

## ÉGALISATION ET RÉCUPÉRATION DE RYTHME RÉTROACTIVE

### Un nouveau système appliqué aux signaux de la famille MAC/paquet

Jacques PALICOT

CCETT, Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et Télécommunications

4, rue du Clos Courtel - BP 59 35512 Cesson-Sévigné, France

#### RÉSUMÉ

Un système d'égalisation avec une récupération de rythme utilisant les données égalisées est présenté. L'intérêt de réaliser la récupération de rythme après l'égaliseur est tout à fait évident : cette fonction profite de la remise en forme des données. La contrepartie est une instabilité difficilement solvable de manière simple surtout lorsque l'égaliseur est de type fractionné.

Le système d'égalisation présenté est parfaitement stable. Il permet de diminuer l'interférence entre symboles sur le signal de données et de plus permet de retrouver l'horloge d'échantillonnage et l'ensemble des synchronisations en présence de fortes perturbations.

Nous présentons la structure du signal D2-MAC/paquet, puis nous décrivons le système d'égalisation et l'ensemble des moyens qui assurent la stabilité du système. Enfin, des résultats obtenus avec un circuit intégré spécifique mettent en évidence la validité et l'efficacité du système d'égalisation.

#### 1. INTRODUCTION

L'ouverture des services de télévision par satellite de diffusion directe, dans la bande des 12 GHz, marque le début des nouveaux systèmes de télévision : la famille MAC/paquet [1]. La qualité de service offerte par les standards actuellement utilisés en Europe (PAL et SECAM) est améliorée par les signaux de la famille MAC.

Parmi ces signaux, le D2-MAC/paquet est transmis sur les réseaux câblés et peut être diffusé dans des canaux hertziens terrestres. Si la réception du signal D2-MAC/paquet diffusé par satellite est quasi parfaite, il n'en est pas de même sur les réseaux de câble et terrestre. Lorsque le signal est transmis en modulation d'amplitude sur ces réseaux, il est affecté de perturbations linéaires et non linéaires. Ces dernières sont essentiellement créées par la démodulation dans le récepteur. Les perturbations linéaires sont générées par le canal et peuvent dégrader notablement le signal reçu. Les échos courts d'un réseau de câble affectent particulièrement le signal de données alors que des échos plus longs d'un réseau terrestre dégradent la qualité de l'image.

Par conséquent, le décodage du signal D2-MAC/paquet peut être très difficile, voire impossible (rupture de la liaison lorsque la synchronisation trame n'est plus reconnue) suivant le type de perturbations introduites par le canal de transmission.

#### ABSTRACT

An equalization system with clock recovery using equalized data is the subject of this paper. The interest in performing clock recovery after the equalizer is clearly obvious: this function profits from the reformatting of the data signal. The disadvantage is the problem of instability which can not be solved in a simple manner, above all when a fractionally spaced equalizer is used.

The equalization system presented here is perfectly stable. It is thus possible to diminish inter-symbol interference on the data signal and, furthermore, to refine the sampling clock and the entire set of synchronizations in the presence of strong disturbance.

The structure of the D2-MAC/packet signal is presented initially, followed by a description of the equalization system and the means to ensure the stability of the system. Finally, the results obtained with a dedicated integrated circuit prove the validity and the efficiency of the equalization system.

#### 2. DESCRIPTION DU SIGNAL D2-MAC/PAQUET

La structure du signal D2-MAC/paquet est un multiplex temporel entre les composantes analogiques (chrominance et luminance) et les données (principalement les sons) (Figure 1).

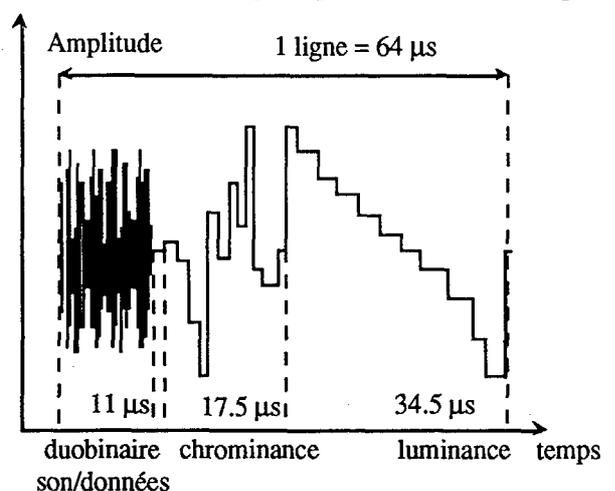


Fig. 1 : Structure d'une ligne D2-MAC

Les composantes analogiques sont codées séparément, comprimées dans le temps et transmises, avec les données, pendant la durée d'une ligne de télévision (64 µs). La fréquence des échantillons qui composent le signal est de 20.25 MHz.



La composante numérique comprend principalement les sons, mais aussi les messages liés à l'accès conditionnel, le télétexte, les signaux de service... La récupération de rythme ainsi que l'ensemble des synchronisations (synchronisation ligne, trame...) sont réalisées à partir des données.

Le signal de données est codé sous forme duobinaire. Le signal duobinaire transmis  $X_n$  est donc :

$$X_n = C_n + C_{n-1} \quad (1)$$

avec  $C_n = 2b_n - 1$

Où  $C_n$  est une séquence binaire prenant les valeurs -1, +1 et  $b_n$  est une séquence binaire représentant les données précodées. Les données précodées sont données par la relation suivante :

$$b_n = \bar{a}_n \oplus b_{n-1} \quad (2)$$

où  $a_n$  est la séquence binaire source prenant les valeurs 0, 1.

La corrélation introduite par le code duobinaire est utilisée pour le calcul du critère d'arrêt (cf 3.7).

La fréquence du signal duobinaire est de 10.125 MHz.

### 3. DESCRIPTION DU SYSTÈME D'ÉGALISATION

À la réception, le signal est échantillonné à 20,25 MHz afin de décompresser le signal vidéo. Cette fréquence est le double de la fréquence bit.

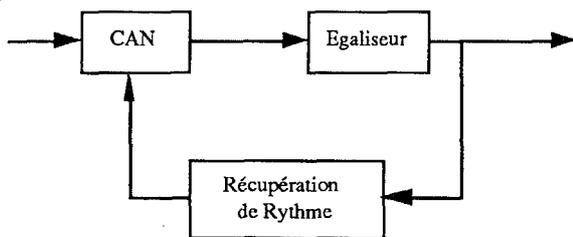


Fig. 2 : Système d'égalisation

La récupération de rythme est réalisée après l'égaliseur comme le présente la figure 2. Il n'est fait aucune hypothèse sur la façon dont le rythme est récupéré. Le système comprend les éléments suivants (figure 3) :

- un circuit d'extraction
- un filtre transversal programmable
- une mémoire d'échantillon
- un calcul algorithmique
- un contrôle des coefficients
- un critère d'arrêt.

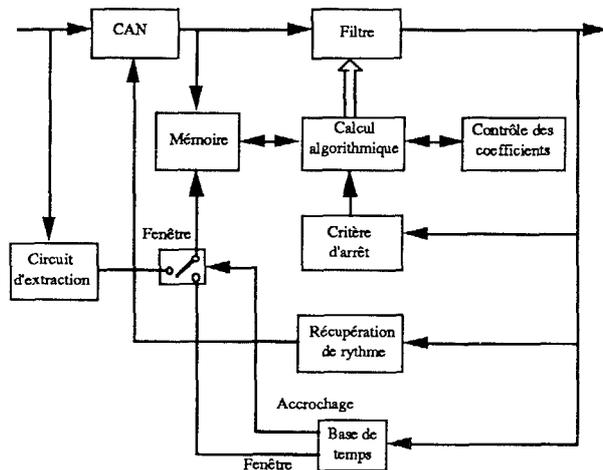


Fig. 3 : Architecture du système d'égalisation

### 3.1. Circuit d'extraction

Ce circuit fournit une référence temporelle (fenêtre) sur la position du signal de données duobinaires même en présence de fortes distorsions. Cette fenêtre est utilisée seulement lorsque la récupération de rythme ne peut pas s'accrocher (la base de temps ne peut alors pas générer correctement le signal équivalent).

### 3.2. Filtre programmable

Le filtre est un filtre transversal à réponse impulsionnelle finie, de seize coefficients pour notre application. Afin de filtrer correctement le signal vidéo chaque coefficient est codé sur 9 éléments binaires (eb) alors que le signal d'entrée est codé sur 8 eb.

Avant égalisation, ainsi qu'à chaque réinitialisation, le filtre est initialisé en mode transparent.

### 3.3. Mémoire d'échantillons

Les échantillons (deux échantillons par donnée) encadrés par la fenêtre sont mémorisés. Environ 200 échantillons (une salve duobinaire) sont mémorisés.

### 3.4. Calcul algorithmique

L'algorithme d'adaptation des coefficients du filtre est celui bien connu du gradient afin de minimiser l'erreur quadratique moyenne (LMS) [6], [7].

Le calcul algorithmique est réalisé sur les données mémorisées à un rythme inférieur à celui de la transmission. Un très grand nombre d'itérations (plusieurs milliers par exemple) est réalisé en utilisant les 200 échantillons mémorisés.

### 3.5. Simulation d'une phase fixe de l'horloge d'échantillonnage

Cette fonction est nécessaire pour accrocher la récupération de rythme en présence de fortes perturbations. Elle utilise les éléments précédemment décrits.

Elle est réalisée en trois étapes :

- Quelques dizaines d'échantillons sont mémorisés. La phase de l'horloge d'échantillonnage est supposée fixe et égale à  $\phi$  pendant cette mémorisation.
- L'algorithme réalise plusieurs milliers d'itérations sur les échantillons mémorisés. Par conséquent nous simulons la réception de plusieurs milliers de données échantillonnées avec la phase  $\phi$ . L'égaliseur étant de type fractionné, le jeu de coefficients envoyé au filtre est optimum pour la phase  $\phi$ .
- Les données en sortie du filtre sont égalisées et en phase avec  $\phi$ . La récupération de rythme, qui a dérivé pendant le calcul algorithmique, reçoit les données égalisées et se stabilisera sur la phase  $\phi$ .

Ensuite le signal est accroché et la base de temps peut générer la fenêtre exacte.

### 3.6. Contrôle des coefficients

Les coefficients sont contrôlés avant que l'automate de calcul algorithmique les envoie au filtre programmable. Ils ne doivent pas sortir d'une certaine plage autour de la valeur initiale et leur somme doit être supérieure à la moitié de la valeur du coefficient central.

Ces contrôles permettent de détecter toute divergence de l'algorithme. Une divergence peut se produire dans les deux cas suivants :

- La phase  $\phi$  de l'horloge d'échantillonnage n'est pas stable pendant la mémorisation des 200 échantillons.
- Le calcul de l'erreur, dans l'algorithme, n'est pas réalisé sur l'échantillon pertinent mais sur un échantillon intermédiaire.

Il faut noter que ces deux cas de divergence ne se produisent que lorsque l'horloge n'est pas accrochée et que la fonction de simulation de phase fixe décrite en 3-5 est mise en œuvre.

Lorsqu'une divergence est détectée, le filtre est réinitialisé et l'ensemble du processus recommence.

### 3.7. Critère d'arrêt

Cette fonction permet de stabiliser l'ensemble du système, tout en permettant la poursuite de nouvelles perturbations. Cette fonction n'est mise en œuvre que lorsque le signal est accroché. Lorsque le critère d'arrêt est satisfait le calcul algorithmique est arrêté. Le critère d'arrêt, pour les applications MAC/paquet, est le taux d'erreur. Celui-ci est approché en utilisant la corrélation introduite par le codage duobinaire des données du signal D2-MAC/paquet. La méthode consiste à détecter les transitions interdites du code duobinaire [2].

Soit  $y_n$  la donnée en sortie de l'égaliseur,

Soit  $\hat{y}_n$  la valeur estimée de cette sortie,

Compte tenu de l'équation (1), la valeur estimée de la donnée précodée  $\hat{c}_n$  est :

$$\hat{c}_n = \hat{y}_n - \hat{c}_{n-1} \quad (3)$$

Lorsqu'une erreur de transmission se produit, la règle de décodage (3) conduit à des valeurs invalides de  $\hat{c}_n$ . Dans ce cas la valeur de  $\hat{c}_n$  est ramenée à la valeur la plus probable (la plus proche) et le processus recommence.

L'utilisation de cette méthode permet de calculer une valeur approchée du taux d'erreur en temps réel. L'automate consiste à lancer un calcul algorithmique (plusieurs milliers d'itérations) tant que le taux d'erreur désiré n'est pas atteint.

Le critère d'arrêt est actif dès que le taux d'erreur désiré est atteint. Dans le cas contraire il est actif au bout d'un nombre N de calculs algorithmiques. Ensuite le taux d'erreur, calculé en temps réel, est en permanence comparé à des seuils. Lorsqu'il franchit un des seuils, lors d'une nouvelle perturbation par exemple, tout le processus recommence.

### 4. CIRCUIT INTÉGRÉ

Un circuit intégré [8] a été fabriqué en 1989.

Le circuit est un filtre transversal à réponse impulsionnelle finie de seize coefficients réalisant l'égalisation sur n'importe quel signal codé sur 8 eb, avec une fréquence allant jusqu'à 40,5 MHz et contenant périodiquement une fenêtre d'échantillons de données binaires ou duobinaires.

Ce circuit peut être utilisé dans une grande gamme d'applications.

L'architecture du circuit est montrée sur la figure 4.

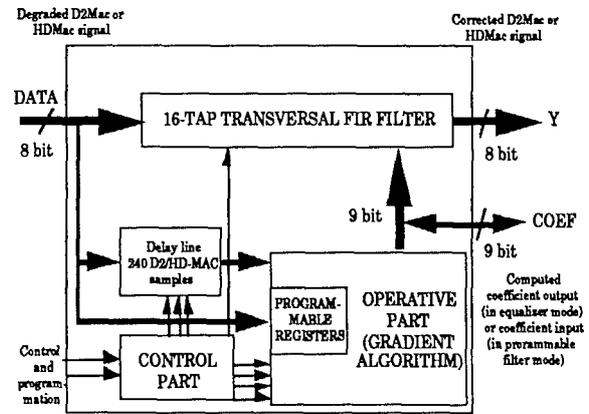


Fig. 4 : Architecture du circuit d'égalisation D2MAC/HDMAC

### 5. RÉSULTATS

Tous les résultats présentés dans ce paragraphe ont été obtenus avec un récepteur D2-MAC/paquet incluant le circuit intégré d'égalisation et toutes les fonctions présentées.

La figure 5 présente les signatures pour un taux d'erreur de  $10^{-5}$  avant et après égalisation. Les échos sont créés en radiofréquence lors d'une transmission en modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle. La phase de l'écho, non représentée, est toujours la plus défavorable. Le gain, pour un retard inclus dans l'horizon du filtre ( $16 \times 50$  ns), est de l'ordre de 8 dB d'amplitude d'écho.

L'originalité du système et le gain à l'accrochage (c'est-à-dire en terme de service rendu au téléspectateur) sont bien clairs sur la figure 6 qui présente les signatures d'accrochage avant et après égalisation. Le gain dans ce cas correspond à la zone 2 ce qui est tout à fait considérable.

Les figures 7 et 8 présentent les diagrammes de l'œil duobinaire avant et après égalisation. Dans ces deux cas, aucune synchronisation n'est possible avant égalisation. Après égalisation, l'œil duobinaire est bien ouvert et par conséquent la récupération de rythme peut fonctionner correctement et le signal peut s'accrocher. Le service est de nouveau rendu au téléspectateur avec une qualité sonore parfaite.

Figure 7 : écho - 6 dB, 125 ns

Figure 8 : écho - 6 dB, 250 ns.

Dans notre application D2-MAC/paquet, la composante image passe aussi à travers le filtre. Elle profite donc de la remise en forme de la réponse amplitude-fréquence. Ceci est bien illustré par la figure 9 sur laquelle le signal test «Multiburst» est présenté avant et après égalisation. Après égalisation les différentes salves de fréquence ont la même amplitude ce qui témoigne de l'amélioration de la réponse amplitude-fréquence.



## 6. CONCLUSION

La possibilité de simuler une phase fixe de l'horloge d'échantillonnage permet d'améliorer les performances de la récupération de rythme ce qui offre un gain à l'accrochage très important. Le critère d'arrêt associé à différents contrôles assure la stabilité totale du système d'égalisation. Ce système a maintenant été expérimenté et a prouvé son efficacité pour l'application D2-MAC/paquet. Les effets positifs annexes que procure le système d'égalisation rendent encore plus attrayante son utilisation. Ce sont par exemple la diminution des bruits basse fréquence, notamment de "clamp", la diminution du bruit de raccordement des points de coupure lors de l'embrouillage du signal...

Un tel système peut-être utilisé dans de nombreuses applications moyennant une adaptation du critère d'arrêt. Il est particulièrement performant dans des canaux très perturbés.

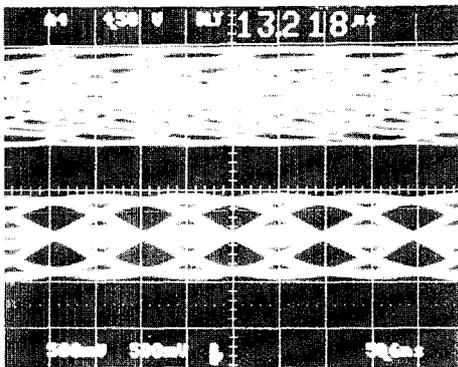


Fig. 7 : Echo - 6 dB, 125 ns

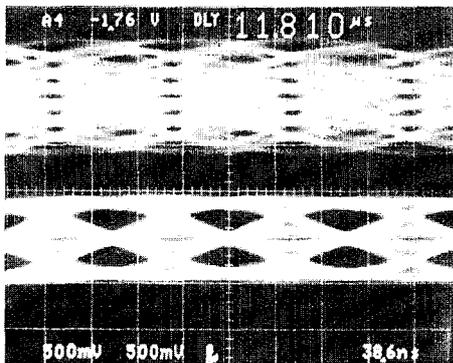


Fig. 8 : Echo - 6 dB, 250 ns

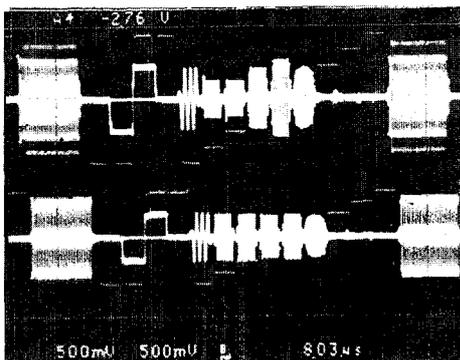


Fig. 9 : Echo - 8 dB, 200 ns

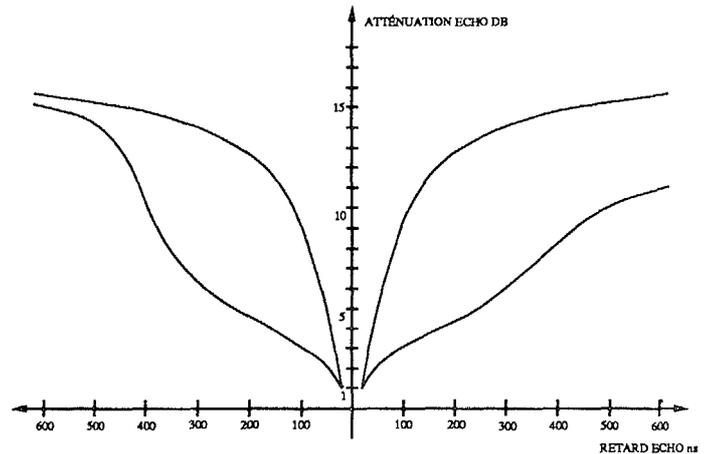


Fig. 5 : Signature pour un taux d'erreur de  $10^{-5}$

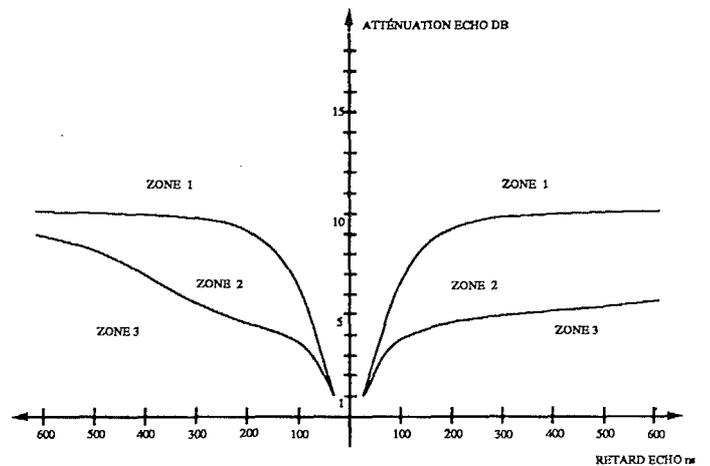


Fig. 6 : Signature à l'accrochage

### Références :

- [1] : «Spécifications des systèmes de transmission pour le service de radiodiffusion par satellite», CCIR Report, 1988.
- [2] : J.F. Gunn and J.A. Lombardi, «Error detection for partial response systems», IEEE Trans. on Communication technology, vol COM. 17 N°6, December 1969.
- [3] : G. Ungerboeck, «Fractional tap-spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems», IEEE Trans. on Communication, vol COM. 24, August 1976, pp 856 - 864.
- [4] : O.Macchi and L.Guidoux, «Un nouvel égaliseur : l'égaliseur à double échantillonnage», Annales Télécom., 30, N°9-10, 1975.
- [5] : R.D. Gitlin and H.C. Meadors, «Center-tap tracking algorithms for timing recovery», AT and T Technical Journal, Vol 66, Décembre 87.
- [6] : R.W. Lucky, «Techniques for adaptive equalization of digital communications systems», Bell System Tech. J. 45, 1966, pp 255 - 286.
- [7] : W.A. Gardner, «Learning characteristics of stochastic gradient descent algorithms : a general study, analysis and critique», Signal Processing N°6, North - Holland, 1984, pp 113 - 133.
- [8] : S. Maginot, F. Balestro, C. Joanblanq, P. Senn and J. Palicot, «A general purpose high speed equalizer», IEEE Journal of Solid - State Circuits, vol 26, March 1991, pp. 209-216.