\ 2^{-11}, & \text{sinon.} \end{cases} \tag{30}$$

4.2 Filtre autorégressif fixe

Les coefficients c_i , $i = 1, \dots, 19$ du filtre autorégressif fixe sont optimisés pour un spectre moyenné de signaux de modem de type V.29. Les valeurs correspondantes sont les suivantes:

i	1	2	3	4	5	6	7
c_i	1,0034	-1,7419	1,4170	-1,8785	1,0615	-1,2004	-0,2230
i	8	9	10	11	12	13	14
c_i	-0,3077	-0,4208	0,1938	-0,5917	0,2434	-0,3826	0,0840
i	15	16	17	18	19		
c_i	-0,1217	-0,0214	0,5017	-0,36755	-0,5343		

Le gain $g_{fp}(k)$ est adapté conformément à l'équation suivante:

$$g_{fp}(k) = \begin{cases} 0 & , \text{ si } g_4(k-1) \leq 0 \\ 1,1 & , \text{ si } g_4(k-1) \geq 1,1 \\ g_4(k-1), & \text{sinon} \end{cases} \tag{31}$$

avec

$$g_4(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-10}) [g_4(k-1) - 1] + 1 - 2^{-8} & , \text{ si } 1/y(k) \geq 750 \\ (1 - 2^{-10}) [g_4(k-1) - 1] + 1 + 2^{-8} \operatorname{tsgn} [d_2(k)] \operatorname{tsgn} [e_6(k)], & \text{sinon} \end{cases} \tag{32}$$

avec

$$g_4(0) = 0 \text{ et } g_4(k) \text{ limité à } -0,125 \leq g_4 \leq 1,25$$

Théoriquement, il faudrait que le facteur de gain $g_4(k)$ du prédicteur autorégressif fixe soit mis à jour au moyen de la corrélation entre $d_2(k)$ et le signal de sortie $e_3(k)$ de ce prédicteur. Au lieu de quoi, une moyenne glissante de $d_2(k)$, notée $e_6(k)$, est utilisée afin d'assurer une protection contre la divergence possible due aux erreurs binaires sur le trajet de transmission. On obtient la valeur de $e_6(k)$ de la façon suivante:

$$e_6(k) = \sum_{i=1}^3 c_{i+16} d_2(k-i) = \sum_{i=1}^3 c_{i+16} \frac{[1 + \sum_{j=1}^{10} b_j^{k-1} B^j] B^i}{[1 + \frac{g_{ap}(k)}{2} \sum_{l=1}^4 \varphi_b^{k-1} B^l]} d_q(k) \quad (33)$$

4.3 Filtre autorégressif adaptatif

Dans une réalisation pratique, il n'est pas facile de contrôler les valeurs des racines d'un filtre adaptatif AR(n) lorsque $n > 2$. Pour en assurer la stabilité, on adopte donc pour ce filtre des réponses de forme polynomiale qui satisfont à chaque instant la condition «réel strictement positif» [28]. Dans l'algorithme de la contribution COM XVIII-101, la réponse du filtre autorégressif est exprimée sous la forme d'un couple de polynômes de Chebyshev (c'est-à-dire des polynômes réfléchis et antiréfléchis) de la façon suivante:

$$\begin{aligned} \Phi_{ap}(B) &= \left(\sum_{i=1}^4 \varphi_i B^i \right) \\ &= 1 - \frac{1}{2} \left(\left(1 + B \prod_{i=1}^2 (B^2 - 2 \cos \xi_i B + 1) \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} \left(\left(1 + B \prod_{i=1}^2 (B^2 - 2 \cos \zeta_i B + 1) \right) \right) \right) \end{aligned} \quad (34)$$

Ici, φ_i sont les coefficients du filtre autorégressif, et ξ_i et ζ_i sont les racines de chacun des polynômes de Chebyshev. Selon la théorie sur la stabilité de Hurwitz, ces racines doivent se trouver sur le cercle unité du plan complexe B , être simples et sont ordonnées de la façon suivante: $0 < \xi_1 < \zeta_1 < \xi_2 < \zeta_2 < \pi$. Ces racines correspondent aux fréquences de la relation

$$\frac{2\pi f}{T}$$

avec

$$T = 125 \mu\text{s}$$

Dans la discussion qui suit, on utilisera les équivalences suivantes afin de faciliter la notation: $z_1 \equiv \xi_1$, $z_2 \equiv \zeta_1$, $z_3 \equiv \xi_2$, $z_4 \equiv \zeta_2$, et $r_1 \equiv 2 \cos \xi_1$, $r_2 \equiv 2 \cos \zeta_1$, $r_3 \equiv 2 \cos \xi_2$, $r_4 \equiv 2 \cos \zeta_2$.

L'équation (34) peut être développée de la façon suivante:

$$\begin{aligned} \Phi_{ap}(B) &= \left(\sum_{i=1}^4 \varphi_i B^i \right) \\ &= 1 - \frac{1}{2} (1 + B) \left[B^4 - (r_1 + r_3) B^3 - (2 - r_1 r_3) B^2 - (r_1 + r_3) B + 1 \right] \\ &\quad - \frac{1}{2} (1 - B) \left[B^4 - (r_1 + r_2) B^3 - (2 - r_1 r_4) B^2 - (r_2 + r_4) B + 1 \right] \\ &= 1 - \frac{1}{2} \left[B^5 + (1 - r_1 - r_3) B^4 + (-2 - r_1 - r_3 + r_1 r_3) B^3 \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + (-2 - r_1 - r_3 + r_1 r_3) B^2 + (1 - r_1 - r_3) B + 1 \Big] \\
& - \frac{1}{2} \Big[-B^5 + (1 + r_2 + r_4) B_4 + (2 - r_2 - r_4 - r_2 r_4) B^3 \\
& + (-2 + r_2 + r_4 + r_2 r_4) B^2 + (-1 - r_2 - r_4) B + 1 \Big] \\
= & - \frac{1}{2} \Big[(2 - r_1 - r_2 + r_3 + r_4) B_4 + (-r_1 - r_2 - r_3 - r_4 + r_1 r_3 - r_2 r_4) B^3 \\
& + (-4 - r_1 + r_2 - r_3 + r_4 + r_1 r_3 + r_2 r_4) B^2 + (-r_1 - r_2 - r_3 - r_4) B \Big] \quad (35)
\end{aligned}$$

En comparant les deux membres de l'équation (35), on obtient les expressions suivantes pour les coefficients φ_i :

$$\left. \begin{aligned}
\varphi_1 &= -\frac{1}{2}(-r_1 - r_2 - r_3 - r_4) = -\frac{1}{2} \left(\sum_{j=1}^4 r_j \right) \\
\varphi_2 &= -\frac{1}{2}(4 - r_1 + r_2 - r_3 + r_4 + r_1 r_3 + r_2 r_4) \\
\varphi_3 &= -\frac{1}{2}(-r_1 - r_2 - r_3 - r_4 + r_1 r_3 - r_2 r_4) \\
&= \varphi_1 - \frac{1}{2}(r_1 r_3 - r_2 r_4), \\
\varphi_4 &= -\frac{1}{2}(2 - r_1 + r_2 - r_3 + r_4)
\end{aligned} \right\} \quad (36)$$

4.4 Equations de mise à jour

4.4.1 Filtre à moyenne glissante

Les coefficients de moyenne glissante b_i^k sont mis à jour à l'aide de la formule récursive suivante:

$$b_i^k = (1 - 2^{-7}) b_i^{k-1} + 2^{-6} \operatorname{tsgn}[d_q(k)] \operatorname{tsgn}[d_q(k-1)] \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, 10 \quad (37)$$

avec

$$\operatorname{tsgn}(x) = \begin{cases} -1, & x < 0 \\ 0, & x = 0 \\ 1, & x > 0 \end{cases} \quad (38)$$

Il est à noter que les facteurs de fuite sont ici le double des facteurs de fuite des algorithmes des Recommandations G.726 et G.727 comme cela est indiqué dans l'équation (11).

4.4.2 Filtre adaptatif

4.4.2.1 Gain

Le gain adaptatif $g_{ap}(k)$ du filtre autorégressif adaptatif est calculé de la façon suivante:

$$g_{ap}(k) = \begin{cases} 0 & , \text{ si } g_1(k-1) \leq 0 \\ 1 & , \text{ si } g_1(k-1) \geq 1 \\ g_1(k-1), & \text{ sinon} \end{cases} \quad (39)$$

avec

$$g_1(k) = (1 - 2^{-10}) g_1(k-1) + 2^{-8} \text{tsgn} [d_1(k)] \text{tsgn} [e_5(k)] \quad (40)$$

avec la condition initiale: $g_1(0) = 0$. Par conséquent, la mise à jour de $g_1(k)$ dépend de $d_1(k)$. Noter que le facteur de fuite est le même que pour le gain g_{fp} du filtre autorégressif fixe.

La variable $e_5(k)$ est une valeur estimée filtrée de $d_1(k)$ calculée à partir de l'équation suivante:

$$e_5(k) = - \sum_{i=1}^4 \left\{ \varphi_i^{k-1} \left[d_1(k-1) + \frac{1}{2} e_5(k-i) \right] \right\} \quad (41)$$

L'équation ci-dessus peut se réécrire sous la forme:

$$\left[1 + \sum_{i=1}^4 \frac{\varphi_i^{k-1}}{2} B^i \right] e_5(k) = \left(- \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} B^i \right) d_1(k)$$

Par conséquent

$$\begin{aligned} e_5(k) &= \frac{\left(- \sum_{i=1}^4 \varphi_i^{k-1} B^i \right)}{1 + \sum_{i=1}^4 \frac{\varphi_i^{k-1}}{2} B^i} \times \left[1 + \sum_{i=1}^{10} b_i^{k-1} B^i \right] d_q(k) \\ &= \frac{- \Phi_{ap}(B) [1 + \Theta(B)]}{1 + \Phi_{ap}(B)} d_q(k) \end{aligned} \quad (42)$$

L'équation (39) est construite de telle sorte que $g_{ap}(k) \rightarrow 1$ pour la parole et $\rightarrow 0$ pour les données en bande vocale.

4.4.2.2 Coefficients autorégressifs

Les coefficients du prédicteur polaire adaptatif φ_i^k sont mis à jour par les opérations suivantes.

Tout d'abord, les racines ordonnées des polynômes de Chebyshev z_i^k ($i = 1, \dots, 4$) sont mises en appliquant les formules suivantes:

$$z_i^k = \begin{cases} (1 - 2^{-7}) [z_i^{k-1} - Z_i] + Z_i - 2^{-8} \\ \quad \times \text{tsgn} [d_q(k)] \text{tsgn} [p_i(k-1)], & \text{si } z_i^{k-1} - z_{i-1}^{k-1} > Z_i \text{ et } z_{i+1}^{k-1} - z_i^{k-1} > Z_i + 1 \\ (1 - 2^{-7}) [z_i^{k-1} - Z_i] + Z_i, & \text{sinon,} \end{cases} \quad (43)$$

avec

$$Z_0^k = 0, Z_5^k = \pi)$$

Les valeurs initiales et les fréquences correspondantes sont indiquées dans les tableaux suivants:

Racine		Fréquence (Hz)	
Variable	Valeur	Variable	Valeur
z_0^0	0,3501	f_0^0	0
z_1^0	0,3501	f_1^0	445,8
z_2^0	0,5520	f_2^0	702,8
z_3^0	1,5010	f_3^0	1911,1
z_4^0	2,2160	f_4^0	2821,5
z_5^0	3,1416 (π)	f_5^0	4000

Racine		Fréquence (Hz)
Variable	Valeur	Valeur
z_1	0,1570	200
z_2	0,0313	40
z_3	0,0313	40
z_4	0,0313	40
z_5	0,3928	500

Par conséquent, les conditions de mise à jour des valeurs des racines peuvent s'exprimer comme indiqué dans le tableau suivant:

Racine n°	Condition n° 1	Condition n° 2
1	$f_1^{k-1} - f_0^{k-1} > 200$	$f_2^{k-1} - f_1^{k-1} > 40$
2	$f_2^{k-1} - f_1^{k-1} > 40$	$f_3^{k-1} - f_2^{k-1} > 40$
3	$f_3^{k-1} - f_2^{k-1} > 40$	$f_4^{k-1} - f_3^{k-1} > 40$
4	$f_4^{k-1} - f_3^{k-1} > 40$	$f_5^{k-1} - f_4^{k-1} > 500$

Comme f_0 vaut toujours 0 Hz et f_5 vaut toujours 4000 Hz, les conditions ci-dessus montrent que la première équation de mise à jour est utilisée lorsqu'une ou plusieurs fréquences correspondant aux racines des polynômes de Chebyshev se trouvent dans la plage (200, 3500) Hz et que chacune de ces fréquences est séparée de ses voisines par au moins 40 Hz.

Si ces conditions ne sont pas satisfaites, les valeurs des racines sont mises à jour selon le fonctionnement avec perte qui fait converger les valeurs initiales.

Posons, comme avant, $r_i^k = 2 \cos z_i^k$. Les gradients p_i , $i = 1, \dots, 4$ sont calculés par

$$\frac{\partial \varphi_{ap}(B)}{\partial z_i}, i = 1, \dots, 4.$$

Par conséquent

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi_{ap}(B)}{\partial z_1} &= \partial \left(\sum_{i=1}^4 \varphi_i B^i \right) \\ &= - \sin z_1 [B^4 + (B^3 + B^2)(1 - r_3) + B] \end{aligned} \quad (44.a)$$

$$\frac{\partial \varphi_{ap}(B)}{\partial z_2} = - \sin z_2 [-B^4 + (B^3 - B^2)(1 + r_4) + B] \quad (44.b)$$

$$\frac{\partial \varphi_{ap}(B)}{\partial z_3} = - \sin z_3 [B^4 + (B^3 + B^2)(1 - r_1) + B] \quad (44.c)$$

$$\frac{\partial \varphi_{ap}(B)}{\partial z_4} = - \sin z_4 [-B^4 + (B^3 - B^2)(1 + r_2) + B] \quad (44.d)$$

Comme, par construction, $0 < z_i < \pi$ de sorte que $\sin z_i > 0$, on a:

$$\text{tsgn}[p_1(k)] = - \text{tsgn}[d_q(k-1) + (1 - r_3^k)\{d_q(k-2) + d_q(k-3)\} + d_q(k-4)] \quad (45.a)$$

$$\text{tsgn}[p_2(k)] = - \text{tsgn}[d_q(k-1) - (1 + r_4^k)\{d_q(k-2) - d_q(k-3)\} - d_q(k-4)] \quad (45.b)$$

$$\text{tsgn}[p_3(k)] = - \text{tsgn}[d_q(k-1) + (1 - r_1^k)\{d_q(k-2) + d_q(k-3)\} + d_q(k-4)] \quad (45.c)$$

$$\text{tsgn}[p_4(k)] = - \text{tsgn}[d_q(k-1) - (1 + r_2^k)\{d_q(k-2) - d_q(k-3)\} - d_q(k-4)] \quad (45.d)$$

Une fois qu'on a calculé les nouvelles valeurs des racines, les équations de mise à jour des φ_i sont:

$$\varphi_1^{(k+1)} = - \frac{1}{2} \left(-r_1^k - r_2^k - r_3^k - r_4^k \right) = - \frac{1}{2} \left(\sum_{j=1}^4 r_j^k \right)$$

$$\varphi_2^{(k+1)} = - \frac{1}{2} \left(-4 - r_1^k + r_2^k - r_3^k + r_4^k + r_1^k r_3^k + r_2^k r_4^k \right)$$

$$\varphi_3^{(k+1)} = -\frac{1}{2}(-r_1^k - r_2^k - r_3^k - r_4^k + r_1^k r_3^k - r_2^k r_4^k) \quad (46)$$

$$= \varphi_i^k - \frac{1}{2}(r_1^k r_3^k - r_2^k r_4^k)$$

$$\varphi_4^{(k+1)} = -\frac{1}{2}(2 - r_1^k + r_2^k - r_3^k + r_4^k)$$

4.5 Adaptation du quantificateur

L'adaptation du quantificateur adaptatif utilise un facteur d'échelle avec une double vitesse d'adaptation. L'adaptation du facteur d'échelle et de la vitesse est décrite dans les deux paragraphes suivants.

4.5.1 Adaptation du facteur d'échelle du quantificateur

Le facteur d'échelle du quantificateur est une moyenne pondérée d'un facteur d'échelle rapide $v_1(k)$, et d'un facteur d'échelle lent $v_2(k)$.

Le facteur d'échelle rapide du quantificateur d'échelle est calculé de façon récursive comme suit:

$$v_1(k) = (1 - 2^{-6}) v(k) + W_s[I(k)] + l(k) W_d[I(k)] \quad (47)$$

et le facteur d'échelle lent est donné par:

$$v_2(k) = (1 - 2^{-3}) v_2(k-1) + 2^{-3} v_1(k) \quad (48)$$

avec $v_1(0) = -11,2876$ et $v_2(0) = 0$. $W_s[I(k)]$ et $W_d[I(k)]$ sont des fonctions discrètes optimisées respectivement pour la parole et pour les données en bande vocale. Ces fonctions sont définies en Appendice I.

Le paramètre $l(k)$, qui est le signal de sortie de la commande d'adaptation, joue un rôle analogue à celui de la fonction $a_l(k)$ dans les algorithmes G.726 et G.727 comme cela est défini dans l'équation (15). Il est donc obtenu en se basant sur le fait que la vitesse de variation de la première différence quantifiée $d_q(k)$ se situe dans l'intervalle $[0,1]$ comme on l'expliquera dans l'article suivant.

En comparant les équations (47) et (12), il est clair que l'algorithme de la contribution COM XVIII-102 fait intervenir deux fonctions $W[I(k)]$ et non pas une. De même, en comparant les équations (48) et (11), il est clair que les facteurs de fuite utilisés dans l'algorithme de la contribution COM XVIII-101 sont plus élevés.

L'équation (48) peut également s'écrire sous la forme:

$$v_2(k) = \frac{2^{-3} v_1(k)}{[1 - (1 - 2^{-3}) B]} \quad (48')$$

Le facteur d'échelle combiné est donné par:

$$v(k) = [1 - l(k-1)] v_2(k) + 2^{-3} v_1(k) \quad (49.a)$$

En utilisant l'expression de $v_2(k)$ donnée dans l'équation (48), $v(k)$ prend la forme:

$$v(k) = \left\{ \frac{[1 - l(k-1)] \cdot 2^{-3}}{[1 - (1 - 2^{-3}) B]} + 2^{-3} \right\} v_1(k) \quad (49.b)$$

avec $-11,2876 \leq v(k) \leq -1,3218$.

En combinant les équations (47) et (49.b), on obtient:

$$v(k) = \frac{\left[\frac{[1 - l(k-1)] \cdot 2^{-3}}{[1 - (1 - 2^{-3})B]} + 2^{-3} \right] \left\{ (1 - 2^{-6}) v(k) + W_s[I(k)] + l(k) W_d[I(k)] \right\}}{1 - [1 - 2^{-3}l(k-1)](1 - 2^{-6}) - (1 - 2^{-3})B[1 - 2^{-3}(1 - 2^{-6})]} \left\{ W_s[I(k)] + l(k) W_d[I(k)] \right\} \quad (49.c)$$

Le facteur d'échelle logarithmique $v(k)$ et le facteur d'échelle linéaire $y(k)$ sont reliés par l'équation:

$$y(k) = 2^{v(k)} \quad (50)$$

4.5.2 Commande de la vitesse d'adaptation

La vitesse d'adaptation dépend de la variation de l'amplitude moyenne du signal de sortie $I(k)$ codé sur 4 bits, et de la corrélation entre le signal de sortie normalisé $Q(k)$ du quantificateur et l'estimée filtrée de $Q(k)$, $e_8[Q(k)] = d_q \frac{(k)}{y(k)}$. Les variations de la moyenne de $I(k)$ sont des indicateurs de variation de la puissance du signal, tandis que la corrélation entre $Q(k)$ et $e_8(k)$ donne un spectre de fréquence du signal de différence quantifiée $d_q(k)$.

La variation de puissance se mesure à l'aide de la variable normalisée $d_m(k)$ donnée par:

$$d_m(k) = (1 - 2^{-7}) d_m(k-1) + 2^{-7} F[I(k)] \quad (51)$$

avec $d_m(0) = 0$, $F[I(k)]$ étant la fonction discrète décrite dans l'Appendice I.

Introduisons les variables intermédiaires $t_1(k)$ et $t(k)$ telles que:

$$t_1(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-7}) t_1(k-1) + 2^{-7}, & \text{si } t(k) \geq 0,8 \\ (1 - 2^{-7}) t_1(k-1) & , \text{ sinon} \end{cases} \quad (52)$$

et

$$t(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-10}) [t(k-1) - 1] + 1 - 2^{-8} & , \text{ si } d_m(k) < 2^{-2} \\ (1 - 2^{-10}) [t(k-1) - 1] + 1 + 2^{-8} \text{tsgn}[Q(k)] \text{tsgn}[e_8(k)], & \text{ sinon} \end{cases} \quad (53)$$

avec $0 \leq t(k) \leq 1$, $Q(k)$ étant le signal de sortie normalisé du quantificateur.

Dans les équations ci-dessus, $t(k)$ tend vers 0 lorsque $d_m(k)$ est inférieur à un seuil de puissance donné, et sinon il tend vers 1, ce qui est le cas des signaux de modem. Le signal $t_1(k)$ est une version filtrée de $t(k)$.

La variable $e_8(k)$ est le signal de sortie d'un filtre autorégressif à moyenne glissante ARMA (2,2) qui agit sur le signal de sortie normalisé $Q(k)$ du quantificateur. Les paramètres de ce filtre sont choisis de façon à représenter un signal moyen de modem de type V.29 à 9,6 kbit/s.

On peut donc écrire:

$$e_8(k) = \frac{[-0,123 B - 0,787 B^2]}{1 + \frac{0,123}{2} B + \frac{0,787}{2} B^2} Q(k) \quad (54)$$

Enfin, le paramètre de commande de mode $I(k)$ est la version obtenue après un filtre passe-bas de $t_1(k)$, $t_1(k)$ étant lui-même une version filtrée de $t(k)$. Ces deux filtrages passe-bas servent à éviter la propagation des erreurs.

$$I(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-7}) I(k - 1) + 2^{-7}, & \text{et } t_1(k) \geq 0,8 \\ (1 - 2^{-7}) I(k - 1) & , \text{ sinon} \end{cases} \quad (55)$$

Le paramètre de commande de mode $I(k)$ sera de 0 pour les signaux à variation rapide comme la parole et de 1 pour les signaux à variation lente comme les données en bande vocale. [C'est l'inverse du paramètre $a_1(k)$ des algorithmes G.726 et G.727.]

5 Décodageur MICDA

5.1 Description générale

Les décodeurs MICDA ont la même structure de base pour le fonctionnement à débit fixe que pour le fonctionnement imbriqué. La principale différence est que dans le fonctionnement imbriqué, la boucle de contre-réaction n'utilise que les bits principaux pour calculer l'estimée du signal. En fonctionnement à débit fixe, la boucle de contre-réaction utilise l'ensemble du mot codé pour calculer l'estimée du signal. Dans les deux cas, la chaîne directe utilise l'ensemble du mot codé pour reconstituer le mot codé MIC de sortie. Le codeur et le décodeur ont des structures analogues. En outre, le côté émetteur possède un décodeur local qui fonctionne avec le signal que recevrait le décodeur récepteur s'il n'y avait aucune erreur de ligne. Chaque décodeur possède deux quantificateurs adaptatifs inverses, l'un dans la chaîne directe et l'autre dans la boucle de contre-réaction. La chaîne directe du décodeur commence à l'entrée du quantificateur adaptatif inverse de la chaîne directe et se termine à la sortie du bloc d'ajustement du codage synchrone. En fonctionnement imbriqué, la boucle de contre-réaction va de l'entrée du bloc de masquage de bits à la sortie du prédictif adaptatif.

Le quantificateur adaptatif inverse de la boucle d'anticipation utilise $I(k)$ pour créer la différence quantifiée de la chaîne directe $d_q(k)_{FF}$. Par contre, le quantificateur adaptatif inverse de la boucle de contre-réaction du décodeur imbriqué utilise les bits principaux $I_c(k)$ pour calculer la différence quantifiée de la boucle de contre-réaction $d_q(k)_{FB}$. [Le quantificateur adaptatif inverse de la boucle de contre-réaction du décodeur à débit fixe utilise l'ensemble du mot codé $I(k)$.] La prédiction adaptative et la reconstitution du signal se font sur la base de $d_q(k)_{FB}$ comme dans le codeur. Enfin, le mot codé MIC de sortie est reconstitué en ajoutant $s_e(k)$ à $d_q(k)_{FF} \cdot I(k)$. Noter que, dans l'algorithme G.727, tant que $I(k) > I_c(k)$, le quantificateur inverse de la chaîne directe fonctionne à débit binaire plus élevé que le quantificateur inverse de la boucle de contre-réaction.

5.2 Ajustement du codage synchrone

L'ajustement du codage synchrone est une méthode qui sert à empêcher l'accumulation de distorsion intervenant dans les codages synchrones en cascade (c'est-à-dire de la forme MIC-MICDA-MIC-MICDA) lorsque l'intégrité du flux binaire est préservée [38]. L'intégrité binaire signifie que les flux binaires ne doivent être perturbés par aucun dispositif de traitement du signal numérique (conversion numérique/analogique, annulation d'écho, filtrage numérique, ajustement du gain ou de l'affaiblissement numérique, ou signalisation de perte de bits). L'ajustement synchrone est disponible pour les algorithmes des Recommandations G.726 et G.727 et de la contribution COM XVIII-101. Il n'est pas réalisable sur l'algorithme de la contribution COM XVIII-102 en raison des effets de limitation de bande du filtre utilisé dans le codeur et le décodeur.

Le concept de base est de garantir que le signal de sortie MIC soit converti en mot codé MICDA toujours de la même manière à tous les étages, même s'il faut pour cela modifier le signal de sortie MIC [26; 38; 44]. Cela garantit l'identité de tous les mots codés MICDA à tous les étages et, à partir du deuxième étage, l'identité des mots codés dans chaque couple de transcodage.

Le fait d'inclure un ajustement synchrone du codage permet de garantir que le rapport signal/bruit MIC/MIC est préservé, voire amélioré [40; 41]. Une évaluation subjective par Bowker [1986], encore inédite, montre qu'avec un codage MICDA à 32 kbit/s la qualité vocale subjective après quatre opérations synchrones de codage est la même qu'après une seule opération de codage. Si le codeur émetteur et le décodeur récepteur sont initialisés différemment, par exemple après des erreurs de transmission de ligne, il faudra du temps pour que la propriété de cascade synchrone s'établisse car le codeur et le décodeur doivent s'ajuster. En première approximation, la resynchronisation peut nécessiter environ 500 ms pour les tonalités et environ 250 ms pour la parole.

6 Evaluation objective des algorithmes MICDA

6.1 Théorie

Ce paragraphe décrit une approche analytique pour des performances des algorithmes MICDA. On suppose qu'il n'existe aucune distinction entre un quantificateur à mi-palier et un quantificateur à mi-montée. Pour les algorithmes de la Recommandation G.727, cette hypothèse est valable dans le cas où la boucle de contre-réaction utilise des mots de 4 ou 5 bits.

A partir de l'équation (2), on peut écrire:

$$E \left[\left(1 + \sum_{i=1}^6 b_i^{k-1} B^i \right) d(k) \right]^2 = E \left[\left(1 - \sum_{j=1}^2 a_j^{k-1} B^j \right) s_l(k) \right]^2 + E \left[\left(\sum_{i=1}^6 (a_i^{k-1} + b_i^{k-1}) B^i \right) d_q(k) \right]^2 \quad (56)$$

avec

$$a_i^{k-1} = 0 \text{ pour } i = 3, \dots, 6$$

On suppose que le signal d'entrée $s_l(n)$ n'est pas corrélé avec le bruit du quantificateur $e(n)$ et que $e(n)$ est un bruit blanc. Cette dernière hypothèse est valable pour un quantificateur optimal à 2 niveaux de quantification ou plus [35; p.158].

L'équation (56) peut s'écrire de la façon suivante:

$$\Theta' T \Theta = A' R A + E [e^2(n)] P^2 \quad (57)$$

avec

$$\Theta' = [1, -b_1^{k-1}, \dots, b_6^{k-1}]$$

$$A' = [1, -a_1^{k-1}, -a_2^{k-1}]$$

$$P^2 = \sum_{i=1}^2 (a_i^{k-1})^2 + \sum_{j=1}^6 (b_j^{k-1})^2 + 2(a_1^{k-1} b_1^{k-1} + a_2^{k-1} b_2^{k-1})$$

T est une matrice 7×7 où l'élément de position (i, j) vaut $E[d(k-i+1)d(k-j+1)]$, et R est une matrice 3×3 où l'élément de position (i, j) vaut $E[s_l(k-i+1)s_l(k-j+1)]$.

Le gain G du décodeur MICDA est donné par:

$$G = \frac{E [s_l^2(k)]}{E [d^2(k)]} = \frac{1}{A \tilde{R} A} \left[\Theta \tilde{T} \Theta - \frac{P^2}{SNR_q} \right] \quad (58)$$

où le rapport signal/bruit quantifié SNR_q est donné par:

$$SNR_q = \frac{E[d^2(k)]}{E[e^2(k)]}$$

$$\tilde{R} = \frac{R}{E[s_I^2(k)]}, \quad \tilde{T} = \frac{T}{E[d^2(k)]}$$

On peut donc écrire l'équation (58) sous la forme

$$G = G_1 G_2$$

avec

$$G_1 = \frac{1}{A' \tilde{R} A} \quad \text{et} \quad G_2 = \Theta' \tilde{T} \Theta - \frac{P^2}{SNR_q} \quad (59)$$

G_1 dépend de l'autocorrélation du signal d'entrée s_I et des pôles du prédicteur. G_1 dépend donc indirectement du signal de différence quantifiée à travers l'adaptation décrite dans la référence [39].

G_2 représente la dégradation du gain de prédiction en raison:

- 1) des effets de signaux résiduels antérieurs;
- 2) de l'effet indirect du signal de différence quantifiée sur la mise à jour des zéros du prédicteur; et
- 3) des effets de la différence quantifiée qui a traversé le prédicteur adaptatif.

A noter que si le prédicteur ne comporte pas de zéros, les équations (56) à (59) se ramènent aux équations (17) à (22) de Suzuki et Taka [51]. On peut alors résoudre l'équation (59) pour estimer G et SNR_q par une procédure d'estimation numérique similaire à celle qu'ils ont décrite.

6.2 Performance des algorithmes MICDA pour les données en bande vocale

Les conditions expérimentales d'évaluation des performances des algorithmes MICDA pour les données en bande vocale dans diverses conditions de réseau sont définies par les dégradations connues sous le nom de «R-28», leur désignation se référant à une annexe d'un rapport de la Commission d'études XVIII du CCITT portant ce numéro et datant de décembre 1983 [13]. Un aperçu des modems expérimentés est disponible [1] et les résultats de l'algorithme G.721 modifié, approuvé en 1986, ont été présentés au CCITT [1; 2].

Les résultats de ces contributions montrent que les modifications aboutissent à de bonnes performances avec les données en bande vocale modulées par déplacement de fréquence (MDF) en mode caractère, et éliminent le comportement oscillatoire du décodeur pour les signaux d'entrée de l'état de repos. Les modifications n'ont pas affecté de façon significative les performances pour les autres signaux vocaux et non vocaux à l'exception des tonalités simples. Dans ce cas, la dégradation s'est traduite par une baisse de 1,5 dB du rapport signal/bruit.

6.2.1 Performance avec les données en bande vocale à 9,6 kbit/s

Les expériences objectives pour étendre l'algorithme MICDA de 32 kbit/s à un débit de 40 kbit/s ont été menées entre octobre 1986 et mai 1987 par les Laboratoires COMSAT. Le programme expérimental couvrait des conditions d'un, de deux et de trois codages asynchrones pour les modems de type V.29 suivants: CODEX 2640, OKI VLSI96, CODEX LSI/V.29 (à 9,6 kbit/s et à 4,8 kbit/s) et Racal-Milgo Omni 96. De plus, on a également expérimenté le fonctionnement du modem CODEX LSI/V.27 (à 4,8 kbit/s) et du modem Racal Milgo de type V.33 (9,6 kbit/s). Certains résultats sont disponibles dans deux contributions de la COMSAT au CCITT [23; 24]. Les résultats complets sont disponibles dans une collection de 7 volumes de la COMSAT qui contient l'ensemble des données détaillées de toutes les mesures, avec généralement 100 événements d'erreur par point de données [25]. Enfin, une brève description du programme de mesure et quelques exemples représentatifs sont disponibles dans un document publié [29].

Dans la phase initiale, on a testé quatre algorithmes: la version à 16 niveaux d'un algorithme proposé par le CNET (France), deux versions d'un algorithme proposé par l'OKI et le KDD (Japon), et un algorithme proposé par l'ECI (Israël) [23]. Dans la deuxième phase, l'algorithme du CNET a été modifié de manière à fonctionner avec un quantificateur à 31 niveaux, et l'OKI/KDD a également proposé un algorithme unifié [24] fonctionnant à 15 niveaux.

Enfin, une expérience supplémentaire avec la version retenue de l'algorithme à 40 kbit/s a été présentée au CCITT pour les modems de type V.29 fonctionnant avec porteuse commutée sur les voies primaire et secondaire, et les modems de type V.32 [3]. Ces résultats prouvent que la voie secondaire affecte les performances de manière significative, bien que le taux d'erreur sur les blocs (BLER) (*block error rate*) reste inférieur à 10^{-2} pour un rapport signal /bruit de 30 dB. Les résultats montrent également que les performances pour les débits binaires supérieurs à 12 kbit/s dépendent des caractéristiques du modem utilisé.

Des mesures analogues de performances n'ont pas montré de différence significative entre les différents algorithmes, excepté le fait que la largeur de bande limitée à 3,2 kHz de l'algorithme de la contribution COM XVIII-102 engendre certaines distorsions d'amplitude et de phase dans la réponse en fréquence. L'algorithme de la contribution COM XVIII-101 était un peu meilleur, quoique plus complexe, que les algorithmes de la Recommandation G.726 et de la contribution COM XVIII-102. Enfin, l'algorithme G.726 était nettement supérieur à l'algorithme de la contribution COM XVIII-102 dans le cas des modems de type V.29 fonctionnant en présence d'erreurs binaires sur les liaisons numériques.

6.2.2 Performance avec des modems à vitesse élevée

En 1992 et 1993, une activité intense a eu lieu dans le domaine des modems à vitesse élevée (de type V.34 par exemple) et de la visiophonie sur le RTPC. Cette activité s'est fondée sur une nouvelle approche de la démodulation. Dans cette optique, quelques recherches préliminaires ont été menées par les Laboratoires AT&T Bell afin d'évaluer l'impact de ces nouveaux schémas de modulation sur les performances des divers algorithmes MICDA [4].

On peut tirer les conclusions préliminaires suivantes lorsque le bruit dans le système de bout en bout est purement gaussien:

- 1) Les connexions qui utilisent l'algorithme MICDA à 40 kbit/s (de la Recommandation G.726 ou à 32 niveaux) peuvent assurer des débits binaires jusqu'à 19,2 kbit/s avec une certaine marge. Les connexions qui utilisent l'algorithme MICDA de la COM XVIII-102 peuvent assurer des débits binaires jusqu'à 16,8 kbit/s avec une certaine marge. Les connexions qui utilisent l'algorithme MICDA de la contribution COM XVIII-101 peuvent assurer des débits binaires jusqu'à 14,4 kbit/s avec une certaine marge.
- 2) Augmenter la rapidité de modulation de 2400 à 2800 bauds améliore la marge de fonctionnement de tous les algorithmes MICDA de 1 à 2,5 dB environ.
- 3) L'algorithme de la contribution COM XVIII-102 ne peut pas assurer une rapidité de 3200 bauds. Les connexions internationales à 3200 bauds qui utilisent cet algorithme ne pourront être raccordées à aucun débit binaire.
- 4) Seuls les algorithmes MIC à 64 kbit/s ou MICDA à 40 kbit/s (de la Recommandation G.726 ou à 32 niveaux), qu'ils travaillent par paquets ou non, peuvent assurer un fonctionnement à 19,2 kbit/s. Mais dans les conditions de cette expérience, avec un algorithme MICDA à 40 kbit/s et pour un taux d'erreur sur les blocs (BLER) de 10^{-3} , la marge du rapport signal/bruit est réduite d'environ 4,8 dB.

En raison de l'hypothèse faite selon laquelle il n'y a pas d'erreur provenant des lignes numériques, les connexions réelles comportant un mélange de lignes de transmission analogiques et numériques peuvent avoir des performances moins bonnes que celles indiquées par ces résultats.

6.3 Mesures objectives

Tant qu'il n'existe pas de mesures objectives normalisées pour les algorithmes MICDA, on utilise souvent les lignes directrices de la Recommandation G.712 du CCITT concernant les expériences MIC. Avant sa révision de 1992, la Recommandation G.712 recommandait deux méthodes: la méthode du signal de bruit à bande limitée et la méthode du signal sinusoïdal. Dans la méthode du signal de bruit à bande limitée, le signal d'entrée est un bruit aléatoire dont le spectre est conforme selon une courbe donnée; dans la méthode du signal sinusoïdal, le signal d'entrée est une tonalité fréquentielle pure. Pour la modulation MIC, les deux méthodes ne sont pas tout à fait équivalentes car elles réagissent de façon légèrement différente aux différentes dégradations.

Comme les deux méthodes mettent à l'épreuve les propriétés algorithmiques des algorithmes MICDA, elles ne reflètent pas convenablement l'évaluation subjective de la distorsion que la modulation MICDA introduit dans les signaux vocaux [14].

6.3.1 Mesures utilisant la méthode de test du bruit quasi aléatoire

Le bruit quasi aléatoire possède un spectre fréquentiel conforme à la Recommandation O.131 du CCITT. Ce spectre est obtenu en faisant passer le bruit à travers un filtre passe-bande avec des fréquences de coupure à 3 dB de 350 et 550 Hz. Les mesures ont été obtenues à partir d'un modèle matériel d'une famille d'algorithmes MICDA, parmi lesquels on trouve l'algorithme MICDA à débit fixe de 32 kbit/s de la Recommandation G.726 et les algorithmes imbriqués de la Recommandation G.727. Le Tableau 8 montre la différence de rapport signal/bruit entre l'algorithme à 32 kbit/s de la Recommandation G.726 et l'algorithme (4,2) de la Recommandation G.727 pour différents niveaux de signal d'entrée.

TABLEAU 8

Différence de rapport signal/bruit (SNR) entre un algorithme MICDA à débit fixe et un algorithme MICDA imbriqué

Signal d'entrée (dBm0)	-5	-10	-15	-20	-25
Différence de rapport signal/bruit (dB)	0,2	0,3	0,5	0,1	0,3

Les résultats montrent que l'algorithme à débit fixe a un rapport signal/bruit légèrement supérieur, ce qui était prévisible. Mais les résultats de cette méthode ne sont pas toujours faciles à interpréter en raison des restrictions décrites ci-dessous.

En pratique, le bruit quasi aléatoire peut passer pour une tonalité et entraîner une fausse détection de transition. Les coefficients de prédiction étant dans ces conditions réinitialisés, le signal de différence peut augmenter, ce qui a pour effet d'augmenter le signal de différence quantifiée. Comme il est possible de retarder la réponse du facteur d'échelle lent $y_l(k)$, le quantificateur adaptatif peut ne pas être en mesure de s'adapter rapidement. Cela peut entraîner des inflexions dans la courbe de réponse MIC du décodeur que l'auditeur peut percevoir comme des claquements [42; 43]. Les inflexions sont plus prononcées pour la loi A que pour la loi μ .

Ironiquement, meilleure est la prédiction, plus le phénomène de claquement est important. Les claquements sont plus forts à 40 kbit/s où ils se produisent toutes les quelques secondes; à 32 kbit/s, l'intervalle moyen entre deux claquements est de quelques minutes. Les claquements sont également plus importants pour la loi A que pour la loi μ .

Un examen complémentaire a été réalisé avec les algorithmes suivants pour les lois A et μ [22]:

- 1) Algorithmes à débit fixe de la Recommandation G.726 (aux débits binaires de 40 kbit/s, 32 kbit/s, 24 kbit/s et 16 kbit/s).
- 2) Algorithmes imbriqués de la Recommandation G.727, à savoir (5,2), (4,2), (3,2) (5,3), (4,3), (3,3), (5,4) et (4,4).

Comme cela a été mentionné plus haut, l'algorithme à 16 kbit/s de la Recommandation G.726 est le même que l'algorithme imbriqué (2,2) de la Recommandation G.727.

De plus, l'algorithme MICDA imbriqué (5,5) a également été testé. Cet algorithme est décrit dans l'Appendice 1 de l'Annexe 1 à la Question 24 de la contribution COM XV pour la période d'études 1988-1992, mais ne fait pas partie de la Recommandation finale. La prise en considération du cas (5,5) avait pour objet de comparer et d'opposer un algorithme «vocal» à débit fixe de 40 kbit/s avec l'algorithme à 40 kbit/s de la Recommandation G.726, qui était spécialement conçu pour permettre le transport des données de modem à 9,6 kbit/s.

On a répété quatre fois les mesures pour l'algorithme à débit fixe de 40 kbit/s et pour l'algorithme imbriqué (5,4). On n'a répété que deux fois les mesures pour tous les autres algorithmes.

Les résultats ont montré que:

- 1) La réponse de l'algorithme à débit fixe de 40 kbit/s fait preuve d'un certain caractère aléatoire pour les signaux d'entrée de niveaux élevés (supérieurs à -20 dBm0). Dans la même région, le signal de sortie n'est pas reproductible d'une expérience à l'autre.

Cela vaut aussi bien pour le codage en loi A que pour le codage en loi μ .

- 2) La réponse de l'algorithme à débit fixe de 32 kbit/s présente les mêmes caractéristiques que celles ci-dessus, à la différence près que l'amplitude des fluctuations et leur caractère aléatoire sont atténués.

- 3) Pour le codage imbriqué, certaines fluctuations sont manifestes pour les algorithmes (5,4) et (5,3).
- 4) Une certaine instabilité apparaît pour les algorithmes à 24 et à 16 kbit/s lorsqu'on utilise le codage en loi A.

On peut établir que la fausse détection de tonalité et que les caractéristiques de réinitialisation de l'algorithme sur tonalité sont à l'origine de cette instabilité [42; 43]. Ce phénomène se produira le plus vraisemblablement pour les algorithmes qui:

- 1) utilisent plus de bits en prédiction et par conséquent poursuivent le signal d'entrée de façon plus précise;
- 2) ont une meilleure résolution de quantification; et
- 3) ont tendance à rester dans le mode verrouillé de quantification (c'est-à-dire sont mieux calés pour les données en bande vocale).

Ces trois conditions se produiront le plus vraisemblablement avec l'algorithme à débit fixe de 40 kbit/s de la Recommandation G.726, car celui-ci ayant été optimisé pour les données en bande vocale, il est plus susceptible de se bloquer que les autres algorithmes. Ceci explique également pourquoi les fluctuations sont plus prononcées dans le cas de l'algorithme à 40 kbit/s de la Recommandation G.726 que dans le cas de l'algorithme (5,5).

En conséquence, le CCITT ne recommande pas cette méthode pour caractériser les algorithmes MICDA. De fait, cette méthode a été retirée de la Recommandation G.712 lors de sa révision en 1992.

6.3.2 Mesures utilisant la méthode du signal sinusoïdal

Les mesures des rapports signal/bruit ont été réalisées sur le composant en utilisant un signal à 1,01 kHz au point de niveau relatif 0. On a alors fait varier la puissance du signal d'entrée de +3 à -45 dBm0. Le Tableau 9 donne les valeurs mesurées des rapports signal/bruit pour différents algorithmes de codage.

D'après le Tableau 9, il est clair que le rapport signal/bruit décroît pour les faibles vitesses de codage, ce qui se traduit par un accroissement du bruit de quantification.

Les mesures ci-dessous ont été réalisées avec un nombre constant de bits dans la boucle d'anticipation. Dans les applications réelles, le nombre de bits dans la boucle d'anticipation peut varier selon le trafic.

TABLEAU 9

Mesure du rapport signal/bruit pour un signal sinusoïdal

Niveau du signal (dBm0)	MIC (64 kbit/s)	MICDA (32 kbit/s)	MICDA imbriqué		
			(4,2)	(3,2)	(2,2)
+ 3	41,3	36,6	36	30,8	26,4
0	39,4	35,7	35,5	30,8	25,6
- 5	40,2	36,0	35,6	30,7	25,5
-10	40,5	36,5	35,2	30,4	24,8
-15	39,6	36,2	33,6	29,2	23,7
-20	38,7	35,1	33,3	28,5	22,8
-25	38,3	35,5	32,5	27,7	22,3
-30	38,0	34,5	31,0	27,0	21,2
-35	34,7	32,0	29,8	25,5	20,1
-40	32,1	29,5	27,5	23,5	18,6
-45	28,8	27,0	24,7	21,0	15,6

7 Evaluation subjective des algorithmes MICDA

Le critère final pour l'acceptabilité d'un algorithme de codage de la parole est l'acceptabilité par l'utilisateur. Malgré les efforts actuels pour obtenir des mesures objectives de la qualité de la voix, il n'existe actuellement aucune méthode fiable qui puisse remplacer les tests subjectifs [46; 30]. Par conséquent, l'évaluation essentielle des performances des algorithmes a été réalisée au moyen de tests subjectifs.

7.1 Evaluation subjective de l'algorithme MICDA à 32 kbit/s

Les résultats d'évaluation subjective de l'algorithme MICDA à 32 kbit/s sont disponibles [2]. Un ensemble de 352 essais a été réalisé, faisant intervenir 22 sujets différents; il s'agissait de tester 22 conditions expérimentales différentes, chacune étant réalisée deux fois avec huit locuteurs différents. Six de ces conditions étaient des conditions de référence enregistrées au moyen de l'appareil de référence pour le bruit modulé tel qu'il est défini dans la Recommandation P.70 du CCITT [14].

7.2 Evaluation subjective des extensions de la Recommandation G.721

Les performances subjectives des algorithmes à 24 et à 40 kbit/s sont disponibles [3]. Les résultats montrent que, pour un simple codage, la différence est faible (moins d'un dixième de point de note moyenne d'opinion) entre les algorithmes MICDA à 32 et à 40 kbit/s. La performance de l'algorithme MICDA à 24 kbit/s est moins bonne, comme prévu, mais dans un environnement DCME (équipement de multiplication de circuit numérique), l'utilisation de l'algorithme MICDA à 24 kbit/s est un mécanisme de décongestionnement, et le pourcentage de temps passé à ce débit doit représenter une faible fraction du temps total dans les systèmes convenablement conçus.

7.3 Evaluation subjective des algorithmes MICDA imbriqués

Quarante-trois sujets ont évalué la qualité de séquences parlées enregistrées dans un grand nombre de conditions expérimentales [18; 48; 49]. Les résultats indiquent que la performance de l'algorithme MICDA imbriqué à 5 bits avec un quantificateur à mi-montée était pratiquement identique à celle de l'algorithme MIC à 64 kbit/s pour une comme pour quatre opérations de codage. En outre, pour quatre opérations de codage, l'évaluation de l'algorithme G.727 à 5 bits était nettement meilleure que pour l'algorithme G.726 à 32 kbit/s. La qualité telle qu'elle est obtenue pour l'algorithme MICDA imbriqué avec 2 bits principaux pour différents débits binaires est pratiquement la même que pour les débits correspondants de l'algorithme G.726.

Appendice I

(à l'Appendice III à la Recommandation G.726
et à l'Appendice II à la Recommandation G.727)

La fonction discrète $W[I(k)]$ définit un multiplicateur de quantification dont la valeur dépend de la manière suivante du mot codé I pour la Recommandation G.726 et des bits principaux I_c pour la Recommandation G.727:

Pour un fonctionnement avec 2 bits principaux (1 bit de signe), la fonction discrète $W[I_c(k)]$ est définie comme suit:

$$\frac{|I_c(k)|}{W[I_c(k)]} \left| \begin{array}{c|c|c} 1 & 0 & \\ \hline 27,44 & -1,38 & \end{array} \right.$$

Pour un fonctionnement avec 3 bits principaux (1 bit de signe), la fonction discrète $W[I_c(k)]$ est définie comme suit:

$$\frac{|I_c(k)|}{W[I_c(k)]} \left| \begin{array}{c|c|c|c} 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline 36,38 & 8,56 & 1,88 & -0,25 \end{array} \right.$$

Pour un fonctionnement avec 4 bits principaux (1 bit de signe), la fonction discrète $W[I_c(k)]$ est définie comme suit:

$$\frac{|I_c(k)|}{W[I_c(k)]} \left| \begin{array}{c|c|c|c|c|c|c|c} 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline 69,25 & 21,25 & 11,50 & 6,13 & 3,13 & 1,69 & 0,25 & -0,75 \end{array} \right.$$

Pour l'algorithme MICDA à 40 kbit/s, la fonction discrète $W(I)$ est définie comme suit de façon à optimiser les performances pour une grande variété de signaux de données en bande vocale, en particulier pour les modems de type V.29:

$ I(k) $	15	14	13	12	11	10	9	8
$W[I(k)]$	43,50	33,06	27,50	22,38	17,50	13,69	11,19	8,81
$ I(k) $	7	6	5	4	3	2	1	0
$W[I(k)]$	6,25	3,63	2,56	2,50	2,44	1,50	0,88	0,88

Pour l'algorithme MICDA optimisé à 32 kbit/s de la contribution COM XVIII-102, la fonction discrète $W(I)$ est définie comme suit:

$ I(k) $	15	14	13	12	11	10	9	8
$W[I(k)]$	245,94	136,88	76,98	55,54	41,73	28,61	15,14	8,81
$ I(k) $	7	6	5	4	3	2	1	0
$W[I(k)]$	11,55	8,65	5,71	2,58	1,28	0,04	-1,59	-2,40

Pour l'algorithme MICDA à 32 kbit/s, la fonction discrète $W(I)$ est définie comme suit (valeurs exactes):

$ I(k) $	7	6	5	4	3	2	1	0
$W[I(k)]$	70,13	22,19	12,38	7,00	4,00	2,56	1,13	-0,75

Pour l'algorithme MICDA à 24 kbit/s, la fonction discrète $W(I)$ est définie comme suit (valeurs exactes):

$ I(k) $	3	2	1	0
$W[I(k)]$	36,38	8,56	1,88	-0,25

Pour l'algorithme MICDA à 16 kbit/s, la fonction discrète $W(I)$ est définie comme suit (valeurs exactes):

$ I(k) $	1	0
$W[I(k)]$	27,44	-1,38

$F[I(k)]$ est définie de la manière suivante en utilisant $I(k)$ pour les algorithmes MICDA à débit fixe de la Recommandation G.726, des contributions COM XVIII-101 et COM XVIII-102, et en utilisant $I_c(k)$ pour les algorithmes MICDA imbriqués de la Recommandation G.727:

$ I(k) $	1	0
$F[I(k)]$	7	0

pour un fonctionnement avec 2 bits principaux (1 bit de signe) ou à 16 kbit/s; ou

$ I(k) $	3	2	1	0
$F[I(k)]$	7	2	1	0

pour un fonctionnement avec 3 bits principaux (1 bit de signe) ou à 24 kbit/s; ou

$ I(k) $	7	6	5	4	3	2	1	0
$F[I(k)]$	7	3	1	1	0	0	0	0

pour un fonctionnement avec 4 bits principaux (1 bit de signe) ou à 32 kbit/s.

Pour un algorithme MICDA à 40 kbit/s, $F[I(k)]$ est définie par:

$$\begin{array}{c|c|c|c|c|c|c|c|c} |I(k)| & 15 & 14 & 13 & 12 & 11 & 10 & 9 & 8 \\ \hline F[I(k)] & 6 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 1 \\ \\ \hline |I(k)| & 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline F[I(k)] & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array}$$

On ne connaît pas la fonction $F[I(k)]$ pour l'algorithme de la contribution COM XVIII-102.

Les fonctions $W_s[I(k)]$ et $W_d[I(k)]$ de l'algorithme de la contribution COM XVIII-101 sont données par:

$ I(k) $	15	14	13	12	11	10	9	8
$W_s[I(k)]$	1,2695	0,4883	0,1294	-0,0708	-0,0977	-0,1123	-0,1709	-0,2495
$W_d[I(k)]$	1,0825	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0503	0,1235
$ I(k) $	7	6	5	4	3	2	1	0
$W_s[I(k)]$	1,2695	0,4883	0,1294	-0,0708	-0,0977	-0,1123	-0,1709	-0,2495
$W_d[I(k)]$	1,0825	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0503	0,1235

La fonction $F[I(k)]$ de l'algorithme de la contribution COM XVIII-101 est donnée par:

$$\begin{array}{c|c|c|c|c|c|c|c|c} |I(k)| & 15 & 14 & 13 & 12 & 11 & 10 & 9 & 8 \\ \hline F[I(k)] & 7 & 3 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \\ \hline |I(k)| & 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ \hline F[I(k)] & 7 & 3 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array}$$

Références

- [1] DAUMER (W. R.) et SPARRELL (D.): FSK enhancements for proposed T1Y1 ADPCM algorithm, *Doc. No. T1Y1.2/86-006*, janvier 1986.
- [2] AT&T *G.721 ADPCM algorithm modification and test results*, CCITT Contribution No. D.725/XVIII, juillet 1986.
- [3] AT&T *G.721 algorithmic modification and test data for 24 and 40 kbit/s operation*, CCITT Contribution to SG XVIII, juillet 1987.
- [4] AT&T *Performance of various ADPCM algorithms with very high speed modems*, ITU-T Contribution No. COM 15-D.9, Q.4/15, 9/15, 13/15, septembre 1993.
- [5] BANERJEE (S.) et BERTOCCI (G.): Testing implementations of the 32 kbit/s CCITT and ANSI ADPCM algorithm, *ICC'87*, Vol. 3: 1487-1490, Seattle, Washington, juin 7-10, 1987.
- [6] BENVENUTO (N.), BERTOCCI (G.), DAUMER (W. R.) et SPARRELL (D. K.): The 32-kbit/s ADPCM coding standard, *AT&T Tech. J.*, Vol. 65 (5): 12-22, septembre/octobre 1986.
- [7] BENVENUTO (N.) et BERTOCCI (G.): Prevention of quantizer overloading in the 32 kbit/s ADPCM algorithm, *ICC Proceedings*, Vol. 3: 1483-1486, juin 7-10, 1987.
- [8] BENVENUTO (N.) et BERTOCCI (G.): Enhancement in the 32 kbit/s ADPCM algorithm for FSK voiceband data signals, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-36: 626-628, mai 1988.
- [9] BENVENUTO (N.) et DAUMER (W. R.): Two approaches for waveform coding of 9.6 kbit/s voiceband data signals through 32 kbit/s ADPCM, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-36: 382-385, mars 1988.
- [10] BIALLY (T.), GOLD (B.) et SENEFF (S.): A technique for adaptive voice flow control in integrated packet networks, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-28: 325-333, mars 1980.

- [11] BOWKER (D. O.) et DVORAK (C. A.): Speech Transmission Quality of Wideband Packet Technology, *GLOBECOM'87*, Vol.3: 1887-1889, Tokyo, Japan, novembre 15-18, 1977.
- [12] BOX (G. E. P.) et JENKINS (G. M.): Time Series Analysis Forecasting and Control, Holden-Day, San Francisco, 1976.
- [13] CCITT SG XVIII, Annex 1 to the Report of the Meeting of Working Party XVIII/2 (Speech Processing), Geneva 21, 22 and 25 November 1983, COM XVIII-R 28, décembre 1983.
- [14] CCITT Recommendation P.70 *Modulated Noise Reference Unit*, VIIIth Plenary Assembly, Malaga-Torremolinos, 8-19 octobre 1984.
- [15] CCITT SG XVIII, Question 25,31, Report to Working Party XVIII/8, juillet 1987.
- [16] CCITT Recommendation G.721 *32 kbit/s adaptive differential pulse code modulation (ADPCM)*, IXth Plenary Assembly, Melbourne, 14-25 novembre 1988.
- [17] CCITT Recommendation G.723 *Extensions of Recommendation G.721 to 24 and 40 kbit/s for DCME Application*, IXth Plenary Assembly, Melbourne, 14-25 novembre 1988.
- [18] CCITT Plenary Assembly, 1988 *Questions allocated to Study Group XV (Transmission systems and equipment)*, Question 24/XV, Speech Packetization, Appendix 3 to Annex 1.
- [19] CCITT Recommendation G.726 *40, 32, 24, 16 kbit/s Adaptive Embedded ADPCM*, juillet 1990.
- [20] CCITT Recommendation G.727 *5-, 4-, 3-, 2-Bit/Sample Embedded ADPCM*, juillet 1990.
- [21] CCITT Recommendation G.764 *Packet Voice Protocol*, juillet 1990.
- [22] CCITT SG XV Special Rapporteur for Q.24/XV (D. Sparrell) *Objective measurements of the fixed rate and embedded ADPCM algorithms using the pseudorandom noise method of G.712*, CCITT SG XV Temporary Documents 21 (XV/2) and 49 (XV/3), 18 février-1^{er} mars 1991.
- [23] COMSAT, *Testing/Phase I: Results of an objective performance evaluation of ADPCM coders for DCME voiceband data transparency*, CCITT Contribution to 25/XVIII DCME Ad Hoc Group No. 74, janvier 1987.
- [24] COMSAT, *Testing/Phase II: Results of an objective performance evaluation of ADPCM coders for DCME voiceband data transparency*, CCITT Contribution to 25/XVIII DCME Ad Hoc Group No. 98, avril 1987.
- [25] COMSAT, *Evaluation of ADPCM Coders for Digital Circuit Multiplication Equipment*, Final Report on Task TTA-22, CTD 87/125, août 1987, Volumes 1-7. Vol. 1: Performance Curves (for all algorithms), Vol. 2: PCM Reference, Vol. 3: OKI/KDD 32 kbit/s ADPCM, Vol. 4: ECI 32 kbit/s ADPCM, Vol. 5: OKI/KDD 40 kbit/s ADPCM, Vol. 6: CNET 40 kbit/s ADPCM, Vol. 7: 4800 bit/s modem (for all algorithms). Available from COMSAT Laboratories, Records Dept., 22300 Comsat Dr., Clarksburg, MD 20871, USA.
- [26] DAUMER (W. R.), MERMELSTEIN (P.), MAITRE (X.) et TOKIZAWA (I.): Overview of the ADPCM coding algorithm, *GLOBECOM'84*, Vol. 2: 774-777, Atlanta, GA, novembre 26-29, 1984.
- [27] DÈCINA (M.) et MODENA (G.): CCITT standards on digital speech processing, *IEEE J. Sel. Areas. Commun.*, Vol. 6 (2): 227-234, février 1988.
- [28] DIMOLITSAS (S.) et BHASKAR (U.): Hurwitz stability analysis of an ADPCM system, *COMSAT Technical Review*, Vol. 17 (1): 107-125, Spring 1987.
- [29] DIMOLITSAS (S.), CORCORAN (F. L.), ONUFRY (M.) et SUYDERHOUD (H. G.): Evaluation of ADPCM coders for digital circuit multiplication equipment, *COMSAT Technical Review*, Vol. 17 (2): 325-345, Fall 1987.
- [30] DIMOLITSAS (S.): Objective speech distortion measures and their relevance to speech quality assessments, *IEE Proceedings*, Vol. 136, Pt. 1. No. 5: 317-324, octobre 1989.
- [31] HOSODA (H.), NOGUCHI (O.) et YATSUZUKA (Y.): A 32 kbit/s ADPCM algorithm having a high performance for both voice and 9.6 kbit/s modems, *J. Select. Areas Commun.*, Vol. 6, No. 2: 262-272, février 1988.
- [32] IEEE Recommended Practice, *Speech Quality Measurements*, No. 297, 1969.

- [33] Israel, Voiceband data optimized algorithm- Detailed description, Document No. COM XVIII/92 CCITT Study Group XVIII- Ad Hoc Group DCME-Base Solution for Voiceband Data Transparency, Stockholm, avril 1987.
- [34] JAIN (V. K.), SKRZYPKOWIAK (S. S.) et HEATHCOCK (R. B.): Full duplex speech and data coder: algorithm enhancement test bed, *GLOBECOM'88*, Vol. 3: 1409-1413, Hollywood, Florida, novembre 28-décembre 1, 1988.
- [35] JAYANT (N. S.) et NOLL (P.): *Digital Coding of Waveforms: Principles and Applications to Speech and Video*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1984.
- [36] Kokusai Denshin Denwa Co. Ltd. (KDD), *High-level description of advanced 32 kbit/s ADPCM*, Document Ad Hoc No. 27 CCITT Study Group XVIII/WP8- Ad Hoc Group "DCME-Base Solution for Voiceband Data Transparency," septembre 22-24, 1986.
- [37] Kokusai Denshin Denwa Co. Ltd. (KDD) et OKI Electric Industry Co., Ltd., *Computational details of advanced 32 kbit/s ADPCM*, Document Ad Hoc No. 86 CCITT Study Group XVIII/WP8- Ad Hoc Group "DCME-Base Solution for Voiceband Data Transparency," janvier 5-9, 1987.
- [38] MEDAUGH (R. S.): Digital code converter, US Patent 4,475,213, octobre 2, 1984.
- [39] MILLAR (D. J.) et MERMELSTEIN (P.): Prevention of predictor mistracking in ADPCM coders, *ICC'84*, Vol. 3: 1508-1512, Amsterdam, Netherlands, juin 1984.
- [40] MILLS (J. D.) et MELSA (J. L.): Performance improvements using synchronous code correction in ADPCM/PCM tandem connections, *IEEE Trans. Commun.*: Vol. 38, No. 5, mai 1990, pp. 561-564.
- [41] MILLS (J. D.), MELSA (J. L.) et MAGILL (R. B.): T1.EMB single encoding distortion using synchronous code correction, *ICC'90*, Vol. 3: 1019-1024, Atlanta, Georgia, avril 1990.
- [42] Mitsubishi Electric Corporation, *The problems on objective test results of Recommendations G.721/G.723 ADPCM transcoder*, CCITT contribution to SG XV, juillet 1990.
- [43] Mitsubishi Electric Corporation, *The characteristics of the turbulences appeared in objective test and voice signal transmission of Rec. G.726*, CCITT contribution D.301/XV, juillet 1991.
- [44] NISHITANI (T.): Tandem transcoding without distortion accumulation, *IEEE Trans. Commun.*: Vol. COM-34, No. 3, mars 1986, pp. 278-284.
- [45] NISHITANI (T.), AIKOH (S.), ARASCKI (T.), OZAWA (K.) et MARITA (R.): A 32 kbit/s toll quality ADPCM codec using a single chip processor, *IEEE Int. Conf. Acoust. Speech. Sig. Process. (ICASSP'82)*: Vol. 2: 960-963, Paris, France, 1982.
- [46] PASCAL (D.) et COMBESURE (P.): Evaluation de la qualité de la transmission vocale, *L'Echo des Recherches*, N° 132: 31-40, 1988.
- [47] PETR (D. W.): 32 kbit/s ADPCM-DLQ for network applications, *GLOBECOM'82*, Vol. 1: 239-243, Miami, Florida, novembre 29-décembre 2, 1982.
- [48] SHERIF (M. H.), BOWKER (D. O.), BERTOCCI (G.), ORFORD (B. A.) et MARIANO (G. A.): Overview of CCITT/ANSI embedded ADPCM algorithms, *ICC'90*, Vol. 3, pp. 1014-1018, Atlanta, GA, avril 15-19, 1990.
- [49] SHERIF (M. H.), BOWKER (D. O.), BERTOCCI (G.), ORFORD (B. A.) et MARIANO (G. A.): Overview and performance of CCITT/ANSI embedded ADPCM algorithms, accepted for publication in *IEEE Trans. Commun.*
- [51] SUZUKI (J.) et TAKA (M.): Missing packet recovery techniques for low-bit rate coded speech, *J. Select. Areas Commun.*, Vol. 7, No. 5: 707-717, juin 1989.
- [52] WINER (B. J.): *Statistical Principles in Experimental Design (Second Edition)*, McGraw-Hill, New York, 1971.
- [53] SHAPIRO Zeev: Adaptive differential pulse code modulation (ADPCM) systems, *US Patent 4,860,313*, août 22, 1989.