

NICE du 16 au 20 MAI 1983

CODAGE EFFICACE : THEORIE ET PRATIQUE

J.Menez

C.Galand

LASSY-ERA CNRS 835
Université de Nice
41, Boulevard Napoléon III
06041 Nice Cédex

C.E.R IBM
06610 La Gaude

RESUME

Coder efficacement le signal provenant d'une source continue, consiste à en rechercher la représentation numérique conduisant, pour un débit binaire fixé, à la minimisation au sens d'un certain critère, de l'écart entre ce signal et sa reproduction. Le critère généralement considéré est celui de l'erreur quadratique moyenne. Lorsque la source n'est pas corrélée, différentes techniques de quantification permettent de tendre vers cet objectif : ce sont pour l'essentiel, la quantification optimale, le codage par entropie, et la quantification vectorielle. Leurs performances restent inférieures, ou tendent asymptotiquement vers une valeur limite donnée par la fonction débit-distorsion de la source considérée (limite de Shannon). Lorsque la source est stationnaire et corrélée, cet objectif ne peut être atteint qu'après avoir éliminé la redondance contenue dans le signal, ce qui peut être obtenu en utilisant différents systèmes de codage, à savoir le codage prédictif, le codage par transformées, et le codage en sous-bandes.

Dans cette communication, nous montrons que tous ces systèmes de codage permettent de tendre asymptotiquement vers la même valeur optimale du gain de codage lorsque la densité spectrale de puissance du bruit de codage est uniforme et inférieure, ou au plus égale, à celle du signal. Si cette condition n'est pas remplie, la valeur du gain de codage obtenu est plus faible et limitée par la fonction débit-distorsion généralisée au cas des sources avec mémoire (Pinsker, Kolmogorov). Un moyen de tendre alors vers cette limite théorique est de pondérer la densité spectrale de puissance du bruit de codage. Dans la pratique, ces systèmes de codage peuvent être utilisés pour coder "efficacement", à des fins de transmission sous forme numérique, les signaux audio et vidéo. Or, ces signaux ne sont pas stationnaires, mais peuvent toutefois être considérés comme localement stationnaires. Il est donc nécessaire d'adapter, périodiquement ou de façon continue, les paramètres des systèmes de codage à l'évolution des caractéristiques de ces signaux. C'est là une première limitation de l'application de la théorie du codage efficace au codage des signaux réels. Une autre limitation vient de l'absence de critère de mesure de la qualité du signal reproduit au plan de sa perception auditive ou visuelle. C'est ainsi que, dans le domaine du codage efficace de la parole, l'utilisation de techniques de masquage spectral du bruit de codage par le signal permet d'améliorer la qualité du signal reconstruit au plan de la perception auditive, et ce le plus souvent au détriment de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne.

SUMMARY

The efficient coding of a continuous source is the digital representation of this source allowing, for a given bit rate, to minimize the coding error which is defined by the difference between the original signal and the decoded signal. The minimization is generally carried on in the least mean square sense. When the source is not correlated, various quantizing techniques can be used to obtain this minimization : these are the optimum quantizing, the entropy coding, and the vector quantization. The performances of these techniques are bounded by the rate distortion limit of the considered source (Shannon limit).

When the source is stationary and correlated, the rate-distortion limit can be only reached after removing the signal redundancies, which can be performed by using various coding schemes : predictive coding, transform coding, sub-band coding.

In this paper, we show that all these coding schemes allow to asymptotically tend towards the same optimum coding gain as far as the power spectrum density of the coding noise is uniform and remains less than the power spectrum density of the original signal. If this condition is not met, the coding gain is limited by the generalized rate-distortion function applied to memory sources (Pinsker, Kolmogorov). A mean to tend towards this theoretical limit is to weight the power spectrum density of the coding noise.

In practice, the above coding schemes can be used to efficiently encode the audio and video signals, for digital transmission purpose. Although these signals are not stationary, one can consider them as locally stationary, and adapt either periodically or continuously the coding scheme parameters, so as to follow the variations of the signal characteristics. This is the first limitation of the application of the efficient coding theory to the coding of real signals.

An other limitation comes from the difficulty of relating the usual distortion measure with the perceived quality of the coded signal. For example, in the speech coding area, it is shown that using noise shaping techniques allows to improve the perceived signal quality, while decreasing the signal to noise ratio.



1.0 INTRODUCTION

D'un point de vue théorique, coder efficacement sous forme numérique le signal émis par une source continue consiste à en rechercher la représentation numérique conduisant, pour un débit binaire fixé, à la minimisation au sens d'un certain critère, de l'erreur entre ce signal et le signal reconstruit que l'on désigne souvent par bruit de codage. Le critère de reproduction (ou distorsion) le plus souvent utilisé est l'erreur quadratique moyenne.

Lorsque la source est stationnaire et non corrélée, on peut pour atteindre cet objectif, recourir à des techniques de quantification optimale scalaire [1], de codage par entropie [1] ou en arbre [2], de quantification vectorielle [3]. Ces différentes techniques admettent toutes comme limite supérieure de leurs performances la fonction débit distorsion de la source considérée [2].

Lorsque la source est stationnaire et corrélée, pour coder efficacement le signal émis, il est nécessaire d'éliminer ou de réduire fortement au préalable la redondance qu'il contient, ce qui peut être réalisé du moyen de différents procédés de codage, à savoir

- le codage prédictif [4] dans lequel on décorrèle le signal par filtrage inverse à l'aide de techniques de prédiction linéaire,
- le codage en sous-bandes [5,6] dans lequel la réduction de redondance est obtenue par décomposition spectrale du signal par banc de filtres,
- le codage par transformée [7] dans lequel on utilise une transformation orthogonale pour réduire la redondance du signal.

Tous ces procédés de codage admettent la même limite supérieure du gain de codage à condition que la distorsion soit suffisamment faible et possède une densité spectrale de puissance uniforme; ce qui est vrai pour des débits binaires élevés [6,8]. Pour des débits binaires plus faibles, on peut néanmoins, lorsque la source est gaussienne, utiliser la fonction débit-distorsion pour déterminer, à débit binaire fixé, la limite inférieure de la distorsion, ainsi que la répartition optimale de la densité spectrale du bruit de codage correspondante [2,8].

Il n'en est plus de même des sources non gaussiennes pour lesquelles on ne sait plus exprimer la fonction débit-distorsion sous forme analytique. Pour pouvoir coder efficacement les signaux qu'elles émettent, on peut cependant encore utiliser les résultats théoriques établis dans le cas des sources gaussiennes [8].

Lorsqu'on s'intéresse au codage efficace de signaux réels tels que le signal de parole ou les signaux d'image et qu'on cherche à leur appliquer les résultats établis en théorie, on se heurte aux difficultés suivantes :

- le caractère souvent non gaussien de ces signaux,
- leur caractère non stationnaire qui nécessite de rendre adaptatifs les procédés de codage précités pour en conserver l'efficacité.

Mais la difficulté majeure réside dans l'absence de critère représentatif de la qualité du signal reconstruit au plan de la perception auditive ou de la perception visuelle.

On a ainsi pu mettre en évidence, dans le domaine de la compression numérique de la parole, qu'il était possible d'améliorer la qualité du signal reconstruit par l'utilisation de techniques de masquage spectral de la densité spectrale de puissance du bruit de codage par celle du signal, et ce au détriment souvent de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne.

2.0 CODAGE EFFICACE DE SOURCES GAUSSIENNES STATIONNAIRES ET CORRELEES

Considérons une source continue gaussienne, stationnaire et corrélée, de valeur moyenne nulle, et densité spectrale de puissance bornée, dont on souhaite coder efficacement le signal, avec comme critère de reproduction l'erreur quadratique moyenne. Soit $\{x_n\}$ la suite d'échantillons obtenue par échantillonnage du signal de la source à la fréquence f_e .

2.1 CODAGE PREDICTIF [4]

Le schéma de principe de ce procédé de codage est représenté sur la figure 1. Le bruit de codage b_n est donné par

$$b_n = \tilde{x}_n - x_n \quad (1)$$

il est donc égal au bruit de quantification q_n . Si on désigne par e_n l'erreur de prédiction du prédicteur d'ordre P donnée par

$$e_n = x_n - \sum_{k=1}^P a_k x_{n-k} \quad (2)$$

On peut alors écrire

$$\delta_n = e_n - \sum_{i=1}^P a_i q_{n-i} \quad (3)$$

Le rapport signal sur bruit de ce procédé est donné par:

$$S_{CP} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_b^2} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_q^2} \quad (4)$$

qu'on peut encore écrire

$$S_{CP} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \cdot \frac{\sigma_e^2}{\sigma_\delta^2} \cdot \frac{\sigma_\delta^2}{\sigma_q^2} \quad (5)$$

On montre que [7]

$$\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(e^{j\omega})|^2 d\omega}{\exp \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log |X(e^{j\omega})|^2 d\omega \right]} \quad (6)$$

où $|X(e^{j\omega})|^2$ représente la densité spectrale de puissance du signal x_n .

$\frac{\sigma_e^2}{\sigma_q^2}$ est égal au rapport signal sur bruit de quantification S_n qu'on obtient par quantification directe du signal d'entrée x_n .

$\frac{\sigma_\delta^2}{\sigma_e^2}$ est inférieur à 1. Il tend vers 1 lorsque le nombre de niveaux de sortie du quantificateur croît indéfiniment.

Le gain de codage G_{CP} apporté par le codage prédictif est donné par :

$$G_{CP} = \frac{S_{CP}}{S} = \frac{1}{Q}$$

et est donc borné supérieurement par $\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2}$, c'est à dire que

$$G_{CP} \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(e^{j\omega})|^2 . d\omega \quad (7)$$

$$\exp \left[-\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log |X(e^{j\omega})|^2 . d\omega \right]$$

2.2 CODAGE EN SOUS-BANDES [5,6]

La figure 2 représente le schéma de principe d'un codeur en sous-bandes. Le signal d'entrée x_n est d'abord filtré par un banc de filtres passe-bande (F_i , $i = 1, \dots, p$) supposés idéaux et possédant tous une même largeur de bande passante égale à f_e/p . Les signaux de sortie de chacun des p filtres sont ensuite sous-échantillonnés à la fréquence f_e/p pour donner naissance aux signaux de sous-bandes $x_{i,n}$ dans lesquels $i = 1, \dots, p$ représente l'indice de sous-bande, et n le nième échantillon.

Puisque les filtres sont supposés idéaux, les signaux de sous-bandes sont décorrélés entre eux, et on peut donc écrire :

$$\sigma_x^2 = p \sum_{i=1}^p \sigma_i^2 \quad (8)$$

formule dans laquelle σ_x^2 est la variance du signal d'entrée et σ_i^2 celle du signal $x_{i,n}$ de la ième sous-bande.

Ces signaux sont quantifiés et transmis au récepteur, où ils sont rééchantillonnés à la fréquence f_e par insertion de $(p-1)$ échantillons nuls entre chaque échantillon. Ils sont ensuite filtrés par un banc de filtres identique à celui de l'émetteur, puis finalement sommés pour donner le signal reconstruit \hat{x}_n . Déterminons à présent la distorsion introduite par ce procédé de codage. Supposons pour cela que le débit binaire global est de \bar{R} bits par instant d'échantillonnage $1/f_e$ et que le signal $x_{i,n}$ de chaque sous-bande est quantifié avec R_i bits, engendrant ainsi une distorsion D_i donnée par

$$D_i = \frac{\sigma_i^2}{2} \cdot 2^{-2R_i} \quad (9)$$

Or puisque les signaux de sous-bandes sont décorrélés entre eux, on peut écrire :

$$D_{SB} = p \sum_{i=1}^p D_i = p \sum_{i=1}^p \frac{\sigma_i^2}{2} \cdot 2^{-2R_i} \quad (10)$$

On a d'autre part :

$$\bar{R} = \sum_{i=1}^p R_i \quad (11)$$

Le problème posé est de déterminer les valeurs des R_i $i = 1, \dots, p$ permettant de minimiser la distorsion globale D_{SB} tout en respectant la contrainte correspondant à la relation (11). En posant

$$X_i = \frac{\sigma_i^2}{2} \cdot 2^{-2R_i}, \quad E_i = \sigma_i^2 \cdot R_i$$

Le problème revient à minimiser la distorsion globale

$$D_{SB} = \sum_{i=1}^p X_i \quad (12)$$

avec la contrainte

$$Q = \sum_{i=1}^p E_i = 2^{-2\bar{R}} = \text{cste} \quad (13)$$

Cette minimisation s'obtient en introduisant un multiplieur de Lagrange, et revient à résoudre

$$\frac{\partial}{\partial X_i} (D_{SB} + \lambda Q) = 0 \quad (14)$$

qui conduit à :

$$E_i \cdot X_i = -\lambda Q = \text{cste} \quad (15)$$

et finalement à :

$$R_i = \bar{R} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{\sigma_i^2}{\left[\prod_{j=1}^p \sigma_j^2 \right]^{1/p}} \quad (16)$$

à condition que $D_i \leq \sigma_i^2$ pour $i = 1, \dots, p$.

En remplaçant la valeur précédente de R_i dans la relation (10) on obtient :

$$D_{SB} = p \cdot \left[\prod_{j=1}^p \sigma_j^2 \right]^{1/p} \cdot 2^{-2\bar{R}} \quad (17)$$

On peut noter d'après la relation (15) que les distorsions D_i sont toutes égales.

La quantification directe du signal x_n à \bar{R} bits par échantillon engendrerait une distorsion D_Q donnée par :

$$D_Q = \frac{\sigma_x^2}{2} \cdot 2^{-2\bar{R}} \quad (18)$$

Le gain de codage G_{SB} apporté par le codage en sous-bande est donc égal à :

$$G_{SB} = \frac{D_Q}{D_{SB}} = \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p \sigma_i^2 \cdot 2^{2\bar{R}} \cdot \left[\prod_{j=1}^p \sigma_j^2 \right]^{-1/p} \quad (19)$$

Lorsque le nombre de sous-bandes tend vers l'infini, ce gain tend asymptotiquement vers

$$G_{SB} \rightarrow \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(e^{j\omega})|^2 . d\omega \quad (20)$$

$$\exp \left[-\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log |X(e^{j\omega})|^2 . d\omega \right]$$



2.3 CODAGE PAR TRANSFORMÉE [4]

Dans ce procédé de codage, le signal x_n est partitionné en blocs de N échantillons. Soit X_k le k ème bloc. Chaque bloc X_k est linéairement transformé en un bloc Y_k à l'aide d'une matrice unitaire A

$$Y_k = A X_k \tag{21}$$

Avec

$$A^{-1} = A^T \tag{22}$$

Les N composantes de chaque bloc Y_k sont quantifiées séparément et transmises au récepteur, où on leur fait subir la transformation inverse, obtenant ainsi le même bloc X_k du signal reconstruit. La figure 3 représente le schéma de principe d'un codeur par transformée.

La distorsion engendrée par ce procédé de codage est donné pour le k ème bloc par :

$$D_k = - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (X_k - \tilde{X}_k) \cdot (X_k - \tilde{X}_k) \tag{23}$$

Or puisque A est unitaire

$$D_k = - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (Y_k - \tilde{Y}_k) \cdot (Y_k - \tilde{Y}_k) \tag{24}$$

La distorsion globale moyenne D_{CT} engendrée par ce procédé de codage est donnée par

$$D_{CT} = E \left[\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (Y_k - \tilde{Y}_k) \cdot (Y_k - \tilde{Y}_k) \right] \tag{25}$$

Où E représente l'opérateur espérance mathématique. On montre que [4] la minimisation de la distorsion D_{CT} est obtenue lorsqu'on utilise la transformation de Karhunen-Loeve, et que le nombre de bits R_i pour quantifier chacune des composantes des blocs Y_k est donné par

$$R_i = \bar{R} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{\sigma_i^2}{\left[\prod_{j=1}^N \sigma_j^2 \right]^{1/N}} \tag{26}$$

où \bar{R} représente le nombre moyen de bits par composante et σ_i^2

la variance de la i ème composante. L'expression (26) n'est en fait valable que si la distorsion D_i de la i ème composante donnée par

$$D_i = \sigma_i^2 \cdot 2^{-2R_i} \tag{27}$$

est inférieure à σ_i^2 . En reportant (26) dans (27), on obtient :

$$D_i = 2^{-2R_i} \left[\prod_{j=1}^N \sigma_j^2 \right]^{1/N} = \text{cste } \forall i \tag{28}$$

et donc

$$D_i = D_{CT} \text{ pour } \forall i \tag{29}$$

Déterminons à présent le gain de codage G_{CT} qu'apporte le codage par transformée par rapport à la quantification directe de x_n . Or puisque la matrice A est unitaire

$$\sigma_x^2 = \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \tag{30}$$

et donc

$$G_{CT} = \frac{D}{D_{CT}} = \frac{1}{N} \frac{\sum_{i=1}^N \sigma_i^2}{\left[\sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \right]^{1/N}} \tag{31}$$

On montre que [8] lorsque la taille N des blocs tend vers l'infini alors G_{CT} tend vers une limite supérieure donnée par

$$N \rightarrow \infty \implies G_{CT} \rightarrow \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(e^{j\omega})|^2 \cdot d\omega}{\exp \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log |X(e^{j\omega})| \cdot d\omega \right]} \tag{32}$$

3.0 CODAGE EFFICACE ET FONCTION DÉBIT-DISTORSION

Nous venons de voir que le codage prédictif, le codage par transformée et le codage en sous-bandes admettent la même limite supérieure de gain de codage. Cette limite peut en fait être directement obtenue à partir de la fonction débit-distorsion de sources gaussiennes, qui dans le cas du critère de l'erreur quadratique moyenne est donnée par [2] :

$$R(\phi) = \frac{1}{2} \int_A \log \frac{X(\omega)}{\phi} \cdot \frac{d\omega}{2\pi} \tag{33}$$

$$D(\phi) = \int_A \frac{d\omega}{2\pi} + \int_{A'} X(\omega) \cdot \frac{d\omega}{2\pi} \tag{34}$$

où $X(\omega) = |X(e^{j\omega})|^2$ représente la densité spectrale de puissance du signal x_n , et les intervalles A et A' sont définis par :

$$A = [\omega ; X(\omega) > \phi] \quad A' = [\omega ; X(\omega) < \phi] \tag{35}$$

$$A \cup A' = [-\pi, \pi] \tag{36}$$

La figure 4 donne une interprétation graphique des équations paramétriques (33) et (34). Lorsque $X(\omega) > D(\phi)$ pour $\forall \omega \in [-\pi, \pi]$, l'intervalle A' est nul, et dans ce cas :

$$D(\phi) = \phi \tag{37}$$

et

$$R(D) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log \frac{X(\omega)}{D} \cdot d\omega \tag{38}$$

Si enfin $X(\omega)$ est constante, c'est-à-dire si la source est décorrélée, et de variance σ_x^2 , alors

$$R(D_0) = \frac{1}{2} \log \frac{\sigma_x^2}{D_0} \quad D_0 < \sigma_x^2 \tag{39}$$

$$= 0 \text{ sinon}$$

Cette expression de la fonction débit-distorsion s'applique de manière générale à toute source gaussienne stationnaire dès lors qu'on ne prend pas en considération l'existence éventuelle d'une corrélation



entre les échantillons x_n du signal. Pour un débit binaire fixé, l'élimination de cette redondance permet donc de réduire la distorsion dans le rapport donné par

$$G = \frac{D_0}{D} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(\omega) \cdot d\omega}{\exp \left[-\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log X(\omega) \cdot d\omega \right]} \quad (40)$$

Ce rapport représente donc la limite supérieure du gain de codage de tout système de codage efficace d'une source gaussienne stationnaire corrélée. Sa valeur est en accord avec les résultats précédemment établis. Il ne faut pas cependant perdre de vue que cette limite n'est valable que si $X(\omega) < D(\phi)$ pour $\forall \omega \in [-\pi, +\pi]$, c'est-à-dire pour des débits binaires suffisants. Dans le cas contraire, il faut chercher à obtenir une répartition de la densité spectrale de puissance du bruit de codage aussi proche que possible de la répartition optimale donnée par la relation (34). Or si le codage en sous-bandes et le codage par transformée, de par le fait qu'ils opèrent dans le domaine des fréquences permettent de s'approcher plus ou moins de cette répartition optimale, en répartissant convenablement les ressources binaires [6,8], il n'en est pas de même pour le codage prédictif qui lui opère dans le domaine du temps. Il est néanmoins possible d'améliorer les performances de ce procédé de codage en modifiant la répartition de la densité spectrale du bruit de quantification. Ce procédé de codage porte alors le nom de codeur prédictif généralisé [4,8,9].

4.0 APPLICATION DU CODAGE EFFICACE DES SIGNAUX REELS

Lorsqu'on s'intéresse au codage efficace de signaux réels tels que le signal de parole ou les signaux d'images en vue de leur transmission sous forme numérique, en cherchant à leur appliquer les résultats théoriques précédents, différentes difficultés apparaissent :

- tout d'abord, la plupart de ces signaux ne sont pas gaussiens : ce qui ne représente pas une difficulté majeure. Par contre le caractère non stationnaire qu'ils présentent en général est déjà plus gênant, car cela nécessite d'adapter de manière périodique ou continue les paramètres des différents procédés de codage pour tenir compte de l'évolution des caractéristiques des signaux à coder. Ceci se traduit en général par un accroissement de la quantité d'information à transmettre et par l'introduction d'un retard de codage supplémentaire [6,8].
- Mais la difficulté de loin la plus importante réside dans l'absence d'un critère représentatif de la qualité du signal reconstruit au plan de la perception auditive ou de la perception visuelle. C'est ainsi que dans le domaine de la compression numérique de la parole, il est apparu que la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (ou la maximisation du rapport signal sur bruit) ne permettait pas d'obtenir le signal reconstruit offrant la meilleure qualité au plan de la perception auditive [8]. On a pu mettre également en évidence que l'introduction de techniques de masquage spectral de la densité spectrale de puissance du bruit de codage par celle du signal permettait d'améliorer au plan de l'audition la qualité du signal reconstruit et ce au détriment souvent de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne [4,6,8,9]. La figure 5 montre un exemple de masquage spectral.

5.0 CONCLUSION

Pour coder efficacement le signal d'une source stationnaire et corrélée, on peut utiliser différentes méthodes de codage, à savoir, le codage prédictif, le codage en sous-bandes, et le codage par transformée.

Lorsque la source est gaussienne, toutes ces méthodes de codage admettent une même limite supérieure pour leur gain qui correspond à celle que donne la fonction débit-distorsion, à condition que la densité spectrale de puissance du bruit de codage soit uniforme et toujours inférieure à celle du signal. Quand cette condition n'est pas remplie, la fonction débit-distorsion permet d'obtenir à débit binaire fixe, la limite inférieure de la distorsion ainsi que la répartition optimale de la densité spectrale de puissance du bruit de codage.

Lorsqu'on cherche à appliquer les résultats théoriques du codage efficace au codage de signaux réels tels que les signaux de parole ou d'image, différentes difficultés apparaissent, à savoir :

- le caractère souvent non-gaussien des sources de signaux réels.
- leur caractère non-stationnaire qui oblige à rendre adaptatives les méthodes de codage efficace, entraînant en général une augmentation de la quantité d'information à transmettre, et un retard de codage supplémentaire, ainsi qu'un accroissement très sensible de la complexité de mise en oeuvre de ces méthodes
- enfin et surtout l'absence de critère de mesure de la qualité du signal reconstruit au plan de la perception auditive ou visuelle. C'est là sans nul doute la limitation la plus sérieuse à l'application de la théorie du codage efficace au codage des signaux réels.

6.0 REFERENCES

- [1] A.GERSHO : 'Principles of quantization'. IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol.CAS-25, July 1978.
- [2] T.BERGER : 'Data Distortion Theory'. Englewood Cliffs, NJ Prentice Hall 1971.
- [3] A.GERSHO : 'On the structure of vector quantizers'. IEEE Transactions on Inf. Theory, Vol.IT-28, March 1982.
- [4] B.S.ATAL : 'Predictive coding of speech at low bit rate', IEEE Transactions on Comm., Vol.COM-30, April 1982.
- [5] R.E.CROCHIERE, S.A.WEBBER, and J.L.FLANAGAN : 'Digital coding of speech in sub-bands'. Bell. Syst.Tech.J., Vol.55, pp.1069-1085, October 1976
- [6] C.GALAND : 'Codage en sous-bandes: Théorie et application à la compression numérique du signal de parole'. Thèse d'Etat, Université de Nice, Mars 1983
- [7] R.ZELINSKI and P.NOLL : 'Adaptive transform coding of speech signals'. IEEE Trans. ASSP, Vol.25, pp.299-309, August 1977.
- [8] J.MENEZ : Etude de systèmes de codage numérique efficace du signal de parole'. Thèse d'Etat, Université de Nice, Septembre 1980
- [9] J.L.FLANAGAN, M.R.SCHROEDER, B.S.ATAL, R.E.CROCHIERE, N.S.JAYANT and J.M.TRIBOLET, 'Speech Coding'. IEEE. Trans. on Comm, Vol. COM.27 N.4, pp. 710-737, April 1979.

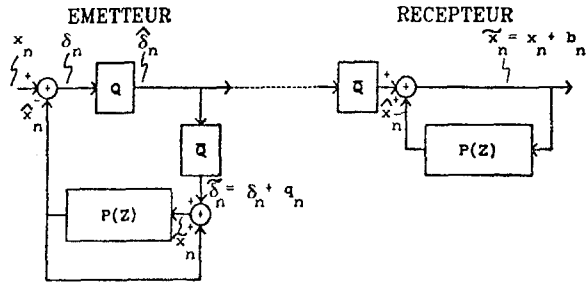


Figure 1 : Codage prédictif

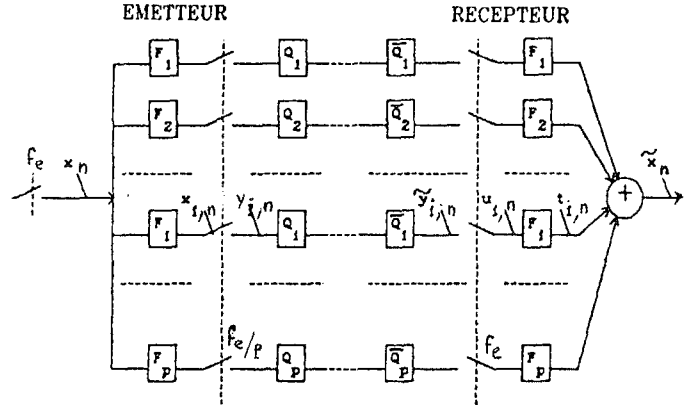


Figure 2 : Codage en sous-bandes

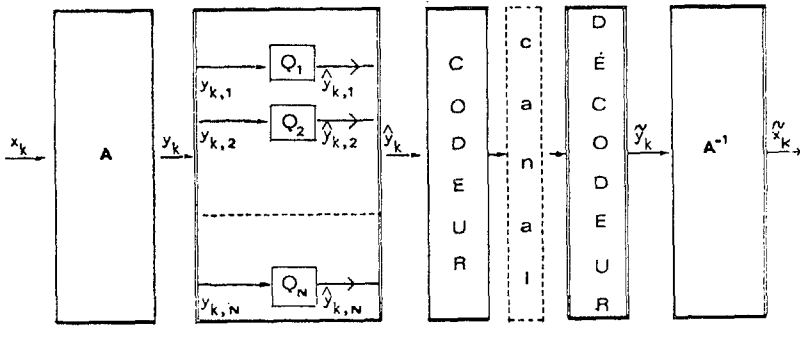


Figure 3 : Codage par transformée

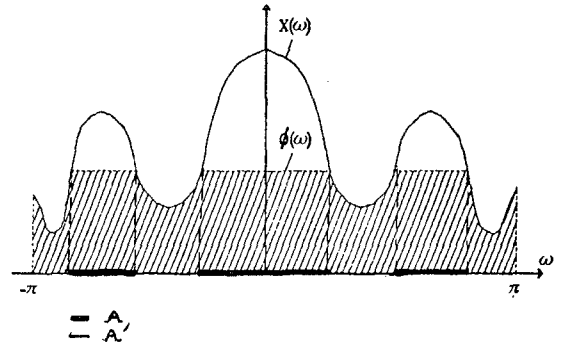


Figure 4 : Fonction débit distorsion Intervalles A et A'

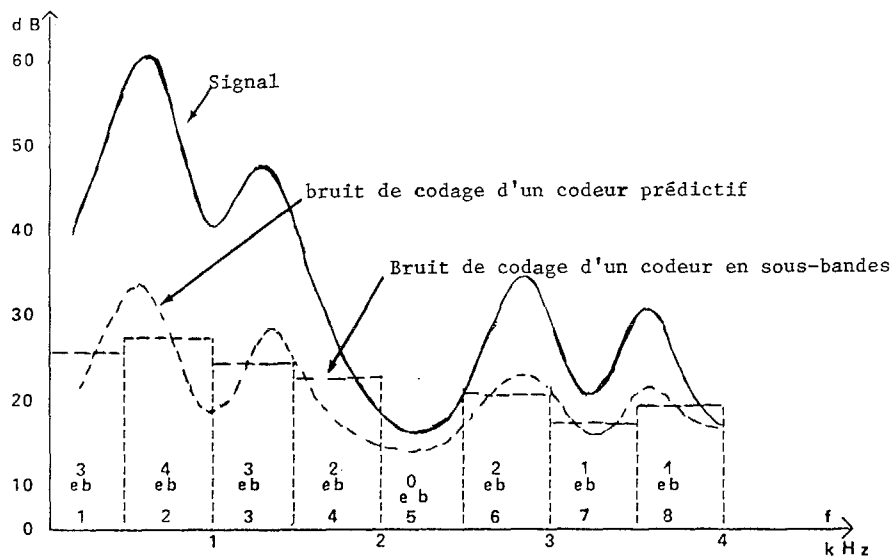


Figure 5 : Exemple de masquage spectral du bruit de codage