

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
 INSTITUT NATIONAL  
 DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
 PARIS

①1 N° de publication :  
 (à n'utiliser que pour les  
 commandes de reproduction)

**2 729 247**

②1 N° d'enregistrement national :

**95 00135**

⑤1 Int Cl<sup>6</sup> : G 10 L 9/14

⑫

**DEMANDE DE BREVET D'INVENTION**

**A1**

②2 Date de dépôt : 06.01.95.

③0 Priorité :

④3 Date de la mise à disposition du public de la demande : 12.07.96 Bulletin 96/28.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du présent fascicule.*

⑥0 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑦1 Demandeur(s) : MATRA COMMUNICATION SOCIETE ANONYME — FR.

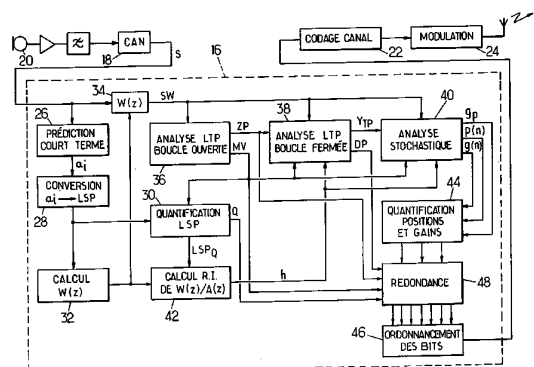
⑦2 Inventeur(s) : NAVARRO WILLIAM et MAUC MICHEL.

⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire : CABINET PLASSERAUD.

⑤4 PROCÉDE DE CODAGE DE PAROLE A ANALYSE PAR SYNTHÈSE.

⑤7 On effectue, pour chaque trame de signal de parole, une analyse par prédiction linéaire du signal de parole pour déterminer les coefficients d'un filtre de synthèse à court terme, et une analyse en boucle ouverte pour déterminer un degré de voisement de la trame. On effectue pour chaque sous-trame au moins une analyse en boucle fermée pour déterminer une séquence d'excitation qui, soumise au filtre de synthèse à court terme, produit un signal synthétique représentatif du signal de parole. Chaque analyse en boucle fermée utilise la réponse impulsionnelle d'un filtre composé du filtre de synthèse à court terme et d'un filtre de pondération perceptuelle, en tronquant ladite réponse impulsionnelle à une longueur de troncature au plus égale au nombre d'échantillons par sous-trame et dépendant de la distribution énergétique de ladite réponse et du degré de voisement de la trame.



FR 2 729 247 - A1



**PROCEDE DE CODAGE DE PAROLE A ANALYSE PAR SYNTHESE**

La présente invention concerne le codage de la parole  
5 utilisant l'analyse par synthèse.

La demanderesse a notamment décrit de tels codeurs  
de parole qu'elle a développés dans ses demandes de brevet  
européen 0 195 487, 0 347 307 et 0 469 997.

Dans un codeur de parole à analyse par synthèse, on  
10 effectue une prédiction linéaire du signal de parole pour  
obtenir les coefficients d'un filtre de synthèse à court  
terme modélisant la fonction de transfert du conduit vocal.  
Ces coefficients sont transmis au décodeur, ainsi que des  
paramètres caractérisant une excitation à appliquer au filtre  
15 de synthèse à court terme. Dans la plupart des codeurs  
actuels, on recherche en outre les corrélations à plus long  
terme du signal de parole pour caractériser un filtre de  
synthèse à long terme rendant compte de la hauteur tonale de  
la parole. Lorsque le signal est voisé, l'excitation comporte  
20 en effet une composante prédictible pouvant être représentée  
par l'excitation passée, retardée de TP échantillons du  
signal de parole et affectée d'un gain  $g_p$ . Le filtre de  
synthèse à long terme, également reconstitué au décodeur, a  
alors une fonction de transfert de la forme  $1/B(z)$  avec  
25  $B(z)=1-g_p.z^{-TP}$ . La partie restante, non prédictible, de  
l'excitation est appelée excitation stochastique. Dans les  
codeurs dits CELP ("Code Excited Linear Prediction"),  
l'excitation stochastique est constituée par un vecteur  
recherché dans un dictionnaire prédéterminé. Dans les codeurs  
30 dits MPLPC ("Multi-Pulse Linear Prediction Coding"),  
l'excitation stochastique comporte un certain nombre  
d'impulsions dont les positions sont recherchées par le  
codeur. En général, les codeurs CELP sont préférés pour les  
bas débits de transmission, mais ils sont plus complexes à  
35 mettre en oeuvre que les codeurs MPLPC.

Pour déterminer le retard de prédiction à long terme,

on utilise fréquemment une analyse en boucle fermée contribuant directement à minimiser l'écart pondéré perceptuellement entre le signal de parole et le signal synthétique. L'inconvénient de cette analyse en boucle fermée est qu'elle est exigeante en volume de calculs, car la sélection d'un retard implique l'évaluation d'un certain nombre de retards candidats et chaque évaluation d'un retard nécessite des calculs de produits de convolution entre l'excitation retardée et la réponse impulsionnelle du filtre de synthèse pondéré perceptuellement. L'inconvénient ci-dessus existe aussi pour la recherche de l'excitation stochastique, qui est également un processus en boucle fermée où interviennent des produits de convolution avec cette réponse impulsionnelle. L'excitation varie plus rapidement que les paramètres spectraux caractéristiques du filtre de synthèse à court terme. L'excitation (prédictible et stochastique) est typiquement déterminée une fois par sous-trame de 5ms, tandis que les paramètres spectraux le sont une fois par trame de 20 ms. La complexité et la fréquence de la recherche en boucle fermée de l'excitation en font l'étape la plus critique quant à la rapidité des calculs nécessaires dans un codeur de parole.

Un but principal de l'invention est de proposer un procédé de codage de parole de complexité réduite en ce qui concerne la ou les analyses en boucle fermée.

L'invention propose ainsi un procédé de codage à analyse par synthèse d'un signal de parole numérisé en trames successives subdivisées en sous-trames comportant un nombre déterminé d'échantillons, dans lequel on effectue pour chaque trame une analyse par prédiction linéaire du signal de parole pour déterminer les coefficients d'un filtre de synthèse à court terme, et une analyse en boucle ouverte pour déterminer un degré de voisement de la trame, et on effectue pour chaque sous-trame au moins une analyse en boucle fermée pour déterminer une séquence d'excitation qui, soumise au filtre de synthèse à court terme, produit un signal synthétique représentatif du signal de parole. Chaque analyse en boucle fermée

utilise la réponse impulsionnelle d'un filtre composé du filtre de synthèse à court terme et d'un filtre de pondération perceptuelle. Lors de chaque analyse en boucle fermée, on utilise ladite réponse impulsionnelle en la tronquant à une  
5 longueur de troncature au plus égale au nombre d'échantillons par sous-trame et dépendant de la distribution énergétique de ladite réponse et du degré de voisement de la trame.

En général, la longueur de troncature sera d'autant plus grande que la trame est voisée. On peut ainsi réduire  
10 sensiblement la complexité des analyses en boucle fermée sans perdre en qualité de codage, grâce à une adaptation aux caractéristiques de voisement du signal.

D'autres particularités et avantages de l'invention apparaîtront dans la description ci-après d'exemples de  
15 réalisation préférés, mais non limitatifs, en référence aux dessins annexés, dans lesquels :

- la figure 1 est un schéma synoptique d'une station de radiocommunication incorporant un codeur de parole mettant en oeuvre l'invention ;

20 - la figure 2 est un schéma synoptique d'une station de radiocommunication apte à recevoir un signal produit par celle de la figure 1 ;

- les figures 3 à 6 sont des organigrammes illustrant un processus d'analyse LTP en boucle ouverte appliqué dans  
25 le codeur de parole de la figure 1 ;

- la figure 7 est un organigramme illustrant un processus de détermination de la réponse impulsionnelle du filtre de synthèse pondéré appliqué dans le codeur de parole de la figure 1 ;

30 - les figures 8 à 11 sont des organigrammes illustrant un processus de recherche de l'excitation stochastique appliqué dans le codeur de parole de la figure 1.

Un codeur de parole mettant en oeuvre l'invention est applicable dans divers types de systèmes de transmission  
35 et/ou de stockage de parole faisant appel à une technique de compression numérique. Dans l'exemple de la figure 1, le co-

5    deur de parole 16 fait partie d'une station mobile de radio-  
 communication. Le signal de parole S est un signal numérique  
 échantillonné à une fréquence typiquement égale à 8kHz. Le  
 signal S est issu d'un convertisseur analogique-numérique 18  
 10    recevant le signal de sortie amplifié et filtré d'un micro-  
 phone 20. Le convertisseur 18 met le signal de parole S sous  
 forme de trames successives elles-mêmes subdivisées en *nst*  
 sous-trames de *lst* échantillons. Une trame de 20 ms comporte  
 typiquement *nst*=4 sous-trames de *lst*=40 échantillons de 16  
 15    bits à 8kHz. En amont du codeur 16, le signal de parole S  
 peut également être soumis à des traitements classiques de  
 mise en forme tels qu'un filtrage de Hamming. Le codeur de  
 parole 16 délivre une séquence binaire de débit sensiblement  
 20    plus faible que celui du signal de parole S, et adresse cette  
 séquence à un codeur canal 22 dont la fonction est d'intro-  
 duire des bits de redondance dans le signal afin de permettre  
 une détection et/ou une correction d'éventuelles erreurs de  
 transmission. Le signal de sortie du codeur canal 22 est en-  
 suite modulé sur une fréquence porteuse par le modulateur 24,  
 et le signal modulé est émis sur l'interface air.

Le codeur de parole 16 est un codeur à analyse par  
 synthèse. Le codeur 16 détermine d'une part des paramètres  
 caractérisant un filtre de synthèse à court terme modélisant  
 le conduit vocal du locuteur, et d'autre part une séquence  
 25    d'excitation qui, appliquée au filtre de synthèse à court  
 terme, fournit un signal synthétique constituant une estima-  
 tion du signal de parole S selon un critère de pondération  
 perceptuelle.

Le filtre de synthèse à court terme a une fonction  
 30    de transfert de la forme  $1/A(z)$ , avec :

$$A(z) = 1 - \sum_{i=1}^q a_i \cdot z^{-i}$$

Les coefficients  $a_i$  sont déterminés par un module 26  
 d'analyse par prédiction linéaire à court terme du signal de

parole S. Les  $a_i$  sont les coefficients de prédiction linéaire du signal de parole S. L'ordre q de la prédiction linéaire est typiquement de l'ordre de 10. Les méthodes applicables par le module 26 pour la prédiction linéaire à court terme sont bien connues dans le domaine du codage de la parole. Le module 26 met par exemple en oeuvre l'algorithme de Durbin-Levinson (voir J. Makhoul : "Linear Prediction : A tutorial review", Proc. IEEE, Vol.63, N°4, Avril 1975, p. 561-580). Les coefficients  $a_i$  obtenus sont fournis à un module 28 qui les convertit en paramètres de raies spectrales (LSP). La représentation des coefficients de prédiction  $a_i$  par des paramètres LSP est fréquemment utilisée dans des codeurs de parole à analyse par synthèse. Les paramètres LSP sont les q nombres  $\cos(2\pi f_i)$  rangés en ordre décroissant, les q fréquences de raies spectrales (LSF) normalisées  $f_i$  ( $1 \leq i \leq q$ ) étant telles que les nombres complexes  $\exp(2\pi j f_i)$ , avec  $i=1,3,\dots,q-1,q+1$  et  $f_{q+1}=0,5$ , soient les racines du polynôme Q(z) défini par  $Q(z)=A(z)+z^{-(q+1)}.A(z^{-1})$  et que les nombres complexes  $\exp(2\pi j f_i)$ , avec  $i=0,2,4,\dots,q$  et  $f_0=0$ , soient les racines du polynôme  $Q^*(z)$  défini par  $Q^*(z)=A(z)-z^{-(q+1)}.A(z^{-1})$ .

Les paramètres LSP peuvent être obtenus par le module de conversion 28 par la méthode classique des polynômes de Chebyshev (voir P. Kabal et R.P. Ramachandran : "The computation of line spectral frequencies using Chebyshev polynomials", IEEE Trans. ASSP, Vol.34, N° 6, 1986, pages 1419-1426). Ce sont des valeurs de quantification des paramètres LSP, obtenues par un module de quantification 30, qui sont transmises au décodeur pour que celui-ci retrouve les coefficients  $a_i$  du filtre de synthèse à court terme. Les coefficients  $a_i$  peuvent être retrouvés simplement, étant donné que:

$$Q(z) = (1+z^{-1}) \prod_{i=1,3,\dots,q-1} (1-2\cos(2\pi f_i)z^{-1}+z^{-2})$$

$$Q^*(z) = (1-z^{-1}) \prod_{i=2,4,\dots,q} (1-2\cos(2\pi f_i)z^{-1}+z^{-2})$$

$$\text{et } A(z) = [Q(z) + Q^*(z)]/2$$

Pour éviter des variations brusques dans la fonction de transfert du filtre de synthèse à court terme, les paramètres LSP font l'objet d'une interpolation avant qu'on en déduise les coefficients de prédiction  $a_i$ . Cette interpolation est effectuée sur les premières sous-trames de chaque trame du signal. Par exemple, si  $LSP_t$  et  $LSP_{t-1}$  désignent respectivement un paramètre LSP calculé pour la trame  $t$  et pour la trame précédente  $t-1$ , on prend :  $LSP_t(0) = 0,5 \cdot LSP_{t-1} + 0,5 \cdot LSP_t$ ,  $LSP_t(1) = 0,25 \cdot LSP_{t-1} + 0,75 \cdot LSP_t$  et  $LSP_t(2) = \dots = LSP_t(nst-1) = LSP_t$  pour les sous-trames  $0, 1, 2, \dots, nst-1$  de la trame  $t$ . Les coefficients  $a_i$  du filtre  $1/A(z)$  sont alors déterminés, sous-trame par sous-trame à partir des paramètres LSP interpolés.

Les paramètres LSP non quantifiés sont fournis par le module 28 à un module 32 de calcul des coefficients d'un filtre de pondération perceptuelle 34. Le filtre de pondération perceptuelle 34 a de préférence une fonction de transfert de la forme  $W(z) = A(z/\gamma_1)/A(z/\gamma_2)$  où  $\gamma_1$  et  $\gamma_2$  sont des coefficients tels que  $\gamma_1 > \gamma_2 > 0$  (par exemple  $\gamma_1 = 0,9$  et  $\gamma_2 = 0,6$ ). Les coefficients du filtre de pondération perceptuelle sont calculés par le module 32 pour chaque sous-trame après interpolation des paramètres LSP reçus du module 28.

Le filtre de pondération perceptuelle 34 reçoit le signal de parole  $S$  et délivre un signal  $SW$  pondéré perceptuellement qui est analysé par des modules 36, 38, 40 pour déterminer la séquence d'excitation. La séquence d'excitation du filtre à court terme se compose d'une excitation prédictible par un filtre de synthèse à long terme modélisant la hauteur tonale (pitch) de la parole, et d'une excitation

stochastique non prédictible, ou séquence d'innovation.

Le module 36 effectue une prédiction à long terme (LTP) en boucle ouverte, c'est-à-dire qu'il ne contribue pas directement à la minimisation de l'erreur pondérée. Dans le cas représenté, le filtre de pondération 34 intervient en amont du module d'analyse en boucle ouverte, mais il pourrait en être autrement : le module 36 pourrait opérer directement sur le signal de parole  $S$  ou encore sur le signal  $S$  débarrassé de ses corrélations à court terme par un filtre de fonction de transfert  $A(z)$ . En revanche, les modules 38 et 40 fonctionnent en boucle fermée, c'est-à-dire qu'ils contribuent directement à la minimisation de l'erreur pondérée perceptuellement.

Le filtre de synthèse à long terme a une fonction de transfert de la forme  $1/B(z)$  avec  $B(z)=1-g_p.z^{-TP}$  où  $g_p$  désigne un gain de prédiction à long terme et  $TP$  désigne un retard de prédiction à long terme. Le retard de prédiction à long terme peut typiquement prendre  $N=256$  valeurs comprises entre  $r_{min}$  et  $r_{max}$  échantillons. Une résolution fractionnaire est prévue pour les plus petites valeurs de retard de façon à éviter les écarts trop perceptibles en termes de fréquence de voisement. On utilise par exemple une résolution  $1/6$  entre  $r_{min}=21$  et  $33+5/6$ , une résolution  $1/3$  entre  $34$  et  $47+2/3$ , une résolution  $1/2$  entre  $48$  et  $88+1/2$ , et une résolution entière entre  $89$  et  $r_{max}=142$ . Chaque retard possible est ainsi quantifié par un index entier compris entre  $0$  et  $N-1=255$ .

Le retard de prédiction à long terme est déterminé en deux étapes. Dans la première étape, le module 36 d'analyse LTP en boucle ouverte détecte les trames voisées du signal de parole et détermine, pour chaque trame voisée, un degré de voisement  $MV$  et un intervalle de recherche du retard de prédiction à long terme. Le degré de voisement  $MV$  d'une trame voisée peut prendre trois valeurs :  $1$  pour les trames faiblement voisées,  $2$  pour les trames modérément voisées, et  $3$  pour les trames très voisées. Dans les notations utilisées ci-après, on prend un degré de voisement  $MV=0$  pour les trames

non voisées. L'intervalle de recherche est défini par une valeur centrale représentée par son index de quantification  $ZP$  et par une largeur dans le domaine des index de quantification, dépendant du degré de voisement  $MV$ . Pour les trames faiblement ou modérément voisées ( $MV=1$  ou  $2$ ) la largeur de l'intervalle de recherche est de  $N1$  index, c'est-à-dire que l'index du retard de prédiction à long terme sera recherché entre  $ZP-16$  et  $ZP+15$  si  $N1=32$ . Pour les trames très voisées ( $MV=3$ ), la largeur de l'intervalle de recherche est de  $N3$  index, c'est-à-dire que l'index du retard de prédiction à long terme sera recherché entre  $ZP-8$  et  $ZP+7$  si  $N3=16$ .

Une fois que le degré de voisement  $MV$  d'une trame a été déterminé par le module 36, le module 30 opère la quantification des paramètres LSP qui ont auparavant été déterminés pour cette trame. Cette quantification est par exemple vectorielle, c'est-à-dire qu'elle consiste à sélectionner, dans une ou plusieurs tables de quantification prédéterminées, un jeu de paramètres quantifiés  $LSP_Q$  qui présente une distance minimale avec le jeu de paramètres LSP fourni par le module 28. De façon connue, les tables de quantification diffèrent suivant le degré de voisement  $MV$  fourni au module de quantification 30 par l'analyseur en boucle ouverte 36. Un ensemble de tables de quantification pour un degré de voisement  $MV$  est déterminé, lors d'essais préalables, de façon à être statistiquement représentatif de trames ayant ce degré  $MV$ . Ces ensembles sont stockés à la fois dans les codeurs et dans les décodeurs mettant en oeuvre l'invention. Le module 30 délivre le jeu de paramètres quantifiés  $LSP_Q$  ainsi que son index  $Q$  dans les tables des quantification applicables.

Le codeur de parole 16 comprend en outre un module 42 de calcul de la réponse impulsionnelle du filtre composé du filtre de synthèse à court terme et du filtre de pondération perceptuelle. Ce filtre composé a pour fonction de transfert  $W(z)/A(z)$ . Pour le calcul de sa réponse impulsionnelle  $h=(h(0), h(1), \dots, h(lst-1))$  sur la durée

d'une sous-trame, le module 42 prend pour le filtre de pondération perceptuelle  $W(z)$  celui correspondant aux paramètres LSP interpolés mais non quantifiés, c'est-à-dire celui dont les coefficients ont été calculés par le module 5 32, et pour le filtre de synthèse  $1/A(z)$  celui correspondant aux paramètres LSP quantifiés et interpolés, c'est-à-dire celui qui sera effectivement reconstitué par le décodeur.

Dans la deuxième étape de la détermination du retard TP de prédiction à long terme, le module 38 d'analyse LTP en 10 boucle fermée détermine le retard TP pour chaque sous-trame des trames voisées ( $MV=1, 2$  ou  $3$ ). Ce retard TP est caractérisé par une valeur différentielle DP dans le domaine des index de quantification, codée sur 5 bits si  $MV=1$  ou 2 ( $N1=32$ ), et sur 4 bits si  $MV=3$  ( $N3=16$ ). L'index du retard TP 15 vaut  $ZP+DP$ . De façon connue, l'analyse LTP en boucle fermée consiste à déterminer, dans l'intervalle de recherche des retards  $T$  de prédiction à long terme, le retard TP qui maximise, pour chaque sous-trame d'une trame voisée, la corrélation normalisée :

$$20 \quad \frac{\left[ \sum_{i=0}^{1st-1} x(i) \cdot y_T(i) \right]^2}{\sum_{i=0}^{1st-1} [y_T(i)]^2}$$

25 où  $x(i)$  désigne le signal de parole pondéré SW de la sous-trame auquel on a soustrait la mémoire du filtre de synthèse pondéré (c'est-à-dire la réponse à un signal nul, due à ses états initiaux, du filtre dont la réponse impulsionnelle  $h$  a été calculée par le module 42), et  $y_T(i)$  désigne le produit 30 de convolution :

$$y_T(i) = u(i-T) * h(i) = \sum_{j=0}^i u(j-T) \cdot h(i-j) \quad (1)$$

$u(j-T)$  désignant la composante prédictible de la séquence d'excitation retardée de  $T$  échantillons, estimée par la

technique bien connue du répertoire adaptatif ("adaptive codebook"). Pour les retards T inférieurs à la longueur d'une sous-trame, les valeurs manquantes de  $u(j-T)$  peuvent être extrapolées à partir des valeurs antérieures. Les retards fractionnaires sont pris en compte en suréchantillonnant le signal  $u(j-T)$  dans le répertoire adaptatif. Un suréchantillonnage d'un facteur m est obtenu au moyen de filtres polyphasés interpolateurs.

Le gain  $g_p$  de prédiction à long terme pourrait être déterminé par le module 38 pour chaque sous-trame, en appliquant la formule connue :

$$g_p = \frac{\sum_{i=0}^{1st-1} x(i) \cdot y_{TP}(i)}{\sum_{i=0}^{1st-1} [y_{TP}(i)]^2}$$

Toutefois, dans une version préférée de l'invention, le gain  $g_p$  est calculé par le module d'analyse stochastique 40.

L'excitation stochastique déterminée pour chaque sous-trame par le module 40 est de type multi-impulsionnelle. Une séquence d'innovation de 1st échantillons comprend  $n_p$  impulsions de positions  $p(n)$  et d'amplitude  $g(n)$ . Autrement dit, les impulsions ont une amplitude de 1 et sont associées à des gains respectifs  $g(n)$ . Etant donné que le retard LTP n'est pas déterminé pour les sous-trames des trames non voisées, on peut prendre un nombre d'impulsions supérieur pour l'excitation stochastique relative à ces sous-trames, par exemple  $n_p=5$  si  $MV=1, 2$  ou  $3$  et  $n_p=6$  si  $MV=0$ . Les positions et les gains calculés par le module 40 d'analyse stochastique sont quantifiés par un module 44.

Un module d'ordonnancement des bits 46 reçoit les différents paramètres qui seront utiles au décodeur, et constitue la séquence binaire transmise au codeur canal 22. Ces paramètres sont :

- l'index Q des paramètres LSP quantifiés pour chaque

trame ;

- le degré MV de voisement de chaque trame ;
- l'index ZP du centre de l'intervalle de recherche des retards LTP pour chaque trame voisée ;
- 5       - l'index différentiel DP du retard LTP pour chaque sous-trame d'une trame voisée, et le gain associé  $g_p$  ;
- les positions  $p(n)$  et les gains  $g(n)$  des impulsions de l'excitation stochastique pour chaque sous-trame.

Certains de ces paramètres peuvent avoir une  
10 importance particulière dans la qualité de restitution de la parole ou une sensibilité particulière aux erreurs de transmission. On prévoit ainsi dans le codeur un module 48 qui reçoit les différents paramètres et qui ajoute à certains d'entre eux des bits de redondance permettant de détecter  
15 et/ou de corriger d'éventuelles erreurs de transmission. Par exemple, le degré de voisement MV codé sur deux bits étant un paramètre critique, on souhaite qu'il parvienne au décodeur avec aussi peu d'erreurs que possible. Pour cette raison, des bits de redondance sont ajoutés à ce paramètre  
20 par le module 48. On peut par exemple ajouter un bit de parité aux deux bits codant MV et répéter une fois les trois bits ainsi obtenus. Cet exemple de redondance permet de détecter toutes les erreurs simples ou doubles et de corriger toutes les erreurs simples et 75% des erreurs doubles.

25 L'allocation du débit binaire par trame de 20 ms est par exemple celle indiquée dans le tableau I.

Dans l'exemple considéré ici, le codeur canal 22 est celui utilisé dans le système paneuropéen de radiocommuni-  
cation avec les mobiles (GSM). Ce codeur canal, décrit en  
30 détail dans la Recommandation GSM 05.03, a été mis au point pour un codeur de parole à 13 kbit/s de type RPE-LTP qui produit également 260 bits par trame de 20 ms. La sensibilité de chacun des 260 bits a été déterminée à partir de tests d'écoute. Les bits issus du codeur source ont été regroupés  
35 en trois catégories. La première de ces catégories IA regroupe 50 bits qui sont codés convolutionnellement sur la

paramètres quantifiés	MV=0	MV=1 ou 2	MV=3
LSP	34	34	34
MV + redondance	6	6	6
ZP	-	8	8
DP	-	20	16
$g_{TP}$	-	20	24
positions impulsions	80	72	72
gains impulsions	140	100	100
Total	260	260	260

TABLEAU I

base d'un polynôme générateur donnant une redondance d'un demi avec une longueur de contrainte égale à 5. Trois bits de parité sont calculés et ajoutés aux 50 bits de la catégorie IA avant le codage convolutionnel. La seconde catégorie (IB) compte 132 bits qui sont protégés à un taux d'un demi par le même polynôme que la catégorie précédente. La troisième catégorie (II) contient 78 bits non protégés. Après application du code convolutionnel, les bits (456 par trame) sont soumis à un entrelacement. Le module d'ordonnancement 46 du nouveau codeur source mettant en oeuvre l'invention distribue les bits dans les trois catégories en fonction de l'importance subjective de ces bits.

Une station mobile de radiocommunication apte à recevoir le signal de parole traité par le codeur source 16 est représentée schématiquement sur la figure 2. Le signal radio reçu est d'abord traité par un démodulateur 50 puis par un

décodeur canal 52 qui effectuent les opérations duales de celles du modulateur 24 et du codeur canal 22. Le décodeur canal 52 fournit au décodeur de parole 54 une séquence binaire qui, en l'absence d'erreurs de transmission ou lorsque  
5 les éventuelles erreurs ont été corrigées par le décodeur canal 52, correspond à la séquence binaire qu'a délivrée le module d'ordonnement 46 au niveau du codeur 16. Le décodeur 54 comprend un module 56 qui reçoit cette séquence binaire et qui identifie les paramètres relatifs aux différentes trames et sous-trames. Le module 56 effectue en outre  
10 quelques contrôles sur les paramètres reçus. En particulier, le module 56 examine les bits de redondance introduits par le module 48 du codeur, pour détecter et/ou corriger les erreurs affectant les paramètres associés à ces bits de redondance.  
15

Pour chaque trame de parole à synthétiser, un module 58 du décodeur reçoit le degré de voisement MV et l'index de Q de quantification des paramètres LSP. Le module 58 retrouve les paramètres LSP quantifiés dans les tables correspondant  
20 à la valeur de MV, et, après interpolation, les convertit en coefficients  $a_i$  pour le filtre de synthèse à court terme 60. Pour chaque sous-trame de parole à synthétiser, un générateur d'impulsions 62 reçoit les positions  $p(n)$  des  $n_p$  impulsions de l'excitation stochastique. Le générateur 62 délivre des impulsions d'amplitude unitaire qui sont chacune multipliées  
25 en 64 par le gain associé  $g(n)$ . La sortie de l'amplificateur 64 est adressée au filtre de synthèse à long terme 66. Ce filtre 66 a une structure à répertoire adaptatif. Les échantillons  $u$  de sortie du filtre 66 sont mémorisés dans le répertoire adaptatif 68 de façon à être disponibles pour les sous-trames ultérieures. Le retard TP relatif à une sous-trame, calculé à partir des index de quantification ZP et DP, est fourni au répertoire adaptatif 68 pour produire le signal  
30  $u$  convenablement retardé. L'amplificateur 70 multiplie le signal ainsi retardé par le gain  $g_p$  de prédiction à long terme. Le filtre à long terme 66 comprend enfin un  
35

additionneur 72 qui ajoute les sorties des amplificateurs 64 et 70 pour fournir la séquence d'excitation  $u$ . Lorsque l'analyse LTP n'a pas été effectuée au codeur, par exemple si  $MV=0$ , un gain de prédiction  $g_p$  nul est imposé à l'amplificateur 70 pour les sous-trames correspondantes. La séquence d'excitation est adressée au filtre de synthèse à court terme 60, et le signal résultant peut encore, de façon connue, être soumis à un post-filtre 74 dont les coefficients dépendent des paramètres de synthèse reçus, pour former le signal de parole synthétique  $S'$ . Le signal de sortie  $S'$  du décodeur 54 est ensuite converti en analogique par le convertisseur 76 avant d'être amplifié pour commander un haut-parleur 78.

On va maintenant décrire, en référence aux figures 3 à 6, le processus d'analyse LTP en boucle ouverte mis en oeuvre par le module 36 du codeur suivant un premier aspect de l'invention.

Dans une première étape 90, le module 36 calcule et mémorise, pour chaque sous-trame  $st=0,1,\dots,nst-1$  de la trame courante, les autocorrélations  $C_{st}(k)$  et les énergies retardées  $G_{st}(k)$  du signal de parole pondéré  $SW$  pour les retards entiers  $k$  compris entre  $rmin$  et  $rmax$  :

$$C_{st}(k) = \sum_{i=st.lst}^{(st+1).lst-1} SW(i) \cdot SW(i-k)$$

$$G_{st}(k) = \sum_{i=st.lst}^{(st+1).lst-1} [SW(i-k)]^2$$

Les énergies par sous-trame  $RO_{st}$  sont également calculées :

$$RO_{st} = \sum_{i=st.lst}^{(st+1).lst-1} [SW(i)]^2$$

À l'étape 90, le module 36 détermine en outre, pour chaque sous-trame  $st$ , le retard entier  $K_{st}$  qui maximise l'estimation en boucle ouverte  $P_{st}(k)$  du gain de prédiction à long terme sur la sous-trame  $st$ , en excluant les retards  $k$  pour lesquels l'autocorrélation  $C_{st}(k)$  est négative ou plus

petite qu'une petite fraction  $\epsilon$  de l'énergie  $RO_{st}$  de la sous-trame. L'estimation  $P_{st}(k)$  exprimée en décibels s'écrit :

$$P_{st}(k) = 20 \cdot \log_{10} [RO_{st} / (RO_{st} - C_{st}^2(k) / G_{st}(k))] ]$$

Maximiser  $P_{st}(k)$  revient donc à maximiser l'expression  
 5  $X_{st}(k) = C_{st}^2(k) / G_{st}(k)$  comme indiqué sur la figure 6. Le retard entier  $K_{st}$  est le retard de base en résolution entière pour la sous-trame  $st$ . L'étape 90 est suivie par une comparaison 92 entre une première estimation en boucle ouverte du gain de prédiction global sur la trame courante  
 10 et un seuil prédéterminé  $S0$  typiquement compris entre 1 et 2 décibels (par exemple  $S0 = 1,5$  dB). La première estimation du gain de prédiction global est égale à :

$$15 \quad 20 \cdot \log_{10} \left[ RO / \left[ RO - \sum_{st=0}^{nst-1} X_{st}(K_{st}) \right] \right]$$

où  $RO$  est l'énergie totale de la trame  
 ( $RO = RO_0 + RO_1 + \dots + RO_{nst-1}$ ), et  $X_{st}(K_{st}) = C_{st}^2(K_{st}) / G_{st}(K_{st})$   
 désigne le maximum déterminé à l'étape 90 relativement à la sous-trame  $st$ . Comme l'indique la figure 6, la comparaison  
 20 92 peut être effectuée sans avoir à calculer le logarithme.

Si la comparaison 92 montre une première estimation du gain de prédiction inférieure au seuil  $S0$ , on considère que le signal de parole contient trop peu de corrélations à long terme pour être voisé, et le degré de voisement  $MV$  de la trame courante est pris égal à 0 à l'étape 94, ce qui  
 25 termine dans ce cas les opérations effectuées par le module 36 sur cette trame. Si au contraire le seuil  $S0$  est dépassé à l'étape 92, la trame courante est détectée comme voisée et le degré  $MV$  sera égal à 1, 2 ou 3. Le module 36 calcule  
 30 alors, pour chaque sous-trame  $st$ , une liste  $I_{st}$  contenant des retards candidats pour constituer le centre  $ZP$  de l'intervalle de recherche des retards de prédiction à long terme.

Les opérations effectuées par le module 36 pour  
 35 chaque sous-trame  $st$  ( $st$  initialisé à 0 à l'étape 96) d'une trame voisée commencent par la détermination 98 d'un seuil

de sélection  $SE_{st}$  en décibels égal à une fraction déterminée  $\beta$  de l'estimation  $P_{st}(K_{st})$  du gain de prédiction en décibels sur la sous-trame, maximisée à l'étape 90 ( $\beta=0,75$  typiquement). Pour chaque sous-trame  $st$  d'une trame voisée, le module 36 détermine le retard de base rbf en résolution entière pour la suite du traitement. Ce retard de base pourrait être pris égal à l'entier  $K_{st}$  obtenu à l'étape 90. Le fait de rechercher le retard de base en résolution fractionnaire autour de  $K_{st}$  permet toutefois de gagner en précision. L'étape 100 consiste ainsi, à rechercher, autour du retard entier  $K_{st}$  obtenu à l'étape 90, le retard fractionnaire qui maximise l'expression  $C_{st}^2/G_{st}$ . Cette recherche peut être effectuée à la résolution maximale des retards fractionnaires (1/6 dans l'exemple décrit ici) même si le retard entier  $K_{st}$  n'est pas dans le domaine où cette résolution maximale s'applique. On détermine par exemple le nombre  $\Delta_{st}$  qui maximise  $C_{st}^2(K_{st}+\delta/6)/G_{st}(K_{st}+\delta/6)$  pour  $-6<\delta<+6$ , puis le retard de base rbf en résolution maximale est pris égal à  $K_{st} + \Delta_{st}/6$ . Pour les valeurs fractionnaires  $T$  du retard, les autocorrélations  $C_{st}(T)$  et les énergies retardées  $G_{st}(T)$  sont obtenues par interpolation à partir des valeurs mémorisées à l'étape 90 pour les retards entiers. Bien entendu, le retard de base relatif à une sous-trame pourrait également être déterminé en résolution fractionnaire dès l'étape 90 et pris en compte dans la première estimation du gain de prédiction global sur la trame.

Une fois que le retard de base rbf a été déterminé pour une sous-trame, on procède à un examen 101 des sous-multiples de ce retard afin de retenir ceux pour lesquels le gain de prédiction est relativement important (figure 4), puis des multiples du plus petit sous-multiple retenu (figure 5). A l'étape 102, l'adresse  $j$  dans la liste  $I_{st}$  et l'index  $m$  du sous-multiple sont initialisés à 0 et 1, respectivement. Une comparaison 104 est effectuée entre le sous-multiple rbf/ $m$  et le retard minimal  $rmin$ . Le sous-multiple rbf/ $m$  est

à examiner s'il est supérieur à  $r_{min}$ . On prend alors pour l'entier  $i$  la valeur de l'index du retard quantifié  $r_i$  le plus proche de  $rbf/m$  (étape 106), puis on compare, en 108, la valeur estimée du gain de prédiction  $P_{st}(r_i)$  associée au retard quantifié  $r_i$  pour la sous-trame considérée au seuil de sélection  $SE_{st}$  calculé à l'étape 98 :

$$P_{st}(r_i) = 20 \cdot \log_{10} [RO_{st} / [RO_{st} - C_{st}^2(r_i) / G_{st}(r_i)]]$$

avec, pour les retards fractionnaires une interpolation des valeurs  $C_{st}$  et  $G_{st}$  calculées à l'étape 90 pour les retards entiers. Si  $P_{st}(r_i) < SE_{st}$ , le retard  $r_i$  n'est pas pris en considération, et on passe directement à l'étape 110 d'incrémentement de l'index  $m$  avant d'effectuer de nouveau la comparaison 104 pour le sous-multiple suivant. Si le test 108 montre que  $P_{st}(r_i) \geq SE_{st}$ , le retard  $r_i$  est retenu et on exécute l'étape 112 avant d'incrémenter l'index  $m$  à l'étape 110. A l'étape 112, on mémorise l'index  $i$  à l'adresse  $j$  dans la liste  $I_{st}$ , on donne la valeur  $m$  à l'entier  $m_0$  destiné à être égal à l'index du plus petit sous-multiple retenu, puis on incrémente d'une unité l'adresse  $j$ .

L'examen des sous-multiples du retard de base est terminé lorsque la comparaison 104 montre  $rbf/m < r_{min}$ . On examine alors les retards multiples du plus petit  $rbf/m_0$  des sous-multiples précédemment retenus suivant le processus illustré sur la figure 5. Cet examen commence par une initialisation 114 de l'index  $n$  du multiple :  $n=2$ . Une comparaison 116 est effectuée entre le multiple  $n \cdot rbf/m_0$  et le retard maximal  $r_{max}$ . Si  $n \cdot rbf/m_0 > r_{max}$ , on effectue le test 118 pour déterminer si l'index  $m_0$  du plus petit sous-multiple est un multiple entier de  $n$ . Dans l'affirmative, le retard  $n \cdot rbf/m_0$  a déjà été examiné lors de l'examen des sous-multiples de  $rbf$ , et on passe directement à l'étape 120 d'incrémentement de l'index  $n$  avant d'effectuer de nouveau la comparaison 116 pour le multiple suivant. Si le test 118 montre que  $m_0$  n'est pas un multiple entier de  $n$ , le multiple  $n \cdot rbf/m_0$  est à examiner. On prend alors pour l'entier  $i$  la valeur de l'index du retard quantifié  $r_i$  le plus proche de

n.rbf/m0 (étape 122), puis on compare, en 124, la valeur estimée du gain de prédiction  $P_{st}(r_i)$  au seuil de sélection  $SE_{st}$ . Si  $P_{st}(r_i) < SE_{st}$ , le retard  $r_i$  n'est pas pris en considération, et on passe directement à l'étape 120 d'incrémement de l'index n. Si le test 124 montre que  $P_{st}(r_i) \geq SE_{st}$ , le retard  $r_i$  est retenu et on exécute l'étape 126 avant d'incrémenter l'index n à l'étape 120. A l'étape 126, on mémorise l'index i à l'adresse j dans la liste  $I_{st}$ , puis on incrémente d'une unité l'adresse j.

L'examen des multiples du plus petit sous-multiple est terminé lorsque la comparaison 116 montre que  $n.rbf/m0 > rmax$ . A ce moment, la liste  $I_{st}$  contient j index de retards candidats. Si on souhaite limiter à jmax la longueur maximale de la liste  $I_{st}$  pour les étapes suivantes, on peut prendre la longueur  $j_{st}$  de cette liste égale à  $\min(j, jmax)$  (étape 128) puis, à l'étape 130, ordonner la liste  $I_{st}$  dans l'ordre des gains  $C_{st}^2(r_{Ist(j)})/G_{st}^2(r_{Ist(j)})$  décroissants pour  $0 \leq j < j_{st}$  de façon à ne conserver que les  $j_{st}$  retards procurant les plus grandes valeurs de gain. La valeur de jmax est choisie en fonction du compromis visé entre l'efficacité de la recherche des retards LTP et la complexité de cette recherche. Des valeurs typiques de jmax vont de 3 à 5.

Une fois que les sous-multiples et les multiples ont été examinés et que la liste  $I_{st}$  a ainsi été obtenue (figure 3), le module d'analyse 36 calcule une quantité  $Ymax$  déterminant une seconde estimation en boucle ouverte du gain de prédiction à long terme sur l'ensemble de la trame, ainsi que des index ZP, ZP0 et ZP1 dans une phase 132 dont le déroulement est détaillé sur la figure 6. Cette phase 132 consiste à tester des intervalles de recherche de longueur N1 pour déterminer celui qui maximise une deuxième estimation du gain de prédiction global sur la trame. Les intervalles testés sont ceux dont les centres sont les retards candidats contenus dans la liste  $I_{st}$  calculée lors de la phase 101. La phase 132 commence par une étape 136 où l'adresse j dans la liste  $I_{st}$  est initialisée à 0. A l'étape 138, on vérifie si l'index

$I_{st}(j)$  a déjà été rencontré en testant un intervalle précédent centré sur  $I_{st'}(j')$  avec  $st' < st$  et  $0 \leq j' < j_{st'}$ , afin d'éviter de tester deux fois le même intervalle. Si le test 138 révèle que  $I_{st}(j)$  figurait déjà dans une liste  $I_{st'}$ , avec  $st' < st$ , on incrémente directement l'adresse  $j$  à l'étape 140, puis on la compare à la longueur  $j_{st}$  de la liste  $I_{st}$ . Si la comparaison 142 montre que  $j < j_{st}$ , on revient à l'étape 138 pour la nouvelle valeur de l'adresse  $j$ . Lorsque la comparaison 142 montre que  $j = j_{st}$ , tous les intervalles relatifs à la liste  $I_{st}$  ont été testés, et la phase 132 est terminée. Lorsque le test 138 est négatif, on teste l'intervalle centré sur  $I_{st}(j)$  en commençant par l'étape 148 où on détermine, pour chaque sous-trame  $st'$ , l'index  $i_{st'}$  du retard optimal qui maximise sur cet intervalle l'estimation en boucle ouverte  $P_{st'}(r_i)$  du gain de prédiction à long terme, c'est-à-dire qui maximise la quantité  $Y_{st'}(i) = C_{st'}^2(r_i) / G_{st'}(r_i)$  où  $r_i$  désigne le retard quantifié d'index  $i$  pour  $I_{st}(j) - N1/2 \leq i < I_{st}(j) + N1/2$  et  $0 \leq i < N$ . Lors de la maximisation 148 relative à une sous-trame  $st'$ , on écarte a priori les index  $i$  pour lesquels l'autocorrélation  $C_{st'}(r_i)$  est négative, pour éviter de dégrader le codage. S'il se trouve que toutes les valeurs de  $i$  comprises dans l'intervalle testé  $[I(j) - N1/2, I(j) + N1/2[$  donnent lieu à des autocorrélations  $C_{st'}(r_i)$  négatives, on sélectionne l'index  $i_{st'}$  pour lequel cette autocorrélation est la plus petite en valeur absolue. Ensuite, en 150, la quantité  $Y$  déterminant la deuxième estimation du gain de prédiction global pour l'intervalle centré sur  $I_{st}(j)$  est calculée selon :

$$Y = \sum_{st'=0}^{nst-1} Y_{st'}(i_{st'})$$

puis comparée à  $Y_{max}$ , où  $Y_{max}$  représente la valeur à maximiser. Cette valeur  $Y_{max}$  est par exemple initialisée à 0 en même temps que l'index  $st$  à l'étape 96. Si  $Y \leq Y_{max}$ , on passe directement à l'étape 140 d'incrémentatation de l'index  $j$ . Si la comparaison 150 montre que  $Y > Y_{max}$ , on exécute

l'étape 152 avant d'incrémenter l'adresse  $j$  à l'étape 140. A cette étape 152, l'index ZP est pris égal à  $I_{st}(j)$  et les index ZP0 et ZP1 sont respectivement pris égaux au plus petit et au plus grand des index  $i_{st}$ , déterminés à l'étape 148.

5           A la fin de la phase 132 relative à une sous-trame  $st$ , l'index  $st$  est incrémenté d'une unité (étape 154) puis comparé, à l'étape 156, au nombre  $nst$  de sous-frames par trame. Si  $st < nst$ , on revient à l'étape 98 pour effectuer les opérations relatives à la sous-trame suivante. Lorsque la  
10           comparaison 156 montre que  $st = nst$ , l'index ZP désigne le centre de l'intervalle de recherche qui sera fourni au module 38 d'analyse LTP en boucle fermée, et ZP0 et ZP1 sont des index dont l'écart est représentatif de la dispersion des retards optimaux par sous-trame dans l'intervalle centré sur  
15           ZP.

          A l'étape 158, le module 36 détermine le degré de voisement MV, sur la base de la seconde estimation en boucle ouverte du gain exprimée en décibels :  $G_p = 20 \cdot \log_{10}(RO/RO - Y_{max})$ . On fait appel à deux autres seuils S1 et S2. Si  $G_p \leq S1$ ,  
20           le degré de voisement MV est pris égal à 1 pour la trame courante. Le seuil S1 est typiquement compris entre 3 et 5 dB; par exemple  $S1 = 4$  dB. Si  $S1 < G_p < S2$ , le degré de voisement MV est pris égal à 2 pour la trame courante. Le seuil S2 est typiquement compris entre 5 et 8 dB ; par exemple  $S2 = 7$  dB. Si  
25            $G_p > S2$ , on examine la dispersion des retards optimaux pour les différentes sous-frames de la trame courante. Si  $ZP1 - ZP < N3/2$  et  $ZP - ZP0 \leq N3/2$ , un intervalle de longueur  $N3$  centré sur ZP suffit à prendre en compte tous les retards optimaux et le degré de voisement est pris égal à 3 (si  $G_p > S2$ ). Sinon, si  
30            $ZP1 - ZP \geq N3/2$  ou  $ZP - ZP0 > N3/2$ , le degré de voisement est pris égal à 2 (si  $G_p > S2$ ).

          L'index ZP du centre de l'intervalle de recherche du retard de prédiction pour une trame voisée peut être compris entre 0 et  $N-1=255$ , et l'index différentiel DP déterminé pour  
35           le module 38 peut aller de -16 à +15 si  $MV=1$  ou 2, et de -8 à +7 si  $MV=3$  (cas  $N1=32$ ,  $N3=16$ ). L'index  $ZP+DP$  du retard TP

5 finalement déterminé peut donc dans certains cas être plus  
petit que 0 ou plus grand que 255. Ceci permet à l'analyse  
LTP en boucle fermée de porter également sur quelques retards  
TP plus petits que  $r_{min}$  ou plus grands que  $r_{max}$ . On améliore  
ainsi la qualité subjective de la restitution des voix dites  
pathologiques et des signaux non vocaux (fréquences vocales  
DTMF ou fréquences de signalisation utilisées par le réseau  
téléphonique commuté). Une autre possibilité est de prendre  
10 pour l'intervalle de recherche les 32 premiers ou derniers  
index de quantification des retards si  $ZP < 16$  ou  $ZP > 240$  avec  
MV=1 ou 2, et les 16 premiers ou derniers index si  $ZP < 8$  ou  
ZP > 248 avec MV=3.

15 Le fait de réduire l'intervalle de recherche des  
retards pour les trames très voisées (typiquement 16 valeurs  
pour MV=3 au lieu de 32 pour MV=1 ou 2) permet de diminuer  
la complexité de l'analyse LTP en boucle fermée effectuée par  
le module 38 en réduisant le nombre de convolutions  $y_T(i)$  à  
calculer suivant la formule (1). Un autre avantage est qu'un  
bit de codage de l'index différentiel DP est économisé. Le  
20 débit de sortie étant constant, ce bit peut être réalloué au  
codage d'autres paramètres. On peut en particulier allouer  
ce bit supplémentaire à la quantification du gain de prédic-  
tion à long terme  $g_p$  calculé par le module 40. En effet, une  
meilleure précision sur le gain  $g_p$  grâce à un bit de quanti-  
25 fication supplémentaire est appréciable car ce paramètre est  
perceptuellement important pour les sous-trames très voisées  
(MV=3). Une autre possibilité est de prévoir un bit de parité  
pour le retard TP et/ou le gain  $g_p$ , permettant de détecter  
d'éventuelles erreurs affectant ces paramètres.

30 Il est possible d'apporter quelques modifications  
au processus d'analyse LTP en boucle ouverte décrit ci-dessus  
en référence aux figures 3 à 6.

35 Suivant une première variante de ce processus, les  
premières optimisations effectuées à l'étape 90 relativement  
aux différentes sous-trames sont remplacées par une seule  
optimisation portant sur l'ensemble de la trame. Outre les

paramètres  $C_{st}(k)$  et  $G_{st}(k)$  calculés pour chaque sous-trame  $st$ , on calcule également les autocorrélations  $C(k)$  et les énergies retardées  $G(k)$  pour l'ensemble de la trame :

$$C(k) = \sum_{st=0}^{nst-1} C_{st}(k)$$

$$G(k) = \sum_{st=0}^{nst-1} G_{st}(k)$$

On détermine alors le retard de base en résolution entière  $K$  qui maximise  $X(k) = C^2(k)/G(k)$  pour  $rmin \leq k \leq rmax$ . La première estimation du gain comparée à  $S_0$  à l'étape 92 est alors  $P(K) = 20 \cdot \log_{10}[R_0/[R_0 - X(K)]]$ . On détermine ensuite, autour de  $K$ , un seul retard de base en résolution fractionnaire rbf et l'examen 101 des sous-multiples et des multiples est effectué une seule fois et produit une seule liste  $I$  au lieu de  $nst$  listes  $I_{st}$ . La phase 132 est ensuite effectuée une seule fois pour cette liste  $I$ , en ne distinguant les sous-trames qu'aux étapes 148, 150 et 152. Cette variante de réalisation a pour avantage de réduire la complexité de l'analyse en boucle ouverte.

Suivant une seconde variante du processus d'analyse LTP en boucle ouverte, le domaine  $[rmin, rmax]$  des retards possibles est subdivisé en  $nz$  sous-intervalles ayant par exemple la même longueur ( $nz=3$  typiquement), et les premières optimisations effectuées à l'étape 90 relativement aux différentes sous-trames sont remplacées par  $nz$  optimisations dans les différents sous-intervalles portant chacune sur l'ensemble de la trame. On obtient ainsi  $nz$  retards de base  $K_1', \dots, K_{nz}'$  en résolution entière. La décision voisé/non voisé (étape 92) est prise sur la base de celui des retards de base  $K_i'$  qui procure la plus grande valeur pour la première estimation en boucle ouverte du gain de prédiction à long terme. Ensuite, si la trame est voisée, on détermine les retards de base en résolution fractionnaire par le même processus qu'à l'étape 100, mais en autorisant seulement les

valeurs de retard quantifiées. L'examen 101 des sous-multiples et des multiples n'est pas effectué. Pour la phase 132 de calcul de la seconde estimation du gain de prédiction, on prend comme retards candidats les  $n_z$  retards de base précédemment déterminés. Cette seconde variante permet de se dispenser de l'examen systématique des sous-multiples et des multiples qui sont en général pris en considération grâce à la subdivision du domaine des retards possibles.

Suivant une troisième variante du processus d'analyse LTP en boucle ouverte, la phase 132 est modifiée en ce que, aux étapes d'optimisation 148, on détermine d'une part l'index  $i_{st}$ , qui maximise  $C_{st}^2(r_i)/G_{st}(r_i)$  pour  $I_{st}(j)-N1/2 \leq i < I_{st}(j)+N1/2$  et  $0 \leq i < N$ , et d'autre part, au cours de la même boucle de maximisation, l'index  $k_{st}$ , qui maximise cette même quantité sur un intervalle réduit  $I_{st}(j)-N3/2 \leq i < I_{st}(j)+N3/2$  et  $0 \leq i < N$ . L'étape 152 est également modifiée : on ne mémorise plus les index ZP0 et ZP1, mais une quantité  $Y_{max}'$  définie de la même manière que  $Y_{max}$  mais en référence à l'intervalle de longueur réduite :

$$Y_{max}' = \sum_{st'=0}^{nst-1} Y_{st'}(k_{st'})$$

Dans cette troisième variante, la détermination 158 du mode de voisement conduit à sélectionner plus souvent le degré de voisement  $MV=3$ . On prend également en compte, en plus du gain  $G_p$  précédemment décrit, une troisième estimation en boucle ouverte du gain LTP, correspondant à  $Y_{max}'$  :  $G_p' = 20 \cdot \log_{10}[R0/(R0-Y_{max}')] ]$ . Le degré de voisement est  $MV=1$  si  $G_p \leq S1$ ,  $MV=3$  si  $G_p' > S2$  et  $MV=2$  si aucune de ces deux conditions n'est vérifiée. En augmentant ainsi la proportion de trames de degré  $MV=3$ , on réduit la complexité moyenne de l'analyse en boucle fermée et on améliore la robustesse aux erreurs de transmission.

Une quatrième variante du processus d'analyse LTP en boucle ouverte concerne surtout les trames faiblement voisées ( $MV=1$ ). Ces trames correspondent souvent à un début ou à une

fin d'une zone de voisement. Fréquemment, ces trames peuvent comporter de une à trois sous-trames pour lesquelles le coefficient de gain du filtre de synthèse à long terme est nul voire négatif. Il est proposé de ne pas effectuer l'analyse LTP en boucle fermée pour les sous-trames en question, afin de réduire la complexité moyenne du codage. Ceci peut être réalisé en mémorisant à l'étape 152 de la figure 6 nst pointeurs indiquant pour chaque sous-trame  $st$  si l'autocorrélation  $C_{st}$ , correspondant au retard d'index  $i_{st}$ , est négative ou encore très petite. Une fois que tous les intervalles référencés dans les listes  $I_{st}$ , les sous-trames pour lesquelles le gain de prédiction est négatif ou négligeable peuvent être identifiées en consultant les nst pointeurs. Le cas échéant le module 38 est désactivé pour les sous-trames correspondantes. Ceci n'affecte pas la qualité de l'analyse LTP puisque le gain de prédiction correspondant à ces sous-trames sera de toutes façons quasiment nul.

Un autre aspect de l'invention concerne le module 42 de calcul de la réponse impulsionnelle du filtre de synthèse pondéré. Le module 38 d'analyse LTP en boucle fermée a besoin de cette réponse impulsionnelle  $h$  sur la durée d'une sous-trame pour calculer les convolutions  $y_T(i)$  selon la formule (1). Le module 40 d'analyse stochastique en a également besoin pour calculer des convolutions comme on le verra plus loin. Le fait d'avoir à calculer des convolutions avec une réponse  $h$  s'étendant sur la durée d'une sous-trame (1st=40 typiquement) implique une relative complexité du codage, qu'il serait souhaitable de réduire notamment pour augmenter l'autonomie de la station mobile. Dans certains cas il a été proposé de tronquer la réponse impulsionnelle à une longueur inférieure à la longueur d'une sous-trame (par exemple à 20 échantillons), mais ceci peut dégrader la qualité du codage. On propose selon l'invention de tronquer la réponse impulsionnelle  $h$  en tenant compte d'une part de la distribution énergétique de cette réponse et d'autre part du degré de voi-

sement MV de la trame considérée, déterminé par le module 36 d'analyse LTP en boucle ouverte.

Les opérations effectuées par le module 42 sont par exemple conformes à l'organigramme de la figure 7. La réponse impulsionnelle est d'abord calculée à l'étape 160 sur une longueur pst supérieure à la longueur d'une sous-trame et suffisamment grande pour qu'on soit assuré de prendre en compte toute l'énergie de la réponse impulsionnelle (par exemple pst=60 pour nst=4 et lst=40 si la prédiction linéaire à court terme est d'ordre q=10). A l'étape 160, on calcule également les énergies tronquées de la réponse impulsionnelle :

$$Eh(i) = \sum_{k=0}^i [h(i)]^2$$

Les composantes h(i) de la réponse impulsionnelle et les énergies tronquées Eh(i) peuvent être obtenues en filtrant une impulsion unitaire au moyen d'un filtre de fonction de transfert W(z)/A(z) d'états initiaux nuls, ou encore par récurrence :

$$f(i) = \delta(i) + \sum_{k=1}^q a_k [\gamma_2^k \cdot f(i-k) - \gamma_1^k \cdot \delta(i-k)] \quad (2)$$

$$h(i) = f(i) + \sum_{k=1}^q a_k \cdot h(i-k) \quad (3)$$

$$Eh(i) = Eh(i-1) + [h(i)]^2$$

pour  $0 < i < \text{pst}$ , avec  $f(i) = h(i) = 0$  pour  $i < 0$ ,  $\delta(0) = f(0) = h(0) = Eh(0) = 1$ , et  $\delta(i) = 0$  pour  $i \neq 0$ . Dans l'expression (2), les coefficients  $a_k$  sont ceux intervenant dans le filtre de pondération perceptuelle, c'est-à-dire les coefficients de prédiction linéaire interpolés mais non quantifiés, tandis que dans l'expression (3), les coefficients  $a_k$  sont ceux appliqués au filtre de synthèse, c'est-à-dire les coefficients de prédiction linéaire quantifiés et interpolés.

Ensuite le module 42 détermine la plus petite longueur  $L\alpha$  telle que l'énergie  $Eh(L\alpha-1)$  de la réponse impul-

sionnelle tronquée à  $L\alpha$  échantillons soit au moins égale à une proportion  $\alpha$  de son énergie totale  $Eh(pst-1)$  estimée sur  $pst$  échantillons. Une valeur typique de  $\alpha$  est 98%. Le nombre  $L\alpha$  est initialisé à  $pst$  à l'étape 162 et décrémenté d'une  
 5 unité en 166 tant que  $Eh(L\alpha-2) > \alpha \cdot Eh(pst-1)$  (test 164). La longueur  $L\alpha$  cherchée est obtenue lorsque le test 164 montre que  $Eh(L\alpha-2) \leq \alpha \cdot Eh(pst-1)$ .

Pour tenir compte du degré de voisement  $MV$ , un terme correcteur  $\Delta(MV)$  est ajouté à la valeur de  $L\alpha$  qui a été  
 10 obtenue (étape 168). Ce terme correcteur est de préférence une fonction croissante du degré de voisement. On peut par exemple prendre  $\Delta(0) = -5$ ,  $\Delta(1) = 0$ ,  $\Delta(2) = +5$  et  $\Delta(3) = +7$ . De cette façon, la réponse impulsionnelle  $h$  sera déterminée de façon  
 15 d'autant plus précise que le voisement de la parole est important. La longueur de troncature  $Lh$  de la réponse impulsionnelle est prise égale à  $L\alpha$  si  $L\alpha \leq nst$  et à  $nst$  sinon. Les échantillons restants de la réponse impulsionnelle ( $h(i) = 0$  avec  $i \geq Lh$ ) peuvent être annulés.

Avec la troncature de la réponse impulsionnelle, le  
 20 calcul (1) des convolutions  $y_T(i)$  par le module 38 d'analyse LTP en boucle fermée est modifié de la façon suivante :

$$y_T(i) = \sum_{j=\max(0, i-Lh+1)}^i u(j-T) \cdot h(i-j) \quad (1')$$

25 L'obtention de ces convolutions, qui représente une part importante des calculs effectués, nécessite donc sensiblement moins de multiplications, d'additions et d'adressages dans le répertoire adaptatif lorsque la réponse impulsionnelle est tronquée. La troncature dynamique de la réponse impulsionnelle faisant intervenir le degré de voisement  $MV$  permet d'obtenir une telle réduction de complexité sans affecter  
 30 la qualité du codage. Les mêmes considérations s'appliquent pour les calculs de convolutions effectués par le module 40

d'analyse stochastique. Ces avantages sont particulièrement appréciables lorsque le filtre de pondération perceptuelle a une fonction de transfert de la forme  $W(z)=A(z/\gamma_1)/A(z/\gamma_2)$  avec  $0<\gamma_2<\gamma_1<1$  qui donne lieu à des réponses impulsionnelles généralement plus longues que celles de la forme  $W(z)=A(z)/A(z/\gamma)$  plus communément employées dans les codeurs à analyse par synthèse.

Un troisième aspect de l'invention concerne le module 40 d'analyse stochastique servant à modéliser la partie non prédictible de l'excitation.

L'excitation stochastique considérée ici est de type multi-impulsionnelle. L'excitation stochastique relative à une sous-trame est représentée par  $n_p$  impulsions de positions  $p(n)$  et d'amplitudes, ou gains,  $g(n)$  ( $1 \leq n \leq n_p$ ). Le gain  $g_p$  de prédiction à long terme peut également être calculé au cours du même processus. De façon générale, on peut considérer que la séquence d'excitation relative à une sous-trame comporte  $n_c$  contributions associées respectivement à  $n_c$  gains. Les contributions sont des vecteurs  $l_{st}$  échantillons qui, pondérés par les gains associés et sommés correspondent à la séquence d'excitation du filtre de synthèse à court terme. Une des contributions peut être prédictible, ou plusieurs dans le cas d'un filtre de synthèse à long terme à plusieurs prises ("multi-tap pitch synthesis filter"). Les autres contributions sont dans le cas présent  $n_p$  vecteurs ne comportant que des 0 sauf une impulsion d'amplitude 1. On a donc  $n_c=n_p$  si  $MV=0$ , et  $n_c=n_p+1$  si  $MV=1, 2$  ou  $3$ .

L'analyse multi-impulsionnelle incluant le calcul du gain  $g_p=g(0)$  consiste, de façon connue, à trouver pour chaque sous-trame des positions  $p(n)$  ( $1 \leq n \leq n_p$ ) et des gains  $g(n)$  ( $0 \leq n \leq n_p$ ) qui minimisent l'erreur quadratique pondérée perceptuellement  $E$  entre le signal de parole et le signal synthétisé, donnée par :

$$E = \left( X - \sum_{n=0}^{nc-1} g(n) \cdot F_{p(n)} \right)^2$$

- 5 les gains étant solution du système linéaire  $g \cdot B = b$ .
- Dans les notations ci-dessus :
- X désigne un vecteur-cible initial composé des 1st échantillons du signal de parole pondéré SW sans mémoire :  $X = (x(0), x(1), \dots, x(1st-1))$ , les  $x(i)$  ayant été calculés comme
  - 10 indiqué précédemment lors de l'analyse LTP en boucle fermée ;
  - g désigne le vecteur ligne composé des  $np+1$  gains :  $g = (g(0)=g_p, g(1), \dots, g(np))$  ;
  - les vecteurs-ligne  $F_{p(n)}$  ( $0 \leq n < nc$ ) sont des contributions pondérées ayant pour composantes  $i$  ( $0 \leq i < 1st$ ) les
  - 15 produits de convolution entre la contribution  $n$  à la séquence d'excitation et la réponse impulsionnelle  $h$  du filtre de synthèse pondéré ;
  - b désigne le vecteur ligne composé des  $nc$  produits scalaires entre le vecteur X et les vecteurs ligne  $F_{p(n)}$  ;
  - 20 - B désigne une matrice symétrique à  $nc$  lignes et  $nc$  colonnes dont le terme  $B_{i,j} = F_{p(i)} \cdot F_{p(j)}^T$  ( $0 \leq i, j < nc$ ) est égal au produit scalaire entre les vecteurs  $F_{p(i)}$  et  $F_{p(j)}$  précédemment définis ;
  - $(.)^T$  désigne la transposition matricielle.
  - 25 Pour les impulsions de l'excitation stochastique ( $1 \leq n \leq np = nc-1$ ) les vecteurs  $F_{p(n)}$  sont simplement constitués par le vecteur de la réponse impulsionnelle  $h$  décalée de  $p(n)$  échantillons. Le fait de tronquer la réponse impulsionnelle comme décrit précédemment permet donc de réduire sensiblement
  - 30 le nombre d'opérations utiles au calcul des produits scalaires faisant intervenir ces vecteurs  $F_{p(n)}$ . Pour la contribution prédictible de l'excitation, le vecteur  $F_{p(0)} = Y_{TP}$  a pour composantes  $F_{p(0)}(i)$  ( $0 \leq i < 1st$ ) les convolutions  $y_{TP}(i)$  que le module 38 a calculées suivant la formule (1) ou (1')
  - 35 pour le retard de prédiction à long terme sélectionné TP. Si  $MV=0$ , la contribution  $n=0$  est également de type impulsion-

nelle et la position  $p(0)$  est à calculer.

Minimiser l'erreur quadratique  $E$  définie ci-dessus revient à trouver l'ensemble des positions  $p(n)$  qui maximisent la corrélation normalisée  $b \cdot B^{-1} \cdot b^T$  puis à calculer les gains selon  $g = b \cdot B^{-1}$ .

Mais une recherche exhaustive des positions d'impulsion nécessiterait un volume de calculs excessif. Pour atténuer ce problème, l'approche multi-impulsionnelle applique en général une procédure sous-optimale consistant à calculer successivement les gains et/ou les positions d'impulsion pour chaque contribution. Pour chaque contribution  $n$  ( $0 \leq n < n_c$ ), on détermine d'abord la position  $p(n)$  qui maximise la corrélation normalisée  $(F_p \cdot e_{n-1}^T)^2 / (F_p \cdot F_p^T)$ , on recalcule les gains  $g_n(0)$  à  $g_n(n)$  selon  $g_n = b_n \cdot B_n^{-1}$ , où  $g_n = (g_n(0), \dots, g_n(n))$ ,  $b_n = (b(0), \dots, b(n))$  et  $B_n = \{B_{i,j}\}_{0 \leq i,j \leq n}$ , puis on calcule pour l'itération suivante le vecteur-cible  $e_n$  égal au vecteur-cible initial  $X$  auquel on retranche les contributions 0 à  $n$  du signal synthétique pondéré multipliées par leurs gains respectifs :

$$e_n = X - \sum_{i=0}^n g_n(i) \cdot F_p(i)$$

A l'issue de la dernière itération  $n_c-1$ , les gains  $g_{n_c-1}(i)$  sont les gains sélectionnés et l'erreur quadratique minimisée  $E$  est égal à l'énergie du vecteur-cible  $e_{n_c-1}$ .

La méthode ci-dessus donne des résultats satisfaisants, mais elle nécessite l'inversion d'une matrice  $B_n$  à chaque itération. Dans leur article "Amplitude Optimization and Pitch Prediction in Multipulse Coders" (IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol.37, N° 3, Mars 1989, pages 317-327), S. Singhal et B.S. Atal ont proposé de simplifier le problème de l'inversion des matrices  $B_n$  en utilisant la décomposition de Cholesky :  $B_n = M_n \cdot M_n^T$  où  $M_n$  est une matrice triangulaire inférieure. Cette décomposition est possible parce que  $B_n$  est une matrice symétrique à valeurs propres positives. L'avantage de cette approche est que

l'inversion d'une matrice triangulaire est relativement peu complexe,  $B_n^{-1}$  pouvant être obtenue par  $B_n^{-1} = (M_n^{-1})^T \cdot M_n^{-1}$ .

La décomposition de Cholesky et l'inversion de la matrice  $M_n$  nécessitent toutefois d'effectuer des divisions et des calculs de racines carrées qui sont des opérations exigeantes en termes de complexité de calcul. L'invention propose de simplifier considérablement la mise en oeuvre de l'optimisation en modifiant la décomposition des matrices  $B_n$  de la façon suivante :

$$10 \quad B_n = L_n \cdot R_n^T = L_n \cdot (L_n \cdot K_n^{-1})^T$$

où  $K_n$  est une matrice diagonale et  $L_n$  est une matrice triangulaire inférieure n'ayant que des 1 sur sa diagonale principale (soit  $L_n = M_n \cdot K_n^{1/2}$  avec les notations précédentes).

Compte-tenu de la structure de la matrice  $B_n$ , les matrices  $L_n = R_n \cdot K_n$ ,  $R_n$ ,  $K_n$  et  $L_n^{-1}$  sont construites chacune par simple adjonction d'une ligne aux matrices correspondantes de l'itération précédente :

$$20 \quad B_n = \begin{pmatrix} & & & B(n,0) \\ & & & \cdot \\ & B_{n-1} & & \cdot \\ & & & B(n,n-1) \\ B(n,0) \dots B(n,n-1) & & & B(n,n) \end{pmatrix} \quad L_n = \begin{pmatrix} & & & 0 \\ & & & \cdot \\ & & & \cdot \\ L_{n-1} & & & 0 \\ L(n,0) \dots L(n,n-1) & & & 1 \end{pmatrix}$$

$$25 \quad R_n = \begin{pmatrix} & & & 0 \\ & & & \cdot \\ & R_{n-1} & & \cdot \\ & & & 0 \\ R(n,0) \dots R(n,n-1) & & & R(n,n) \end{pmatrix} \quad K_n = \begin{pmatrix} & & & 0 \\ & & & \cdot \\ & & & \cdot \\ K_{n-1} & & & 0 \\ 0 \dots \dots \dots 0 & & & K(n) \end{pmatrix}$$

$$30 \quad L_n^{-1} = \begin{pmatrix} & & & 0 \\ & & & \cdot \\ & & & \cdot \\ L_{n-1}^{-1} & & & 0 \\ L^{-1}(n,0) \dots L^{-1}(n,n-1) & & & 1 \end{pmatrix}$$

Dans ces conditions, la décomposition de  $B_n$ , l'inversion de  $L_n$ , l'obtention de  $B_n^{-1} = K_n \cdot (L_n^{-1})^T \cdot L_n^{-1}$  et le recalcul des gains ne nécessitent qu'une seule division par itération et aucun calcul de racine carrée.

5 L'analyse stochastique relative à une sous-trame d'une trame voisée (MV=1,2 ou 3) peut dès lors se dérouler comme indiqué sur les figures 8 à 11. Pour calculer le gain de prédiction à long terme, l'index de contribution n est initialisé à 0 à l'étape 180 et le vecteur  $F_p(0)$  est pris  
10 égal à la contribution à long terme  $Y_{Tp}$  fournie par le module 38. Si  $n > 0$ , l'itération n commence par la détermination 182 de la position  $p(n)$  de l'impulsion n qui maximise la quantité :

$$15 \quad (F_p \cdot e^T)^2 / (F_p \cdot F_p^T) = \frac{\left( \sum_{k=p}^{\min(Lh+p, lst)-1} h(k-p) \cdot e(k) \right)^2}{\sum_{k=p}^{\min(Lh+p, lst)-1} h(k-p) \cdot h(k-p)}$$

20

où  $e = (e(0), \dots, e(lst-1))$  est un vecteur-cible calculé lors de l'itération précédente. Différentes contraintes peuvent être apportées au domaine de maximisation de la quantité ci-dessus inclus dans l'intervalle  $[0, lst[$ . L'invention utilise  
25 de préférence une recherche segmentaire dans laquelle la sous-trame d'excitation est subdivisée en ns segments de même longueur (par exemple ns=10 pour lst=40). Pour la première impulsion (n=1), la maximisation de  $(F_p \cdot e^T)^2 / (F_p \cdot F_p^T)$  est effectuée sur l'ensemble des positions possibles p dans la  
30 sous-trame. A l'itération  $n > 1$ , la maximisation est effectuée à l'étape 182 sur l'ensemble des positions possibles à l'exclusion des segments dans lesquels ont été respectivement trouvées les positions  $p(1), \dots, p(n-1)$  des impulsions lors  
35 des itérations précédentes.

Dans le cas où la trame courante a été détectée comme

non voisée, la contribution  $n=0$  est également constituée par une impulsion de position  $p(0)$ . L'étape 180 comprend alors seulement l'initialisation  $n=0$ , et elle est suivie par une étape de maximisation identique à l'étape 182 pour trouver  $p(0)$ , avec  $e=e_{-1}=X$  comme valeur initiale du vecteur-cible.

On remarque que lorsque la contribution  $n=0$  est prédictible ( $MV=1, 2$  ou  $3$ ), le module 38 d'analyse LTP en boucle fermée a effectué une opération de nature semblable à la maximisation 182, puisqu'il a déterminé la contribution à long terme, caractérisée par le retard  $TP$ , en maximisant la quantité  $(Y_T \cdot e^T)^2 / (Y_T \cdot Y_T^T)$  dans l'intervalle de recherche des retards  $T$ , avec  $e=e_{-1}=X$  comme valeur initiale du vecteur-cible. On peut également, lorsque l'énergie de la contribution LTP est très faible, ignorer cette contribution dans le processus de recalcul des gains.

Après l'étape 180 ou 182, le module 40 procède au calcul 184 de la ligne  $n$  des matrices  $L$ ,  $R$  et  $K$  intervenant dans la décomposition de la matrice  $B$ , ce qui permet de compléter les matrices  $L_n$ ,  $R_n$  et  $K_n$  définies ci-dessus. La décomposition de la matrice  $B$  permet d'écrire :

$$B(n, j) = R(n, j) + \sum_{k=0}^{j-1} L(n, k) \cdot R(j, k)$$

pour la composante située à la ligne  $n$  et à la colonne  $j$ . On peut donc écrire, pour  $j$  croissant de 0 à  $n-1$  :

$$R(n, j) = B(n, j) - \sum_{k=0}^{j-1} L(n, k) \cdot R(j, k)$$

$$L(n, j) = R(n, j) \cdot K(j)$$

et, pour  $j=n$  :

$$K(n) = 1/R(n, n) = 1 / \left[ B(n, n) - \sum_{k=0}^{n-1} L(n, k) \cdot R(n, k) \right]$$

$$L(n, n) = 1$$

Ces relations sont exploitées dans le calcul 184 détaillé sur la figure 9. L'index de colonne  $j$  est d'abord initialisé à 0, à l'étape 186. Pour l'index de colonne  $j$ , la variable  $tmp$  est d'abord initialisée à la valeur de la composante  $B(n, j)$ , soit :

$$tmp = F_{p(n)} \cdot F_{p(j)}^T$$

$$= \sum_{k=\max(p(n), p(j))}^{\min(Lh+p(n), Lh+p(j), lst) - 1} h(k-p(n)) \cdot h(k-p(j))$$

A l'étape 188, l'entier  $k$  est en outre initialisé à 0. On effectue alors une comparaison 190 entre les entiers  $k$  et  $j$ . Si  $k < j$ , on ajoute le terme  $L(n, k) \cdot R(j, k)$  à la variable  $tmp$ , puis on incrémente d'une unité l'entier  $k$  (étape 192) avant de réexécuter la comparaison 190. Quand la comparaison 190 montre que  $k = j$ , on effectue une comparaison 194 entre les entiers  $j$  et  $n$ . Si  $j < n$ , la composante  $R(n, j)$  est prise égale à  $tmp$  et la composante  $L(n, j)$  à  $tmp \cdot K(j)$  à l'étape 196, puis l'index de colonne  $j$  est incrémenté d'une unité avant qu'on revienne à l'étape 188 pour calculer les composantes suivantes. Quand la comparaison 194 montre que  $j = n$ , la composante  $K(n)$  de la ligne  $n$  de la matrice  $K$  est calculée, ce qui termine le calcul 184 relatif à la ligne  $n$ .  $K(n)$  est pris égal à  $1/tmp$  si  $tmp \neq 0$  (étape 198) et à 0 sinon. On constate que le calcul 184 ne requiert qu'au plus une division 198, pour obtenir  $K(n)$ . En outre, une éventuelle singularité de la matrice  $B_n$  n'entraîne pas d'instabilités puisqu'on évite les divisions par 0.

En référence à la figure 8, le calcul 184 des lignes  $n$  de  $L$ ,  $R$  et  $K$  est suivi par l'inversion 200 de la matrice  $L_n$  constituée des lignes et des colonnes 0 à  $n$  de la matrice  $L$ . Le fait que  $L$  soit triangulaire avec des 1 sur sa diagonale principale en simplifie grandement l'inversion comme le montre la figure 10. On peut en effet écrire :

$$L^{-1}(n, j') = -L(n, j') - \sum_{k'=j'+1}^n L^{-1}(k', j') \cdot L(n, k') \quad (4)$$

$$= -L(n, j') - \sum_{k'=j'+1}^n L(k', j') \cdot L^{-1}(n, k') \quad (5)$$

pour  $0 \leq j' < n$  et  $L^{-1}(n, n) = 1$ , c'est-à-dire que l'inversion peut être faite sans avoir à opérer une division. En outre, comme les composantes de la ligne  $n$  de  $L^{-1}$  suffisent à recalculer les gains, l'utilisation de la relation (5) permet de faire l'inversion sans avoir à mémoriser toute la matrice  $L^{-1}$ , mais seulement un vecteur  $\text{Linv} = (\text{Linv}(0), \dots, \text{Linv}(n-1))$  avec  $\text{Linv}(j') = L^{-1}(n, j')$ . L'inversion 200 commence alors par une initialisation 202 de l'index de colonne  $j'$  à  $n-1$ . A l'étape 204, le terme  $\text{Linv}(j')$  est initialisé à  $-L(n, j')$  et l'entier  $k'$  à  $j'+1$ . On effectue ensuite une comparaison 206 entre les entiers  $k'$  et  $n$ . Si  $k' < n$ , on retranche le terme  $L(k', j') \cdot \text{Linv}(k')$  à  $\text{Linv}(j')$ , puis on incrémente d'une unité l'entier  $k'$  (étape 208) avant de réexécuter la comparaison 206. Quand la comparaison 206 montre que  $k' = n$ , on compare  $j'$  à 0 (test 210). Si  $j' > 0$ , on décrémente l'entier  $j'$  d'une unité (étape 212) et on revient à l'étape 204 pour calculer la composante suivante. L'inversion 200 est terminée lorsque le test 210 montre que  $j' = 0$ .

En référence à la figure 8 l'inversion 200 est suivie par le calcul 214 des gains réoptimisés et du vecteur-cible  $E$  pour l'itération suivante. Le calcul des gains réoptimisés est également très simplifié par la décomposition retenue pour la matrice  $B$ . On peut en effet calculer le vecteur  $g_n = (g_n(0), \dots, g_n(n))$  solution de  $g_n \cdot B_n = b_n$  selon :

$$g_n(n) = \left[ b(n) + \sum_{i=0}^{n-1} b(i) \cdot L^{-1}(n, i) \right] \cdot K(n)$$

et  $g_n(i') = g_{n-1}(i') + L^{-1}(n, i') \cdot g_n(n)$  pour  $0 \leq i' < n$ . Le calcul 214

est détaillé sur la figure 11. On calcule d'abord la composante  $b(n)$  du vecteur  $b$  :

$$b(n) = F_{p(n)} \cdot X^T = \sum_{k=p(n)}^{\min(Lh+p(n), lst) - 1} h(k-p(n)) \cdot x(k)$$

$b(n)$  sert de valeur d'initialisation pour la variable  $tmq$ . A l'étape 216, on initialise également l'index  $i$  à 0. On effectue ensuite la comparaison 218 entre les entiers  $i$  et  $n$ . Si  $i < n$ , on ajoute le terme  $b(i) \cdot L_{inv}(i)$  à la variable  $tmq$  et on incrémente  $i$  d'une unité (étape 220) avant de revenir à la comparaison 218. Quand la comparaison 218 montre que  $i = n$ , on calcule le gain relatif à la contribution  $n$  selon  $g(n) = tmq \cdot K(n)$ , et on initialise la boucle de calcul des autres gains et du vecteur-cible (étape 222) en prenant  $e = X - g(n) \cdot F_{p(n)}$  et  $i' = 0$ . Cette boucle comprend une comparaison 224 entre les entiers  $i'$  et  $n$ . Si  $i' < n$ , le gain  $g(i')$  est recalculé à l'étape 226 en ajoutant  $L_{inv}(i') \cdot g(n)$  à sa valeur calculée lors de l'itération précédente  $n-1$ , puis on retranche au vecteur-cible  $e$  le vecteur  $g(i') \cdot F_{p(i')}$ . L'étape 226 comprend également l'incrémentatation de l'index  $i'$  avant de revenir à la comparaison 224. Le calcul 214 des gains et du vecteur-cible est terminé lorsque la comparaison 224 montre que  $i' = n$ . On voit que les gains ont pu être mis à jour en ne faisant appel qu'à la ligne  $n$  de la matrice inverse  $L_n^{-1}$ .

Le calcul 214 est suivi par une incrémentatation 228 de l'index  $n$  de la contribution, puis par une comparaison 230 entre l'index  $n$  et le nombre de contributions  $nc$ . Si  $n < nc$ , on revient à l'étape 182 pour l'itération suivante. L'optimisation des positions et des gains est terminée lorsque  $n = nc$  au test 230.

La recherche segmentaire des impulsions diminue sensiblement le nombre de positions d'impulsion à évaluer au cours des étapes 182 de la recherche de l'excitation stochastique. Elle permet en outre une quantification efficace des positions trouvées. Dans le cas typique où la sous-trame de  $lst = 40$  échantillons est divisée en  $ns = 10$  segments de  $ls = 4$

échantillons, l'ensemble des positions d'impulsion possibles peut prendre  $ns! \cdot ls^{np} / [np! (ns-np)!] = 258\ 048$  valeurs si  $np=5$  ( $MV=1, 2$  ou  $3$ ) ou  $860\ 160$  si  $np=6$  ( $MV=0$ ), au lieu de  $lst! / [np! (lst-np)!] = 658\ 008$  valeurs si  $np=5$  ou  $3\ 838\ 380$  si  $np=6$  dans le cas où on impose seulement que deux impulsions ne puissent pas avoir la même position. En d'autres termes, on peut quantifier les positions sur 18 bits au lieu de 20 bits si  $np=5$ , et sur 20 bits au lieu de 22 si  $np=6$ .

Le cas particulier où le nombre de segments par sous-trame est égal au nombre d'impulsions par excitation stochastique ( $ns=np$ ) conduit à la plus grande simplicité de la recherche de l'excitation stochastique, ainsi qu'au plus faible débit binaire (si  $lst=40$  et  $np=5$ , il y a  $8^5=32768$  ensembles de positions possibles, quantifiables sur 15 bits seulement au lieu de 18 si  $ns=10$ ). Mais en réduisant à ce point le nombre de séquences d'innovation possibles, on peut appauvrir la qualité du codage. Pour un nombre d'impulsions donné, le nombre des segments peut être optimisé selon un compromis visé entre la qualité du codage et sa simplicité de mise en oeuvre (ainsi que le débit requis).

Le cas où  $ns > np$  présente en outre l'avantage qu'on peut obtenir une bonne robustesse aux erreurs de transmission en ce qui concerne les positions des impulsions, grâce à une quantification séparée des numéros d'ordre des segments occupés et des positions relatives des impulsions dans chaque segment occupé. Pour une impulsion  $n$ , le numéro d'ordre  $s_n$  du segment et la position relative  $pr_n$  sont respectivement le quotient et le reste de la division euclidienne de  $p(n)$  par la longueur  $ls$  d'un segment :  $p(n) = s_n \cdot ls + pr_n$  ( $0 \leq s_n < ns$ ,  $0 \leq pr_n < ls$ ). Les positions relatives sont chacune quantifiées séparément sur 2 bits, si  $ls=4$ . En cas d'erreur de transmission affectant l'un de ces bits, l'impulsion correspondante ne sera que peu déplacée, et l'impact perceptuel de l'erreur sera limité. Les numéros d'ordre des segments occupés sont repérés par un mot binaire de  $ns=10$  bits valant chacun 1 pour les segments occupés et 0 pour les

segments dans lesquels l'excitation stochastique n'a pas d'impulsion. Les mots binaires possibles sont ceux ayant un poids de Hamming de  $np$ ; ils sont au nombre de  $ns!/[np!(ns-np)!]=252$  si  $np=5$ , ou 210 si  $np=6$ . Ce mot est quantifiable par un index de  $nb$  bits avec  $2^{nb-1} < ns!/[np!(ns-np)!] \leq 2^{nb}$ , soit  $nb=8$  dans l'exemple considéré. Si, par exemple, l'analyse stochastique a fourni  $np=5$  impulsions de positions 4, 12, 21, 34, 38, les positions relatives quantifiées scalairement sont 0,0,1,2,2 et le mot binaire représentant les segments occupés est 0101010011, ou 339 en traduction décimale.

Au niveau du décodeur, les mots binaires possibles sont stockés dans une table de quantification dans laquelle les adresses de lecture sont les index de quantification reçus. L'ordre dans cette table, déterminé une fois pour toutes, peut être optimisé de façon qu'une erreur de transmission affectant un bit de l'index (le cas d'erreur le plus fréquent, surtout lorsqu'un entrelacement est mis en oeuvre dans le codeur canal 22) ait, en moyenne, des conséquences minimales suivant un critère de voisinage. Le critère de voisinage est par exemple qu'un mot de  $ns$  bits ne puisse être remplacé que par des mots "voisins", éloignés d'une distance de Hamming au plus égale à un seuil  $np-2\delta$ , de façon à conserver toutes les impulsions sauf  $\delta$  d'entre elles à des positions valides en cas d'erreur de transmission de l'index portant sur un seul bit. D'autres critères seraient utilisables en substitution ou en complément, par exemple que deux mots soient considérés comme voisins si le remplacement de l'un par l'autre ne modifie pas l'ordre d'affectation des gains associés aux impulsions.

A des fins d'illustration, on peut considérer le cas simplifié où  $ns=4$  et  $np=2$ , soit 6 mots binaires possibles quantifiables sur  $nb=3$  bits. Dans ce cas, on peut vérifier que la table de quantification présentée au tableau II permet de conserver  $np-1=1$  impulsion bien positionnée pour toute erreur affectant un bit de l'index transmis. Il y a 4 cas

d'erreur (sur un total de 18), pour lesquels on reçoit un index de quantification qu'on sait être erroné (6 au lieu de 2 ou 4 ; 7 au lieu de 3 ou 5), mais le décodeur peut alors prendre des mesures limitant la distorsion, par exemple répéter la séquence d'innovation relative à la sous-trame précédente ou encore affecter des mots binaires acceptables aux index "impossibles" (par exemple 1001 ou 1010 pour l'index 6 et 1100 ou 0110 pour l'index 7 conduisent encore à  $n_p-1=1$  impulsion bien positionnée en cas de réception de 6 ou 7 avec une erreur binaire).

Dans le cas général, l'ordre dans la table de quantification des mots peut être déterminé à partir de considérations arithmétiques ou, si cela est insuffisant, en simulant sur ordinateur les scénarios d'erreurs (de façon exhaustive ou par un échantillonnage statistique de type Monte-Carlo suivant le nombre de cas d'erreurs possibles).

Pour sécuriser la transmission de l'index de quantification des segments occupés, on peut en outre tirer parti des différentes catégories de protection offertes par le codeur canal 22, notamment si le critère de voisinage ne peut être vérifié de façon satisfaisante pour tous les cas

index de quantification		mot d'occupation des segments	
décimal	binaire naturel	binaire naturel	décimal
0	000	0011	3
1	001	0101	5
2	010	1001	9
3	011	1100	12
4	100	1010	10
5	101	0110	6
(6)	(110)	(1001 ou 1010)	(9 ou 10)
(7)	(111)	(1100 ou 0110)	(12 ou 6)

TABLEAU II

d'erreurs possibles affectant un bit de l'index. Le module d'ordonnancement 46 peut ainsi mettre dans la catégorie de protection minimale, ou dans la catégorie non protégée, un certain nombre  $n_x$  des bits de l'index qui, s'ils sont affectés par une erreur de transmission, donnent lieu à un mot erroné mais vérifiant le critère de voisinage avec une probabilité jugée satisfaisante, et mettre dans une catégorie plus protégée les autres bits de l'index. Cette façon de procéder fait appel à un autre ordonnancement des mots dans la table de quantification. Cet ordonnancement peut également être optimisé au moyen de simulations si on souhaite maximiser le nombre  $n_x$  des bits de l'index affectés à la catégorie la moins protégée.

Une possibilité est de commencer par constituer une liste de mots de  $n_s$  bits par comptage en code de Gray de 0 à  $2^{n_s}-1$ , et d'obtenir la table de quantification ordonnée en supprimant de cette liste les mots n'ayant pas un poids de Hamming de  $n_p$ . La table ainsi obtenue est telle que deux mots consécutifs ont une distance de Hamming de  $n_p-2$ . Si les index dans cette table ont une représentation binaire en code de Gray, toute erreur sur le bits de poids le plus faible fait varier l'index de  $\pm 1$  et entraîne donc le remplacement du mots d'occupation effectif par un mot voisin au sens du seuil  $n_p-2$  sur la distance de Hamming, et une erreur sur le  $i$ -ième bit de poids le plus faible fait aussi varier l'index de  $\pm 1$  avec une probabilité d'environ  $2^{1-i}$ . En plaçant les  $n_x$  bits de poids faible de l'index en code de Gray dans une catégorie non protégée, une éventuelle erreur de transmission affectant un de ces bits conduit au remplacement du mot d'occupation par un mot voisin avec une probabilité au moins égale à  $(1+1/2+\dots+1/2^{n_x-1})/n_x$ . Cette probabilité minimale décroît de 1 à  $(2/n_b)(1-1/2^{n_b})$  pour  $n_x$  croissant de 1 à  $n_b$ . Les erreurs affectant les  $n_b-n_x$  bits de poids fort de l'index seront le plus souvent corrigées grâce à la protection que leur applique le codeur canal. La valeur de  $n_x$  est dans ce cas choisie selon un compromis entre la robustesse aux

erreurs (petites valeurs) et un encombrement réduit des catégories protégées (grandes valeurs).

5 Au niveau du codeur, les mots binaires possibles pour représenter l'occupation des segments sont rangés en ordre croissant dans une table de recherche. Une table d'indexage associe à chaque adresse le numéro d'ordre, dans la table de quantification stockée au décodeur, du mot binaire ayant cette adresse dans la table de recherche. Dans l'exemple simplifié évoqué ci-dessus, le contenu de la table de recherche et de la table d'indexage est donné dans le tableau III (en valeurs décimales).

10 La quantification du mot d'occupation des segments déduit des  $n_p$  positions fournies par le module d'analyse stochastique 40 est effectuée en deux étapes par le module de quantification 44. Une recherche dichotomique est d'abord effectuée dans la table de recherche pour déterminer l'adresse dans cette table du mot à quantifier. L'index de quantification est ensuite obtenu à l'adresse déterminée dans la table d'indexage puis fourni au module 46 d'ordonnement des bits.

Adresse	Table de recherche	Table d'indexage
0	3	0
1	5	1
25 2	6	5
3	9	2
4	10	4
5	12	3

TABLEAU III

30 Le module 44 effectue en outre la quantification des gains calculés par le module 40. Le gain  $g_{TP}$  est par exemple quantifié dans l'intervalle  $[0;1,6]$ , sur 5 bits si  $MV=1$  ou 2 et sur 6 bits si  $MV=3$  pour tenir compte de la plus grande importance perceptuelle de ce paramètre pour les trames très

35

voisées. Pour le codage des gains associés aux impulsions de l'excitation stochastique, on quantifie sur 5 bits la plus grande valeur absolue  $G_s$  des gains  $g(1), \dots, g(np)$ , en prenant par exemple 32 valeurs de quantification en progression géométrique dans l'intervalle  $[0; 32767]$ , et on quantifie chacun des gains relatifs  $g(1)/G_s, \dots, g(np)/G_s$  dans l'intervalle  $[-1; +1]$ , sur 4 bits si  $MV=1, 2$  ou  $3$ , ou sur 5 bits si  $MV=0$ .

Les bits de quantification de  $G_s$  sont placés dans une catégorie protégée par le codeur canal 22, de même que les bits de poids fort des index de quantification des gains relatifs. Les bits de quantification des gains relatifs sont ordonnés de façon à permettre leur affectation aux impulsions associées appartenant aux segments localisés par le mot d'occupation. La recherche segmentaire selon l'invention permet en outre de protéger de manière efficace les positions relatives des impulsions associées aux plus grandes valeurs de gain.

Dans le cas où  $np=5$  et  $ls=4$ , dix bits par sous-trame sont nécessaires pour quantifier les positions relatives des impulsions dans les segments. On considère le cas où 5 de ces 10 bits sont placés dans une catégorie peu ou pas protégée (II) et où les 5 autres sont placés dans une catégorie plus protégée (IB). La distribution la plus naturelle est de placer le bit de poids fort de chaque position relative dans la catégorie protégée IB, de sorte que les éventuelles erreurs de transmission affectent plutôt les bits de poids fort et ne provoquent donc qu'un décalage d'un échantillon pour l'impulsion correspondante. Il est toutefois judicieux, pour la quantification des positions relatives, de considérer les impulsions dans l'ordre décroissant des valeurs absolues des gains associés et de placer dans la catégorie IB les deux bits de quantification de chacune des deux premières positions relatives ainsi que le bit de poids fort de la troisième. De cette façon, les positions des impulsions sont protégées préférentiellement lorsqu'elles sont associées à des gains importants, ce qui améliore la qualité moyenne

particulièrement pour les sous-trames les plus voisées.

Pour reconstituer les contributions impulsionnelles de l'excitation, le décodeur 54 localise d'abord les segments au moyen du mot d'occupation reçu ; il attribue ensuite les gains associés ; puis il attribue les positions relatives aux impulsions sur la base de l'ordre d'importance des gains.

On comprendra que les différents aspects de l'invention décrits ci-dessus procurent chacun des améliorations propres, et qu'il est donc envisageable de les mettre en oeuvre indépendamment les uns des autres. Leur combinaison permet de réaliser un codeur de performances particulièrement intéressantes.

Dans l'exemple de réalisation décrit dans ce qui précède, le codeur de parole à 13 kbits/s requiert de l'ordre de 15 millions d'instructions par seconde (Mips) en virgule fixe. On le réalisera donc typiquement en programmant un processeur de signal numérique (DSP) du commerce, de même que le décodeur qui ne requiert que de l'ordre de 5 Mips.

**REVENDEICATIONS**

1. Procédé de codage à analyse par synthèse d'un  
5 signal de parole numérisé en trames successives subdivisées  
en sous-trames comportant un nombre déterminé d'échantillons,  
dans lequel on effectue pour chaque trame une analyse par  
prédiction linéaire du signal de parole pour déterminer les  
coefficients d'un filtre de synthèse à court terme (60), et  
10 une analyse en boucle ouverte pour déterminer un degré de  
voisement de la trame, et on effectue pour chaque sous-trame  
au moins une analyse en boucle fermée pour déterminer une  
séquence d'excitation qui, soumise au filtre de synthèse à  
court terme, produit un signal synthétique représentatif du  
15 signal de parole, chaque analyse en boucle fermée utilisant  
la réponse impulsionnelle d'un filtre composé du filtre de  
synthèse à court terme et d'un filtre de pondération  
perceptuelle,

caractérisé en ce que, lors de chaque analyse en  
20 boucle fermée, on utilise ladite réponse impulsionnelle en  
la tronquant à une longueur de troncature ( $L_h$ ) au plus égale  
au nombre ( $l_{st}$ ) d'échantillons par sous-trame et dépendant  
de la distribution énergétique de ladite réponse et du degré  
de voisement de la trame.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en  
25 ce que la réponse impulsionnelle du filtre composé est  
calculée sur une longueur totale ( $p_{st}$ ) supérieure au nombre  
( $l_{st}$ ) d'échantillons par sous-trame, en ce qu'on détermine  
une longueur minimale  $L_{\alpha}$  telle que l'énergie de la réponse  
30 impulsionnelle calculée en tronquant ladite réponse à  $L_{\alpha}$   
échantillons soit au moins égale à une fraction déterminée  
( $\alpha$ ) de l'énergie de la réponse impulsionnelle calculée sur  
ladite longueur totale ( $p_{st}$ ), et en ce que la longueur de  
troncature ( $L_h$ ) est égale à la somme de ladite longueur  
35 minimale  $L_{\alpha}$  et d'un terme correcteur ( $\Delta(MV)$ ) dépendant du

degré de voisement de la trame si ladite somme est inférieure au nombre (1st) d'échantillons par sous-trame.

3. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que ledit terme correcteur ( $\Delta(MV)$ ) est une fonction croissante du degré de voisement.

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que le filtre de pondération perceptuelle a une fonction de transfert de la forme  $W(z)=A(z/\gamma_1)/A(z/\gamma_2)$  où  $1/A(z)$  désigne la fonction de transfert du filtre de synthèse à court terme et  $\gamma_1$  et  $\gamma_2$  sont deux coefficients tels que  $0<\gamma_2<\gamma_1<1$ .

5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce qu'on représente les coefficients du filtre de synthèse à court terme par des paramètres de raies spectrales (LSP), en ce qu'on quantifie lesdits paramètres de raies spectrales en ce que, pour constituer le filtre de synthèse à court terme auquel est soumise la séquence d'excitation relative à au moins une sous-trame d'une trame, on effectue une interpolation entre les paramètres de raies spectrales relatifs à ladite trame et ceux relatifs à la trame précédente, et en ce que, pour calculer la réponse impulsionnelle du filtre composé, on calcule le filtre de synthèse à court terme sur la base des paramètres de raies spectrales quantifiés et interpolés, tandis qu'on calcule le filtre de pondération perceptuelle sur la base des paramètres de raies spectrales interpolés mais non quantifiés.

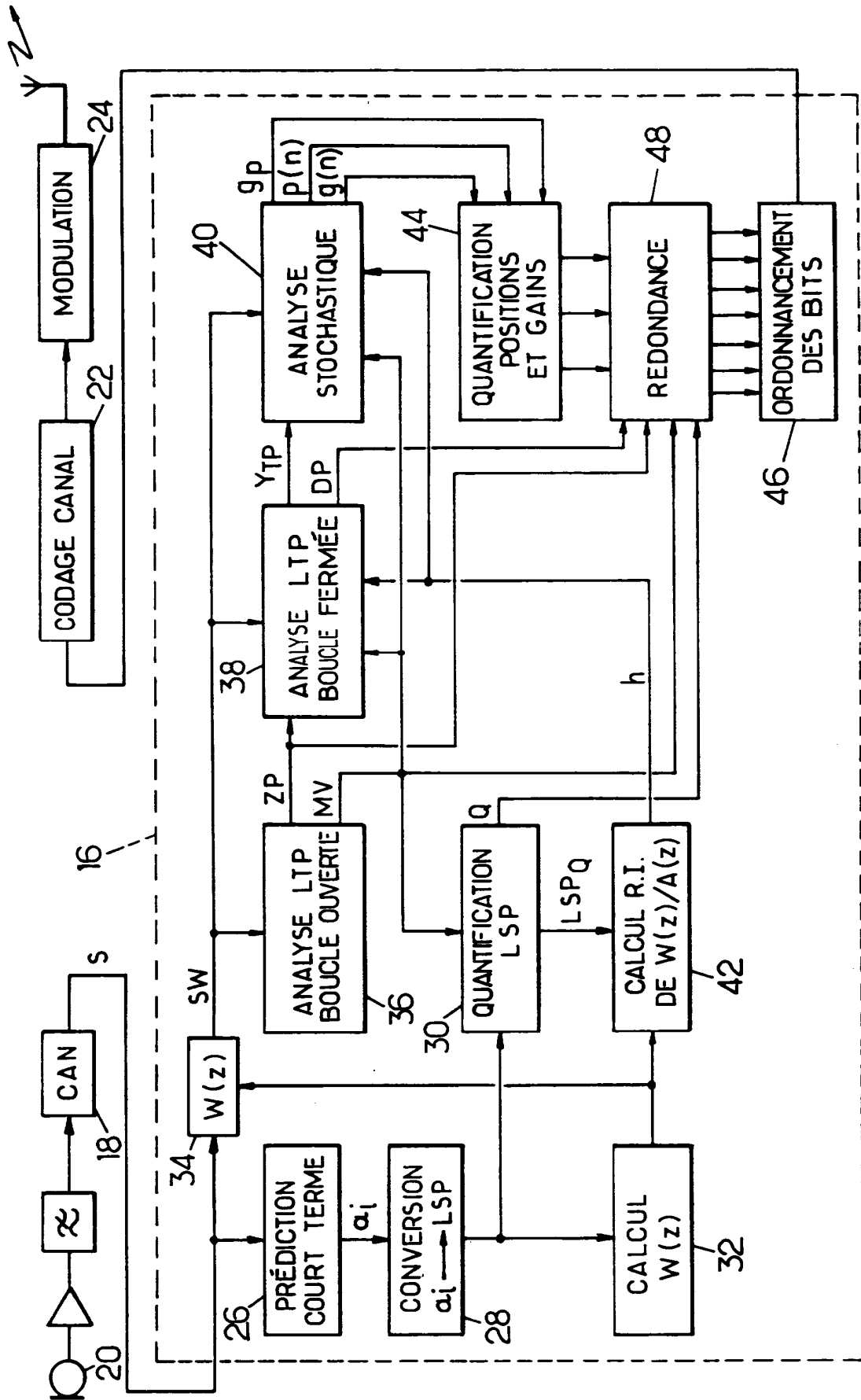


FIG.1.

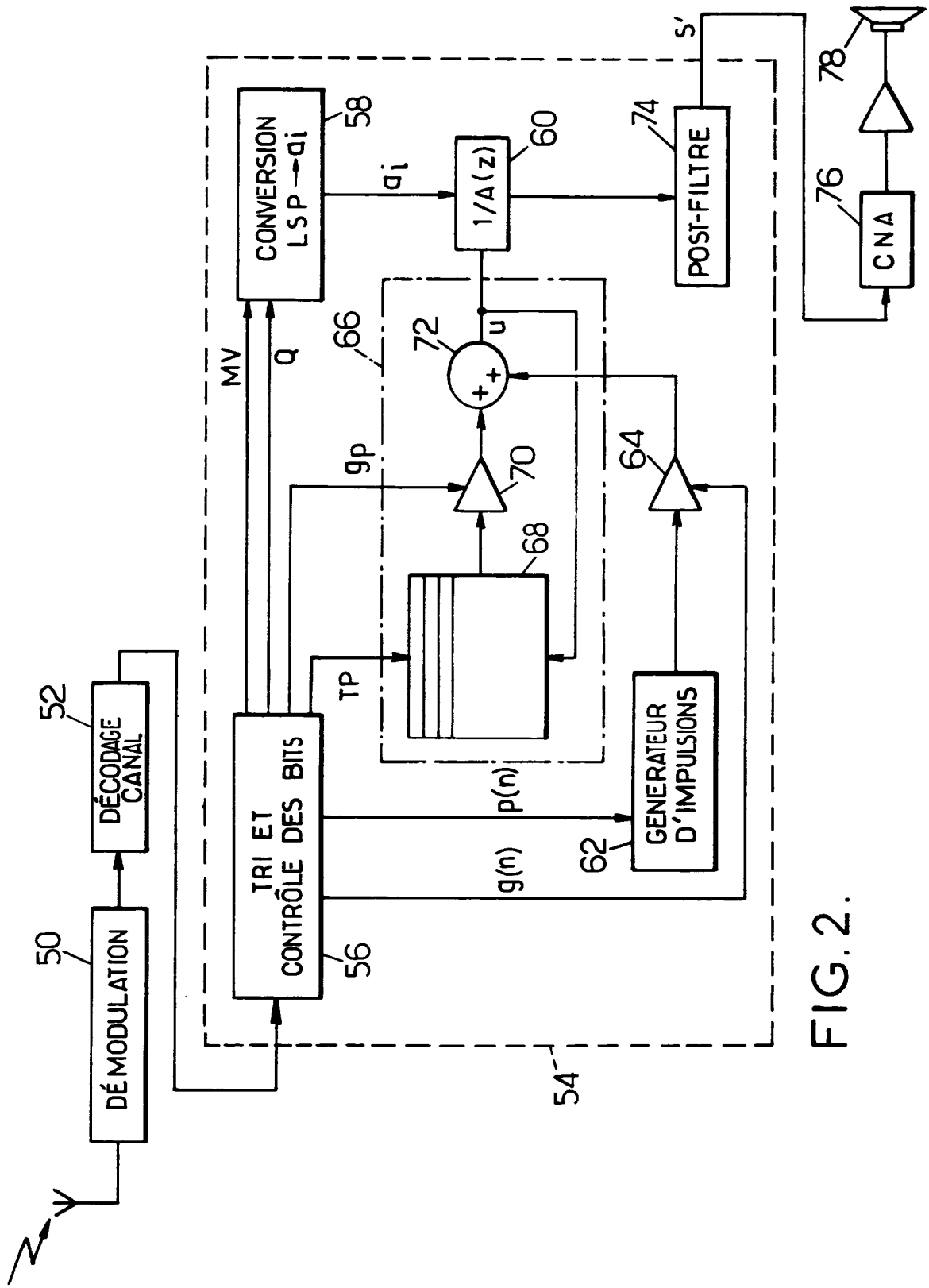


FIG. 2.

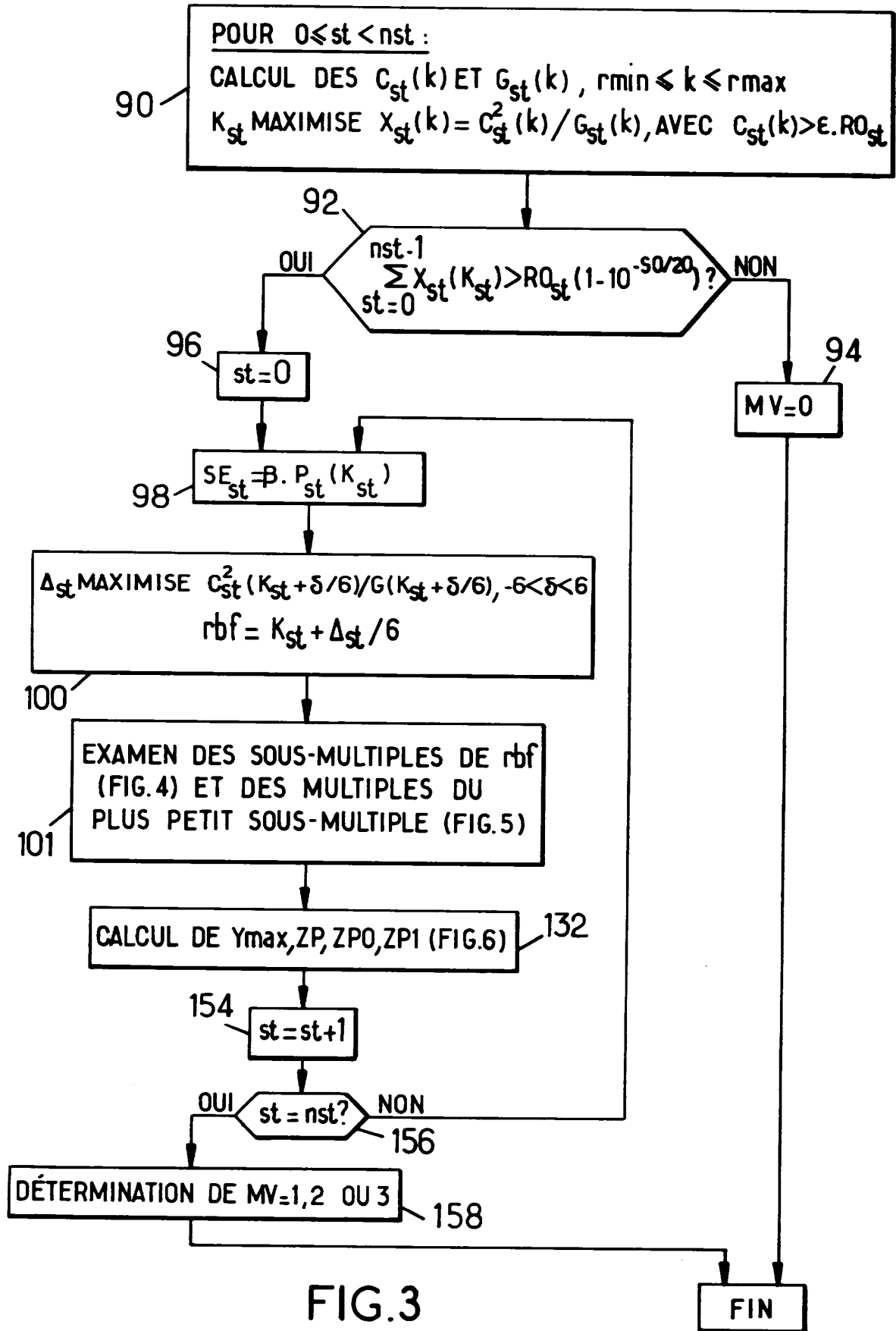


FIG.3

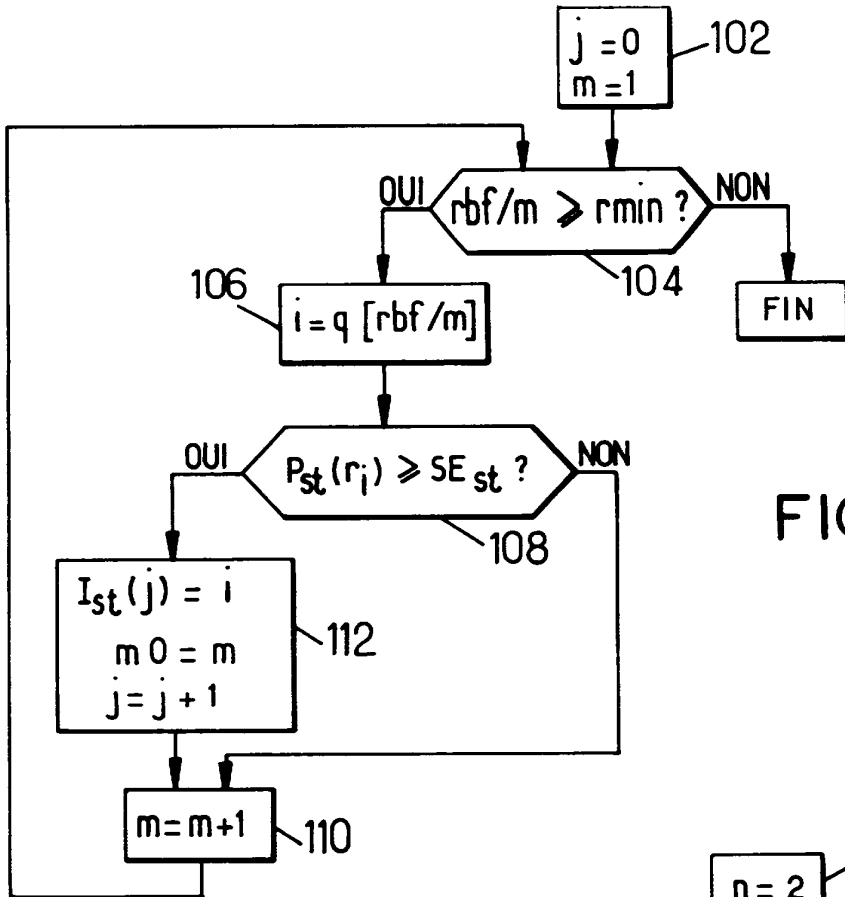


FIG. 4

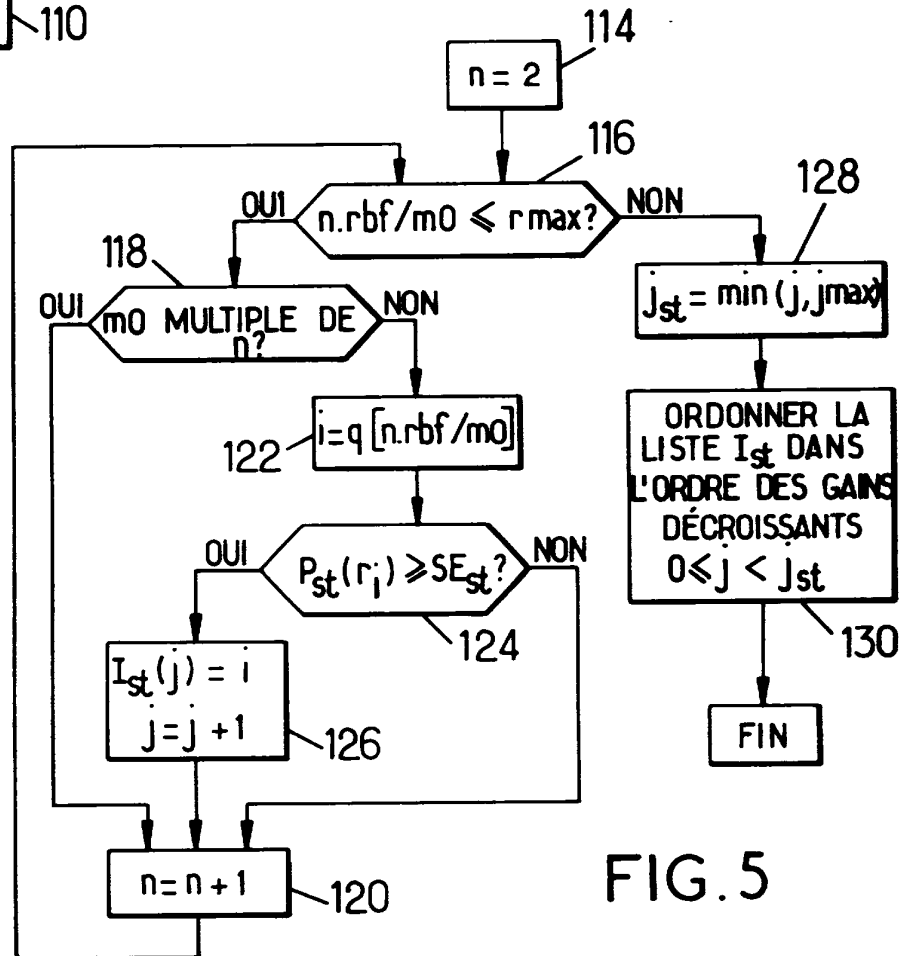


FIG. 5

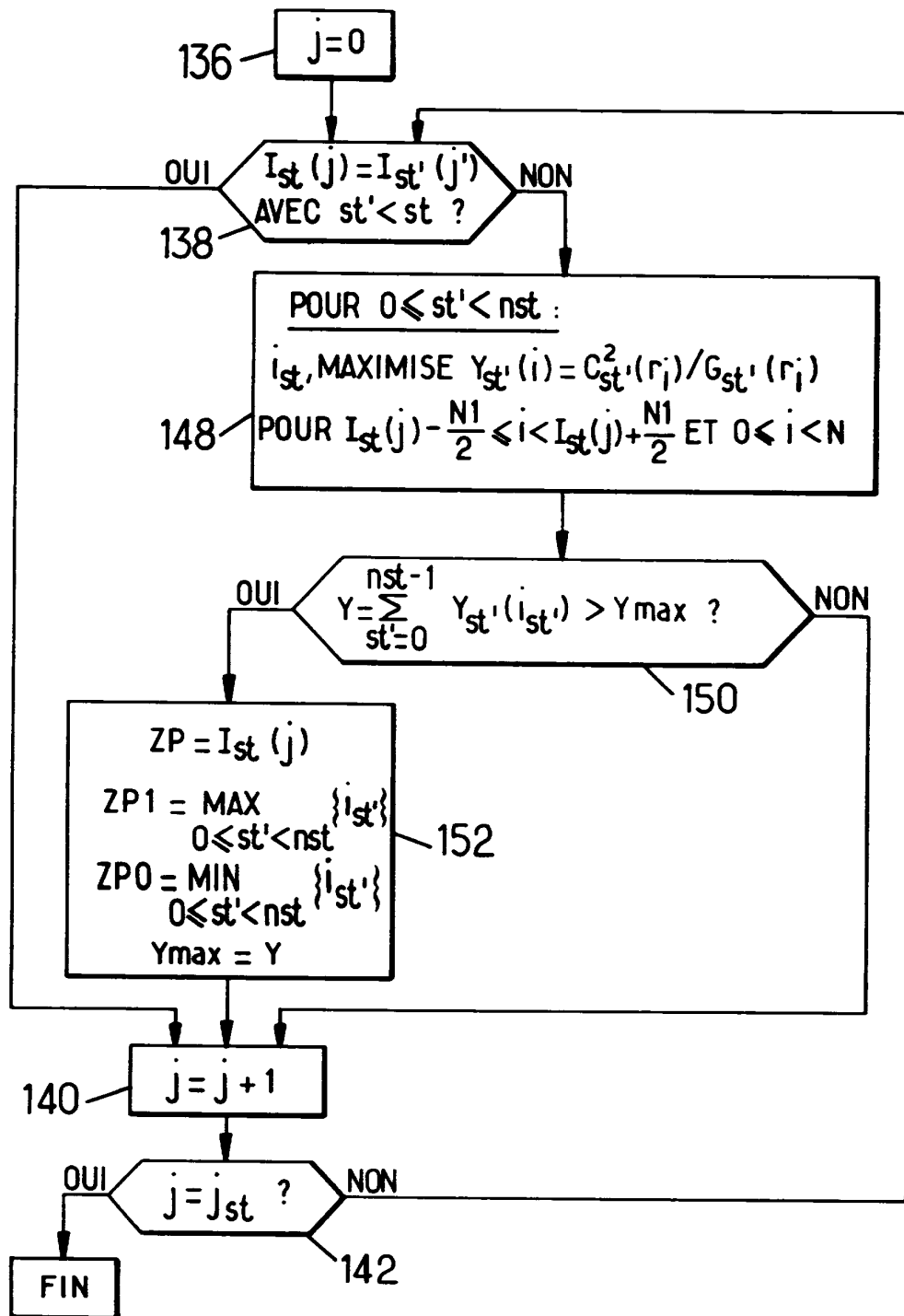


FIG. 6

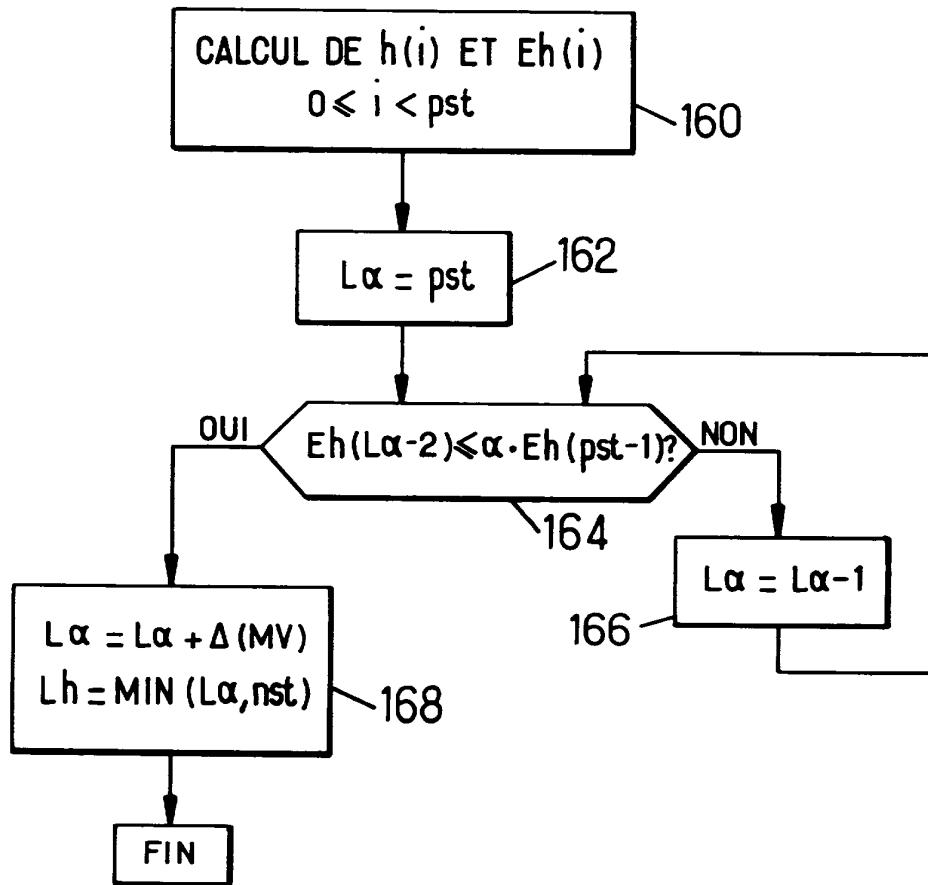


FIG. 7

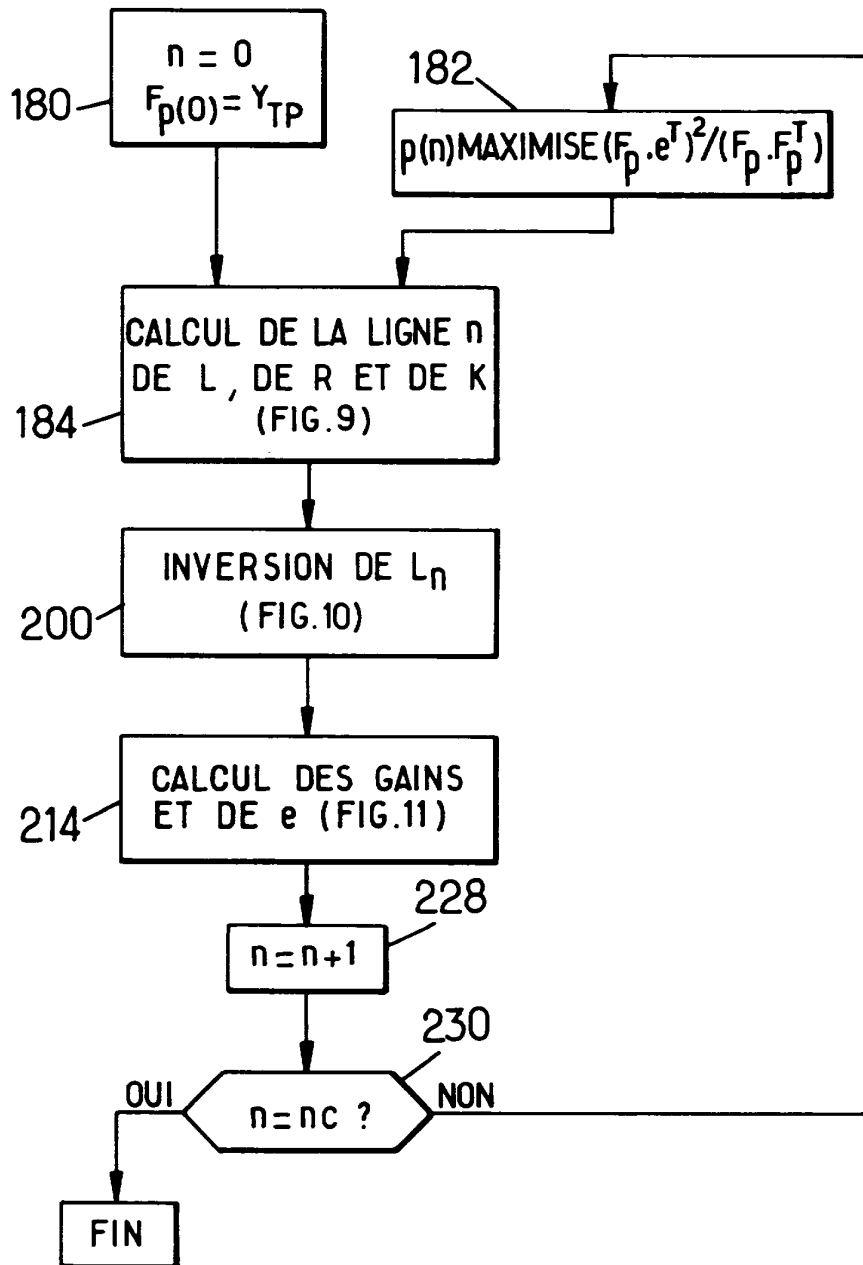


FIG. 8

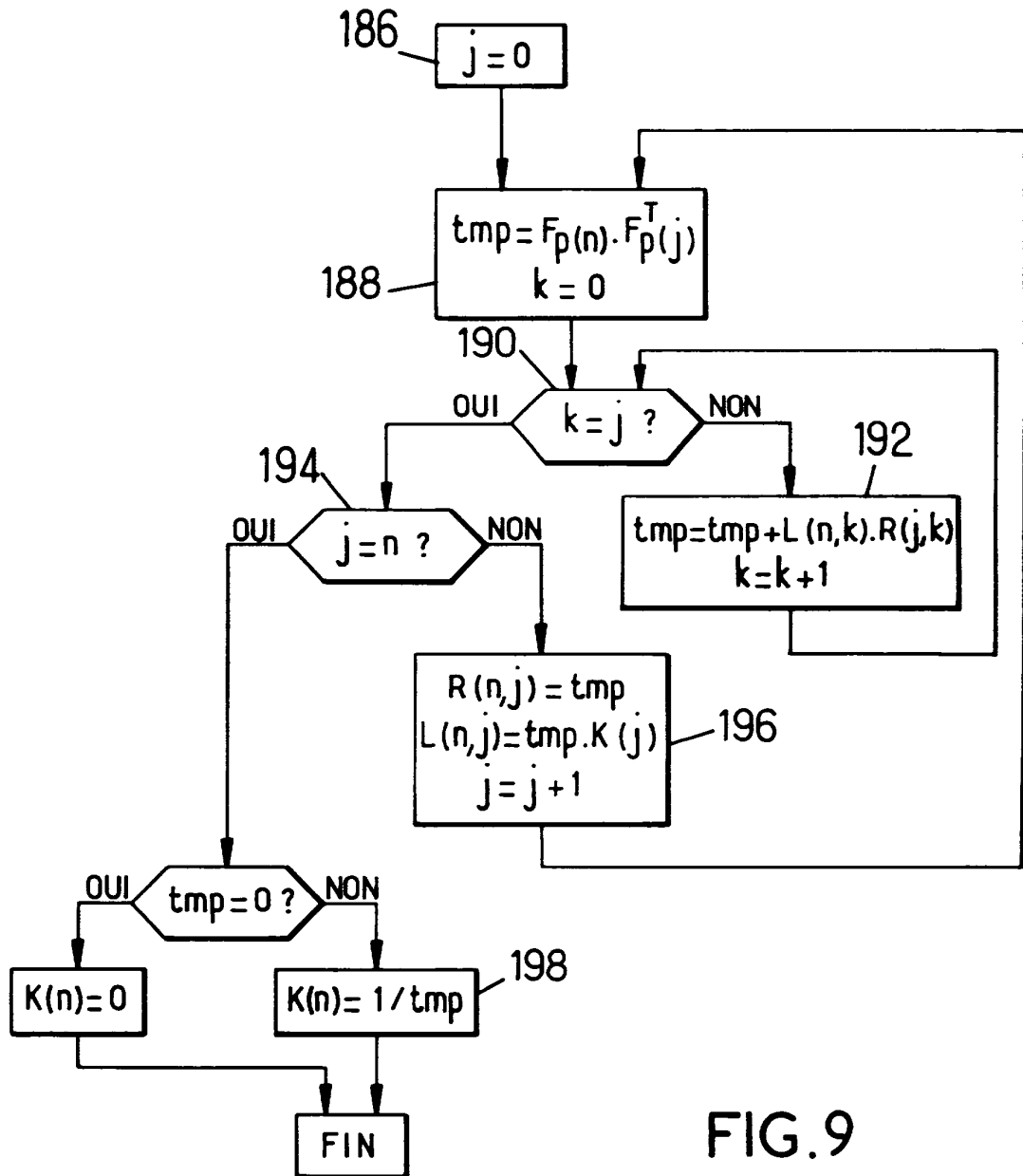


FIG. 9

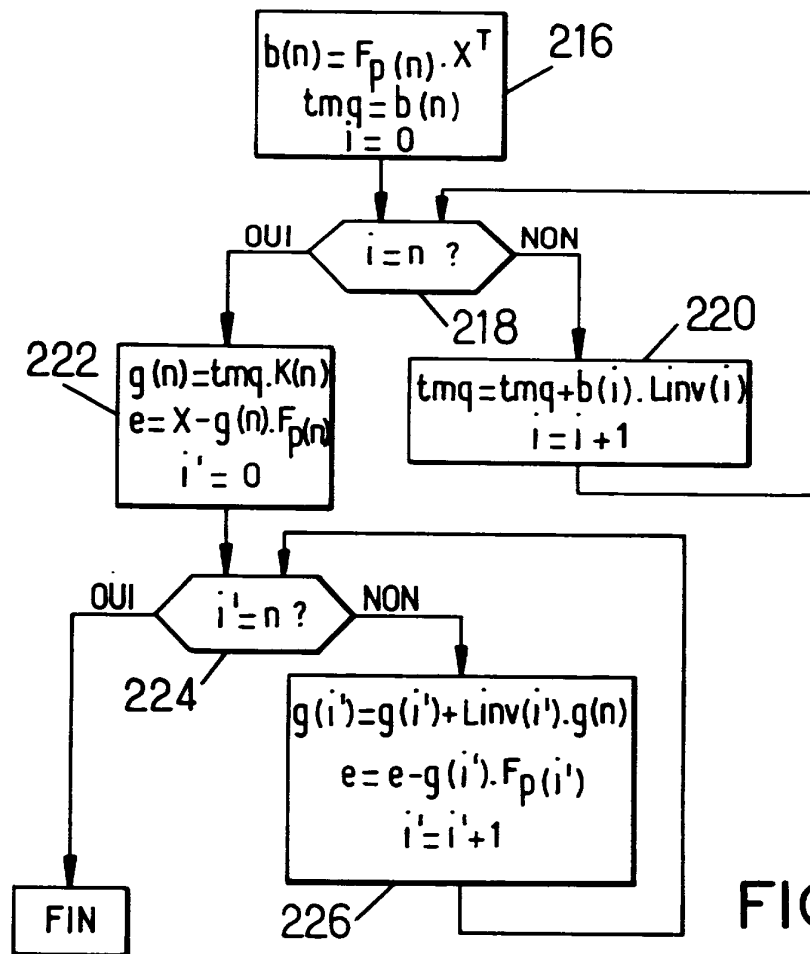
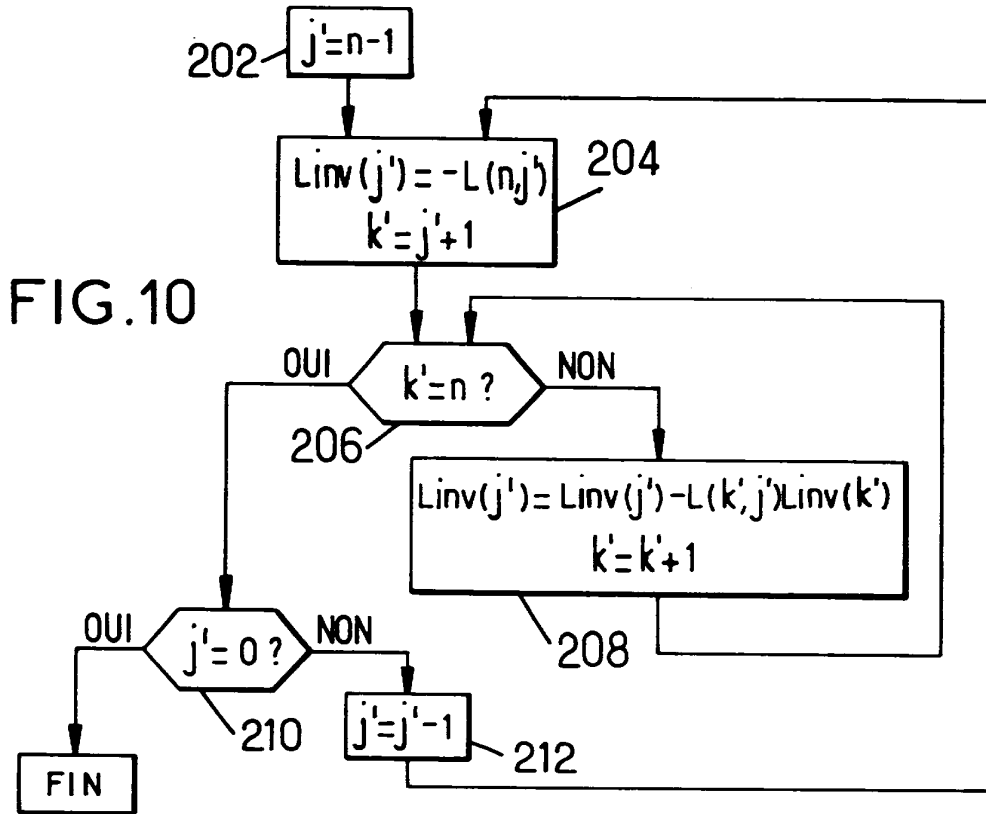


FIG.11

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	EP-A-0 619 574 (SIP; AT&T) 12 Octobre 1994 * page 10, ligne 55 - page 12, ligne 44 * ---	1
A	EP-A-0 573 398 (HUGHES) 8 Décembre 1993 * page 2, ligne 41 - page 3, ligne 50 * * page 6 * ---	1
A	EP-A-0 195 487 (PHILIPS) 24 Septembre 1986 * colonne 20 - colonne 23 * ---	1
A	DATABASE INSPEC INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS, STEVENAGE, GB Inspec No. 4917063, KATAOKA A ET AL 'Implementation and performance of an 8-kbit/s conjugate structure CELP speech coder' * abrégé * & PROCEEDINGS OF ICASSP '94. IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH AND SIGNAL PROCESSING, ADELAIDE, SA, AUSTRALIA, 19-22 APRIL 1, ISBN 0-7803-1775-0, 1994, NEW YORK, NY, USA, IEEE, USA, pages II/93-6 vol.2, -----	1
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)
		G10L
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
3 Novembre 1995		Lange, J
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'un moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons ----- & : membre de la même famille, document correspondant		