

# DIXIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

1147



NICE du 20 au 24 MAI 1985

CODEUR DE PAROLE UTILISANT DES BANCS DE FILTRES  
EFFICACES ET DES QUANTIFICATEURS VECTORIELS

J. MASSON, Z. PICEL et C.C. EVCI

T.R.T. 5 Av. Réaumur 92350 LE PLESSIS ROBINSON FRANCE

## RESUME

L'étude des bancs de filtres numériques pour le codage de la parole à moyen débit s'est enrichie de contributions récentes visant une implantation efficace à l'aide de réseaux polyphasés couplés à une Transformée en Cosinus Discrète. Cependant, les formules données dans la littérature ne couvrent pas tous les cas.

Dans l'article que nous présentons, nous généralisons ces formules à un nombre quelconque de sous-bandes et un nombre quelconque de coefficients du filtre prototype offrant par là-même une grande souplesse de conception. Une autre particularité des bancs de filtres obtenus est que la réponse complète analyse-synthèse est linéaire en phase, bien que cette condition puisse ne pas être vérifiée par les filtres eux-mêmes. De plus, la réalisation efficace de ces bancs de filtres généralisés peut également se faire à l'aide de réseaux polyphasés, couplés à une Transformée en Cosinus Discrète.

Dans le codage de la parole en sous-bandes, le banc d'analyse sert à partager le signal en plusieurs signaux qui sont codés de façon dynamique, avec plus ou moins de précision selon leur puissance relative. On calcule donc, pour un intervalle de temps donné, les puissances de chaque signal de sous-bande. Cette information auxiliaire, servant à l'attribution des débits, doit être transmise au récepteur à un débit le plus faible possible pour permettre d'attribuer au codage des signaux de sous-bande un débit suffisant. Nous montrons dans l'article que le codage de l'information auxiliaire par une technique de quantification vectorielle est tout à fait adapté.

Après avoir décrit le codeur proprement dit, l'article présente des résultats de codage incluant, entre autres, les effets d'erreurs en transmission. Le codeur ainsi obtenu est de bonne qualité et, grâce à une protection de l'information auxiliaire, résiste à des taux d'erreurs élevés.

## SUMMARY

Recent contributions in the design of digital filter banks describe efficient implementations using polyphase networks and DCT. However these designs are constrained by the choice of certain values of design parameters.

In this article, we extend the previous work by deriving general formulas which are valid for any number of channel bands and the filter coefficients. In particular, the new design method does not impose the symmetry constraint on the impulse response of the channel filters, although it maintains the linear phase characteristic of the overall analysis/synthesis process. It is shown that the filter banks can also be efficiently implemented by employing polyphase networks and DCT.

Furthermore, we present a sub-band speech coder based on the above filter bank design which achieves good speech quality at 16 kbit/s. As the non-stationary characteristics of speech can be exploited by adaptive bit allocation, we adopt this technique based on the short term power estimation. At this point vector quantizers are introduced for efficient coding of the auxiliary information.

Evaluation of the performance of the coder is given in terms of SNRSEG (dB) values. The effects of transmission errors are also considered. Informal listening tests show that the proposed coder produces a good quality speech and is robust to the transmission errors.



## I. INTRODUCTION

Le codage de la parole à moyen débit est étudié de façon intensive pour toute une variété d'applications comme la radiotéléphonie numérique, les liaisons téléphoniques par satellite ou la messagerie vocale. Pour obtenir un codage de bonne qualité à des débits compris entre 10 et 16 kbit/s avec de plus, une bonne tenue aux erreurs de transmission, le codeur en sous-bandes apparaît être un bon candidat. L'idée est de faire l'analyse du signal par bandes de fréquence et d'attribuer de façon adaptative les débits binaires selon une stratégie dépendant de la puissance à court terme des signaux de sous-bande. Un tel codeur est d'autant plus efficace que le nombre de sous-bandes est élevé. Corrélativement, deux problèmes apparaissent : ce sont, d'une part, la complexité grandissante des filtres d'analyse dans le codeur et de synthèse dans le décodeur et, d'autre part, l'augmentation du débit auxiliaire contenant les informations de puissance qui doivent être transmises au décodeur.

L'article présente dans un premier temps une méthode générale d'obtention de bancs de filtres d'analyse et de synthèse et dont la réalisation peut se faire de façon efficace à l'aide de réseaux polyphasés et de la Transformée en Cosinus Discrète (TCD).

Dans la deuxième partie nous présentons la technique de codage proprement dite et en particulier l'utilisation de la quantification vectorielle pour le codage efficace de l'information auxiliaire. La dernière partie aborde les aspects d'implantation et de réalisation de l'ensemble codeur-décodeur.

## II. BANCS DE FILTRES EFFICACES

Les bancs de filtres d'analyse utilisés en codage de la parole séparent un signal échantillonné à une fréquence  $f_e$ , en  $N$  signaux de sous-bande échantillonnés à la fréquence  $f_e/N$ . Pour retrouver le signal original à partir des signaux sous-échantillonnés, les bancs de filtres de synthèse doivent être tels que les termes de repliement dus au sous-échantillonnage puissent être annulés.

Les bancs de filtres miroir en quadrature introduits par Croisier et AÛ. [1] satisfont parfaitement cette propriété dans le cas particulier où  $N$  est une puissance de deux. Néanmoins, de tels bancs de filtres sont généralement d'une trop grande complexité de mise en oeuvre pour la plupart des applications.

Récemment, Rothweiler [2], Nussbaumer et Vetterli [3] et [4] ont proposé des bancs de filtres "presque parfaits" obtenus par modulations d'un filtre unique appelé filtre prototype. Ils présentent les résultats pour les cas particuliers où le nombre de coefficients du filtre prototype  $L$  s'écrit sous la forme  $2pN$  [2], [4] ou  $2pN+1$  [3], où  $N$  est le nombre de sous-bandes et  $p$  un entier.

Dans cet article nous étendons ces résultats en donnant une formule générale d'obtention de bancs de filtres presque parfaits. Le paragraphe suivant montre que les conditions de reconstitution presque parfaite du signal sont satisfaites quels que soient  $L$  et  $N$ .

## 1 - Formulation théorique

Considérons un signal  $x(\cdot)$  échantillonné à la fréquence  $f_e$  décomposé par un banc uniforme de filtres d'analyse (voir figure 1) dont les réponses impulsionnelles seront notées  $h_k(\cdot)$ ,  $k=0, \dots, N-1$ . Le banc de synthèse permettant de calculer le signal  $\hat{x}(\cdot)$ , proche de  $x(\cdot)$ , est composé de filtres dont les réponses impulsionnelles seront notées  $h'_k(\cdot)$ .

On définit les filtres d'analyse et de synthèse par les formules suivantes :

$$h_k(n) = 2 \cos \left[ 2\pi \frac{2k+1}{4N} \left( n - \frac{L-1}{2} \right) + \varphi_k \right] \cdot h(n) \quad (1)$$

$$h'_k(n) = 2 \cos \left[ 2\pi \frac{2k+1}{4N} \left( n - \frac{L-1}{2} \right) - \varphi_k \right] \cdot h(n) \quad (2)$$

où  $h(\cdot)$  est la réponse impulsionnelle du filtre symétrique passe-bas à  $L$  coefficients et dont la fréquence de coupure à -3 dB est  $f_e/4N$ ,

et  $\varphi_k$  est un terme de phase remplissant les conditions données par Rothweiler [2] :

$$\varphi_0 = (2q+1) \frac{\pi}{4} \quad \text{et} \quad \varphi_k - \varphi_{k-1} = \pm \frac{\pi}{2} \quad k=1, \dots, N-1. \quad (3)$$

Les formules (1) et (2) indiquent que les filtres  $h_k(\cdot)$  et  $h'_k(\cdot)$  sont obtenus par modulation en cosinus du filtre prototype  $h(\cdot)$ . Il faut également noter que la variable  $L$  apparaît explicitement et n'est pas liée à  $N$ . Nous montrons maintenant que le banc de filtres ainsi défini permet de calculer  $\hat{x}(\cdot)$  proche de  $x(\cdot)$ .

La transformée en  $z$  du signal sous-échantillonné de la  $k$ ème sous-bande est donnée par :

$$X_k(z^N) = \sum_{u=0}^{N-1} H_k(W^u z) X(W^u z) \quad (4)$$

où  $H_k(z)$  et  $X(z)$  sont respectivement les transformées

en  $z$  de  $h_k(\cdot)$  et  $x(\cdot)$  avec  $W=e^{-2\pi j/N}$ ,  $z=e^{-2\pi jfT}$ ,  $j^2=-1$  et  $T=1/f_e$ . Le signal  $\hat{x}(\cdot)$  est obtenu en insérant  $N-1$  zéros entre les échantillons des signaux de sous-bande sous-échantillonnés, en filtrant par  $h'_k(\cdot)$  les séquences ainsi obtenues et en sommant les résultats (voir figure 1). La transformée en  $z$  du signal suréchantillonné de la  $k$ ème sous-bande s'écrit :

$$\tilde{X}_k(z) = \sum_{u=0}^{N-1} H_k(W^u z) X(W^u z) \quad (5)$$

la transformée en  $z$  de  $\hat{x}(\cdot)$  peut s'écrire :

$$\hat{X}(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H'_k(z) \sum_{u=0}^{N-1} H_k(W^u z) X(W^u z) \quad (6)$$

En définissant :

$$G_u(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H'_k(z) H_k(W^u z) \quad (7)$$

CODEUR DE PAROLE UTILISANT DES BANCS DE FILTRES EFFICACES ET DES QUANTIFICATEURS VECTORIELS

l'expression (6) peut s'écrire :

$$\hat{X}(z) = \sum_{u=0}^{N-1} G_u(z) X(W^u z). \quad (8)$$

Pour retrouver le signal original, le terme  $G_0(z)$  doit correspondre à un retard pur et les termes  $G_u(z)$  pour  $u$  différent de 0, correspondant aux termes de repliement, doivent être nuls. Considérons d'abord le cas  $u=0$ .

Les transformées en  $z$   $H_k$  et  $H'_k$  calculées à partir des expressions (1) et (2) peuvent s'écrire :

$$H_k(z) = e^{j\phi_k} H(W^{(2k+1)/4} z) + e^{-j\phi_k} H(W^{-(2k+1)/4} z) \quad (9)$$

$$H'_k(z) = e^{j\psi_k} H(W^{(2k+1)/4} z) + e^{-j\psi_k} H(W^{-(2k+1)/4} z) \quad (10)$$

avec  $\phi_k = \phi_k - (L-1)(2k+1)\pi/4N \quad (9a)$

$\psi_k = -\phi_k - (L-1)(2k+1)\pi/4N \quad (10a)$

En substituant (9) et (10) dans (7) et en évaluant sur le cercle unité, on peut montrer que :

$$G_0(f) = \frac{1}{N} e^{-2\pi j f(L-1)T} \sum_{k=0}^{N-1} H^2(f - (2k+1)f_e/4N) + H^2(f + (2k+1)f_e/4N) \quad (11)$$

où  $H(f)$  est le module de la transformée de Fourier du filtre prototype. On peut montrer facilement que si le filtre prototype satisfait à la condition de quadrature suivante :

$$H^2(f) + H^2(f_e/2N - f) = 1 \quad 0 \leq f \leq f_a \quad (12)$$

où  $f_a$  est la fréquence de début de bande atténuée, alors tous les termes de la sommation dans l'expression (11) valent 1 et donc  $G_0(f)$  se réduit à un retard pur. La condition de quadrature (12) est généralement approchée par une procédure d'optimisation itérative.

Intéressons-nous maintenant aux termes de repliement  $G_u(z)$  pour  $u \neq 0$ . En substituant (9) et (10) dans l'expression (7) nous obtenons :

$$G_u(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j(\phi_k + \psi_k)} H(W^{(4u+2k+1)/4} z) H(W^{(2k+1)/4} z) + e^{j(\phi_k - \psi_k)} H(W^{(4u+2k+1)/4} z) H(W^{-(2k+1)/4} z) + e^{j(\phi_k - \psi_k)} H(W^{(4u-2k-1)/4} z) H(W^{(2k+1)/4} z) + e^{j(\phi_k + \psi_k)} H(W^{(4u-2k-1)/4} z) H(W^{-(2k+1)/4} z) \quad (13)$$

En négligeant les termes de repliement entre filtres non contigus, les termes non nuls de (13) sont obtenus pour  $k=u$  et  $k=u-1$ . L'expression (13) se simplifie alors en :

$$G_u(z) = H(-W^{(2u+1)/4} z) H(-W^{(2u-1)/4} z) \quad (14)$$

$$\frac{1}{N} \left[ e^{j(\phi_{N-u} - \psi_{N-u})} + e^{j(\phi_{N-u-1} - \psi_{N-u-1})} \right]$$

$$+ H(W^{(2u+1)/4} z) H(W^{(2u-1)/4} z)$$

$$\frac{1}{N} \left[ e^{-j(\phi_u - \psi_u)} + e^{-j(\phi_{u-1} - \psi_{u-1})} \right]$$

En remplaçant  $\phi_u$  et  $\psi_u$  par les valeurs données en (9a) et (10a), et en se servant de la définition de  $\phi_u$  donnée en (3), on montre que :

$$G_u(z) = 0 \quad \text{pour } 1 \leq u \leq N-1.$$

Ainsi nous avons montré que les formules (1), (2) et (12) permettent de concevoir des bancs de filtres d'analyse et de synthèse presque parfaits au sens où :

- la condition de quadrature est suffisamment bien approchée pour donner une réponse unitaire,
- les repliements entre sous-bandes contiguës sont parfaitement annulés,

et ceci quelles que soient les valeurs de  $L$  et  $N$ . Par ailleurs, bien que le filtre prototype soit symétrique, cette propriété peut disparaître pour les filtres  $h_k(\cdot)$  et  $h'_k(\cdot)$ . Néanmoins grâce à la propriété suivante que vérifient les filtres :

$$h_k(L-n-1) = h'_k(n) \quad 0 \leq n \leq L-1 \quad (15)$$

la réponse complète analyse-synthèse pour chaque sous-bande est à phase linéaire.

2 - Mise en oeuvre

Dans ce paragraphe, nous montrons que les filtres  $h_k(\cdot)$  et  $h'_k(\cdot)$  peuvent être implantés de façon efficace par des structures séparant les fonctions de filtrage, d'une part, et de modulation d'autre part. Nous nous restreignons au cas où  $L = \lambda N$  sachant que si tel n'est pas le cas on complètera la réponse impulsionnelle du filtre prototype par des zéros de façon symétrique (la contrainte est alors que le nombre de zéros rajoutés soit pair).

Le signal sous-échantillonné de la  $k$ ème sous-bande est donné par :

$$\bar{x}_k(m) = \sum_{n=0}^{L-1} h_k(n) x(mN-n) \quad (16)$$

On introduit la décomposition de l'indice  $n$  de la façon suivante :

$$n = rN + \rho, \quad \rho = 0, \dots, N-1 \quad \text{et} \quad r = 0, \dots, \lambda-1 \quad (17)$$

En substituant la valeur de  $h_k(\cdot)$  donnée par (1) dans l'expression (16) et avec le changement d'indices (17), nous obtenons :

$$x_k(m) = \sum_{\rho=0}^{N-1} \sum_{r=0}^{\lambda-1} 2 \cos \left[ (2k+1)(2\rho+1+N)\pi/4N \right] + (2k+1)(2r-\lambda)\pi/4 \left[ h(rN+\rho) x \left[ (m-r)N-\rho \right] \right] \quad (18)$$



CODEUR DE PAROLE UTILISANT DES BANCS DE FILTRES  
EFFICACES ET DES QUANTIFICATEURS VECTORIELS

La suite de l'analyse est donnée pour le cas  $L=(2P+1)N$  sachant que des résultats similaires peuvent s'obtenir pour le cas  $L=2PN$  [5]. Nous définissons les notations suivantes :

$$\begin{aligned} \tilde{h}_\rho(r) &= h(rN+\rho) \\ x_\rho(r) &= x(rN-\rho) \end{aligned} \quad (19)$$

$$C_N(k, \rho) = 2 \cos [(2k+1)(2\rho+1)\pi/4N]$$

On peut démontrer que l'expression (18) peut se mettre alors sous la forme suivante :

$$x_k(m) = \sum_{\rho=0}^{N-1} C_N(k, \rho) P_\rho(m) \quad (20)$$

avec :

$$p_\rho(m) = p_{\rho}^{(1)}(m) - p_{N-1-\rho}^{(2)}(m) \quad (21)$$

où :

$$p_{\rho}^{(1)}(m) = \sum_{r=0}^{\lambda-1} \tilde{h}_\rho(r) \cos((r-1)\pi/2) x_{\rho}(m-r) \quad (22)$$

$$p_{\rho}^{(2)}(m) = \sum_{r=0}^{\lambda-1} \tilde{h}_\rho(r) \sin((r-1)\pi/2) x_{\rho}(m-r)$$

La forme de l'expression (22) suggère que le banc d'analyse peut être réalisé par deux blocs différents partagés par tous les canaux (voir figure 2) :

- le bloc de filtrage composé d'un réseau polyphasé  $p_{\rho}^{(1)}(.)$  et  $p_{\rho}^{(2)}(.)$  défini à partir du filtre prototype,
- le bloc de modulation défini par la TCD.

La complexité en opérations se décompose en  $(N+L/N)f_e$  multiplications/s et  $(N+L/N-2)f_e$  additions/s.

Des résultats identiques peuvent être obtenus pour le banc de synthèse dont la réalisation se fait par mise en cascade de la TCD suivi du réseau polyphasé de synthèse. La complexité totale d'implantation est donc de  $2(L+L/N)f_e$  multiplications/s et  $2(N+L/N-2)f_e$  additions/s. On peut chiffrer à environ 30% la réduction de complexité ainsi obtenue par rapport aux réalisations classiques de bancs de filtres miroir en quadrature [6].

### 3 - Banc de filtres du codeur en sous-bandes

Les bancs de filtres utilisés dans le codeur-décodeur sont à 16 sous-bandes et ayant un filtre prototype à 80 coefficients pour satisfaire les règles pratiques données par Galand [6]. La procédure d'optimisation qui a été utilisée pour satisfaire la condition de quadrature (12) est celle de Hooke et Jeeves proposée par Johnston [7] pour calculer ses filtres miroir en quadrature demi-bande. Nous présentons :

- le module de la réponse en fréquence du filtre prototype (figure 3),
- le module de la réponse en fréquence complète analyse-synthèse (figure 4).

### III. CODAGE DES SIGNAUX A L'AIDE DE QUANTIFICATEURS VECTORIELS

L'intérêt du codage en sous-bandes du signal de parole réside dans le fait que les puissances à court terme des signaux de sous-bande ne sont généralement pas réparties de façon uniforme, ce qui implique que les débits binaires puissent être attribués de façon à coder plus finement les signaux les plus énergétiques. De plus, cette répartition est évolutive dans le temps, ce qui suppose donc que l'attribution des débits soit adaptative. Pour ce faire, il faut calculer la répartition de puissance à court terme, information qui servira à l'attribution des débits au codeur et qui devra être transmise au décodeur (information auxiliaire). Le calcul des puissances permet également de pouvoir normaliser les signaux avant quantification [8], ce qui évite l'emploi de quantificateurs adaptatifs. La figure 5 montre le schéma synoptique du codeur.

Les informations transmises au décodeur sont les codes des quantificateurs :

- de la valeur efficace totale  $\sigma_t$ ,
- des valeurs efficaces de chaque signal de sous-bande  $\sigma_j$ ,  $i=1, \dots, N$ ,
- des signaux de sous-bande.

La figure 6 montre le schéma du décodeur.

Le paragraphe suivant traite de la quantification des valeurs de  $\sigma_t$  et  $\sigma_j$ ,  $i=1, N$ .

#### 1 - Codage de l'information auxiliaire par quantification vectorielle

La conception du quantificateur scalaire (QS) des valeurs efficaces totales de bloc a été faite à partir d'une base de données des signaux de sous-bande. Celle-ci comprend 6600 blocs de 16 ms de parole prononcée par 4 locuteurs. L'extraction du quantificateur scalaire à 7 bits a été faite à l'aide de l'algorithme de Linde, Buzo et Gray (LBG) [9].

Dans l'application au codage du signal limité à la bande téléphonique, il est possible de ne considérer que les 13 premières des 16 sous-bandes disponibles, sans dégrader d'une façon notable la qualité. On conçoit que la quantification scalaire de chacune des 13 valeurs de  $\sigma_j$  amènerait à des débits trop importants. La quantification vectorielle peut alors prendre avantageusement le relais dans la mesure où, d'une part, la première normalisation permet de réduire l'espace à coder et, d'autre part, il existe de fortes corrélations entre les différentes valeurs de  $\sigma_j$ . Si la quantification vectorielle apparaît donc bien adaptée, la dimension 13 est trop importante pour des raisons de complexité de réalisation. Nous avons donc partagé les 13 composantes en 3 vecteurs de dimensions 5,5 et 3, correspondant respectivement aux bandes (0,1250 Hz), (1250,2500 Hz) et (2500,3250 Hz).

Le calcul des quantificateurs vectoriels à 7 bits a été effectué à l'aide de l'algorithme LBG.\*

L'information relative aux valeurs efficaces des signaux de sous-bande obtenue à la sortie des quantificateurs vectoriels sert à répartir pour chaque bloc de 16 ms les débits pour le codage de chacun des signaux.

\* Le débit total alloué à la transmission de l'information auxiliaire est de 1750 bit/s.

## 2 - Attribution des débits et codage des signaux de sous-bande

Le débit attribué au codage des signaux a été fixé à 13 kbit/s ; les signaux de sous-bande étant échantillonnés à 500 Hz, nous disposons donc de 26 bits à répartir entre les échantillons des 13 sous-bandes, cette répartition étant fixée pour un bloc de 16 ms.

L'algorithme d'attribution est initialisé en affectant 1 bit à la sous-bande ayant la plus forte valeur  $\sigma_j$ . Cette valeur est ensuite divisée par une constante et le processus est réitéré jusqu'à ce que tous les bits aient été attribués [10]. La valeur maximale du nombre de bits alloué à une sous-bande est de 5, la valeur minimale étant 0.

Le nombre de niveaux des quantificateurs étant déterminé, il reste à coder les signaux de sous-bande. Ceux-ci étant, après normalisation, approximativement de puissance unitaire, nous utilisons des quantificateurs fixes. Plusieurs essais ont été faits avec des quantificateurs optimisés pour les lois uniforme, gaussienne, gamma et laplacienne. Les meilleurs résultats ont été obtenus avec les quantificateurs de Max à zone nulle pour les quantificateurs à nombre de bits supérieur ou égal à 2.

Le débit total attribué au codage du signal est de 14,75 kbit/s. Le complément à 16 kbit/s est réservé à la protection contre les erreurs en transmission.

## 3 - Protection contre les erreurs en transmission

L'information à protéger est en priorité celle concernant les valeurs efficaces qui ont servi aux deux normalisations successives des signaux de sous-bande avant quantification. Nous avons vu que chacun de quatre codes correspondant aux valeurs efficaces se composait de 7 bits. Pour un bloc de 16 ms, nous avons donc 28 bits affectés à l'information dite auxiliaire.

En tenant compte du fait que le code correspondant à la valeur efficace des blocs est jugé plus sensible que les autres, les 20 bits affectés à la protection sont répartis de la façon suivante :

- code correspondant à  $\sigma_t$  : 7 bits + 8 bits de protection grâce à l'emploi d'un code BCH (15,7) pouvant détecter et corriger deux erreurs,
- codes correspondants aux vecteurs des énergies  $\sigma_j$  : 7 bits + 4 bits de protection grâce à l'emploi d'un code HAMMING (11,7) pouvant détecter et corriger 1 erreur.

## 4 - Résultats

Nous présentons en figure 7 les résultats objectifs de rapport signal à bruit segmental calculé sur des blocs de 128 échantillons pour les conditions de transmission sans erreurs, avec un taux d'erreurs de  $10^{-3}$  et un taux de  $10^{-2}$ . Les résultats sont donnés pour 40 phrases prononcées par 4 locuteurs, M1 et F1 faisant partie de la base de données pour l'extraction des quantificateurs vectoriels et M2 et F2 n'en faisant pas partie. D'autre part, les tests d'écoute informels ont montré que le codage est de bonne qualité et qu'il est résistant à des taux d'erreur en transmission élevés.

## IV. EVALUATION DE LA COMPLEXITE DE REALISATION

Dans l'algorithme proposé le codeur est constitué de deux blocs séparés : le banc de filtres d'analyse et le quantificateur ; quant au décodeur, il est composé d'un bloc de quantification inverse suivi d'un banc de filtres de synthèse. L'évaluation de la complexité a été effectuée sur la base d'une réalisation à l'aide du processeur de signal TMS 320.

La réalisation du banc d'analyse (16 sous-bandes) utilise 94% de la capacité de la RAM et 31% de la capacité de la ROM masquable de ce processeur. Il est à remarquer que l'exécution du programme d'analyse utilise au maximum 88% du temps disponible. Ce taux d'occupation relativement élevé s'explique par la lenteur d'exécution des instructions d'entrée-sortie. En effet, le taux d'occupation moyen entre deux instants d'échantillonnage (à 8 KHz) est de 55% environ.

En ce qui concerne le banc de synthèse, sa réalisation utilise 85% de la RAM et 30% de la ROM masquable. Quant au taux d'occupation, il avoisine 87% ; cependant, en moyenne cette valeur est de 50% environ.

Pour réaliser toutes les fonctions du bloc quantificateur du codeur à l'exception de la quantification vectorielle, un processeur de signal du type TMS 320 suffirait ; sa mémoire ROM serait utilisée presque en totalité, sa RAM à 95% et le temps d'exécution serait environ de 1200  $\mu$ s.

La complexité de la quantification vectorielle des valeurs efficaces de sous-bandes dépasse largement la capacité d'un TMS 320. Les études préliminaires menées à ce sujet font apparaître que les processeurs systoliques sont particulièrement bien adaptés pour les tâches telles que le calcul de la distance euclidienne entre deux vecteurs, un des problèmes essentiels de la quantification vectorielle. Un tel processeur pourrait être réalisé à l'aide d'un réseau prédéfini de 3600 portes environ.

## V. CONCLUSION

Nous avons présenté un codeur en sous-bandes du signal de parole fonctionnant à un débit de 16 kbit/s utilisant des bancs de filtres d'une grande souplesse de conception et efficaces dans leur réalisation, et des quantificateurs vectoriels pour coder l'information auxiliaire permettant d'attribuer le maximum de débit aux signaux de sous-bande, offrant ainsi une bonne qualité de codage. Une protection contre les erreurs permet une bonne tenue du codage pour des taux d'erreurs en transmission élevés.

## REFERENCES

- [1] A. Croisier, D. Esteban, and C. Galand, "Perfect channel splitting by use of interpolation, decimation, tree decomposition techniques," in Proc. Int. Conf. Inform. Sci. Syst., Patras, Greece, Aug. 1976.
- [2] J.H. Rothweiler, "Polyphase quadrature filters, a new subband coding technique," in Proc. ICASSP 83, Boston, MA, Apr. 1983, pp. 1980-1983.



CODEUR DE PAROLE UTILISANT DES BANCS DE FILTRES EFFICACES ET DES QUANTIFICATEURS VECTORIELS

- [3] H.J. Nussbaumer and M. Vetterli, "Computationally efficient QMF filter banks" in Proc. ICASSP 84, San Diego, CA March 1984.
- [4] H.J. Nussbaumer and M. Vetterli, "Pseudo quadrature mirror filters", in Proc. Digital Signal Processing, Florence 1984.
- [5] J. Masson et Z. Picel, "Flexible design of computationally efficient nearly perfect QMF filter banks", in Proc. ICASSP 85, Tampa, March 1985.
- [6] C. GALAND "Codage en sous-bande : théorie et application à la compression numérique du signal de parole", Thèse de doctorat des sciences physiques, Nice, 1983.
- [7] J.D. Johnston, "A Filter Family Designed for use in Quadrature Mirror Filter Banks", in Proc. ICASSP 80, Denver, CO, April 1980, pp. 291-294.
- [8] A. Gersho, J. Ramstad et I. Versvik, "Fully vector-quantized subband coding with adaptive codebook allocation", in Proc. ICASSP 84, San Diego, CA, March 1984.
- [9] Y. Linde, A. Buzo and R.M.Gray, "An Algorithm for Vector Quantizer Design", IEEE Transactions on Communications, COM-28, n° 1, pp.89-95, Jan 1980.
- [10] J. Ramstad, "Subband coder with a simple adaptive bit allocation algorithm ..." in Proc. ICASSP 82, Paris, Mai 1982.

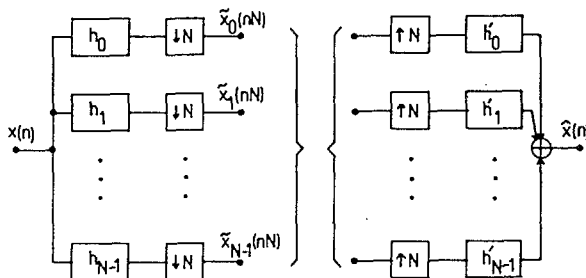


Fig.1 : Schéma synoptique des bancs de filtres d'analyse et de synthèse.

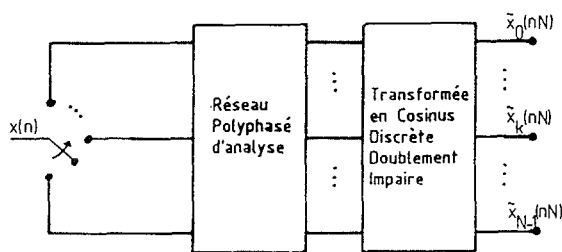


Fig.2 : Implantation efficace des bancs de filtres d'analyse.

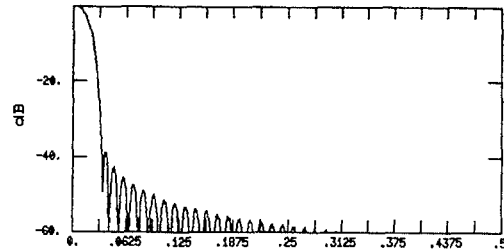


Fig.3 : Module de la réponse en fréquence du filtre prototype à 80 coefficients

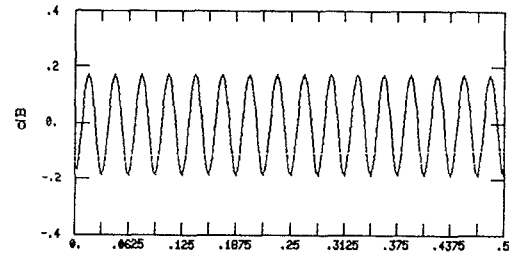


Fig.4 : Module de la réponse en fréquence complète analyse-synthèse.

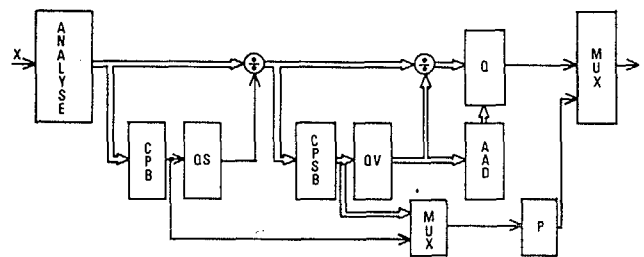


Fig.5 : Schéma synoptique du codeur  
 CPB : Calcul de la puissance/bloc  
 CPSB: Calcul de la puissance des signaux de sous-bande/bloc  
 AAD : Attribution adaptative des débits.  
 P : Protection contre les erreurs

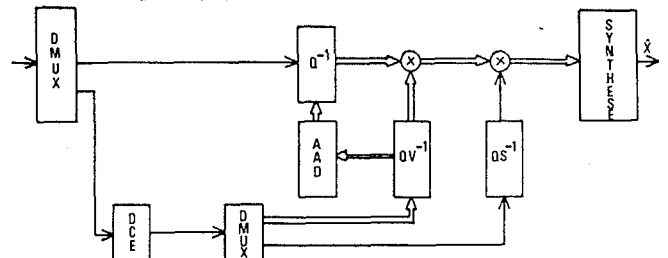


Fig.6 : Schéma synoptique du décodeur  
 DCE : Détection-corrrection d'erreurs

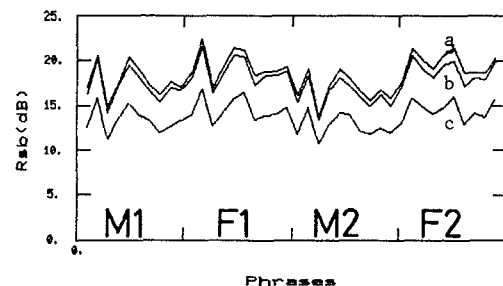


Fig.7 : Résultats Objectifs de codage  
 a- sans erreurs  
 b- avec un taux d'erreurs=10<sup>-3</sup>  
 c- avec un taux d'erreurs=10<sup>-2</sup>