

**BANCS DE FILTRES NUMERIQUES
POUR L'ANALYSE ET LA SYNTHESE DES SIGNAUX**

J. MASSON

T.R.T. Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques
BP21, 92352 LE PLESSIS ROBINSON CEDEX - FRANCE

RESUME

Les bancs de filtres numériques pour l'analyse et la synthèse des signaux ont été largement étudiés ces dernières années en vue de leur application au codage de la parole en sous-bandes. Dans ce contexte, les conditions de sous-échantillonnage maximal et de reconstitution complète de la bande amènent d'inévitables repliements de spectre. Les filtres miroir en quadrature (FMQ) permettent, pour deux sous-bandes, d'annuler les repliements lors de la synthèse. Depuis cette découverte, les études ont porté sur la généralisation de ce concept aux bancs de plus de deux sous-bandes.

Nous présentons dans cet article les principaux résultats récents et, notamment, ceux concernant les bancs de filtres à implantation efficace et les bancs de filtres parfaits.

INTRODUCTION

La décennie écoulée a vu se développer les travaux sur les bancs de filtres numériques permettant l'analyse d'un signal en N signaux de sous-bande puis la synthèse du signal à partir des signaux de sous-bande. Ces recherches ont été motivées, pour une large part, pour les applications au codage de la parole en sous-bandes. Dans ce contexte, on utilise des bancs de filtres à sous-échantillonnage maximal, c'est à dire que la fréquence d'échantillonnage des signaux de sous-bande est N fois plus faible que celle du signal original. Cela permet d'avoir le même nombre d'échantillons avant et après analyse ce qui est nécessaire en vue de la compression de l'information. Cette condition pose inévitablement des problèmes de repliements de spectre sous la condition de reconstitution complète de la bande après synthèse.

La découverte des bancs de filtres miroir en quadrature [1] a permis de donner une solution au problème dans le cas de deux sous-bandes et a ainsi initialisé la recherche dans ce domaine. La généralisation à $N = 2^m$ sous-bandes s'effectue à l'aide d'une structure arborescente en faisant subir analyses et synthèses aux signaux de sous-bande eux-mêmes. La complexité de réalisation obtenue avec une telle structure est malheureusement très importante quand N devient grand ($N > 8$) et les travaux qui ont suivi ont eu pour but la réduction de complexité pour un nombre élevé de sous-bandes.

L'idée consiste à moduler un filtre unique dit "filtre prototype" pour obtenir tous les filtres du banc. Les premières structures proposées [2] [3], imposaient une relation du type $N_c = 1.N$ où N_c est le nombre de coefficients du filtre prototype et 1 un entier. La généralisation levant cette contrainte suivait peu après [4] [5]. La réalisation efficace utilise une structure en réseaux polyphasés associés à une transformée de Fourier, développée dix ans auparavant dans le domaine des télécommunications pour les transmultiplexeurs [6].

Dans les applications au codage de la parole, les imperfections dues aux bancs de filtres (distorsions d'amplitude pour les filtres miroir en quadrature, repliements non parfaitement compensés pour les filtres obtenus par modulation ou distorsions de phase pour les structures récursives) sont de

ABSTRACT

Digital filter banks for signal analysis and synthesis have been extensively studied during past years for use in subband speech coders. In this context, the conditions which must hold are maximally decimation as well as complete band reconstruction. Under these conditions, aliasing components may appear in the synthesized signal. Quadrature mirror filters (QMF) for two subbands, remove these aliasing components. Since this discovery, the concept of QMF has been generalized to filter banks having more than two subbands.

This paper presents the main recent results and specially those concerning efficient implemented filter banks and perfect filter banks.

second ordre par rapport aux imperfections dues à la quantification des signaux de sous-bande. Néanmoins, certains chercheurs se sont posés la question de l'existence de bancs de filtres parfaits, c'est à dire que le signal après synthèse est strictement égal au signal original à un retard près.

Une solution a été apportée pour le cas de deux sous-bande [7] et la généralisation à $N > 2$ recevait peu de temps après une solution [8] aboutissant à des filtres qui, malheureusement n'en étaient pas forcément (pas de contraintes explicites sur l'atténuation hors-bande par exemple). Une autre solution vient dernièrement de voir le jour [9] utilisant des filtres à réponse impulsionnelle finie tant à l'analyse qu'à la synthèse, ayant même longueur et qui, de plus, permettent d'obtenir de bonnes qualités de filtrage.

Dans la première partie, nous nous intéressons au cas $N = 2$ et comparons la structure classique FMQ [1] et la structure parfaite dite "filtres conjugués en quadrature" (FCQ) [7], [10]. La deuxième partie est consacrée aux bancs de filtres construits sous forme arborescente. Nous abordons dans la troisième partie les structures parallèles à modulation et leur implantation. Enfin nous présentons dans la dernière partie les bancs de filtres parfaits à structure parallèle.

1. BANCS DE FILTRES A DEUX SOUS-BANDES

La figure 1 montre un banc de filtres à 2 sous-bandes à sous-échantillonnage maximal. Les signaux de sous-bande $x_0(.)$ et $x_1(.)$ sont obtenus après sous-échantillonnage des signaux issus des filtrages passe-bas (H_0) et passe-haut (H_1) du signal $x(.)$. La transformée en Z des signaux $x_0(.)$ et $x_1(.)$ s'écrit de la manière suivante [10] :

$$\begin{cases} X_0(Z^2) = \frac{1}{2} [H_0(Z) X(Z) + H_0(-Z) X(-Z)] & (1a) \\ X_1(Z^2) = \frac{1}{2} [H_1(Z) X(Z) + H_1(-Z) X(-Z)] & (1b) \end{cases}$$

La synthèse du signal $x(.)$ s'effectue par sur-échantillonnage de $x_0(.)$ et $x_1(.)$, filtrages passe-bas (G_0) et passe-haut (G_1) puis sommation des sorties.



L'équation liant $\hat{x}(\cdot)$ à $x(\cdot)$ peut s'écrire de la façon suivante :

$$\hat{X}(Z) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} H_0(Z) & G_0(Z) + H_1(Z) & G_1(Z) \end{bmatrix} X(Z) + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} H_0(-Z) & G_0(Z) + H_1(-Z) & G_1(Z) \end{bmatrix} X(-Z) \quad (2)$$

La condition d'absence de repliements de spectre dans le signal $\hat{x}(\cdot)$ est que la deuxième partie de l'équation (2) soit nulle, soit :

$$H_0(-Z) G_0(Z) + H_1(-Z) G_1(Z) = 0 \quad (3)$$

Sous cette condition, la réponse composite du banc $C(Z) = \hat{X}(Z)/X(Z)$ pour assurer une reconstitution parfaite du signal doit être égale à un retard pur, soit :

$$C(Z) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} H_0(Z) & G_0(Z) + H_1(Z) & G_1(Z) \end{bmatrix} = Z^{-n_0} \quad (4)$$

L'équation (4) est appelée condition de quadrature. Croisier, Esteban et Galand ont donné [1] une solution satisfaisant l'équation (3) qui a été dénommée "Filtres Miroir en Quadrature". L'aspect "miroir" provient du fait que la réponse en fréquence du filtre passe-haut H_1 est choisie comme symétrique de la réponse en fréquence du filtre passe-bas H_0 par rapport à la droite passant au quart de la fréquence d'échantillonnage. Chaque filtre du banc se déduit du filtre H_0 qui est choisi à réponse impulsionnelle finie (RIF) et à phase linéaire (voir tableau 1). On peut montrer [12] que la condition de quadrature (éq. (4)) ne peut, dans ce cas, avoir de solutions exactes que pour des cas triviaux sans intérêt. Pour déterminer les coefficients du filtre H_0 , on a recours à des programmes d'optimisation incluant explicitement la contrainte (4) dans la fonctionnelle à minimiser ainsi qu'une contrainte d'atténuation hors-bande [13] [14].

Récemment, Smith et Barnwell ont donné une solution exacte au problème en abandonnant la propriété de phase linéaire pour le filtre passe-bas H_0 [7], [11]. Il suffit alors de prendre comme filtre de synthèse une copie retournée du filtre d'analyse correspondant pour assurer une phase linéaire de la réponse composite. Cette nouvelle structure a été dénommée par leurs auteurs "Filtres Conjugués en Quadrature" (FCQ ou CQF en anglais). Tous les filtres du banc se déduisent également du seul filtre passe-bas H_0 dont les coefficients s'obtiennent par factorisation d'un filtre RIF demi-bande à phase linéaire et dont les zéros sur le cercle unité sont doubles.

On voit donc que les bancs de FCQ sont à priori beaucoup plus intéressants. Néanmoins, pour les applications pratiques, il faut souligner d'une part que les bancs de FMQ peuvent être implantés avec une complexité de calcul réduite de moitié par rapport aux

FCQ [15] et que, d'autre part, les distorsions d'amplitude peuvent généralement être rendues négligeables. Nous donnons dans le tableau 1 les principales caractéristiques des FMQ et FCQ.

2. BANCS DE FILTRES A STRUCTURE ARBORESCENTE

Dans le cas d'un partage d'un signal en un nombre de sous-bandes égal à une puissance de 2, nous pouvons procéder par itérations et obtenir une structure arborescente. Nous pouvons obtenir donc, grâce à l'emploi de FCQ, un banc de filtres parfait. Dans le cas d'une réalisation à l'aide de FMQ, le signal de synthèse sera exempt de repliements mais aura subi les distorsions d'amplitude de la réponse composite.

Les inconvénients d'une telle structure sont d'une part la complexité de réalisation en terme de nombre d'opérations et, d'autre part, le retard important pouvant être gênant, notamment dans les applications de codage de la parole. Galand [22] a mis au point une méthode de simplification basée sur le calcul de la forme parallèle équivalente à la forme arborescente en effectuant les convolutions successives sur chacune des branches de l'arbre. La réduction de complexité se fait par troncature pondérée des réponses impulsionnelles ainsi obtenues, perdant par ce fait la propriété d'annulation complète des repliements mais dont le niveau est contrôlable.

Nous allons décrire maintenant une structure de bancs de filtres implantée sous forme parallèle (voir figure 2) dans laquelle chaque filtre du banc est obtenu par modulation d'un filtre unique. L'efficacité d'une telle structure tient dans l'élimination de la redondance du banc par la séparabilité entre filtrage et modulation.

3. BANCS DE FILTRES OBTENUS PAR MODULATION

Nous limiterons notre analyse aux bancs de filtres réels et à réponse composite à phase linéaire. Pour les bancs de filtres obtenus par modulation à l'aide de la TFD, nous renvoyons le lecteur aux références [16], [17] et [18].

L'idée de former un banc de filtres par modulation a été appliquée dans les télécommunications aux transmultiplexeurs [6] permettant la conversion d'un multiplex temporel en un multiplex en fréquence et réciproquement.

Dans cette application, la contrainte est de couper la bande du multiplex en fréquence en canaux disjoints pour éviter les problèmes de diaphonie entre voies de communication. L'adaptation de cette technique à l'analyse et à la synthèse des signaux avec reconstitution complète de la bande est assez récente. C'est Nussbaumer [2] qui en a donné une première version

BANCS DE FILTRES	FMQ Croisier-Esteban-Galand [1]	FCQ Smith-Barnwell [11]
Composition du banc $\left\{ \begin{array}{l} H_0(Z) \quad G_0(Z) \\ H_1(Z) \quad G_1(Z) \end{array} \right.$	$\begin{array}{cc} H_0(Z) & H_0(Z) \\ H_0(-Z) & -H_0(-Z) \end{array}$	$\begin{array}{cc} H_0(Z) & Z^{-(N-1)} \cdot H_0(Z^{-1}) \\ Z^{-(N-1)} \cdot H_0(Z^{-1}) & -H_0(-Z) \end{array}$
Type du filtre H_0 (nombre de coefficients = N_c)	RIF, symétrique, N_c pair	RIF, non symétrique, N_c pair
Réponse Composite $C(Z)$	$\frac{1}{2} [H_0^2(Z) - H_0^2(-Z)]$	$\frac{1}{2} [H_0(Z)H_0(Z^{-1}) + H_0(-Z)H_0(-Z^{-1})] Z^{-(N-1)}$
Caractéristiques spectrales $\left\{ \begin{array}{l} - \text{Repliements} \\ - \text{Phase de } C(Z) \\ - \text{Amplitude de } C(Z) \end{array} \right.$	Annulés Linéaire Ondulations de niveau contrôlable	Annulés Linéaire Pas de distorsion
Calcul du filtre H_0	Optimisation	Factorisation
Nombre d'opérations* par période d'échantillonnage (banc de filtres complet)	N_c	$2N_c$

* 1 opération = 1 multiplication + 1 addition

TABLEAU 1 - COMPARAISON DES BANCS FMQ ET FCQ (2 SOUS-BANDES)

qu'il a dénommé "Pseudo FMQ" dans la mesure où les repliements ne sont compensés qu'entre canaux voisins. Rothweiler [3], de façon indépendante, découvrirait les "filtres polyphasés en quadrature". Dans ces deux approches, l'analyse a été faite en supposant une relation de proportionnalité explicite [2] ou implicite [3] entre N_c le nombre de coefficients et N le nombre de sous-bandes. Masson et Picel [4] et Chu [5] de façon indépendante ont généralisé les formules en levant cette contrainte de proportionnalité.

Les coefficients $h_k(\cdot)$ des filtres d'analyse et $g_k(\cdot)$ des filtres de synthèse s'obtiennent par modulation d'un filtre unique dit "filtre prototype" $h(\cdot)$, RIF passe-bas symétrique dont la fréquence de coupure à -3 dB est à $f_e/4N$ où f_e est la fréquence d'échantillonnage. Le calcul des coefficients de $h(\cdot)$ se fait par une méthode d'optimisation dérivée de celle utilisée par Johnston [13]. Il faut noter que si $h(\cdot)$ est à phase linéaire, il n'en est pas forcément de même pour $h_k(\cdot)$ et $g_k(\cdot)$. Néanmoins, on montre que $g_k(\cdot)$ est la copie retournée de $h_k(\cdot)$ donnant ainsi une phase linéaire à la réponse composite.

La complexité de réalisation d'un banc d'analyse et de synthèse de N filtres ayant chacun N_c coefficients est de $2N_c f_e \text{ op./s}$. Pour les bancs obtenus par modulation, on peut montrer [4],[19] que l'on peut tirer profit du fait que chaque filtre du banc s'obtient à partir d'un filtre unique. Le résultat est que la réalisation peut se faire de la manière suivante:

- sous-échantillonnage du signal par commutateur sur les N branches,
- filtrage par un réseau polyphasé [6] où chaque filtre s'obtient par sous-échantillonnage d'un facteur N du filtre prototype,
- transformation en cosinus discrète (TCD) des signaux issus du réseau polyphasé.

La réalisation du banc de synthèse se fait de façon réciproque. Le nombre total d'opérations en supposant que la TCD est implantée sans utiliser un algorithme rapide est de $2(N_c/N+N)f_e \text{ op./s}$ qui se compare favorablement à l'approche directe ($N_c f_e \text{ op./s}$).

Nous présentons en figures 3 et 4 le module de la réponse en fréquence des filtres $H_k(Z)$ (identique aux filtres $G_k(Z)$) et celui de la réponse composite pour un banc de 3 filtres et dont le filtre prototype a 15 coefficients. On voit que le banc obtenu n'est pas parfait (0,12 dB d'ondulations) mais que la dégradation est acceptable dans les applications pratiques. D'autre part, les termes de repliement n'étant pas complètement annulés, le système n'est pas invariant dans le temps mais en fait périodique de période N/f_e . C'est à dire que l'on peut calculer N réponses composites dépendant de l'emplacement de l'impulsion de Dirac utilisée pour exciter le système. Cette dépendance est néanmoins très faible dans les applications pratiques.

Il a été montré [16],[17] que le problème de la reconstitution parfaite dans le cas de filtres modulés n'avait pas de solutions RIF pour les filtres de synthèse. Vaidyanathan [9] a trouvé récemment une solution au problème suivant :

Peut-on trouver des filtres RIF $h_k(\cdot)$ et $g_k(\cdot)$ de même longueur dans une structure uniforme et à sous-échantillonnage maximal tels que le signal de sortie soit exactement le signal d'entrée à un retard près sous la contrainte que les filtres aient de bonnes propriétés spectrales (atténuation hors-bande)? La description de l'approche de Vaidyanathan fait l'objet de la dernière partie.

4. BANCS DE FILTRES PARFAITS A STRUCTURE PARALLELE

On montre [7] [8] [9] [10] que la condition de bancs de filtres parfaits s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} H_0(Z) & H_1(Z) & \dots & H_{N-1}(Z) \\ H_0(ZW^{-1}) & H_1(ZW^{-1}) & \dots & H_{N-1}(ZW^{-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_0(ZW^{-N+1}) & \dots & H_{N-1}(ZW^{-N+1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_0(Z) \\ G_1(Z) \\ \vdots \\ G_{N-1}(Z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z^{-n0} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

où la matrice $N \times N$ ($H(Z)$) est appelée "matrice d'annulations de repliement". Les premières tentatives [16], [20] pour trouver les filtres de synthèse ont consisté à inverser la matrice $H(Z)$. Les solutions trouvées ont abouti à des filtres de synthèse de grande longueur et avec de mauvaises caractéristiques spectrales.

Vaidyanathan a montré qu'une condition suffisante de reconstruction parfaite est que la matrice $H(Z)$ soit unitaire pour toute valeur de Z évaluée sur le cercle unité, soit :

$$H(Z) \cdot H(Z)^{T*} = I \quad (6)$$

Sous cette condition, la réponse impulsionnelle des filtres de synthèse s'obtient par retournement de la réponse impulsionnelle du filtre d'analyse correspondant. L'auteur généralise ensuite la notion de réseaux polyphasés en définissant $E_k(Z)$ de la manière suivante:

$$H_k(Z) = \sum_{l=0}^{N-1} Z^{-l} E_{kl}(Z^N) \quad (7)$$

La matrice $E(Z)$ des réseaux polyphasés du banc est définie de la manière suivante :

$$E(Z) = [E_{kl}(Z)] \quad (8)$$

Après avoir trouvé la relation liant $H(Z)$ et $E(Z)$, on montre que $H(Z)$ est unitaire si et seulement si $E(Z)$ l'est. L'approche consiste alors à décomposer $E(Z)$ en un produit de matrices unitaires du type :

$$E(Z) = \prod_i K_i L_i(Z) \quad (9)$$

où K_i est une matrice constante et $L_i(Z)$ une matrice unitaire contenant des éléments de retard Z^{-1} . Par principe, si K_i et $L_i(Z)$ sont unitaires, alors $E(Z)$ le sera également. Il suffit alors de choisir les éléments des matrices K_i pour obtenir des filtres avec les caractéristiques spectrales voulues.

Vaidyanathan développe un exemple où il se limite pour le choix de K_i à des rotations planaires et pour $L_i(Z)$ à des matrices diagonales. Comme pour le calcul du filtre prototype dans les bancs à modulation, il a recours à une procédure d'optimisation non linéaire pour trouver les angles de rotation minimisant une fonctionnelle définie par la somme des énergies hors-bande des filtres du banc.

Par nature, la solution trouvée vérifiera la condition (6) donc de reconstitution parfaite. Pour illustrer ce résultat, nous donnons en figures 5 et 6 l'exemple donné par l'auteur pour $N=3$ et $N_c=14$. Le résultat peut se comparer à l'exemple présenté figures 3 et 4 :

- bande de transition deux fois plus faible (0.1-0.18)
- atténuation deux fois moins forte (18.5 dB-37 dB)
- aucune ondulation (0 dB-0.12 dB).

L'implantation de la solution parfaite en terme de reconstitution, ne bénéficie pas de la simplification apportée dans le cas de bancs obtenus par modulation. Néanmoins, la voie ouverte par Vaidyanathan est riche d'extensions futures.

CONCLUSION

Nous avons présenté différentes structures et solutions récentes au problème de l'analyse et la synthèse des signaux. Pour les aspects non présentés dans cet article, nous renvoyons le lecteur aux références suivantes : [21] pour les bancs de filtres non uniformes, [17] pour les bancs de filtres obtenus par TFD, [23] pour les bancs à sous-échantillonnage non maximal et [24] pour les bancs de FMQ complexes. Les bancs de filtres d'analyse et de synthèse ont été appliqués à divers domaines liés au traitement de la parole. Citons le codage de la parole en sous-bandes [25][26], le brouillage de la parole pour en assurer la confidentialité lors de transmissions analogiques [27] [28] et la réduction de bruit sur un signal de parole [29]. Les développements récents nous montrent qu'il reste encore beaucoup à découvrir sur les bancs de filtres et que les domaines potentiels d'application sont encore vastes.

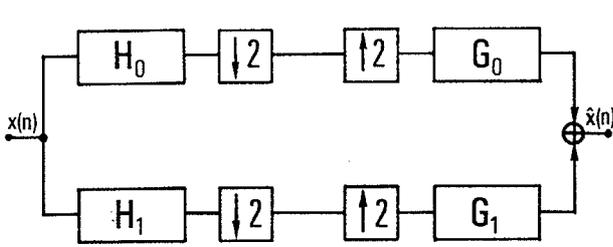


Figure 1 - BANC DE FILTRES A 2 SOUS-BANDES

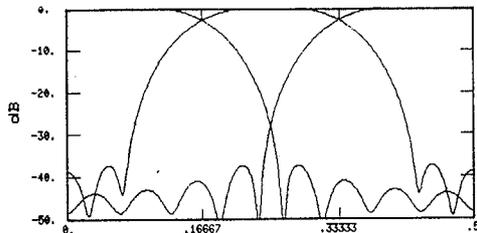
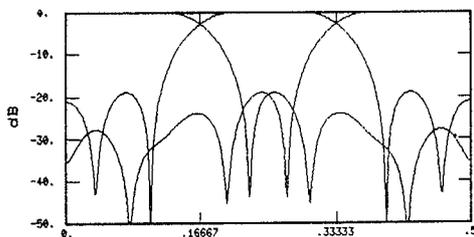
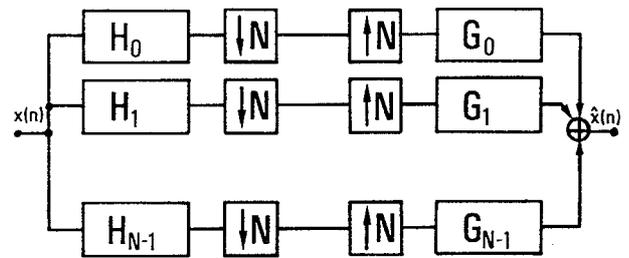
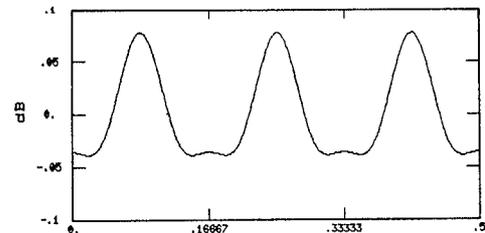
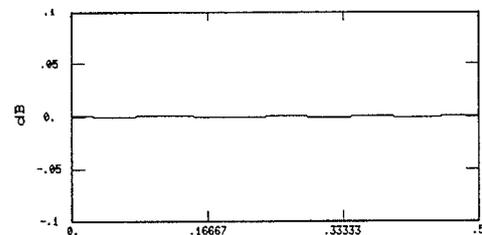
Figure 3 - MODULE DES REponses EN FREQUENCE DES FILTRES D'ANALYSE (N=3, N_c=15) [4]Figure 5 - MODULE DES REponses EN FREQUENCE DES FILTRES D'ANALYSE (N=3, N_c=14) [9]

Figure 2 - BANC DE FILTRES A STRUCTURE PARALLELE

Figure 4 - MODULE DE LA REponse EN FREQUENCE DE LA REponse COMPOSITE (N=3, N_c=15) [4]Figure 6 - MODULE DE LA REponse EN FREQUENCE DE LA REponse COMPOSITE (N=3, N_c=14) [9]

REFERENCES

- [1] A.Croisier, D.Esteban, C.Galand, "Perfect Channel Splitting by Use of Interpolation, Decimation, Tree Decomposition Techniques", Int.Conf. on Information Sciences/Systems, Patras, Aug. 1976.
- [2] H.J.Nussbaumer, "Pseudo QMF Filter Bank", IBM Technical Disclosure Bulletin, Nov. 1981.
- [3] J.H.Rothweiler, "Polyphase Quadrature Filters - A New Subband Coding Technique", Proc. IEEE ICASSP-83, Boston, March 1983.
- [4] J.Masson, Z.Picel, "Flexible Design of Computationally Efficient Nearly Perfect QMF Filter Banks", Proc. IEEE ICASS-85, Tampa, March 1985.
- [5] P.L.Chu, "Quadrature Mirror Filter Design for an Arbitrary Number of Equal Bandwidth Channels", IEEE Trans. ASSP, Feb. 1985.
- [6] M.G.Bellanger, J.L.Daguet, "TDM-FDM Transmultiplexer : Digital Polyphase and FFT", IEEE Trans. on Communications, Sept. 1974.
- [7] M.J.T. Smith, T.P. Barnwell, "A procedure designing exact reconstruction filterbanks for tree structured sub-band coders", Proc. IEEE ICASSP-84.
- [8] M.Vetterli, "Filter banks allowing perfect reconstruction", in Signal Processing, Vol.10, No.3, pp.219-244, April 1986.
- [9] P.P.Vaidyanathan, "Theory and Design of M Channel Maximally Decimated Quadrature Mirror Filters with Arbitrary M, Having Perfect Reconstruction Property", IEEE Trans. on ASSP, April 1987.
- [10] R.E.Crochiere, L.R. Rabiner, Multirate Digital Processing, Englewood cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1983.
- [11] M.J.T.Smith, T.P.Barnwell, "Exact Reconstruction Techniques for Tree-Structured Subband Coders", IEEE Trans. ASSP, June 1986.
- [12] P.P.Vaidyanathan, "On power-complementary FIR filters", IEEE Trans on CAS, Dec. 1985.
- [13] J.D. Johnston, "A filter family designed for use in quadrature mirror filter banks", in Proc. IEEE ICASSP-80, Denver, April 1980.
- [14] V.K.Jain, R.E. Crochiere, "A novel approach to the design of analysis/synthesis filter banks", in Proc. IEEE ICASSP-83, Boston, March 1983.
- [15] C.Galand, "Codage en sous-bandes : théorie et applications à la compression numérique du signal de parole", Thèse d'état, Université de Nice, 1983.
- [16] M.Vetterli, "Filter banks allowing perfect reconstruction", Signal Processing April 1986.
- [17] K.Swaminathan, P.P.Vaidyanathan, "Theory and Design of Uniform DFT, Parallel, Quadrature Mirror Filter Banks", IEEE Trans. on CAS, Dec.86.
- [18] G.Wackersreuther, "On the design of filters for ideal QMF and polyphase filter banks", AEU, Vol. 39, No. 2, pp.123-130, Feb. 1985.
- [19] J.Masson, Z.Picel, C.C. Evci, "Codeur de parole utilisant des bancs de filtres efficaces et des quantificateurs vectoriels", Actes du GRETSI-85, Nice, Mai 1985.
- [20] T.A.Ramstad, "Analysis-synthesis filter banks with critical sampling", Int. Conf. on DSP, Florence, Sept. 84.
- [21] R.V.Cox, "The Design of uniformly and nonuniformly spaced Pseudoquadrature Mirror Filters", IEEE Trans. on ASSP, Oct. 1986.
- [22] C.R. Galand, D.J.Esteban, "Design and evaluation of Parallel Quadrature Mirror Filters (PQMF)", in Proc. IEEE ICASSP-83, Boston, March 1983.
- [23] G.Wackersreuther, "Some new aspects of filters for filter banks", IEEE Trans. on ASSP, Oct.1986.
- [24] C.R.Galand, H.J.Nussbaumer, "New quadrature mirror filter structures", IEEE Trans.on ASSP, June 1984.
- [25] T.Langlais, Z.Picel, "Implantation et évaluation d'un algorithme de codage de parole à 16 kbit/s pour un équipement de radiotéléphone numérique", Actes du GRETSI-87, Nice, Juin 1987.
- [26] F.K.Soong, R.V. Cox, N.S.Jayant, "High quality subband coder with backward adaptive predictor and optimal time-frequency bit assignment", in Proc. IEEE ICASSP-86, Tokio, April 1986.
- [27] R.V.Cox, D.E.Bock, K.B.Bauer, J.D. Johnston, J.H. Snyder, "The analog voice privacy system", in Proc. IEEE ICASSP-86, Tokio, April 1986.
- [28] Demande de brevet français N° 86 15 209.
- [29] P.Vary, "On the enhancement of noisy speech", in Proc. Eusipco 83, pp.327-330.