



⑫ **DEMANDE DE BREVET EUROPEEN**

⑳ Numéro de dépôt : **91402774.3**

⑤① Int. Cl.<sup>5</sup> : **G10L 9/14**

㉑ Date de dépôt : **17.10.91**

③⑦ Priorité : **19.10.90 FR 9012980**

⑦② Inventeur : **Di Francesco, Renaud**  
**14, rue du Président Wilson**  
**F-94250 Gentilly (FR)**

④③ Date de publication de la demande :  
**22.04.92 Bulletin 92/17**

⑧④ Etats contractants désignés :  
**DE GB**

⑦④ Mandataire : **Fréchède, Michel et al**  
**Cabinet Plasseraud 84, rue d'Amsterdam**  
**F-75009 Paris (FR)**

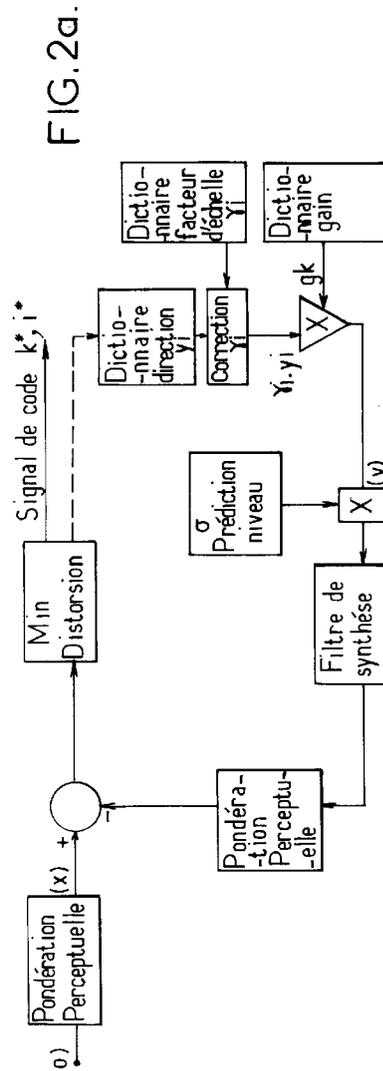
⑦① Demandeur : **FRANCE TELECOM**  
**6 place d'Alleray**  
**F-75015 Paris (FR)**

⑤④ **Procédé de transmission, à bas débit, par codage CELP d'un signal de parole et système correspondant.**

⑤⑦ L'invention concerne un procédé de transmission d'un signal de parole numérique à bas débit.

Le codage est effectué par prédiction linéaire excitée par codes pour engendrer un signal de code, une forme d'onde étant représentée par un vecteur initial (O) de dimension L, à partir d'un filtre de synthèse par une forme d'onde de référence sélectionnée parmi un dictionnaire de vecteurs de référence (v), sur critère d'écart minimum  $\min \|x - H.v\|^2$ , x représentant un vecteur cible par pondération perceptuelle du vecteur initial (O). Un dictionnaire (Y) factorisé en produit de vecteurs de base  $y_i$  de forme n-aire, corrigés par un facteur d'échelle  $\gamma_i$  de distribution de l'énergie d'excitation, et d'un dictionnaire G(y) de gains  $g_k$ , sont établis pour représenter le dictionnaire des vecteurs de référence (v),  $v_{k,i} = g_k \cdot \gamma_i \cdot y_i$ . Le critère est établi par calcul de  $C(g_k, \gamma_i \cdot y_i) = 2g_k \langle x | H \cdot \gamma_i \cdot y_i \rangle - g_k^2 \|H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$  formé des produits scalaires et énergies perceptuelles. Au vecteur initial (O) est attribué le vecteur de référence optimal  $v_{k^*, i^*} = g_{k^*} \cdot \gamma_{i^*} \cdot y_{i^*}$  représenté par les seules valeurs d'indices  $k^*, i^*$ .

Application au codage et à la transmission de la parole à bas débit par vecteurs ternaires ou n-aires.



L'invention est relative à un procédé de transmission, à bas débit, par codage CELP d'un signal de parole et au système correspondant.

La technique de codage de signaux de parole selon le processus de codage CELP ("Code Excited Linear Prediction" : prédiction linéaire excitée par codes) est actuellement utilisée et a fait l'objet de nombreux travaux. Cette technique de codage d'échantillons numériques représentant le signal de parole est une technique de codage hybride dans laquelle le signal de parole est modélisé par des filtres de prédiction linéaire et des résidus de cette prédiction.

De manière générale, les codeurs CELP, ainsi que représenté de manière schématique en figure 1a et 1b, essaient de façon exhaustive tous les éléments d'une liste de formes d'onde. La forme d'onde réalisant la meilleure synthèse du signal est retenue, et son indice, ou adresse caractéristique, est transmis au décodeur. Cette méthode est appelée analyse par synthèse. La liste des formes d'onde, mémorisée au niveau du codeur et du décodeur est appelée dictionnaire.

La qualité d'un codeur CELP dépend étroitement du dictionnaire choisi, de la méthode de détermination-modélisation des filtres de prédiction linéaire utilisés, ces deux paramètres constituant deux degrés de liberté, non indépendants, permettant d'adapter un codeur CELP particulier aux besoins d'une application déterminée.

Une telle technique de codage CELP convient aux applications de codage à bas débit (comprise entre 4 à 24 kbits/s). Pour une description plus détaillée de ce type de codage, on pourra utilement se reporter à l'article intitulé "A robust and fast CELP coder at 16 Kbit/s" publié par A. LE GUYADER, D. MASSALOUX et F. ZURCHER CNET Lannion France, dans la revue Speech Communication n° 7, 1988.

De manière générale, dans ce type de codeur, décodeur, le signal numérique à analyser, transmettre et reconstituer est découpé en blocs, ou trames. Chaque bloc comprenant L valeurs est considéré comme un vecteur d'un espace vectoriel de dimension L. Le signal d'excitation courant constitué par un vecteur v, lu dans le dictionnaire des formes d'onde, doit minimaliser un critère de distorsion perceptuel de la forme :

$\min \|x - H.v\|^2$ , dans lequel x désigne un signal cible issu du signal original O à transmettre après pondération perceptuelle et H désigne une matrice de dimension LxL de réponse impulsionnelle issue du produit des fonctions de transfert du filtre de synthèse et de la pondération perceptuelle. On rappellera que la pondération perceptuelle a pour objet, relativement au bruit de codage, analogue à un bruit blanc, de relativiser dans le domaine fréquentiel la contribution de ce dernier au signal perçu effectivement. La matrice H est une matrice triangulaire de la forme :

30

$$H(L) = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & | & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_2 & h_1 & | & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ h_3 & h_2 & | & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ h_4 & h_3 & | & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ \dots & \dots & | & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{L-1} & h_{L-2} & | & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 \end{bmatrix}$$

35

40

Au cours du processus de codage, à chaque vecteur de référence  $v_i$  est associée une valeur de gain adaptatif  $g_k$  prise parmi un dictionnaire de valeurs de gain G, ce qui permet, suite à application du gain  $g_k$  au vecteur  $v_i$  pour former un vecteur  $vk,i$ , de satisfaire au critère de distorsion minimale précité.

Afin de diminuer la complexité des calculs, très nombreux en fonction de la dimension L des vecteurs et du débit du signal de parole, on a, dans certains travaux, proposé d'utiliser comme vecteur de référence, afin de réaliser le signal d'excitation, des vecteurs dont les composantes n'ont pour valeur que les valeurs +1,0 ou -1, le dictionnaire des vecteurs étant alors constitué sous forme de dictionnaire de vecteurs ternaires. Une telle utilisation dans un processus de codage de type CELP de vecteurs ternaire de ce type a été mentionnée dans la demande de brevet européen EP 0 347 307 publiée le 20.12.1989.

Toutefois, dans un tel processus de codage, on notera que tous les vecteurs de référence contiennent nécessairement la même énergie. En outre, la recherche de la séquence ou vecteur de référence optimum ne peut être réduite au calcul de produits purement scalaires que dans le cas où l'auto-corrélation est elle-même normalisée et présente des termes nuls dont l'écartement correspond aux composantes non nulles des séquences ou vecteurs de référence.

Un tel mode opératoire ne permet donc pas de prendre en compte, comme vecteur de référence, la totalité des possibilités des combinaisons des valeurs ternaires des composantes des vecteurs de référence, la mini-

malisation du critère de distorsion ne pouvant dans tous les cas être optimale.

La présente invention a pour objet de remédier aux inconvénients précités, afin, notamment, d'apporter une simplification des calculs par l'introduction comme vecteur de référence, dans le dictionnaire des vecteurs de référence, ou directions, de la quasi totalité des combinaisons des valeurs n-aires des composantes des vecteurs, n étant un nombre impair.

Un autre objet de la présente invention est la mise en oeuvre, préalablement au processus classique d'application d'un gain adaptatif à chacun des vecteurs de référence, d'un processus de correction par application d'un facteur d'échelle, introduisant la répartition de l'énergie du signal d'excitation en fonction du spectre fréquentiel de ce dernier, afin de tenir compte de la non uniformité de la distribution d'énergie du signal dans le domaine des fréquences.

Un autre objet de la présente invention est enfin la mise en oeuvre d'un procédé de transmission à bas débit d'un signal de parole dans lequel, chaque vecteur de référence, constituant le signal d'excitation, peut être régénéré au niveau d'un décodeur à partir des seules valeurs d'indice ou d'adresse du vecteur de référence optimal satisfaisant au critère de minimum de distorsion au niveau du codeur, ce qui a pour effet de simplifier considérablement et de réduire les coûts de fabrication des décodeurs précités.

Le procédé de transmission d'un signal de parole à bas débit selon la présente invention comporte un processus de codage d'échantillons numériques de parole par prédiction linéaire excitée par codes pour engendrer un signal de code, un processus de transmission du signal de code et un processus de décodage du signal de code reçu. Le processus de codage correspond à un processus dans lequel une forme d'onde représentée par un bloc d'échantillons comportant L valeurs d'échantillons et constituant un vecteur initial (o) de dimension L est représenté, à partir d'un filtre de synthèse, par une forme d'onde de référence sélectionnée parmi un dictionnaire de formes d'onde de référence formant chacune un vecteur de référence (v) sur critère d'écart quadratique minimum du vecteur initial (o) vis-à-vis de la forme d'onde ou vecteur de référence (v),  $\min \|x - H.v\|^2$ , où x représente un vecteur cible obtenu par pondération perceptuelle du vecteur initial (o) et H une matrice de dimension LxL de réponse impulsionnelle issue du produit du filtre de synthèse et de la pondération perceptuelle linéaire. Ce processus est remarquable en ce que le critère de sélection consiste à établir un dictionnaire factorisé en produit d'un premier dictionnaire Y de vecteurs de base  $y_i$  de forme n-aire  $\{-n/2, \dots, 0, \dots, n/2\}$ , n impair, de dimension L, ces vecteurs de base étant chacun corrigé par un facteur d'échelle  $\gamma_i$  tenant compte de la distribution de l'énergie d'excitation dans le domaine de fréquence du signal, et d'un deuxième dictionnaire G(y) de gains  $g_k$ , de façon à représenter ainsi le dictionnaire de formes d'ondes ou vecteurs de référence, chaque vecteur de référence vérifiant la relation

$v_{k,i} = g_k \cdot \gamma_i \cdot y_i$ . On notera que la valeur  $n/2$  correspond à la division entière de n par 2.

La valeur minimum de l'écart quadratique  $\min \|x - g_k \cdot H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$  est alors établie par le calcul du maximum de C  $(g_k \cdot \gamma_i \cdot y_i) = 2 g_k \langle x | H \cdot \gamma_i \cdot y_i \rangle - g_k^2 \|H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$  par le calcul de tous les produits scalaires  $\langle x | H \cdot \gamma_i \cdot y_i \rangle$  et de toutes les énergies perceptuelles  $\|H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$ , ce qui permet d'attribuer au vecteur initial (o) le vecteur de référence optimal correspondant  $v_{k^*, i^*}$ , avec  $v_{k^*, i^*} = g_{k^*} \cdot \gamma_{i^*} \cdot y_{i^*}$ , ce vecteur de référence optimal étant représenté par les seules valeurs d'indice  $k^*, i^*$  satisfaisant au critère  $\min \|x - g_k \cdot H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$ .

Le processus de transmission à bas débit d'un signal de parole, selon la présente invention, consiste à transmettre, comme signal de code, les seules valeurs des indices  $k^*, i^*$  représentatifs de chaque vecteur de référence optimal  $v_{k^*, i^*}$ .

Le processus de décodage d'un signal de parole codé transmis à bas débit selon un signal de code, conformément à l'objet de la présente invention, est remarquable en ce que, afin d'assurer le décodage du signal de code, ce processus consiste à discriminer les valeurs des indices  $k^*, i^*$  constituant le signal de code, à décomposer la valeur de l'indice  $i^*$ , représentatif du vecteur de référence optimal, en base n pour régénérer le vecteur de base correspondant  $y_{i^*}$ , à effectuer, à partir de la valeur de l'indice  $i^*$ , du facteur d'échelle  $\gamma_{i^*}$  et du gain adaptatif  $g_{k^*}$  correspondants, une correction du vecteur de base correspondant régénéré pour constituer le vecteur de référence régénéré  $v_{k^*, i^*}$ . Une opération de filtrage de synthèse est effectuée sur le vecteur de référence régénéré  $v_{k^*, i^*}$  pour engendrer le signal de parole reconstruit.

Le procédé objet de la présente invention, les processus de codage, de transmission et de décodage et le système et circuits de codage, de transmission et de décodage permettant la mise en oeuvre de ce procédé, trouvent avantageusement application à la transmission de signaux de parole à bas débit, notamment entre mobiles par exemple.

L'invention sera mieux comprise à la lecture de la description ci-après et à l'observation des dessins dans lesquels, outre les figures 1a et 1b relatives à l'art antérieur,

- la figure 2 représente au point a) d'une part les étapes de traitement dans un processus de codage conforme à l'objet de la présente invention, et au point b) d'autre part les opérations effectuées, sur les vecteurs de base, dans les étapes représentées au point a), pour des vecteurs n-aires,
- la figure 3a représente aux points 1, 2 et 3 les modules de traitement de vecteurs impulsion constituant

des vecteurs de base privilégiés, dans un traitement de type récursif permettant d'engendrer un premier dictionnaire de vecteurs de base,

– la figure 3b représente successivement les opérations effectuées sur les vecteurs de base pour engendrer, de manière itérative, le premier dictionnaire de vecteurs de base précité, dans un cas particulier où

n=3, les vecteurs de base étant des vecteurs ternaires,

– la figure 4 représente de manière analogue à la figure 3a, 3b un processus de calcul de la réponse impulsionnelle pour tous les vecteurs ternaires  $y_i$  excitant le filtre de synthèse et le filtre de pondération perceptuelle en cascade présentant la fonction de transfert H,

– la figure 5 représente en ses différents points a), b), c) et d) des graphes représentatifs des processus de calcul des énergies perceptuelles des vecteurs ternaires à partir des réponses partielles impulsionnelles de la fonction de transfert H,

– la figure 6 représente des graphes représentatifs des processus de calcul des produits scalaires,

– la figure 7 représente un organigramme des étapes de traitement des valeurs d'indice optimal  $k^*, i^*$  reçus au cours du processus de décodage,

– la figure 8 représente un schéma synoptique d'un circuit de codage dans un système de transmission de parole à bas débit conforme à l'objet de la présente invention,

– la figure 9 représente un schéma synoptique d'un circuit de décodage dans un système de transmission de parole à bas débit conforme à l'objet de la présente invention.

Le procédé de transmission d'un signal de parole à bas débit, objet de la présente invention, sera tout d'abord décrit en liaison avec les figures 2 a et b.

Selon la figure 2 précitée, le procédé objet de l'invention comporte un processus de codage d'échantillons numériques de parole par prédiction linéaire excité par codes. Ce processus permet d'engendrer un signal de code. Le procédé comporte en outre un processus de transmission du signal de code et un processus de décodage du signal de code reçu.

Selon la figure 2 précitée, le processus de codage correspond à un processus dans lequel une forme d'onde représentée par un bloc d'échantillons comportant L valeurs d'échantillons, ou trames, constitue un vecteur initial noté o de dimension L ce vecteur étant représenté, et la forme d'onde correspondante, à partir d'un filtre de synthèse par une forme d'onde de référence, notée v, sélectionnée parmi un dictionnaire de formes d'onde de référence formant chacune un vecteur de référence précité. La sélection est effectuée sur critère d'écart quadratique minimum du vecteur initial o vis-à-vis de la forme d'onde ou vecteur de référence v, ce critère s'écrivant :

$$\min \|x - H.v\|^2$$

Dans cette relation x représente un vecteur cible obtenu par pondération perceptuelle du vecteur initial o et H représente une matrice de dimension LxL de réponse impulsionnelle issue du produit du filtre de synthèse et de la pondération perceptuelle linéaire précitée.

Selon le procédé objet de la présente invention, le processus de codage est tel que le critère de sélection consiste à établir un dictionnaire factorisé en produit d'un premier dictionnaire Y de vecteurs de base notés  $y_i$ . Chaque vecteur de base est un vecteur de base de forme n-aire, c'est-à-dire que les composantes  $a_j$  de ces vecteurs de base, avec  $j \in [0, L-1]$ , peuvent prendre n valeurs discrètes différentes. D'une manière générale, chaque valeur des composantes  $a_j$  peut prendre une valeur comprise dans le groupe  $[-n/2, \dots, 0, \dots, n/2]$  par incrément de 1, n étant impair, n/2 représentant la division entière de n par 2.

Selon une caractéristique avantageuse du procédé objet de la présente invention, chaque vecteur de base  $y_i$  est corrigé par un facteur d'échelle  $\gamma_i$  tenant compte de la distribution de l'énergie d'excitation dans le domaine de fréquence du signal. On notera que de la manière la plus générale, les facteurs d'échelle  $\gamma_i$  sont déterminés à partir d'une base de données, de manière expérimentale, la base de données étant constituée par un enregistrement d'échantillons de parole significatifs sur plusieurs heures par exemple et pour plusieurs locuteurs d'une même langue d'expression ou de plusieurs langues distinctes, l'expérience montrant que la diversité des langues d'expression n'intervient qu'au second degré dans la détermination des facteurs d'échelle  $\gamma_i$  précités. Une description plus détaillée d'une table des facteurs d'échelles  $\gamma_i$  pour des vecteurs ternaires de dimension L=5 sera donnée ultérieurement dans la description.

On notera simplement que selon ce principe les facteurs d'échelles  $\gamma_i$  sont déterminés pour chaque vecteur de base  $y_i$  correspondant par un processus d'identification de chaque vecteur de base  $y_i$  sur une séquence délocalisée de L échantillons de parole successifs récursifs de la base de données, tri des coefficients d'adaptation les plus faibles et moyennisation d'un nombre u de coefficients d'identification ou d'adaptation pour obtenir le facteur d'échelle  $\gamma_i$  correspondant associé au vecteur de base  $y_i$  précité.

Le dictionnaire factorisé précédemment mentionné est également constitué par un deuxième dictionnaire constituant le produit précité, ce deuxième dictionnaire étant noté G(y) et étant formé par un dictionnaire de gains gk. Le dictionnaire factorisé constitue ainsi un dictionnaire de formes d'onde ou de vecteurs de référence.

Chaque vecteur de référence vérifie ainsi la relation  $v_{k,i} = g_k \cdot \gamma_i \cdot y_i$ .

On notera bien entendu, ainsi que représenté sur la figure 2a, que l'opération de correction effectuée par l'application du facteur d'échelle  $\gamma_i$  ne constitue pas une simple pondération des composantes  $a_j$  de chaque vecteur de base  $y_i$  car chaque coefficient de facteur d'échelle  $\gamma_i$  est représentatif de la distribution de l'énergie d'excitation dans le domaine de fréquence d'un signal de parole.

Ainsi qu'on l'a représenté au point a) de la figure 2, le procédé objet de l'invention consiste alors à établir la valeur minimum de l'écart quadratique  $\min \|x - g_k \cdot H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$  par le calcul d'une fonction notée :  $C(g_k, \gamma_i, y_i) = 2 g_k \langle x | H \cdot \gamma_i \cdot y_i \rangle - g_k^2 \|H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$  par calcul de tous les produits scalaires  $\langle x | H \cdot \gamma_i \cdot y_i \rangle$  et de toutes les énergies perceptuelles  $\|H \cdot y_i\|^2$ .

Le calcul précité permet alors d'attribuer au vecteur initial  $o$  le vecteur de référence optimal correspondant noté  $v_{k^*, i^*}$  avec  $v_{k^*, i^*} = g_{k^*} \cdot \gamma_{i^*} \cdot y_{i^*}$ . Bien entendu, conformément à un objet particulièrement intéressant de la présente invention, ce vecteur de référence optimal est représenté par les seules valeurs des paramètres d'indices  $k^*, i^*$  satisfaisant au critère précité :  $\min \|x - g_k \cdot H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$ .

Une description plus détaillée des opérations effectuées au niveau de chaque vecteur de base  $y_i$ , ces vecteurs de base étant des vecteurs  $n$ -aires de dimension  $L$  dont les composantes  $a_j$  ont pour valeur au plus la valeur  $n/2$  ou éventuellement  $-n/2$ , par valeurs entières et par incrément de 1, sera donnée en liaison avec le point b) de la figure 2.

Au point b) précité, on a représenté successivement les vecteurs de base notés  $y_0, y_1, y_i, y_K$  avec  $K = \frac{n^L - 3}{2}$ , chaque composante ayant pour valeur l'une des valeurs de la forme  $n$ -aire. On a ensuite représenté la correction par l'application du facteur d'échelle  $\gamma_i$ , lequel, pour les raisons précédemment mentionnées, ne constitue pas une simple pondération analogue à l'application adaptative du gain  $g_k$ , à chaque valeur des composantes  $a_j$  des vecteurs de base  $y_i$  étant appliqué le facteur d'échelle  $\gamma_i$  correspondant déterminé dans les conditions précédemment mentionnées. Sur le même point b) on a enfin représenté l'application du gain adaptatif  $g_k$ , chaque composante  $a_j$  des vecteurs de base  $y_i$  étant alors multipliée par le produit  $g_k \cdot \gamma_i$ .

On comprendra bien sûr que, dans la mise en oeuvre du processus de codage tel que représenté aux points a) et b) de la figure 2 précédemment mentionné, la valeur minimum de l'écart quadratique  $\min \|x - g_k \cdot H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$  est évaluée par sélection de l'élément de gain  $g_k$  correspondant du deuxième dictionnaire  $G(y)$  permettant de rendre minimum la différence  $|g - g_{k^*}|$  où  $g$  vérifie la relation :

$$g = \frac{\langle x | H \cdot \gamma_i \cdot y_i \rangle}{\|H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2}$$

Une description plus détaillée de l'arrangement des vecteurs de base  $y_i$  pour constituer le dictionnaire ou premier dictionnaire  $Y$  de dimension  $L$  de vecteurs de base  $y_i$  sera maintenant donnée en liaison avec les figures 3a et 3b.

De manière générale, on comprendra que le dictionnaire  $Y$  de vecteurs de base  $y_i$  de forme  $n$ -aire  $[-n/2, \dots, 0, \dots, n/2]$  de dimension  $L$  comprend tous les vecteurs de base dont les  $L$  composantes ont pour valeur les valeurs  $n$ -aires précitées, à l'exception du vecteur nul. De manière générale, l'indice  $i$  des vecteurs de base est pris égal à la valeur en base  $n$  de chaque vecteur de base après transcodage des valeurs  $\{-n/2, \dots, 0, \dots, n/2\}$  en valeurs correspondantes  $(0, 1, 2, \dots, n)$ . On comprendra ainsi que les vecteurs de base  $y_i$  de forme  $n$ -aire sont arrangés en fonction de leur indice  $i$ , cet indice  $i$  ayant pour valeur la valeur en base  $n$  de chaque vecteur.

On comprendra également que l'ensemble des vecteurs de base  $y_i$  constituant le dictionnaire  $Y$  est défini à partir des  $n/2 \cdot L$  vecteurs impulsion dont une seule composante  $a_j$  d'ordre  $j$ , avec  $j \in [0, L-1]$ , est égale à  $-1, -2, \dots, -n/2$ . A chaque vecteur impulsion sont associés les vecteurs de base apparentés présentant des valeurs de composantes d'ordre  $q \leq j$  identique, chaque vecteur apparenté à un vecteur impulsion de rang  $q$ , avec  $q = j$  pour  $a_j$  différent de 0, étant obtenu par combinaison linéaire du vecteur impulsion de rang  $j=q$  et des vecteurs impulsion ou apparentés de rang  $j=q'$  supérieur.

Une description plus détaillée de la mise en oeuvre du dictionnaire des vecteurs de base  $y_i$  dans le cas de vecteurs ternaires et de la manière d'engendrer ces vecteurs de base sera donnée en liaison avec les figures 3a et 3b, des vecteurs de base de dimension  $L$  et de forme  $n$ -aire pouvant être engendrés selon le même principe sans sortir du cadre de l'objet de la présente invention.

Sur les figures 3a et 3b on a représenté respectivement des cellules opérateurs permettant d'engendrer, à partir des vecteurs impulsion précédemment définis et de sous-dictionnaires constitués par le vecteur impulsion considéré et les vecteurs apparentés correspondant à chaque vecteur impulsion, le dictionnaire complet comprenant la réunion de l'ensemble de tous les sous-dictionnaires.

Chaque opérateur tel que représenté en figure 3a comprend un opérateur dit opérateur de retard  $R$  dont la fonction de transfert est notée  $Z^{-1}$ , selon la notation classique de transformée en  $Z$ , un opérateur symétriseur noté  $S_y$  lequel a pour fonction de multiplier les composantes de tous vecteurs présentés à son entrée par la valeur  $+1$ , par la valeur  $0$  puis par la valeur  $-1$  et un sommateur, noté  $S$ , recevant la sortie de l'opérateur de

retard R et du symétriseur Sy. Le sommateur S reçoit la sortie de l'opérateur de retard R par l'intermédiaire d'un commutateur 1, en position F, ou le vecteur nul  $[0,0,0,0]$  de dimension L en position O. Les opérateurs représentés en figure 3a sont constitués par un seul et même opérateur représenté en 1), 2) et 3) à des étapes différentes de processus de traitement pour engendrer les vecteurs de base  $y_i$  du dictionnaire Y précité.

5 En début de processus de génération des vecteurs de base  $y_i$ , tel que représenté au point 1) de la figure 3a, l'impulsion initiale ou vecteur impulsion  $\delta_{L-1}$  est présente à l'entrée de l'opérateur de retard R. Le symétriseur Sy est alors alimenté par un sous-dictionnaire noté  $\overline{D_0}$  lequel est constitué initialement par le vecteur impulsion  $\delta_{L-1}$  précité. Le symétriseur Sy délivre un sous-dictionnaire symétrique noté  $\overline{D_0}$ , tel que représenté en figure 3b, et le sommateur S, lequel reçoit le vecteur impulsion  $\delta_{L-2}$  délivré par l'opérateur de retard R, 10 vecteur impulsion de rang  $q = L-2$ , ou le vecteur nul, et le sous-dictionnaire symétrique  $\overline{D_0}$ , délivre en sortie le dictionnaire D1 constitué par les vecteurs de base  $y_0, y_1, y_2$  et  $y_3$ . On notera bien sûr, ainsi que représenté en figure 3b, qu'au vecteur impulsion  $\delta_{L-2}$  est associé le sous-dictionnaire D1 formé par les vecteurs apparentés  $y_1, y_2, y_3$  au vecteur impulsion  $\delta_{L-2}$  et par le vecteur impulsion  $\delta_{L-1}$  initial formant le vecteur de base  $y_0$ , ainsi que le vecteur nul. Bien entendu, et de manière récursive ainsi que représenté au point 2) de la figure 15 3a, l'opérateur permettant d'engendrer les vecteurs de base  $y_i$  est tel que celui-ci reçoit au niveau de l'opérateur de retard R le vecteur impulsion  $\delta_{L-m}$ , au niveau du symétriseur Sy, le dictionnaire noté  $D_{m-1}$  formé récursivement comme le dictionnaire D1, le sommateur S tel que représenté au point 2) de la même figure 3a délivrant alors à partir du vecteur impulsion  $\delta_{L-m-1}$  précité délivré par l'opérateur de retard R ou du vecteur nul et par le sous-dictionnaire  $D_{m-1}$  le sous-dictionnaire  $D_m$ .

20 Par itération il est ainsi possible et de manière récursive d'engendrer à partir de l'ensemble des vecteurs impulsion, tel que précédemment décrit, les vecteurs apparentés et les sous-dictionnaires correspondants puis finalement le dictionnaire complet. On notera que, sur la figure 3b, les \* représentées au niveau des composantes  $a_j$  pour le processus de traitement de niveau m correspondent à des valeurs 0,-1 ou +1 lorsque les vecteurs sont des vecteurs ternaires. Bien entendu, dans le cas de vecteurs n-aires les \* représentent des valeurs 25 comprises entre  $-n/2$  et  $+n/2$ , dans les conditions précédemment mentionnées.

On notera que le dictionnaire ternaire total, somme ou réunion de tous les sous-dictionnaires de niveau intermédiaire m, jusqu'à L peut être obtenu pour les seules valeurs positives ou négatives des composantes  $a_j$ , le dictionnaire total pouvant alors être obtenu par symétrisation par l'intermédiaire d'un opérateur de symétrisation tel que Sy.

30 De la même manière, le calcul de la réponse partielle à un instant  $t = L-1$ , c'est à dire à un instant relatif correspondant à l'occurrence du vecteur impulsion  $\delta_{L-1}$ , du système H constitué par le filtre de synthèse et par le filtre de pondération perceptuelle excité par les vecteurs de base ternaire  $y_i$  peut être décrit à l'aide des opérateurs précédents. La réponse partielle à l'instant  $t = L-1$  est notée  $SL-1(y_i)$ .

35 Au niveau du premier opérateur de calcul, noté 1 sur la figure 4, cet opérateur est tel que les réponses impulsionnelles du système H au temps relatif 0, 1, 2, L-1 c'est à dire les valeurs  $h_0, h_1, h_{L-2}, h_{L-1}$  sont appliquées à l'opérateur précité.

On rappelle que l'opérateur SL-1 représente ici aussi l'addition à chaque élément  $h_{L-m-1}$  ou à la valeur zéro de toutes les réponses partielles à  $t = L-1$  des vecteurs du dictionnaire symétrisé délivré par le symétriseur Sy de niveau m.

40 On obtient ainsi  $S_{L-1(D_m)}$  ensemble des réponses  $t = L-1$  des vecteurs de  $D_m$ .

L'opérateur de symétrisation Sy multiplie les éléments de  $S_{L-1(D_m)}$  par +1, 0, -1 et réalise, ainsi que décrit précédemment, la réunion des éléments distincts obtenus. Enfin le dernier opérateur représenté en 3 à la figure 4 fournit la réponse à  $t = L-1$  des vecteurs ternaires  $y_i$  dont la première coordonnée est -1.

45 On notera que la réponse du système linéaire de la matrice H aux vecteurs ternaires qui lui sont appliqués peut donc être réalisée selon la même architecture que précédemment en appliquant la transformation linéaire H à chaque noeud de cette architecture.

Les énergies perceptuelles des vecteurs ternaires peuvent alors se déduire des seules réponses partielles précédemment décrites à  $t = L-1$ .

En effet, : la réponse de la matrice H à l'excitation par un vecteur  $y_i$  s'écrit :

50

55

$$\begin{array}{c}
 \text{H} \qquad \qquad \qquad y_i \qquad \qquad \qquad H \cdot y_i \\
 \\
 5 \quad Hy_i = \begin{bmatrix} h_0 & 0 \\ h_1 & h_0 \\ h_2 & h_1 \\ h_3 & h_2 \\ h_4 & h_3 \\ \dots & \dots \\ h_{L-1} & \dots & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_i(0) \\ y_i(1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_i(L-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 y_i(0) \\ h_1 y_i(1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ h_{L-2} y_i(0) + \dots + h_0 y_i(L-2) \\ h_{L-1} y_i(0) + \dots + h_0 y_i(L-1) \end{bmatrix} \\
 \\
 10 \\
 \\
 15 \\
 \\
 20 \quad = \begin{bmatrix} 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ SL-1(y_i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_0 y_i(0) \\ h_1 y_i(0) + h_0 y_i(1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ h_{L-2} y_i(0) + \dots + h_0 y_i(L-2) \\ 0 \end{bmatrix} \\
 \\
 25
 \end{array}$$

En effet, par définition la réponse à l'instant relatif  $t = L-1$ , notée  $SL-1(y_i)$  est la coordonnée d'ordre  $L-1$  de  $Hy_i$ .

Cependant, on peut écrire :

$$\begin{array}{c}
 y'_i = \begin{bmatrix} h_0 y_i(0) \\ h_1 y_i(0) + h_0 y_i(1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ h_{L-2} y_i(0) + \dots + h_0 y_i(L-2) \\ 0 \end{bmatrix} \\
 \\
 35 \\
 \\
 40
 \end{array}$$

$$\begin{array}{c}
 45 \\
 \\
 \text{et } y''_i = \begin{bmatrix} 0 \\ h_0 y_i(0) \\ h_1 y_i(0) + h_0 y_i(1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ h_{L-2} y_i(0) + \dots + h_0 y_i(L-2) \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} 0 \\ y_i(0) \\ y_i(1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_i(L-2) \end{bmatrix} \\
 \\
 50 \\
 \\
 55
 \end{array}$$

On notera que  $y^i$  et  $y'^i$  ont même norme et l'on peut démontrer, en notant par  $z^{-1}$  l'opérateur de retard élémentaire, la relation ci-après :

$$\|y^i\|^2 = \|y'^i\|^2 = \|H.z^{-1}y_i\|^2$$

$$\|H.y_i\|^2 = S_{L-1}(y_i)^2 + \|H.z^{-1}y_i\|^2$$

5 Cependant, si  $y_i$  appartient à  $D_m$ ,  $z^{-1}.y_i$  appartient à  $D_{m-1}$ .

Un processus itératif permet donc de calculer les énergies perceptuelles pour  $D_0$  puis  $D_1$  puis  $D_{L-1}$ . La valeur initiale est pour  $D_0 = \delta L-1$ , c'est à dire le vecteur impulsion précédemment représenté en figure 3,  $h_0^2$ .

10 Un schéma de principe du processus de numérotation et de calcul des différentes entités mises en oeuvre par le critère de sélection conformément à l'objet de la présente invention sera décrit en liaison avec les figures 5a et 5b.

De manière générale, ainsi que représenté en figure 5a, les vecteurs de base  $y_i$  ainsi que déjà décrit précédemment peuvent être engendrés selon le graphe de génération globale à raison de  $3^0 = 1$  vecteur est engendré au niveau 0, le vecteur  $y_0$ ,  $3^1$  sont engendrés au niveau 1, les vecteurs  $y_1$ ,  $y_2$ ,  $y_3$  et ainsi de suite,  $3^{L-1}$  vecteurs de base au niveau  $L-1$ .

15 La cellule élémentaire de détriplement est représentée en figure 5b à partir des vecteurs impulsion notés  $\theta_{-1}$ ,  $\theta_0$  et  $\theta_1$ . On notera que la sommation des vecteurs d'impulsion  $\theta_1$ ,  $\theta_0$ ,  $\theta_{-1}$  revient à remplacer la dernière coordonnée du vecteur de base incident par les valeurs de composantes +1, 0 ou -1.

On notera que l'architecture telle que représentée en figure 5a et 5b est celle d'une structure linéaire de graphes ternaires. Pour une structure n-aire on obtient un graphe n-aire.

20 Il est également possible d'obtenir une réalisation pratique de calcul de l'expression  $\|H.y_i\|^2 = S_{L-1}(y_i)^2 + \|H.z^{-1}y_i\|^2$  grâce à l'architecture analogue ci-après. Cette architecture sera décrite en liaison avec les figures 5c et 5d.

On appelle  $E(i)$  l'expression  $E(i) = \|H.y_i\|^2$ .

25 Ainsi qu'on l'a représenté en figure 5c le graphe global pour l'obtention des énergies est parcouru de droite à gauche, l'énergie initiale  $E(0)$  étant à  $S_{L-1}(0)^2$ .

La cellule élémentaire constitutive du graphe représenté en figure 5c est représentée en figure 5d.

30 On notera que la numérotation des vecteurs, c'est-à-dire l'affectation de leur indice  $i$  de vecteurs de base, peut correspondre soit à une numérotation directe ternaire, soit à une numérotation rétrograde, tout indice  $p$  de la numérotation directe d'un vecteur ternaire vérifiant la relation correspondante en numérotation  $p'$  rétrograde  $p' = 3^L - p - 1$ . On comprendra bien entendu que l'ensemble des calculs peut être effectué soit avec la numérotation directe soit avec la numérotation rétrograde cette dernière étant préférée. Il est ensuite possible de transmettre les valeurs d'indice rétrograde par exemple ou les valeurs d'indice direct sur la ligne de transmission ainsi qu'il sera décrit ultérieurement dans la description.

35 On notera en outre, conformément aux pratiques antérieures en matière de codage de type CELP, que préalablement au filtrage de synthèse chaque vecteur de référence  $v_{k^*,i^*}$  peut avantageusement être pondéré par un facteur de niveau prédit, noté  $\sigma$ . Ce facteur de niveau prédit  $\sigma$  est représentatif de l'énergie moyenne du signal d'excitation estimé sur au moins trois vecteurs excitation antérieurs successifs. Une telle opération sur les composantes  $a_j$  de chaque vecteur de référence ne sera pas décrite car elle correspond à une opération connue de l'homme de métier.

40 Une description plus détaillée d'un processus de calcul des produits scalaires de la forme  $\langle 2x | H.y_i \rangle$  où  $x = \frac{x}{\sigma}$  pour tous les vecteurs de base  $y_i$  sera maintenant décrite en liaison avec la figure 6.

45 On notera qu'en fait, compte tenu du facteur de niveau prédit  $\sigma$  introduit effectivement dans le processus de codage objet de la présente invention, il s'agit en fait de calculer l'expression  $\langle \frac{2x}{\sigma} | H.y_i \rangle$  pour tous les vecteurs ternaires  $y_i$ .

L'expression précédente est alors calculée en filtrant l'expression  $\frac{2x}{\sigma}$  par la matrice transposée de la matrice  $H$  soit  $H^t$ .

50 Cette expression s'écrit :

$$\langle \frac{2}{\sigma} x | H y_i \rangle = \langle H^t (\frac{2}{\sigma} x) | y_i \rangle$$

En posant  $x' =$

$$x' = H^t \left( \frac{2}{\sigma} x \right) = \begin{bmatrix} 2 \cdot (h_0 x(0) + h_1 x(1) + \dots + h_{L-1} x(L-1)) \\ \sigma \\ 2 \cdot (h_0 x(1) + h_2 x(2) + \dots + h_{L-2} x(L-1)) \\ \sigma \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 2 \cdot h_0 x(L-1) \\ \sigma \end{bmatrix}$$

On peut obtenir l'expression  $\langle x' | y_i \rangle$  pour les vecteurs  $y_i$  de base ternaire de la façon ci-après : on calcule l'expression :

$$- \langle H^t \left( \frac{2x}{\sigma} \right) | y_i \rangle = F(y_i)$$

Le processus de calcul tel que représenté grâce à l'opérateur en figure 6 permet, de manière analogue au calcul des réponses partielles  $S_{L-1}(y_i)$  précédemment décrit, d'obtenir les quantités  $x'_0, x'_{L-m-1}, x'_{L-2}$  et donc les produits scalaires précités, le vecteur nul étant remplacé par la valeur nulle.

En ce qui concerne la détermination et l'attribution du facteur d'échelle  $\gamma_i$  à chacun des vecteurs de base  $y_i$  on rappelle que chaque facteur d'échelle  $\gamma_i$  peut être déterminé à partir d'une pluralité N de trame, à partir d'une base de donnée de signal de parole, le facteur d'échelle  $\gamma_i$  pour chaque vecteur de base  $y_i$  étant choisi de façon à rendre minimum pour la trame considérée le résidu de filtrage des trames précitées. On rappellera que plusieurs processus de détermination de chaque facteur d'échelle  $\gamma_i$  peuvent être envisagés.

A titre d'exemple non limitatif, dans le cas de vecteurs de base de type ternaire et de dimension  $L=5$  le tableau des facteurs d'échelle  $\gamma_i$  est donné par ci-dessous la table des 121 valeurs des facteurs d'échelle. La première valeur multiplie  $(-1, -1, -1, -1, -1)$ , ..., la dernière  $(0, 0, 0, 0, -1)$ .

1.50,	1.66,	1.77,	1.28,	1.46,	1.36,	0.86,	2.47,	1.68,	1.51,
1.12,	1.04,	1.38,	1.86,	1.51,	4.23,	3.47,	1.96,	1.25,	2.28,
0.77,	2.50,	3.51,	0.87,	1.11,	1.16,	0.95,	1.29,	1.23,	1.85,
1.34,	1.55,	1.60,	1.51,	1.44,	1.21,	1.45,	1.95,	1.45,	1.73,
4.06,	1.73,	1.32,	1.39,	2.43,	1.38,	4.62,	1.35,	1.92,	2.15,
1.44,	2.20,	1.95,	1.07,	0.88,	1.56,	1.48,	1.33,	1.64,	1.70,
1.44,	3.33,	1.10,	1.89,	0.80,	2.07,	1.27,	1.57,	3.82,	1.28,
1.31,	1.34,	1.94,	1.86,	1.25,	1.06,	2.15,	1.39,	0.89,	1.24,
1.32,	1.17,	1.45,	0.57,	1.28,	2.00,	4.88,	2.14,	2.98,	2.24,
1.23,	1.66,	1.41,	1.82,	3.44,	1.14,	3.15,	3.91,	1.60,	0.95,
1.74,	1.50,	1.12,	2.98,	1.16,	1.23,	1.34,	1.00,	2.06,	2.52,
4.52,	1.93,	2.89,	3.21,	1.39,	2.44,	2.38,	4.55,	3.00,	2.49,
3.17									

Les valeurs optimales des indices  $k^*$  et  $i^*$  ayant été déterminées et numérotées de façon directe ou de façon rétrograde ainsi que décrit précédemment dans la description, en ce qui concerne notamment la valeur des indices  $i$ , la transmission de parole à bas débit est effectuée par la seule transmission, comme signal de code, des valeurs des indices  $k^*$  et  $i^*$  représentatifs de chaque vecteur de référence  $v_{k^*, i^*}$ .

En ce qui concerne la transmission des indices  $k^*$  et  $i^*$  précités on notera que la transmission peut être

effectuée à l'aide de protocoles de transmission classique dans lesquels une redondance de l'information transmise est introduite afin d'assurer une transmission à taux d'erreur sensiblement nul. On comprendra bien sûr que la valeur  $i^*$  peut être transmise soit en numérotation directe soit en numérotation rétrograde, soit selon une numérotation traduite dont la table de traduction est connue du codeur comme du décodeur.

5 Une description plus détaillée du processus de décodage des informations transmises, c'est à dire du signal de code ainsi transmis conformément au procédé objet de l'invention, sera maintenant donnée en liaison avec la figure 7.

Conformément à la figure 7 précitée, le processus de décodage consiste à discriminer en 1000 les valeurs des indices  $k^*$  et  $i^*$  constituant le signal de code puis à décomposer en 1001 la valeur de l'indice  $i^*$  représentatif du vecteur de référence optimal en base  $n$  afin de régénérer le vecteur de base correspondant  $y_i^*$ .

10 La régénération du vecteur de base  $y_i^*$  est effectuée en 1002 à partir de la valeur de l'indice  $i^*$  et du facteur d'échelle  $\gamma_i^*$  correspondant, une correction du vecteur de base correspondant régénéré étant effectuée pour constituer le vecteur de référence  $vk^*, i^* = \gamma_i^* . y_i^*$ .

15 Suite à l'opération précitée, le processus de décodage consiste à effectuer une opération de filtrage de synthèse 1003 du vecteur de référence pour engendrer le signal de parole reconstruit.

On notera bien sûr que, de même que dans le cas du processus de codage, dans le processus de codage du procédé objet de la présente invention chaque vecteur de référence  $vk^*, i^*$  préalablement au filtrage de synthèse est pondéré par un facteur de niveau prédit  $\sigma$  lequel est estimé sur au moins trois vecteurs excitation antérieurs successifs. La détermination du niveau prédit  $\sigma$  ne sera pas décrite en détail car elle correspond au niveau du processus de décodage à des opérations normalement connues de l'homme de métier.

20 Une description plus détaillée d'un système de transmission d'un signal de parole à bas débit conforme à l'objet de la présente invention sera décrit en liaison avec les figures 8 et 9.

Selon la figure 8, le circuit de codage comporte un générateur 1 d'un premier dictionnaire  $Y$  de vecteurs de base  $y_i$  de forme  $n$ -aire de dimension  $L$ , les composantes de ces vecteurs, ainsi que mentionné précédemment, pouvant prendre les valeurs comprises entre  $-n/2$  à  $n/2$ . On notera bien entendu que le générateur du dictionnaire  $Y$  peut avantageusement être constitué par des moyens calculateurs comportant les opérateurs tels que décrits en figures 3a, 3b par exemple et/ou un circuit de mémorisation lequel peut être constitué par une mémoire vive associée à ce circuit calculateur ou par une mémoire morte. Dans ce cas, la mémoire morte est associée à un séquenceur rapide lequel permet d'effectuer une lecture successive des vecteurs de base  $y_i$  selon les indices en numérotation directe ou rétrograde ainsi que décrit précédemment.

30 En outre, le circuit de codage tel que représenté en figure 8 comprend un circuit 2 correcteur des vecteurs de base  $y_i$  par un facteur d'échelle  $\gamma_i$ . Le circuit correcteur peut être constitué par une table de valeurs mémorisées en mémoire morte, ce circuit correcteur permettant d'engendrer un vecteur de base corrigé noté  $\bar{y}_i = \gamma_i . y_i$  pour chaque vecteur de base  $y_i$ . Un multiplexeur rapide noté MUX permet successivement de lire les valeurs correspondantes du vecteur de base corrigé  $\bar{y}_i$  et de délivrer cette valeur correspondante à un circuit 3 générateur d'un deuxième dictionnaire de gain adaptatif  $g_k$ . De manière classique, le circuit 3 générateur du deuxième dictionnaire  $G(y)$  peut comporter avantageusement un circuit amplificateur, noté 30, relié à une table des valeurs  $g_k$  constituant le deuxième dictionnaire précité. Ainsi, le circuit générateur 3 du deuxième dictionnaire  $G(y)$  délivre les vecteurs de référence  $vk_{,i} = g_k . \bar{y}_i$ .

40 On notera bien sûr que le circuit de codage objet de la présente invention comporte également un circuit amplificateur 4 lequel permet d'appliquer à chaque vecteur de référence  $vk_{,i}$  le coefficient de prédiction de niveau  $\sigma$  tel que celui-ci a été défini précédemment dans la description.

45 En outre, et de manière classique, le circuit de codage objet de la présente invention comporte ensuite disposé en cascade le filtre de synthèse noté 5 et le filtre de pondération perceptuelle noté 6 de transmission  $H$  ainsi que décrit précédemment dans la description. Un sommateur 7 permet de recevoir d'une part le signal d'origine par l'intermédiaire d'un même filtre de pondération perceptuelle 6 après inversion la différence des signaux délivrés par le sommateur 7 sommateur algébrique, permettant l'application sur le signal ainsi obtenu du critère de distorsion minimum.

50 Dans ce but, le circuit de codage objet de la présente invention comprend un circuit de calcul du minimum de distorsion 8 lequel comprend un premier circuit calculateur 80 du produit  $2 g_k \left\langle \frac{x}{\sigma} \middle| H . \gamma_i . y_i \right\rangle$  dans lequel

l'expression  $\left\langle \frac{x}{\sigma} \middle| H . \gamma_i . y_i \right\rangle$  désigne le produit  $\sigma$  scalaire du vecteur cible  $x$  et du vecteur reconstitué et pondéré perceptuellement obtenu par le produit de la matrice  $H$  et du vecteur de base corrigé  $\gamma_i y_i$ . Le premier circuit calculateur 80 délivre un premier résultat de calcul  $r_1$ .

55 Un deuxième circuit calculateur 81 permet d'effectuer le calcul de l'énergie du vecteur reconstitué et pondéré perceptuellement cette énergie étant de la forme  $g_k^2 \|H . \gamma_i . y_i\|^2$ .

On notera que les circuits calculateurs 80 et 81 peuvent être constitués par des modules de programme

dont les graphes de calcul ont été explicités respectivement en figures 4 et 5 a) à d) respectivement. Le deuxième circuit de calcul 81 délivre un deuxième résultat de calcul noté r2. Un comparateur 83 permet de comparer la valeur des résultats de calcul r1 et r2 ce qui permet de déterminer par discrimination des valeurs des indices i et k, les indices i\* et k\* pour lesquels le critère de minimum de l'écart quadratique est satisfait. La discrimination des indices i\* et k\* est effectuée par exemple par un programme de tri noté 84 sur la figure 8. Les valeurs des indices k\* et i\* sont alors délivrées, ces indices étant représentatifs du vecteur de référence correspondant vk\*,i\*.

Sur la figure 8 on a également représenté le circuit de transmission conforme à l'objet de la présente invention, ce circuit de transmission permettant de délivrer en tant que signal de code représentatif du signal de parole les seules valeurs des indices k\* et i\*. Ce circuit de transmission ne présente pas de caractéristique particulière dans la mesure où 11 peut en fait être constitué par un système de transmission de type classique utilisé dans les dispositifs de transmission de signaux de parole par codage de type CELP de l'art antérieur.

Une description plus détaillée d'un circuit de décodage permettant la mise en oeuvre du procédé objet de l'invention est représenté en figure 9.

Conformément à la figure précitée, le circuit de décodage comporte un module 10 de discrimination des valeurs des indices i\*,k\* du signal de code reçu, le signal de code étant transmis bien entendu selon un protocole particulier lequel n'entre pas dans l'objet de la présente invention. En outre, le circuit de discrimination 10 effectuant ainsi une transformation série parallèle des informations relatives aux indices i\*,k\*, le circuit de décodage comporte un circuit de décomposition en base n de la valeur de l'indice i\*.

On comprendra bien sûr que parallèlement l'indice k\* est traité. Dans ce but, le circuit de décodage tel que représenté en figure 9 comprend une table des valeurs de gain adaptatif gk notée 11 laquelle sur réception de la valeur de l'indice k\* permet de délivrer la valeur de gain adaptatif correspondant gk\*. Ce circuit 11 peut être avantageusement constitué par une mémoire morte dans laquelle les valeurs de gain adaptatif gk sont mémorisées.

En outre, un circuit générateur 12 du facteur d'échelle  $\gamma_i^*$  est prévu. Ce circuit peut consister en une mémoire morte formant une table de consultation, laquelle à la valeur i\* fait correspondre la valeur  $\gamma_i^*$ . un circuit multiplicateur 12a permet d'engendrer un coefficient produit  $A = \sigma \cdot g_k^* \cdot \gamma_i^*$  à partir des valeurs  $\gamma_i^*, g_k^*$  et du coefficient de niveau prédit  $\sigma$ .

Ainsi qu'on l'a représenté également en figure 9, le circuit de décodage comprend un circuit 13 générateur du vecteur de base régénéré

$$\hat{y}_i^*$$

par décomposition en base n de la valeur de l'indice i\*. Dans ce but un circuit 14 fait correspondre à la valeur i\* par transcodage des composantes en base n de la valeur d'indice i\*, la valeur  $\{-n/2, \dots, 0, \dots, n/2\}$ , ce qui permet d'engendrer un vecteur de référence régénéré vk\*,i\* du produit du vecteur

$$\hat{y}_i^*$$

de base régénéré et du produit A.

Un filtre de synthèse 15 permet à partir du vecteur de référence régénéré

$$\hat{v}_{k^*, i^*}$$

d'engendrer le signal de parole reconstruit.

Le fonctionnement du circuit de décodage tel que représenté en figure 9 peut être résumé de la façon ci-après selon un fonctionnement préférentiel.

La double multiplication réalisée au niveau du multiplicateur 12 donne un facteur d'amplitude noté  $A = \sigma \cdot g_k^* \cdot \gamma_i^*$ .

Si l'indice i\* du vecteur ternaire transmis correspond à la numérotation rétrograde on désigne par  $i' = \frac{3-L-3}{2} - i^*$  et on effectue la synthèse du vecteur d'excitation ou vecteur de référence reconstitué vk\*,i\* comme suit :

- étape courante (j,t),
- si j modulo 3 vaut 0 alors  $v_{k^*, i^*}(L-1-t) = -A$ ,
- si j modulo 3 vaut 1 alors  $v_{k^*, i^*}(L-1-t) = 0$ ,
- si j modulo 3 vaut 2 alors  $v_{k^*, i^*}(L-1-t) = A$

où  $v_{k^*, i^*}(L-1-t)$  représente la composante de vk\*, i\* à l'ordre L-1-t.

On notera que  $j$  est divisé par 3, division entière, et  $t$  est augmenté de 1, addition de 1 à un nombre entier.

On initialise la première étape par  $j=i'$  et  $t=0$ .

Bien entendu, on répète l'étape courante jusqu'à ce que  $t=L-1$  inclus.

Si au contraire  $i^*$  provient d'une numérotation directe, ainsi que décrit précédemment, alors  $i'=i$  et les opérations sur  $j$  modulo 3 sont effectuées comme précédemment mentionnées.

On a ainsi décrit un procédé et un système de transmission de la parole à bas débit particulièrement performant dans la mesure où un avantage important réside dans le fait que le dictionnaire  $Y$  n'a pas à être mémorisé au niveau du décodeur. Ainsi seuls les indices du vecteur de référence sont transmis au décodeur un calcul permettant en temps réel de reconstituer le vecteur de référence correspondant ce qui permet un gain de ressource de mémoire au niveau de chaque décodeur utilisé. En outre et en raison des processus de génération des vecteurs de base, des processus de calcul des produits scalaires et des énergies perceptuelles, il n'est pas non plus nécessaire de mémoriser les vecteurs de base au niveau du codeur, ce qui permet un gain substantiel en matériel de mise en oeuvre.

On comprendra également que les algorithmes de calcul décrits dans la description de l'objet de la présente invention permettent d'obtenir une très grande rapidité de calcul de par la rationalisation des opérateurs de calcul utilisés, et une simplification des matériels nécessaires à leur mise en oeuvre.

On notera enfin que le procédé et le système de transmission d'un signal de parole codé à bas débit objet de la présente invention ont été décrits dans le cas où le codage de type CELP met en oeuvre des vecteurs de base de type  $n$ -aire, le nombre  $n$  n'étant en principe pas limité. Bien entendu, un mode de réalisation préférentiel a été donné dans le cas où  $n=3$  les vecteurs de base étant ainsi des vecteurs ternaires.

Toutefois un mode de réalisation basé sur le même principe a pu être réalisé pour des vecteurs pour lesquels  $n=5$ . Le dictionnaire  $Y$  est alors réalisé à partir d'un alphabet à cinq symboles, les valeurs obtenues étant par exemple, de manière non limitative, le symbole 0, le symbole 0,5 et le symbole 1 plus les symboles symétriques -0,5 et -1, ce qui peut être ramené à des valeurs entières quelconques par changement d'échelle..

Dans la mise en oeuvre d'un dictionnaire à cinq symboles on a pu ainsi réaliser un procédé et un système de transmission à débit variable pouvant atteindre jusqu'à 24 Kbits par seconde.

## Revendications

30

1. Procédé de transmission d'un signal de parole à bas débit comportant un processus de codage d'échantillons numériques de parole par prédiction linéaire excitée par codes, pour engendrer un signal de code, un processus de transmission du signal de code et un processus de décodage de signal de code reçu, le processus de codage correspondant à un processus dans lequel une forme d'onde représentée par un bloc d'échantillons comportant  $L$  valeurs d'échantillons et constituant un vecteur initial ( $o$ ) de dimension  $L$  est représenté, à partir d'un filtre de synthèse, par une forme d'onde de référence sélectionnée parmi un dictionnaire de formes d'onde de référence formant chacune un vecteur de référence ( $v$ ) sur critère d'écart quadratique minimum dudit vecteur initial ( $o$ ) vis-à-vis de ladite forme d'onde ou vecteur de référence ( $v$ ),  $\min \|x-H.v\|^2$ , où  $x$  représente un vecteur cible obtenu par pondération perceptuelle dudit vecteur initial ( $o$ ) et  $H$  représente une matrice de dimension  $L \times L$  de réponse impulsionnelle issue du produit du filtre de synthèse et de la pondération perceptuelle linéaire, caractérisé en ce que ledit critère de sélection consiste :

– à établir un dictionnaire factorisé en produit d'un premier dictionnaire  $Y$  de vecteurs de base  $y_i$ , de forme  $n$ -aire  $\{-n/2, \dots, 0, \dots, n/2\}$ ,  $n$  étant un nombre impair et  $n/2$  désignant la division entière de  $n$  par deux, de dimension  $L$  ces vecteurs de base étant chacun corrigé par un facteur d'échelle  $\gamma_i$  tenant compte de la distribution de l'énergie d'excitation dans le domaine de fréquence du signal et d'un deuxième dictionnaire  $G(y)$  de gains  $g_k$  adaptatifs, de façon à représenter ainsi le dictionnaire de formes d'ondes ou vecteurs de référence, chaque vecteur de référence vérifiant la relation  $v_{k,i} = g_k \cdot \gamma_i \cdot y_i$ ,  
 – à établir la valeur minimum de l'écart quadratique  $\min \|x - g_k \cdot H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$  par le calcul du maximum de  $C(g_k, \gamma_i, y_i) = 2 g_k < x \cdot H \cdot \gamma_i \cdot y_i > - g_k^2 \|H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$  par calcul de tous les produits scalaires  $< x \cdot H \cdot \gamma_i \cdot y_i >$  et de toutes les énergies perceptuelles  $\|H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$ , ce qui permet d'attribuer au vecteur initial ( $o$ ) le vecteur de référence optimal correspondant  $v_{k^*, i^*}$  avec  $v_{k^*, i^*} = g_{k^*} \cdot \gamma_{i^*} \cdot y_{i^*}$ , ce vecteur de référence optimal étant représenté par les seules valeurs des paramètres d'indice ( $k^*, i^*$ ) satisfaisant au critère  $\min \|x - g_k \cdot H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$ .

55

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite valeur minimum de l'écart quadratique  $\min \|x - g_k \cdot H \cdot \gamma_i \cdot y_i\|^2$  est évaluée par sélection de l'élément de gain  $g_k$  correspondant du deuxième dictionnaire  $G(y)$  permettant de rendre minimum la différence  $g - g_{k^*}$  où  $g$  vérifie la relation :

$$g = \frac{\langle x | H.y_i.y_i \rangle}{\| H.y_i.y_i \|^2}$$

3. Procédé selon l'une des revendications 1 ou 2, caractérisé en ce que ledit premier dictionnaire Y de vecteurs de base  $y_i$ , de forme n-aire  $\{-n/2, \dots, 0, \dots, n/2\}$  de dimension L comprend tous les vecteurs de base dont les L composantes ont pour valeur l'une des valeurs  $(-n/2, \dots, 0, \dots, n/2)$  à l'exception du vecteur nul, l'indice i des vecteurs de base étant pris égal à la valeur en base n de chaque vecteur de base après transcodage des valeurs  $(-n/2, \dots, 0, \dots, n/2)$  en valeur correspondante  $(0, 1, 2, \dots, n)$ .
4. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce que l'ensemble des vecteurs de base  $y_i$  constituant ledit dictionnaire Y est défini à partir des  $\frac{n}{2} \cdot L$  vecteurs impulsion, dont une seule composante  $a_j$  d'ordre j avec  $j \in [0, L-1]$  est égale à  $-1, -2 \dots -n/2$ , à chaque vecteur impulsion étant associés les vecteurs de base apparentés présentant des valeurs de composante d'ordre  $q \cong j$  identiques, chaque vecteur apparenté à un vecteur impulsion de rang q avec  $q = j$  pour  $a_j \neq 0$  étant obtenu par combinaison linéaire dudit vecteur impulsion de rang q et des vecteurs impulsion ou apparentés de rang q supérieur.
5. Procédé selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que, pour chaque vecteur de base  $y_i$ , le facteur d'échelle  $\gamma_i$  qui lui est associé est déterminé expérimentalement, à partir d'une pluralité N de trames constituées par L valeurs de signal de parole et formant une base de données, le facteur d'échelle  $\gamma_i$  pour chaque vecteur de base  $y_i$  étant choisi de façon à rendre minimum, pour la trame considérée, le résidu de filtrage desdites trames.
6. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que, afin d'assurer la transmission du signal de parole à bas débit, le processus de transmission consiste à transmettre comme signal de code les seules valeurs des indices  $(k^*, i^*)$  représentatives de chaque vecteur de référence  $v_{k^*, i^*}$ .
7. Procédé selon la revendication 1 et 2, caractérisé en ce que, afin d'assurer le décodage du signal de code, ce processus consiste :
- à discriminer (1000) les valeurs des indices  $k^*, i^*$  constituant le signal de code,
  - à décomposer (1001) la valeur de l'indice  $i^*$ , représentatif du vecteur de référence optimal en base n pour régénérer le vecteur de base correspondant  $y_i^*$ ,
  - à effectuer (1002), à partir de la valeur de l'indice  $i^*$  et du facteur d'échelle  $\gamma_i^*$  correspondants, une correction du vecteur de base correspondant régénéré pour constituer le vecteur de référence  $v_{k^*, i^*} = \gamma_i^* \cdot y_i^*$ ,
  - à effectuer une opération de filtrage de synthèse (1003) du vecteur de référence pour engendrer le signal de parole reconstruit.
8. Procédé selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que préalablement au filtrage de synthèse, chaque vecteur de référence  $v_{k^*, i^*}$  est pondéré (1004) par un facteur de niveau prédit  $\sigma$  représentatif de l'énergie moyenne du signal d'excitation estimé sur au moins trois vecteurs excitation antérieurs successifs.
9. Système de transmission d'un signal de parole à bas débit comportant un circuit de codage d'échantillons numériques de parole par prédiction linéaire excitée par codes pour engendrer un signal de code, un circuit de transmission de ce signal de code, et un circuit de décodage du signal de code transmis, le circuit de codage comprenant un filtre de synthèse permettant de représenter une forme d'onde constituée par un bloc d'échantillons constituant un vecteur initial (o), par une forme d'onde de référence sélectionnée parmi un dictionnaire de formes d'onde de référence formant chacune un vecteur de référence (v) sur critère d'écart quadratique minimum dudit vecteur initial (o) vis à vis de la forme d'onde ou vecteur de référence (v), des moyens de pondération perceptuelle dudit vecteur initial (o) pour engendrer un vecteur cible x à partir du dit vecteur initial (o), ledit critère d'écart quadratique minimum du vecteur initial (o) vis à vis de ladite forme d'onde ou vecteur de référence (v) étant de la forme  $\min \|x - H.v\|^2$  où H représente une matrice de dimension LxL de réponse impulsionnelle issue du produit dudit filtre de synthèse et de ladite pondération perceptuelle linéaire, caractérisé en ce que afin de mettre en oeuvre ledit critère de sélection, ledit circuit de codage comporte :
- des moyens (1) générateurs d'un premier dictionnaire Y de vecteurs de base  $y_i$  de forme n-aire  $(-n/2, \dots, 0, \dots, n/2)$  de dimension L,

- des moyens (2) correcteurs desdits vecteurs de base  $y_i$  par un facteur d'échelle  $\gamma_i$ , ce facteur d'échelle tenant compte de la distribution de l'énergie d'excitation dans le domaine de fréquence du signal, les dits moyens correcteurs permettant d'engendrer un vecteur de base corrigé  $\bar{y}_i = \gamma_i \cdot y_i$  pour chaque vecteur de base  $y_i$ ,
- 5 – des moyens (3) générateurs d'un deuxième dictionnaire  $G(y)$  de gains adaptatifs  $g_k$ , comprenant des moyens (30) multiplicateurs permettant à partir des dits vecteurs de base corrigés  $\bar{y}_i$  et des valeurs de gain  $g_k$  d'engendrer lesdits vecteurs de référence  $v_{k,i} = g_k \cdot \bar{y}_i$ ,
- des premiers moyens (80) de calcul du produit  $2g_k \langle x | H \cdot \bar{y}_i \rangle$  où  $\langle x | H \cdot \bar{y}_i \rangle$  désigne le produit scalaire dudit vecteur cible  $x$  et du vecteur reconstitué pondéré perceptuellement obtenu par le produit de la matrice  $H$  et du vecteur de base corrigé  $\bar{y}_i$ , lesdits premiers moyens de calcul délivrant un premier résultat de calcul ( $r_1$ ),
- 10 – des deuxièmes moyens (81) de calcul de l'énergie du vecteur reconstitué pondéré perceptuellement  $g_k^2 \|H \cdot \bar{y}_i\|^2$  les dits deuxièmes moyens de calcul délivrant un deuxième résultat de calcul ( $r_2$ ),
- des moyens (82) de comparaison desdits premiers et deuxièmes résultats de calcul, ce qui permet de déterminer, par discrimination des valeurs des indices  $i, k$ , les indices  $i^*$  et  $k^*$  pour lesquels le critère de minimum de l'écart quadratique est satisfait, le vecteur de référence correspondant  $v_{k^* i^*}$  avec  $v = g_k \cdot \bar{y}_i$  étant représenté par les seules valeurs des indices  $k^*, i^*$ .

10. Système selon la revendication 9, caractérisé en ce que le circuit de transmission permet la transmission, en tant que signal de code représentatif du signal de parole, des seules valeurs des indices  $k^*$  et  $i^*$ .

11. Système selon la revendication 9, caractérisé en ce que le circuit de décodage comprend :
- des moyens (10) de discrimination des valeurs des indices  $i^*, k^*$  du signal de code reçu,
  - des moyens (11) générateurs d'un dictionnaire  $G(y)$  de gains adaptatifs  $g_k^*$  à partir des valeurs  $k^*$  discriminées,
  - 25 – des moyens (12) générateurs du facteur d'échelle  $\gamma_i^*$  correspondant,
  - des moyens (12a) multiplicateurs pour engendrer un coefficient produit  $\sigma \cdot g_k^* \cdot \gamma_i^*$  à partir des valeurs  $i^*, g_k^*$  et d'un coefficient de niveau prédit  $\sigma$ ,
  - des moyens (13) de décomposition en base  $n$  de la valeur d'indice  $i^*$ ,
  - 30 – des moyens (14) générateurs du vecteur de base régénéré

$$\hat{y}_{i^*}$$

correspondant à la valeur  $i^*$  par transcodage des composantes en base  $n$  de la valeur d'indice  $i^*$ , à chaque valeur  $n, \dots, 2, 1, 0$  d'expression en base  $n$  de la valeur d'indice  $i^*$  étant associée respectivement la valeur  $\{-n/2, \dots, 0, \dots, n/2\}$  ce qui permet d'engendrer un vecteur de référence régénéré

$$\hat{v}_{k^*, i^*},$$

40 un filtre de synthèse permettant à partir du vecteur de référence régénéré

$$\hat{v}_{k^*, i^*}$$

d'engendrer le signal de parole reconstruit.

12. Système selon l'une des revendications 9 à 11, caractérisé en ce que ledit circuit de codage, respectivement de décodage comporte en outre, en amont du filtre de synthèse, un circuit de correction du vecteur de référence  $\hat{v}_{k^*, i^*}$  respectivement vecteur de référence régénéré

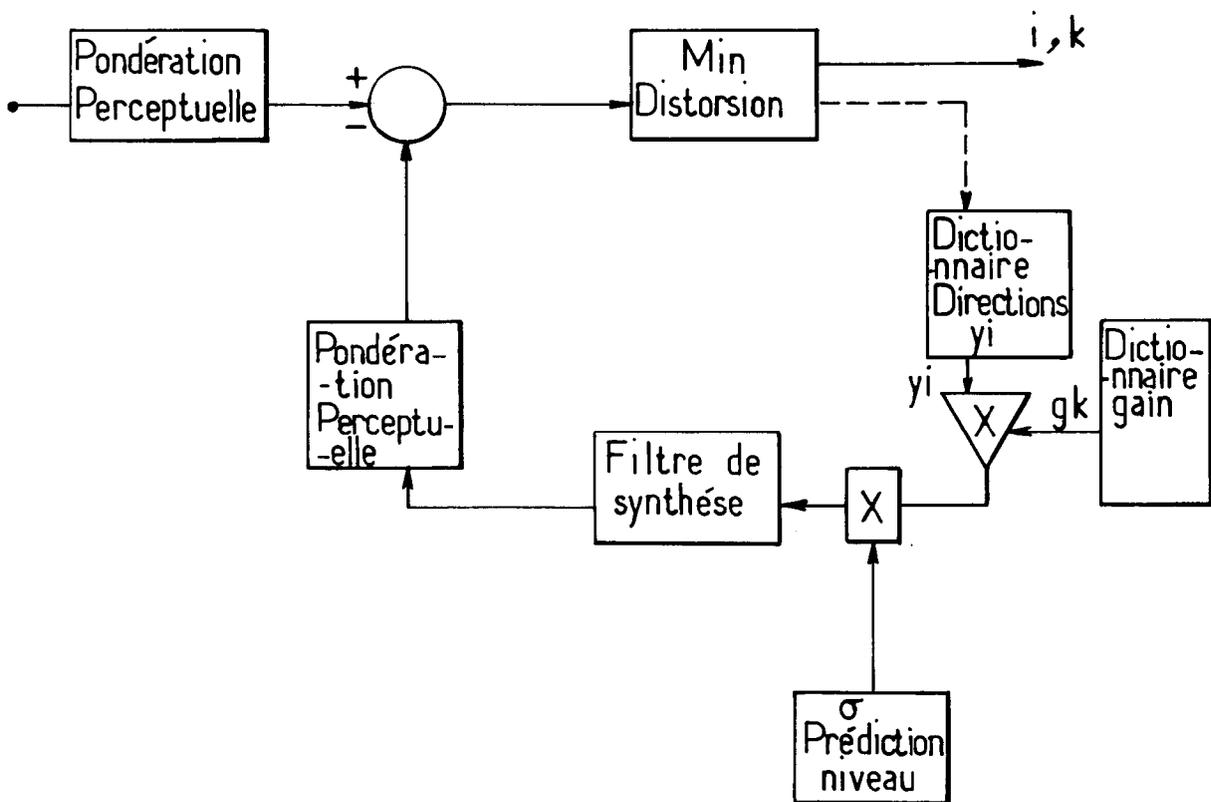
$$\hat{v}_{k^*, i^*}$$

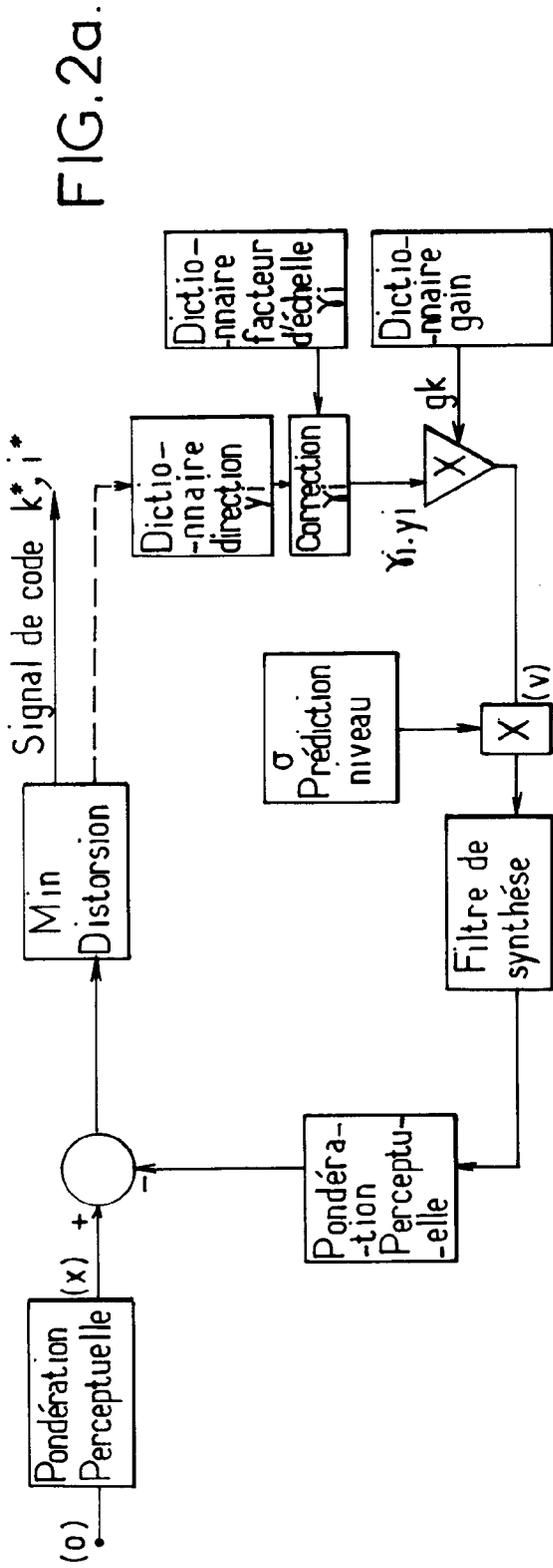
par un facteur de niveau prédit représentatif de l'énergie moyenne du signal d'excitation estimé sur au moins trois vecteurs d'excitation antérieurs successifs.

FIG.1a ART ANTERIEUR



FIG.1b . ART ANTERIEUR





**FIG. 2b.**

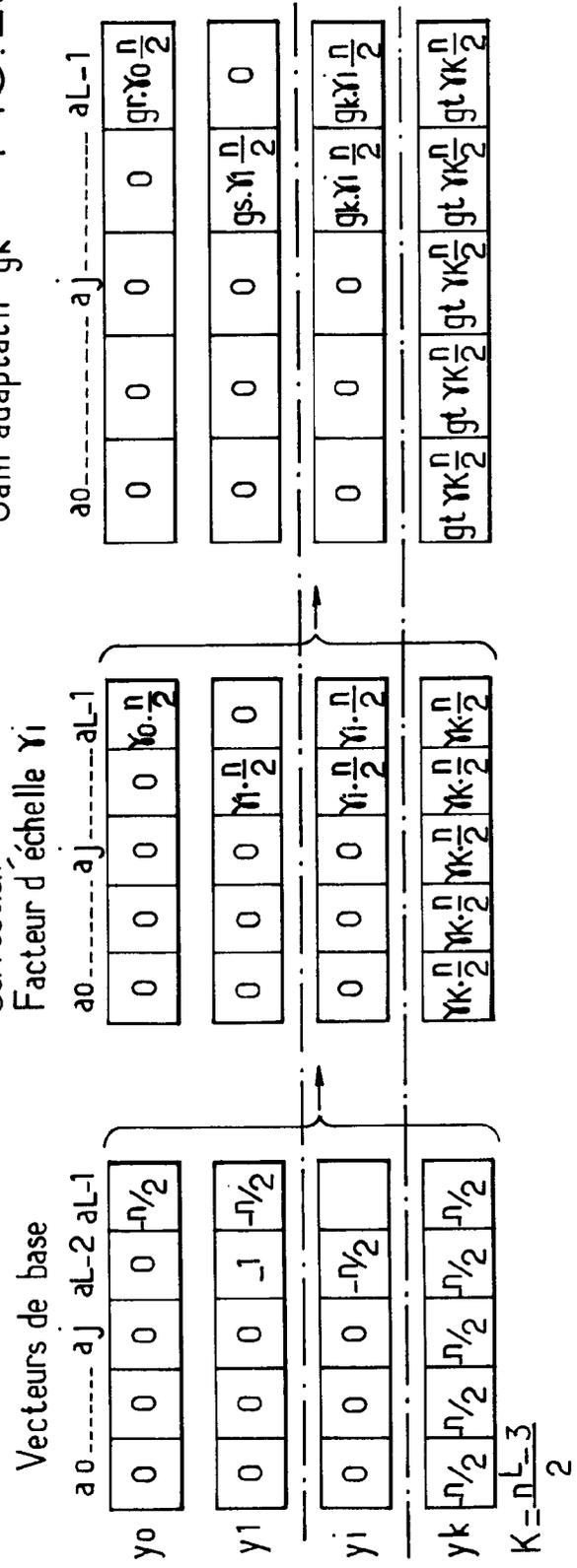


FIG.3a.

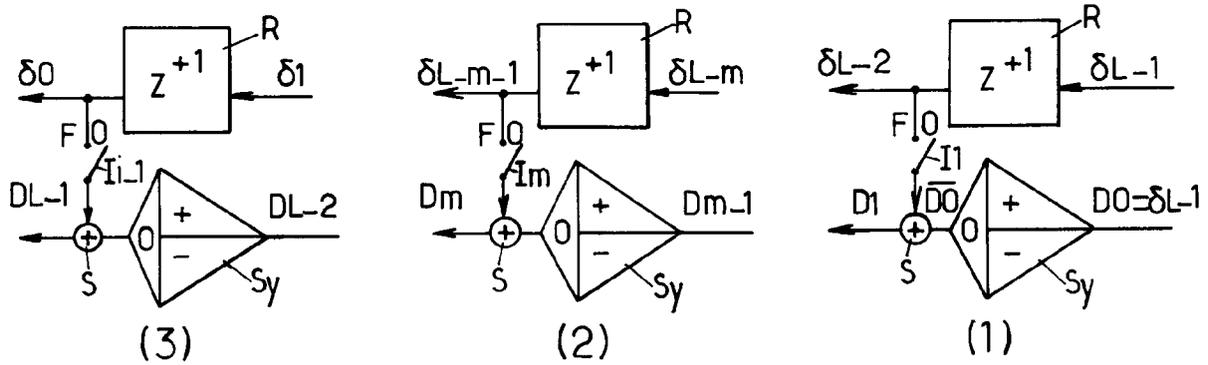


FIG.3b.

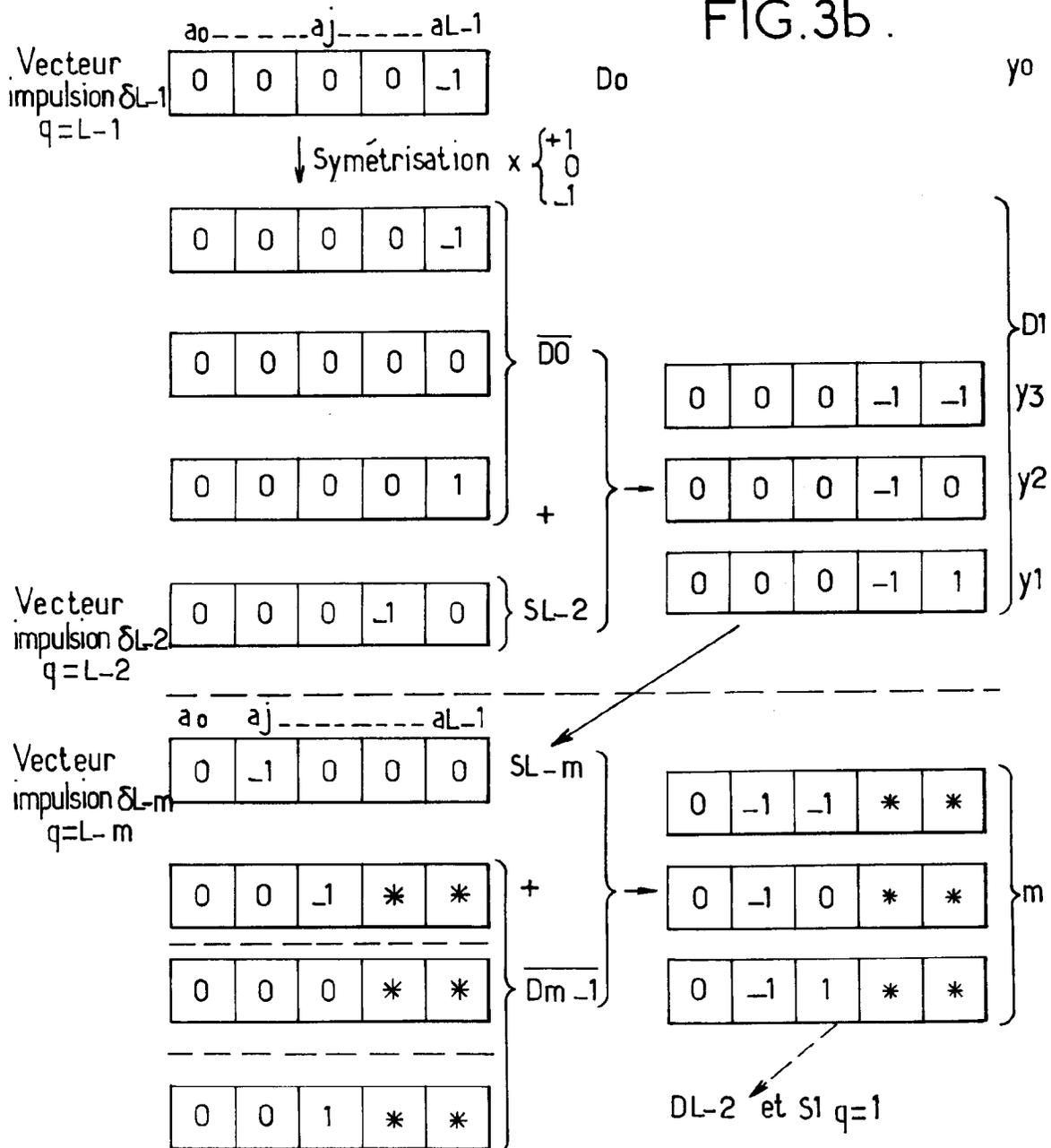


FIG.4.

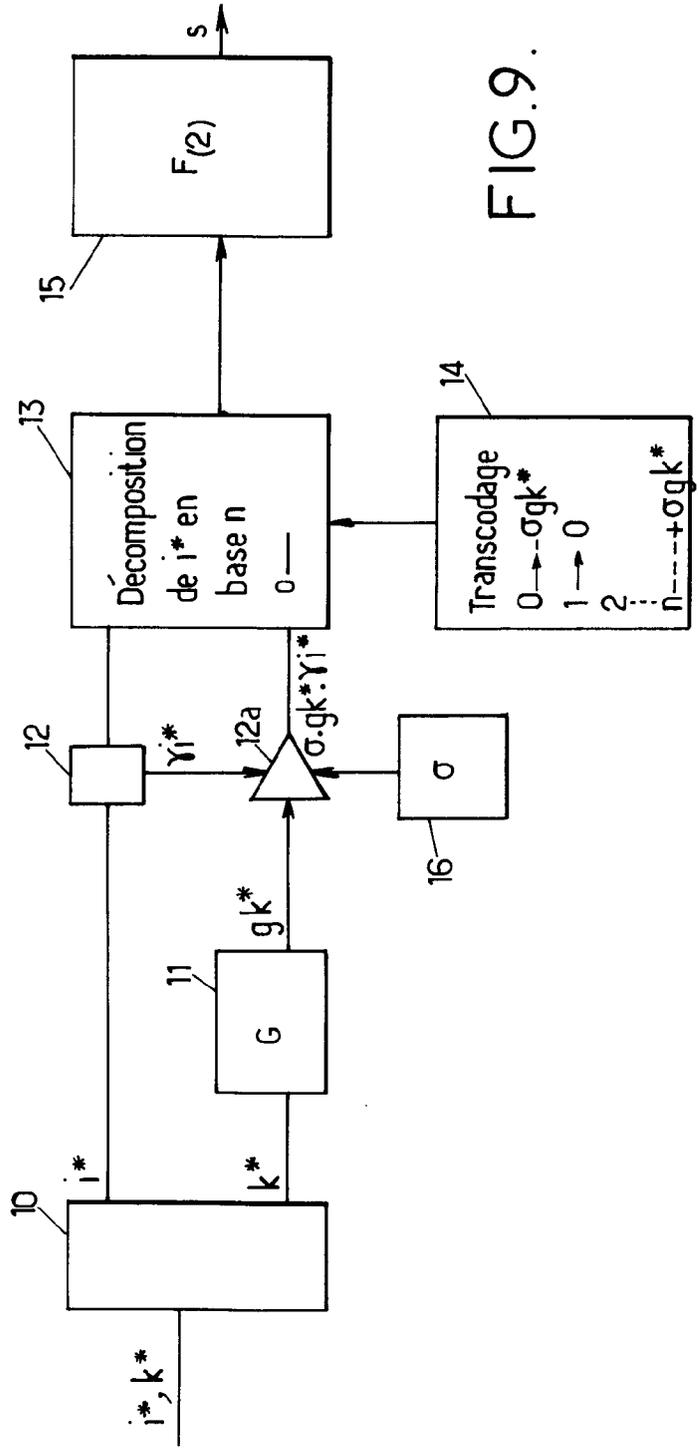
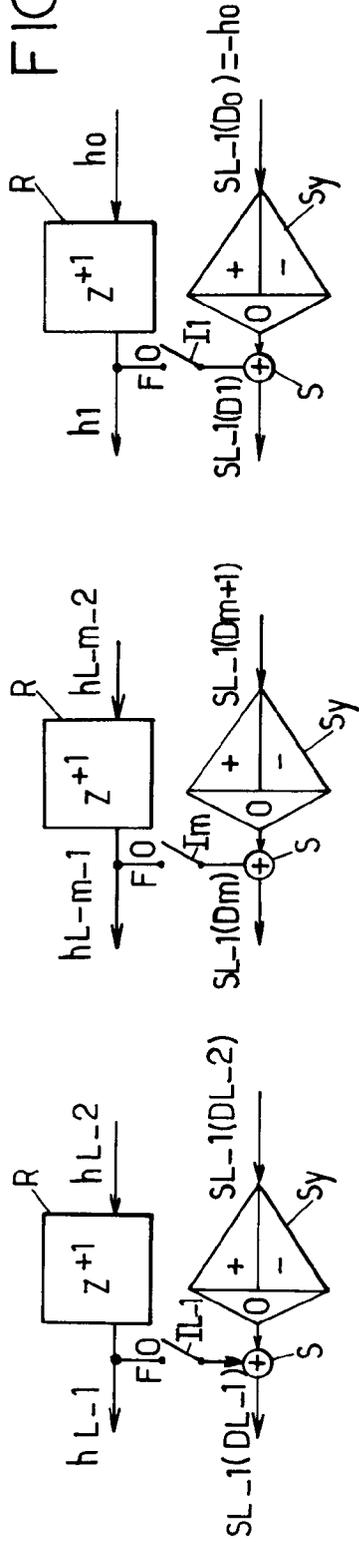


FIG.9.



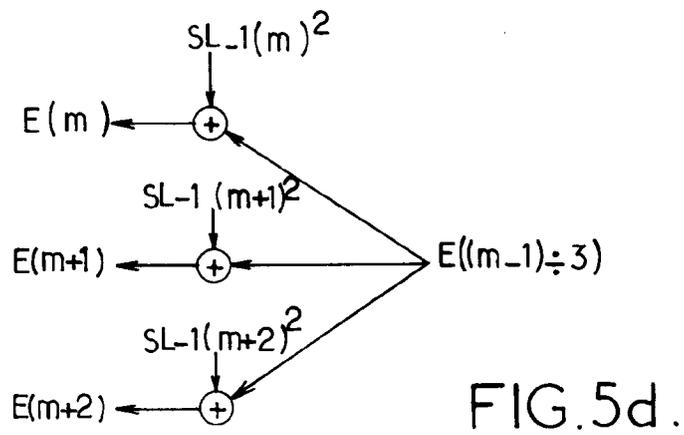
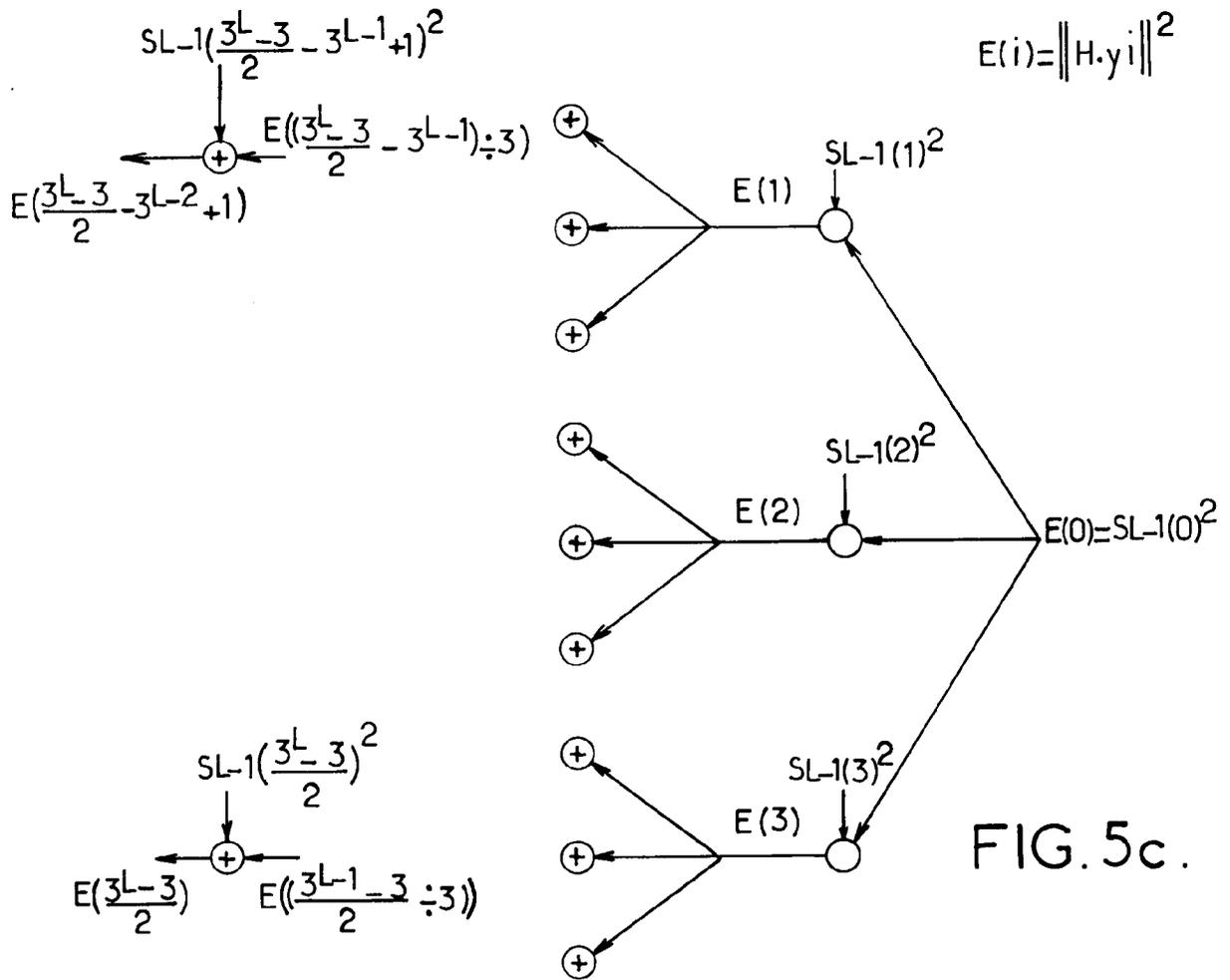


FIG. 6.

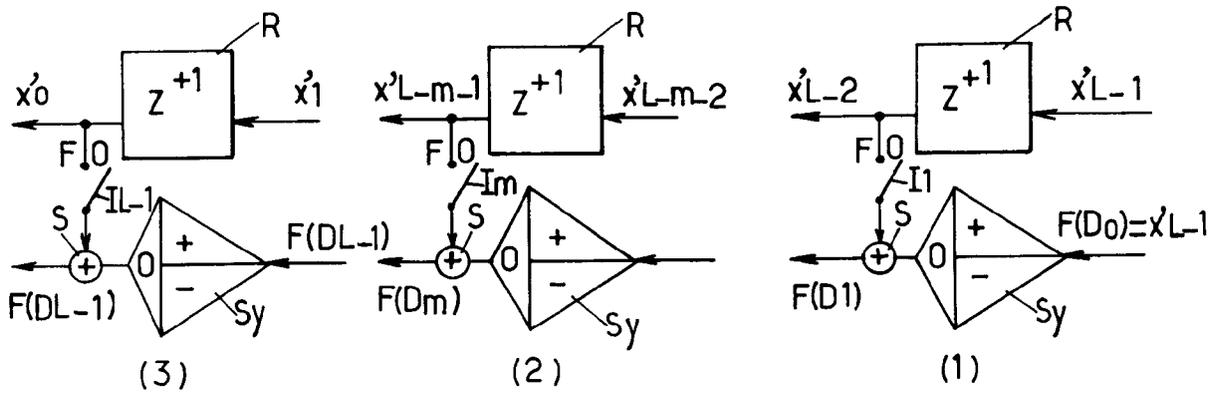
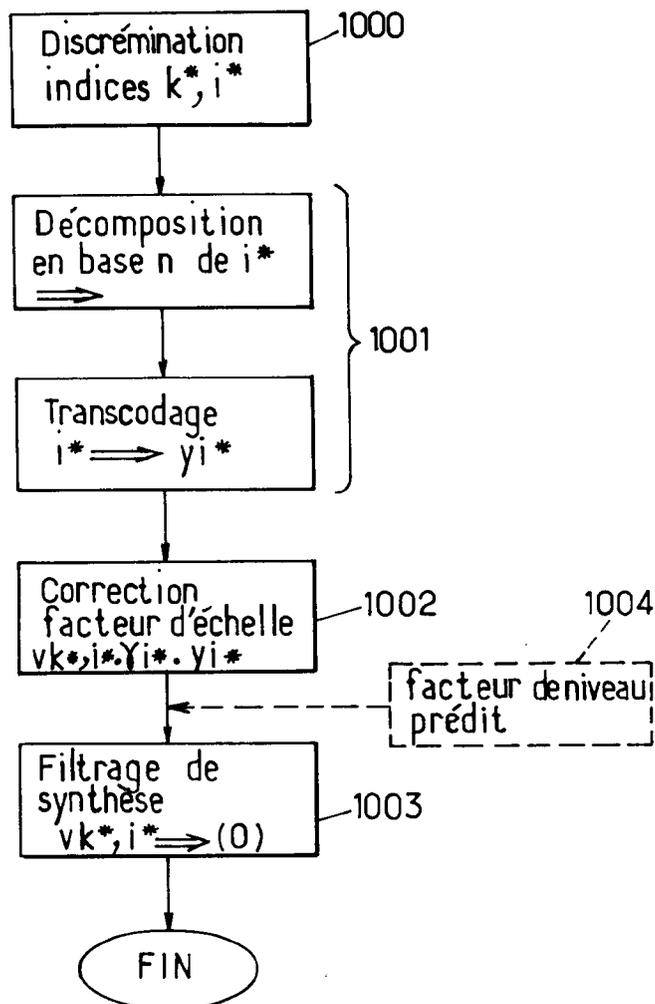


FIG. 7.



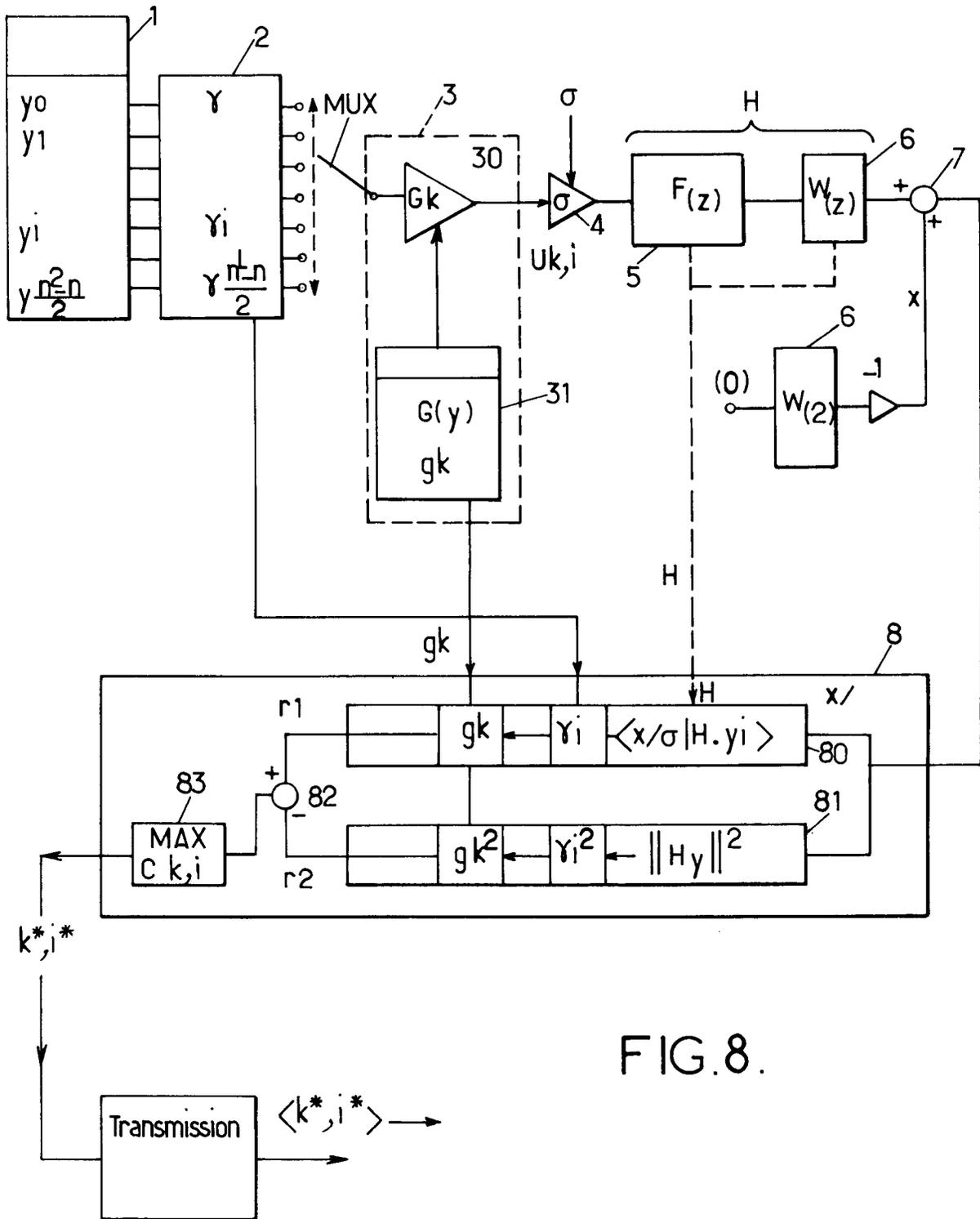


FIG. 8.