

⑫2

**DEMANDE DE BREVET D'INVENTION**

**A1**

⑫2 Date de dépôt : 23.08.94.

③0 Priorité : 26.03.93 US 37793.

④3 Date de la mise à disposition du public de la demande : 03.03.95 Bulletin 95/09.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Ce dernier n'a pas été établi à la date de publication de la demande.*

⑥0 Références à d'autres documents nationaux apparentés : Division demandée le 23.8.94 bénéficiant de la date de dépôt du 23.3.94 de la demande initiale n° 94 03414 (art. 14 de la loi du 2.1.68 modifiée)

⑦1 Demandeur(s) : *MOTOROLA, INC. Société organisée selon les lois de l'Etat du Delaware — US.*

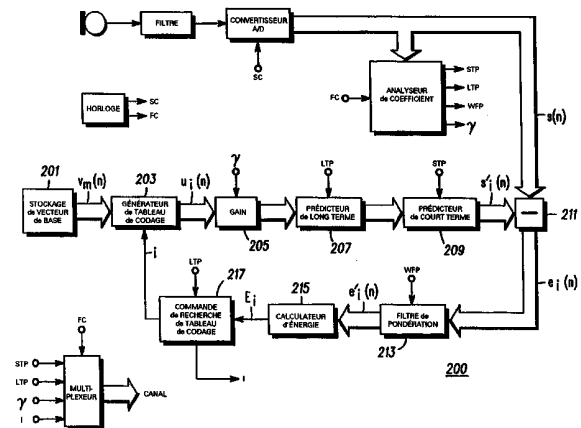
⑦2 Inventeur(s) : Gerson Ira A., Jasiuk Mark A. et Hartman Matthew A.

⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire : Kopacz William Avocat à la Cour.

⑤4 Procédé de stockage de vecteurs de coefficient de réflexion.

⑤7 Codeur de la parole à Codage Prédictif Linéaire à Vecteur-Somme Excité (VSELP) présentant une qualité améliorée et une complexité réduite par rapport à l'art antérieur. Le VSELP utilise un tableau de codage possédant une structure prédéfinie telle que les calculs requis pour le processus de recherche dans le tableau de codage peuvent être réduits, de façon significative, ainsi qu'un quantificateur vectoriel à un ou plusieurs segments des coefficients de réflexion sur la base d'une Technique de Maillage à Point Fixé (FLAT). De plus, ce codeur de la parole utilise un pré-quantificateur afin de réduire la complexité de recherche dans le tableau de codage vectoriel et un quantificateur scalaire à haute résolution afin de réduire la quantité de mémoire de stockage des tableaux de codage vectoriel de coefficients de réflexion. On obtient ainsi un codeur de la parole de haute qualité avec des calculs et des conditions de stockage réduits.



FR 2 709 366 - A1



PROCEDE DE STOCKAGE DE VECTEURS DE COEFFICIENT DE REFLEXION

La présente invention concerne, de façon globale, les codeurs de la parole utilisant un Codage Prédicatif Linéaire à Excitation par Code (CELP), un Codage de la Parole à 5 Excitation par Vecteur ou Codage Stochastique et, plus spécifiquement, les quantificateurs vectoriels pour un Codage Prédicatif Linéaire à Excitation par Vecteur-Somme (VSELP).

La prédiction linéaire à excitation par code (CELP) 10 est une technique de codage de la parole utilisée pour produire des mots synthétisés de haute qualité. Ce type de codage de la parole, connu de même comme prédiction linéaire à excitation par vecteur, est utilisé dans de nombreuses applications de communication de la parole et de 15 synthèse de la parole. Le CELP est appliqué, en particulier, au codage numérique de la parole et aux systèmes digitaux de communication par radiotéléphone dans lesquels la qualité de la parole, la cadence des données, la taille et le coût sont des buts importants.

20 Dans un codeur de la parole CELP, les éléments de prédiction ou « prédicteurs » de long terme (« caractéristique globale ») et de court terme (« caractéristique phonétique ») modélisant les caractéristiques du signal d'entrée de la parole sont 25 incorporés dans un ensemble de filtres à variation dans le temps. De façon spécifique, un filtre de long terme et de court terme peut être utilisé. Un signal d'excitation pour ces filtres est choisi à partir d'un tableau de codage des séquences d'innovation stockées ou vecteurs de codage.

30 Pour chaque trame de la parole, on choisit un signal d'excitation optimal. Le codeur de la parole applique un vecteur de codage individuel aux filtres pour générer un signal de la parole reconstitué. Le signal de la parole

reconstitué est comparé au signal originel d'entrée de la parole, ce qui crée un signal d'erreur. Le signal d'erreur est alors pondéré en traversant un filtre de pondération spectral du bruit. Le filtre de pondération spectral du bruit présente un réponse basée sur la perception auditive humaine. Le signal d'excitation optimal est un vecteur de codage choisi produisant le signal d'erreur pondérée avec le minimum d'énergie pour la trame courante de la parole.

Usuellement, on utilise un codage prédictif linéaire (LPC) pour modéliser la corrélation du signal de court terme sur un bloc d'échantillons, référencé de même comme le filtre de court terme. La corrélation du signal de court terme représente les fréquences de résonance du domaine vocal. Les coefficients LPC représentent un ensemble des paramètres de modélisation de la parole. D'autres ensembles de paramètres peuvent être utilisés pour caractériser le signal d'excitation qui est appliqué au filtre de prédicteur de court terme. Ces autres paramètres de modélisation de la parole comprennent : les Fréquences Spectrales de Ligne (LSF), les coefficients spectraux, les coefficients de réflexion, les rapports logarithmiques de zone et les arcsinus.

Un vecteur usuel de codeur de la parole quantifie le signal d'excitation pour réduire le nombre de bits nécessaires pour caractériser le signal. Les coefficients LPC peuvent être transformés dans les autres ensembles de paramètres mentionnés précédemment avant la quantification. Les coefficients peuvent être quantifiés de façon individuelle (quantification scalaire) ou ils peuvent être quantifiés comme un ensemble (quantification vectorielle). La quantification scalaire n'est pas aussi efficace que la quantification vectorielle; cependant, la quantification scalaire est moins coûteuse en ce qui concerne le calcul et la mémoire que la quantification vectorielle. La quantification vectorielle des paramètres LPC est utilisée

pour des applications où l'efficacité du codage est primordiale.

La quantification vectorielle à plusieurs segments peut être utilisée pour équilibrer l'efficacité du codage, la complexité de recherche du quantificateur vectoriel et les conditions de stockage du quantificateur vectoriel. Le premier type de quantification vectorielle à plusieurs segments sépare un vecteur de paramètre LPC à  $N_p$  éléments en  $n$  segment. Chacun des  $n$  segments est quantifié vectoriellement de façon séparée. Un second type de quantification vectorielle à plusieurs segments sépare le paramètre LPC parmi  $n$  tableaux de codage vectoriel où chaque tableau de codage vectoriel relie tous les  $N_p$  éléments vectoriels. Pour illustrer la quantification vectorielle, considérons  $N_p = 10$  éléments et que chaque élément est représenté par 2 bits. Une quantification vectorielle usuelle nécessiterait  $2^{20}$  vecteurs de codage de 10 éléments pour représenter chacun toutes les possibilités de vecteur de codage. Le premier type de quantification vectorielle à plusieurs segments avec deux segments nécessiterait  $2^{10} + 2^{10}$  vecteurs de codage de 5 éléments chacun. Le second type de quantification vectorielle à plusieurs segments avec deux segments nécessiterait  $2^{10} + 2^{10}$  vecteurs de codage de 5 éléments chacun. Chacun de ces procédés de quantification vectorielle présente des intérêts différents pour l'efficacité de codage, la complexité de recherche et les conditions de stockage. Alors, l'état de l'art du codeur de la parole bénéficierait d'un procédé et d'un dispositif de quantification vectorielle augmentant l'efficacité du codage ou réduisant la complexité de recherche ou les conditions de stockage sans modifier les conditions correspondantes.

La Figure 1 est un synoptique d'un système de communication radio comprenant un codeur de la parole selon la présente invention;

la Figure 2 est un synoptique d'un codeur de la parole selon la présente invention; et

la Figure 3 est un graphe de la fonction arcsinus utilisée selon la présente invention.

5 Une variante du Codage Prédicatif Linéaire à Code Excité (CELP) appelée Codage Prédicatif Linéaire à Vecteur-Somme Excité (VSELP), décrit ici, est un mode de mise en oeuvre préféré de la présente invention. Le VSELP utilise un tableau de codage d'excitation présentant une structure  
10 prédéfinie telle que les calculs requis pour le processus de recherche du tableau de codage sont réduits de façon significative. Ce codeur de la parole VSELP utilise un quantificateur vectoriel à un ou plusieurs segments des coefficients de réflexion sur la base d'une Technique de  
15 Maillage à Point Fixé (FLAT). De plus, ce codeur de la parole utilise un pré-quantificateur pour réduire la complexité de recherche du tableau de codage vectoriel et un quantificateur scalaire à haut résolution afin de réduire la quantité de mémoire requise pour stocker les  
20 tableaux de codage vectoriels de coefficients de réflexion. Cela donne un quantificateur vectoriel à haute performance des coefficients de réflexion qui est, de même, efficace d'un point de vue du calcul et présente des conditions de stockage réduit.

25 La Figure 1 est un synoptique d'un système de communication radio 100. Le système de communication radio 100 comprend deux émetteurs/récepteurs 101, 113 émettant et recevant des données de la parole vers et à partir l'un de l'autre. Les deux émetteurs/récepteurs 101, 113 peuvent  
30 faire partie d'un système radio de réseau ou d'un système de communication par radiotéléphone ou d'un quelconque autre système de communication radio émettant et recevant des données de la parole. A l'émetteur, les signaux de la parole sont entrés dans un microphone 108 et le codeur de

la parole choisit les paramètres quantifiés du modèle de la parole. Les codes pour les paramètres quantifiés sont alors transmis à l'autre émetteur/récepteur 113. A l'autre émetteur/récepteur 113, les codes transmis pour les paramètres quantifiés sont reçus en 121 et sont utilisés pour régénérer la parole dans le décodeur de la parole 123. La parole régénérée sort par le haut-parleur 124.

La Figure 2 est un synoptique d'un codeur de la parole VSELP 200. Un codeur de la parole VSELP 200 utilise un code reçu pour déterminer quelle vecteur d'excitation utiliser à partir du tableau de codage. Le codeur de la parole VSELP 200 utilise un tableau d'excitation de  $2^M$  vecteur de codage qui est constitué à partir de M vecteur de base. Si on définit  $v_m(n)$  comme le  $m^{\text{ième}}$  vecteur de base et  $u_i(n)$  comme le  $i^{\text{ème}}$  vecteur de codage dans le tableau de codage, alors:

$$u_i(n) = \sum_{m=1}^M \Theta_{im} v_m(n) \quad (1.10)$$

où  $0 \leq i \leq 2^M - 1$  et  $0 \leq n \leq N - 1$ . En d'autres termes, chaque vecteur de codage dans le tableau de codage est constitué comme une combinaison linéaire des M vecteurs de base. Les combinaisons linéaires sont définies par les paramètres  $\Theta$ .

$\Theta_{im}$  est définie par :

$\Theta_{im} = +1$  si le bit  $m$  du mot de codage  $i = 1$ ; et

$\Theta_{im} = -1$  si le bit  $m$  du mot de codage  $i = 0$

Le vecteur de codage  $i$  est constitué par la somme des M vecteurs de base où le signe (plus ou moins) de chaque vecteur de base est déterminé par l'état du bit correspondant dans le mot de codage  $i$ . Remarquons que si l'on prend le complément de tous les bits dans le mot de codage  $i$ , le vecteur de codage correspondant est l'inverse

du vecteur de codage  $i$ . Par conséquent, pour chaque vecteur de codage, son inverse est, de même, un vecteur de codage dans le tableau de codage. Ces paires sont dites vecteurs de codage complémentaires car les mots de codage correspondants sont les compléments l'un de l'autre.

Après le choix du vecteur approprié, le pavé de gain multiplie le vecteur choisi par le terme de gain  $\gamma$ . La sortie du pavé de gain est appliquée à un ensemble de filtres linéaires pour obtenir  $N$  échantillon de la parole régénérée. Les filtres comprennent un filtre de «long terme» (ou de «caractéristique globale») introduisant une périodicité de « caractéristique globale » dans l'excitation. La sortie du filtre de «long terme» (ou de «caractéristique globale») est alors appliquée au filtre de «court terme» (ou de «caractéristique phonétique»). Le filtre de «court terme» (ou de «caractéristique phonétique») ajoute l'enveloppe spectrale au signal.

Le filtre de «long terme» (ou de «caractéristique globale») comprend un coefficient de prédicteur de long terme (LTP). Le filtre de «long terme» (ou de «caractéristique globale») essaie de prédire l'échantillon suivant de sortie à partir d'un ou de plusieurs échantillons éloignés dans le temps. Si on n'utilise qu'un seul échantillon passé dans le prédicteur, le prédicteur est alors un prédicteur à une voie. D'ordinaire, on utilise une à trois voies. La fonction de transfert pour un filtre de «long terme» (ou de «caractéristique globale») incorporant un prédicteur de long terme à une voie est donnée par :

$$B(z) = \frac{1}{1 - \beta z^{-L}} \quad (1.1)$$

$B(z)$  est caractérisée par deux quantités  $L$  et  $\beta$ .  $L$  est appelée le « décalage dans le temps ». Pour la parole,

L sera, de façon usuelle, la période de « caractéristique globale » ou un multiple de celle-ci. L peut être aussi une valeur non entière. Si L n'est pas un entier, on utilise un filtre d'interpolation à réponse par impulsion finie (FIR) pour générer les échantillons retardés par fractions.  $\beta$  est le coefficient de prédicteur de long terme (ou de « caractéristique globale »).

Le filtre de « court terme » (ou de « caractéristique phonétique ») 209 comprend des coefficients de prédicteur de court terme  $\alpha_i$  essayant de prédire l'échantillon suivant de sortie à partir des  $N_p$  échantillons précédents de sortie.  $N_p$  est compris, de façon usuelle, entre 8 et 12. Dans le mode de mise en oeuvre préféré,  $N_p$  est égal à 10. Le filtre de « court terme » (ou de « caractéristique phonétique ») 209 est équivalent au filtre usuel de synthèse NPC. La fonction de transfert pour le filtre de « court terme » (ou de « caractéristique phonétique ») 209 est donnée par :

$$A(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^{N_p} \alpha_i z^{-i}} \quad (1.2)$$

Le filtre de « court terme » (ou de « caractéristique phonétique ») 209 est caractérisé par les paramètres  $\alpha_i$  qui sont les coefficients de filtre de forme directe pour le filtre de "synthèse" de tous les pôles. On peut trouver ci-dessous des détails concernant les paramètres  $\alpha_i$ .

Les divers paramètres (paramètres de codage, de gain, de filtre) ne sont pas tous transmis à la même cadence vers le synthétiseur (décodeur de la parole). Usuellement, les paramètres de court terme sont mis à jour moins souvent que le code. Nous définirons le taux de mise à jour du paramètre de court terme comme la "cadence de trame" et l'intervalle entre les mises à jour comme une "trame". Le taux de mise à jour du code est déterminé par la longueur du vecteur N. Nous définirons le taux de mise à jour du

code comme la "cadence de sous-trame" et l'intervalle de mise à jour du code comme une "sous-trame". Une trame est composée d'ordinaire d'un nombre entier de sous-frames. Les paramètres de gain et de long terme peuvent être mis à jour  
 5 soit à la cadence de sous-trame à la cadence de trame, soit à une certaine cadence selon la conception du codeur de la parole.

La procédure de recherche du tableau de codage consiste à essayer chaque vecteur de codage comme  
 10 excitation possible pour le synthétiseur CELP. La parole synthétisée  $s'(n)$  est comparée en 211 avec la parole d'entrée  $s(n)$  et un signal de différence  $e_i$  est généré. Ce signal de référence  $e_i(n)$  est alors filtré par un filtre de pondération spectrale 213  $W(z)$  (et probablement un second  
 15 filtre de pondération  $C(z)$ ) pour générer un signal d'erreur pondérée  $e'(n)$ . L'amplitude de  $e'(n)$  est calculée dans le calculateur d'énergie 215. Le vecteur de codage générant l'amplitude minimale d'erreur pondérée est choisi comme le  
 20 vecteur de codage pour cette sous-trame. Le filtre de pondération spectrale 213 sert à pondérer le spectre d'erreur sur la base de considérations de la perception. Ce filtre de pondération spectrale 213 est fonction du spectre de la parole et peut être exprimé en termes de paramètres  $\alpha$  du filtre de «court terme» (ou de «caractéristique  
 25 phonétique») 209 :

$$W(z) = \frac{1 - \sum_{i=1}^{N_p} \alpha_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^{N_p} \tilde{\alpha}_i z^{-i}} \quad (1.3)$$

On peut utiliser deux approches du calcul du gain  $\gamma$ . Le gain peut être déterminé avant la recherche du tableau de codage sur la base de l'énergie résiduelle. Ce gain peut  
 30 être alors fixé pour la recherche du tableau de codage. Une autre approche consiste à optimiser le gain pour chaque

vecteur de codage lors de la recherche du tableau de codage. Le vecteur de codage produisant l'erreur pondérée minimale sera choisi et son gain optimal correspondant constituera  $\gamma$ . Cette dernière approche fournit en général  
 5 de meilleurs résultats car le gain est optimiser pour chaque vecteur de codage. Cette approche implique de même que le terme de gain doit être mis à jour à la cadence de sous-trame. Le code et le gain optimum pour cette technique peuvent être calculés comme suit :

10           1. Calcul de  $y(n)$ , le signal d'entrée pondéré, pour la sous-trame;

                  2. Calcul de  $d(n)$ , la réponse d'entrée nulle des filtres de  $B(z)$  et de  $W(z)$  (et de  $C(z)$  si c'est le cas) pour la sous-trame (la réponse d'entrée nulle est la  
 15 réponse des filtres sans entrées, la décroissance des états du filtre);

                  3.  $p(n) = y(n) - d(n)$  sur la sous-trame  
 ( $0 \leq n \leq N-1$ );

                  4. Pour chaque code  $i$  :

20           a. Calcul de  $g_i(n)$ , la réponse d'état nulle de  $B(z)$  et  $W(z)$  (et de  $C(z)$  si c'est le cas) au vecteur de codage  $i$  (la réponse d'état nulle est la sortie du filtre avec les états initiaux du filtre réglés à zéro);

                  b. Calcul de :

25           
$$C_i = \sum_{n=0}^{N-1} g_i(n)p(n) \quad (1.5)$$

qui est la corrélation croisée entre le vecteur de codage filtré  $i$  et  $p(n)$ ;

                  c. Calcul de :

$$G_i = \sum_{n=0}^{N-1} \{g_i(n)\}^2 \quad (1.6) \text{ qui}$$

est la puissance dans le vecteur de codage filtré  $i$ .

$$5. \text{ Choix de } i \text{ maximisant } \frac{\{C_i\}^2}{G_i} \quad (1.7);$$

6. Mise à jour des états de filtre des filtres de  $B(z)$  et de  $W(z)$  (et de  $C(z)$  si c'est le cas) à l'aide du vecteur de codage choisi et de son gain correspondant quantifié. Cela est effectué pour obtenir les mêmes états de filtre que celui du synthétiseur au départ de la sous-trame suivante pour l'étape :

10 Le gain optimal pour le vecteur de codage  $i$  est donné par :

$$\gamma_i = \frac{C_i}{G_i} \quad (1.8)$$

et l'erreur pondérée totale pour le vecteur de codage  $i$  utilisant le gain optimal  $\gamma_i$  est donnée par :

$$15 \quad E_i = \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} p^2(n) \right\} - \frac{\{C_i\}^2}{G_i} \quad (1.9)$$

Les paramètres de prédicteurs de court terme sont les  $\alpha_i$  du filtre de «court terme» (ou de «caractéristique phonétique») 209 de la Figure 2. Ce sont des coefficients standards LPC de filtres à forme directe et un quelconque nombre de techniques d'analyse LPC peuvent être utilisées pour déterminer ces coefficients. Dans le mode de mise en oeuvre préféré, on a mis en oeuvre un algorithme rapide de maillage à covariance à point fixé (FLAT). La FLAT présente tous les avantages des algorithmes de maillage comprenant une stabilité garantie du filtre, une analyse sans fenêtrage et la capacité de quantifier les coefficients de réflexion dans la récursion. De plus, la FLAT est robuste

d'un point de vue numérique et peut être mis en oeuvre sur un processeur à point fixé de façon aisée.

Les paramètres de prédicteurs de court terme sont calculés à partir de la parole d'entrée. On n'utilise  
5 aucune pré-accentuation. La longueur d'analyse utilisée pour le calcul des paramètres est de 170 échantillons ( $N_A = 170$ ). L'ordre du prédicteur est 10 ( $N_P = 10$ ).

Cette section décrira les détails de l'algorithme FLAT. Représentons les échantillons de la parole d'entrée  
10 se trouvant dans l'intervalle d'analyse par  $s(n)$  avec  $0 \leq n \leq N_A - 1$ . Comme la FLAT est un algorithme de maillage, on peut considérer que la technique essaie de constituer un filtre de maillage inverse optimal (minimisant l'énergie résiduelle) étage par étage.

15 En définissant  $b_j(n)$  comme le résidu arrière de l'étage  $j$  du filtre de maillage inverse et  $f_j(n)$  comme le résidu avant de l'étage  $j$  du filtre de maillage inverse, on peut définir :

$$F_j(i, k) = \sum_{n=N_p}^{N_A-1} f_j(n-i) f_j(n-k) \quad (2.1)$$

20 qui est l'auto-corrélation de  $f_j(n)$ ;

$$B_j(i, k) = \sum_{n=N_p}^{N_A-1} b_j(n-i-1) b_j(n-k-1) \quad (2.2)$$

qui est l'auto-corrélation de  $b_j(n-1)$ ; et

$$C_j(i, k) = \sum_{n=N_p}^{N_A-1} f_j(n-i) b_j(n-k-1) \quad (2.3)$$

25 qui est la corrélation croisée entre  $f_j(n)$  et  $b_j(n-1)$ .

Supposons que  $r_j$  représente le coefficient de réflexion pour l'étage  $j$  du maillage inverse. Alors :

$$F_j(i, k) = F_{j-1}(i, k) + r_j \{C_{j-1}(i, k) + C_{j-1}(k, i)\} + r_j^2 B_{j-1}(i, k) \quad (2.4)$$

et

$$5 \quad B_j(i, k) = B_{j-1}(i+1, k+1) + r_j \{C_{j-1}(i+1, k+1) + C_{j-1}(k+1, i+1)\} + r_j^2 F_{j-1}(i+1, k+1) \quad (2.5)$$

et

$$C_j(i, k) = C_{j-1}(i, k+1) + r_j \{B_{j-1}(i, k+1) + F_{j-1}(i, k+1)\} + r_j^2 C_{j-1}(k+1, i) \quad (2.6)$$

La formule choisi pour la détermination de  $r_j$  peut être exprimée par :

$$10 \quad r_j = -2 \frac{C_{j-1}(0,0) + C_{j-1}(N_p - j, N_p - j)}{F_{j-1}(0,0) + B_{j-1}(0,0) + F_{j-1}(N_p - j, N_p - j) + B_{j-1}(N_p - j, N_p - j)} \quad (2.7)$$

L'algorithme FLAT peut être, à présent, établi comme suit :

1. Calculons tout d'abord la matrice de covariance (auto-corrélation) pour la parole d'entrée :

$$15 \quad \phi(i, k) = \sum_{N_p}^{N_i-1} s(n-i)s(n-k)$$

$$\text{avec } 0 \leq i, k \leq N_p \quad (2.8)$$

$$2. \quad F_0(i, k) = f(i, k) \text{ avec } 0 \leq i, k \leq N_p - 1 \quad (2.9)$$

$$B_0(i, k) = f(i+1, k+1) \text{ avec } 0 \leq i, k \leq N_p - 1 \quad (2.10)$$

$$20 \quad C_0(i, k) = f(i, k+1) \text{ avec } 0 \leq i, k \leq N_p - 1 \quad (2.11)$$

3. Soit  $j = 1$ ;

4. Calculons  $r_j$  à l'aide de (2.7);

5. Si  $j = N_p$ , alors fin;

6. Calculons alors  $F_j(i,k)$  avec  $0 \leq i,k \leq N_p-j-1$  à l'aide de (2.4)

Calculons  $B_j(i,k)$  avec  $0 \leq i,k \leq N_p-j-1$  à l'aide de (2.5)

5 Calculons  $C_j(i,k)$  avec  $0 \leq i,k \leq N_p-j-1$  à l'aide de (2.6);

7.  $j = j+ 1$ ; aller en 4.

Avant la résolution des coefficients de réflexion, la matrice  $\phi$  est modifiée par fenêtrage des fonctions d'auto-  
10 corrélation :

$$\phi'(i,k) = \phi(i,k)w(|i-k|) \quad (2.12)$$

Le fenêtrage de la fonction d'auto-corrélation avant le calcul du coefficient de réflexion est connu comme le lissage spectral (SST).

15 A partir des coefficients de réflexion  $r_j$ , les coefficients de prédicteur LPC de court terme  $\alpha_i$  peuvent être calculés.

Un quantificateur vectoriel à trois segments de 28 bits des coefficients de réflexion est utilisé. Les  
20 segments du quantificateur vectoriel englobent respectivement les coefficients de réflexion  $r_1$  à  $r_3$ ,  $r_4$  à  $r_6$  et  $r_7$  à  $r_{10}$ . Les allocations binaires pour les segments du quantificateur vectoriel sont :

Q1 11 bits

25 Q2 9 bits et

Q3 8 bits.

Pour éviter la complexité du calcul d'une recherche exhaustive de quantificateur vectoriel, un pré-quantificateur vectoriel de coefficients de réflexion est utilisé à chaque segment. La taille du pré-quantificateur à  
 5 chaque segment est la suivante :

P1 6 bits

P2 5 bits et

P3 4 bits.

Pour un segment donné, l'erreur résiduelle due à  
 10 chaque vecteur à partir du pré-quantificateur est calculée et stockée dans une mémoire temporaire. Cette liste est balayée pour identifier les quatre vecteurs de pré-quantificateur présentant la plus faible distorsion. L'index de chaque vecteur de pré-quantificateur choisi est  
 15 utilisé pour calculer un décalage dans le tableau de quantificateur vectoriel où le sous-ensemble contigu des vecteurs de quantificateur associé à ce vecteur de pré-quantificateur commence. La taille de chaque sous-ensemble de quantificateur vectoriel au segment  $k^{\text{ième}}$  est donnée  
 20 par:

$$S_k = \frac{2^{Q_k}}{2^{P_k}} \quad (2.13)$$

Les quatre sous-ensembles de vecteurs de quantificateur, associés aux vecteurs de pré-quantificateur choisis, sont recherchés pour le vecteurs de pré-  
 25 quantificateur présentant la plus faible erreur résiduelle. Alors, au premier segment, 64 vecteurs de pré-quantificateur et 128 vecteurs de quantificateur sont évalués, 32 vecteurs de pré-quantificateur et 64 vecteurs de quantificateur sont évalués au second segment et 16  
 30 vecteurs de pré-quantificateur et 64 vecteurs de quantificateur sont évalués au troisième segment. Les

coefficients optimum de réflexion, calculés à l'aide de la technique FLAT avec extension de largeur de bande, comme précédemment décrit, sont convertis en un vecteur d'auto-corrélation avant la quantification vectorielle.

5 Une version d'auto-corrélation de l'algorithme FLAT soit AFLAT, est utilisée pour calculer l'amplitude d'erreur résiduelle pour un vecteur de coefficient de réflexion évalué. Comme la FLAT, cet algorithme peut partiellement compenser l'erreur de quantification du coefficient de réflexion à partir des étages précédents de maillage lors  
10 du calcul des coefficients optimum de réflexion ou du choix d'un vecteur de coefficient de réflexion à partir d'un quantificateur vectoriel sur le segment courant. Cette amélioration peut être significative pour les trames  
15 présentant une forte distorsion de quantification de coefficient de réflexion. L'algorithme AFLAT, dans le contexte d'une quantification vectorielle à plusieurs segments associée à des pré-quantificateurs, est à présent décrit.

20 Calculons la séquence d'auto-corrélation  $R(i)$  à partir des coefficients optimum de réflexion sur l'intervalle  $0 \leq i \leq N_p$ . En option, la séquence d'auto-corrélation peut être calculée à partir d'autres représentations de paramètres LPC comme les coefficients de  
25 prédicteur LPC de forme directe  $\alpha_i$  ou directement à partir de la parole d'entrée.

Définissons les conditions initiales pour la récursion AFLAT par :

$$\bar{P}_0(i) = R(i) \text{ avec } 0 \leq i \leq N_p - 1 \quad (2.14)$$

30  $\bar{V}_0(i) = R(|i+1|) \text{ avec } 1 - N_p \leq i \leq N_p - 1 \quad (2.15)$

Initialisons  $k$ , l'index de segment de quantificateur vectoriel par :

$$k = 1 \quad (2.16)$$

Soit  $I_1(k)$  l'index du premier étage de maillage dans le cas  $i^{\text{ème}}$  segment et  $I_h(k)$  l'index du dernier étage de maillage dans le cas  $i^{\text{ème}}$  segment. La récursion pour évaluer l'erreur résiduelle en sortie de l'étage de maillage  $I_h(k)$  au  $k^{\text{ème}}$  segment, étant donné  $\hat{r}$  vecteur de coefficient de réflexion à partir du pré-quantificateur ou le vecteur de coefficient de réflexion à partir du quantificateur, est décrite ci-dessous.

Initialisons  $j$ , l'indice de l'étage de maillage au point de départ du  $k^{\text{ème}}$  segment :

$$j = I_1(k) \quad (2.17)$$

Etablissons les conditions initiales  $P_{j-1}$  et  $V_{j-1}$  à :

$$P_{j-1}(i) = \bar{P}_{j-1}(i) \text{ avec } 0 \leq i \leq I_h(k) - I_1(k) + 1 \quad (2.18)$$

$$V_{j-1}(i) = \bar{V}_{j-1}(i) \text{ avec}$$

$$-I_h(k) + I_1(k) - 1 \leq i \leq I_h(k) - I_1(k) + 1 \quad (2.19)$$

Calculons les valeurs des matrices de  $V_j$  et  $P_j$  à l'aide de :

$$P_j(i) = (1 + \hat{r}_j^2)P_{j-1}(i) + \hat{r}_j[V_{j-1}(i) + V_{j-1}(-i)]$$

$$\text{avec } 0 \leq i \leq I_h(k) - j \quad (2.20)$$

$$V_j(i) = V_{j-1}(i+1) + \hat{r}_j^2 V_{j-1}(-i-1) + 2\hat{r}_j P_{j-1}(|i+1|)$$

$$\text{avec } j - I_h(k) \leq i \leq I_h(k) - j \quad (2.21)$$

Incrémentons  $j$  :

$$j = j + 1 \quad (2.22)$$

Si  $j \leq I_h(k)$ , aller en (2.20).

L'erreur résiduelle en sortie de l'étage de maille  $I_h(k)$ , étant donné le vecteur de coefficient de réflexion  $\hat{r}$ , est donnée par :

$$E_r = P_{I_h(k)}(0) \quad (2.23)$$

A l'aide de la récursion AFLAT relevée, l'erreur résiduelle due à chaque vecteur à partir du pré-quantificateur au  $k^{\text{ième}}$  segment est évaluée, les quatre sous-ensembles des vecteurs de quantificateur à rechercher sont identifiés et l'erreur résiduelle due à chaque vecteurs de quantificateur à partir des quatre sous-ensembles choisis est calculée. L'index de  $\tilde{r}$ , le vecteurs de quantificateur ayant minimiser  $E_r$  sur tous les vecteurs de quantificateur dans les quatre ensembles, est codé par  $Q_k$  bits.

Si  $k < 3$ , alors les conditions initiales pour effectuer la récursion au segment  $k + 1$  doivent être calculées. Soit  $j$ , l'index d'étage de maillage, égal à :

$$j = I_1(k) \quad (2.24)$$

Calculons :

$$\bar{P}_j(i) = (1 + \tilde{r}_j^2) \bar{P}_{j-1}(i) + \tilde{r}_j [\bar{V}_{j-1}(i) + \bar{V}_{j-1}(-i)]$$

$$\text{avec } 0 \leq i \leq N_p - j - 1 \quad (2.25)$$

$$V_j(i) = V_{j-1}(i+1) + \tilde{r}_j^2 V_{j-1}(-i-1) + 2\tilde{r}_j P_{j-1}(|i+1|)$$

$$\text{avec } j - N_p + 1 \leq i \leq N_p - j - 1 \quad (2.26)$$

Incrémentons  $j$  :

$$j = j + 1 \quad (2.27)$$

Si  $j \leq I_h(k)$ , aller à (2.25).

Incrémentons  $k$ , l'index de segment de quantificateur vectoriel :

5  $k = k + 1 \quad (2.28)$

Si  $k \leq 3$ , aller en (2.17). Autrement, les indices des vecteurs de coefficient de réflexion pour les trois segments sont choisis et la recherche du quantificateur vectoriel de coefficient de réflexion est terminée.

10 Afin de minimiser les conditions de stockage pour le quantificateur vectoriel de coefficient de réflexion, des codes de huit bits pour les coefficients individuels de réflexion sont stockés dans le tableau de quantificateur vectoriel au lieu des valeurs réelles de coefficient de  
15 réflexion. Les codes sont utilisés pour consulter les valeurs des coefficients de réflexion à partir d'un tableau de quantification scalaire à 256 entrées. Les codes de huit bits représentent les valeurs de coefficient de réflexion obtenues par un échantillonnage uniforme d'une fonction  
20 arcsinus illustrée sur la Figure 3. Les valeurs de coefficient de réflexion s'étendent de  $-1$  à  $+1$ . L'espacement non linéaire dans le domaine de coefficient de réflexion (axe X) fournit plus de précision pour les coefficients de réflexion lorsque les valeurs sont proches  
25 des extrêmes  $\pm 1$  et moins de précision lorsque les valeurs sont proches de 0. Cela réduit la distorsion spectrale due à la quantification scalaire des coefficients de réflexion, selon 256 niveaux de quantification, par rapport à un échantillonnage uniforme dans le domaine des coefficients  
30 de réflexion.

## REVENDEICATIONS

1 . Procédé de stockage de vecteurs de coefficient de réflexion, caractérisé par les étapes suivantes :

- la constitution d'un tableau présentant  $2^N$  valeurs de coefficient de réflexion, chaque valeur de coefficient de réflexion pouvant être adressée par un code de N bits; et

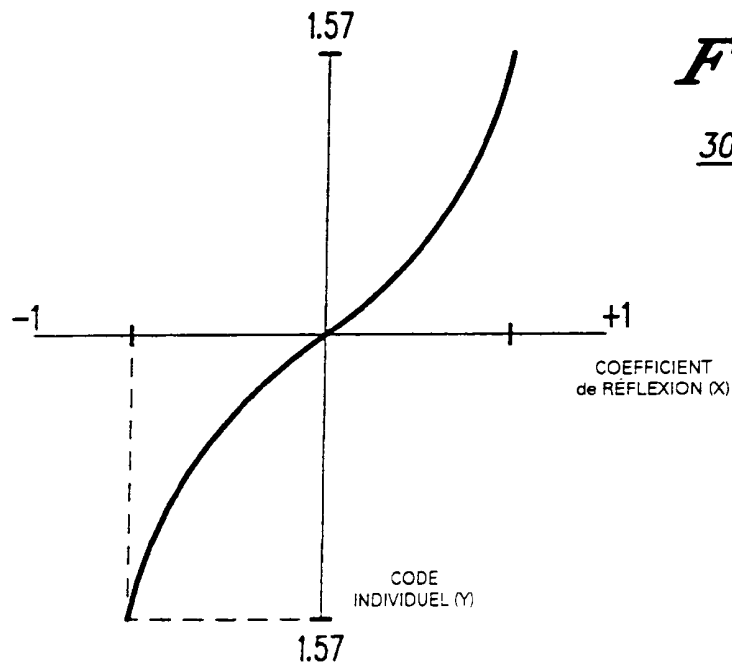
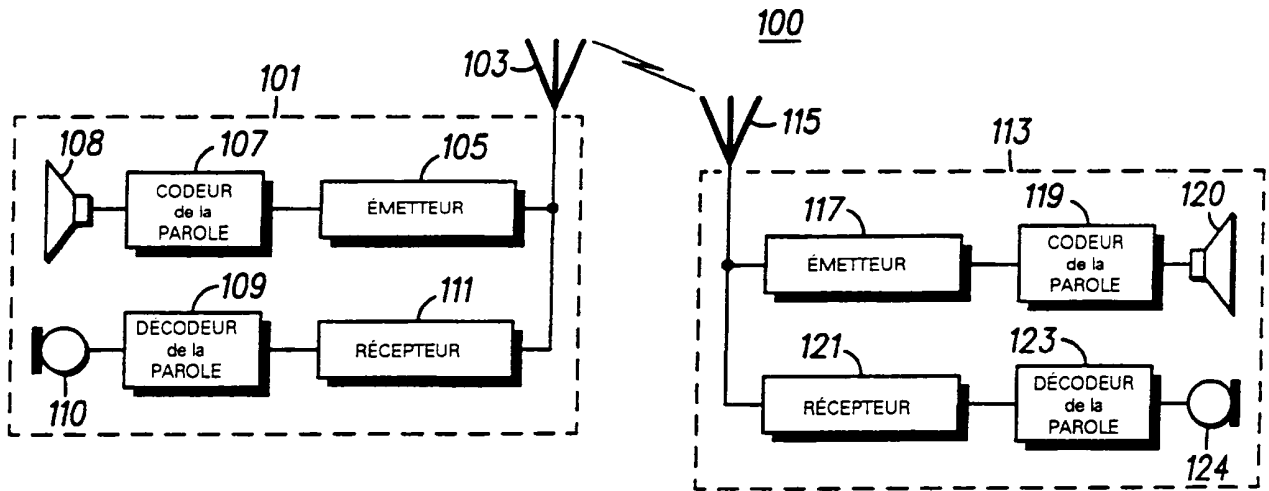
- le stockage d'un code de N bits pour représenter une des valeurs de coefficient de réflexion dans le tableau.

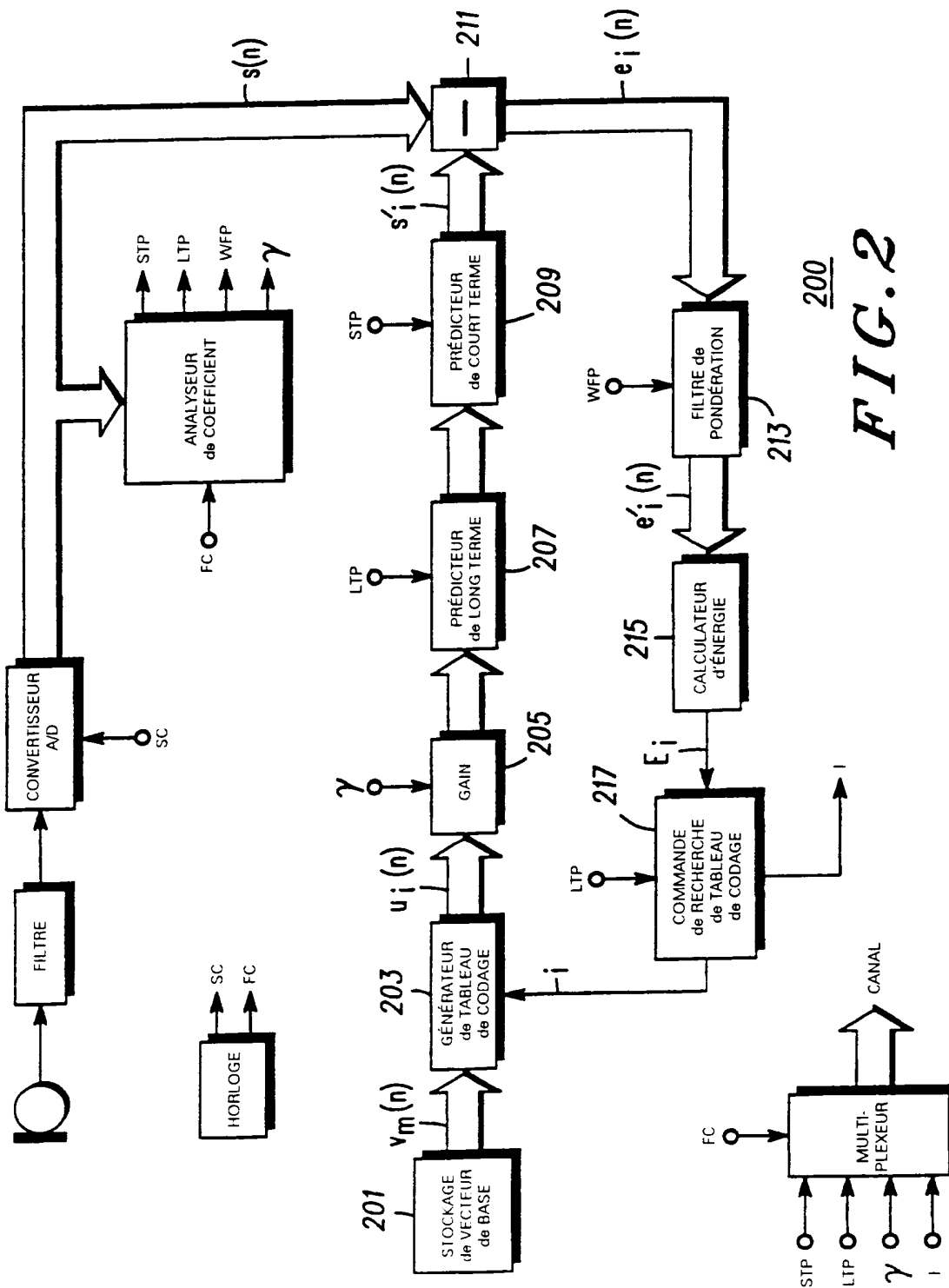
2 . Procédé de stockage selon la revendication 1, caractérisé en ce que les valeurs de coefficient de réflexion sont en progression non linéaire.

3 . Procédé de stockage selon la revendication 1, caractérisé en ce que les valeurs de coefficient de réflexion sont en progression en arcsinus entre les valeurs -1 et +1.

1/2

FIG. 1





200  
**FIG. 2**