

SEPTIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 28 MAI au 2 JUIN 1979

MODEMS A ACQUISITION RAPIDE POUR LIAISON MULTIPPOINT

Danielle MAILLES - César MACCHI

L2S-ESE-Plateau du Moulon, 91190 GIF/YVETTE - Université P. et M. Curie, Institut de Programmation.

RESUME

Dans le but d'utiliser des modems à grand débit (9600 bit/s) sur liaison multipoint, on considère des structures d'égaliseur permettant une égalisation rapide.

La méthode d'égalisation proposée est basée sur les propriétés de convergence de l'erreur quadratique moyenne en fonction du nombre de coefficients de l'égaliseur. Cette méthode est :

- particulièrement simple à mettre en oeuvre,
- efficace puisqu'elle permet d'atteindre une probabilité d'erreur de 10^{-4} à l'issue d'une phase d'acquisition de 40 ms,
- et d'un emploi aisé car elle n'implique pas une modification de la procédure de commande de la liaison.

SUMMARY

In order to use 9600 bit/s modems on multidrop line, fast start up equalizer structures are considered

The proposed equalization method is based on the convergence properties of the mean square error in terms of the number of equalizer coefficients.

This method is :

- particularly simple to implement,
- efficient, because it is able to reach a bit error probability of 10^{-4} at the end of an acquisition period of 40 ms,
- and very easy to use because it does not need a modification of the data link control protocol.



1.- INTRODUCTION.

Actuellement, les modems à 9600 bit/s sont utilisés uniquement sur liaison point à point. Leurs caractéristiques n'en permettent pas l'emploi sur liaison multipoint, dans les deux sens (cf. fig. 1). Nous avons précisé, dans (1), la nature des difficultés rencontrées. De plus, nous avons montré que, pour ne pas perdre l'intérêt d'un débit élevé, il suffisait de réduire la phase d'acquisition des modems à 9600 bit/s de façon à atteindre une probabilité d'erreur de 10^{-4} en moins de 40 ms environ.

La réduction de la phase d'acquisition des modems a été l'objet de nombreux travaux (2-6) qui ont permis de proposer des structures variées d'égaliseurs. Ces structures sont cependant relativement complexes et supposent de nombreux calculs à chaque itération de l'égalisation.

Dans (7) nous avons proposé plusieurs modifications de structure et de fonctionnement à apporter aux modems actuels pour réduire la durée de leur phase d'acquisition. L'une de ces propositions, inspirée d'une solution mise en oeuvre sur certains modems CODEX à 4800 bit/s, consiste à faire varier le débit binaire durant la phase d'acquisition. Elle présente cependant l'inconvénient de nécessiter une modification de la procédure de commande de liaison. Une autre proposition, décrite dans la suite, ne présente pas cet inconvénient, est d'une mise en oeuvre particulièrement simple, et permet une rapidité d'adaptation de l'égaliseur sensiblement plus grande.

Dans ce qui suit, au § 2, nous rappelons tout d'abord les notations relatives à un système de transmission de données, avec un égaliseur adaptatif. Nous précisons ensuite les propriétés de rapidité de convergence de l'algorithme du gradient usuellement utilisé pour adapter l'égaliseur. Nous en déduisons, au § 3, une méthode d'égalisation rapide, dont nous évaluons les performances. Des résultats numériques de simulation, au § 4, confirment les performances attendues.

2.- SYSTEME DE TRANSMISSION DE DONNEES AVEC EGALISEUR ADAPTATIF

2.1. Emetteur

La transmission de données à grande vitesse est généralement réalisée à l'aide d'une modulation linéaire et d'une démodulation cohérente. Considérons un système de transmission de données utilisant une modulation à l'aide de deux porteuses en quadrature (MAQ), qui n'est autre qu'une modulation conjointe d'amplitude et de

phase (8).

Ce système de transmission est équivalent au système en bande de base décrit par la figure 2 où toutes les quantités sont complexes.

Les symboles a_j , prennent aléatoirement leurs valeurs parmi les $q=2^k$ nombres complexes $(\theta_1, \dots, \theta_q)$, appelés niveaux. Ils sont émis à intervalles réguliers Δ .

Le débit binaire d'information noté D est alors

$$(1) \quad D = \frac{k}{\Delta} \text{ bits par seconde.}$$

Ils sont supposés centrés et non corrélés

$$(2) \quad E(a_j) = 0 \quad E(a_j a_l^*) = a^2 \delta_{jl}$$

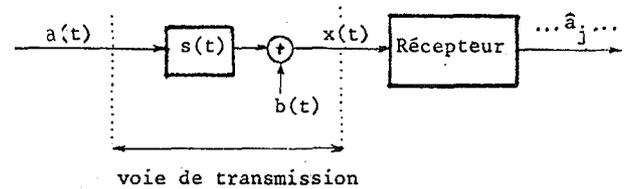


Fig. 2 : Système de transmission en bande de base équivalent.

Le message de données à émettre s'écrit :

$$(3) \quad a(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_j \delta(t-j\Delta).$$

Le message obtenu à la sortie du démodulateur a alors pour expression (cf. figure 2).

$$(4) \quad x(t) = \sum_j a_j s(t-j\Delta) + b(t),$$

où $b(t)$ est un bruit additif, stationnaire, centré, et $s(t)$ est la réponse percussionnelle complexe du filtre linéaire caractérisant la voie de transmission en bande de base, ainsi que les filtres de l'émetteur et du récepteur.

2.2. Récepteur linéaire adaptatif.

Nous considérons un récepteur linéaire classique, constitué d'un filtre numérique complexe non récursif, précédé d'un échantillonneur et suivi d'un détecteur à seuils, comme l'indique la figure 3.

Les échantillons x_k à l'entrée de l'égaliseur ont pour expression

$$(5) \quad x_k = \sum_j a_j s_{k-j} + b_k,$$

où $x_k = x(k\Delta)$. Plus généralement nous notons

$$f_k = f(k\Delta) \text{ les échantillons d'une fonction } f(t).$$

Soit \vec{x}_k le vecteur des échantillons présents dans l'égaliseur

$$(6) \quad \vec{x}_k^T = (x_{k+N}, \dots, x_k, \dots, x_{k-N}).$$

Echantillonneur

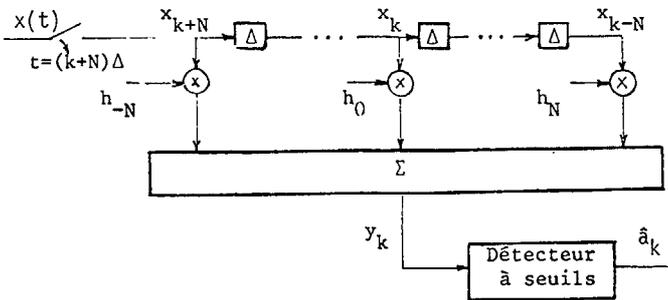


Figure 3 - Structure du récepteur (Egaliseur).
(Les grandeurs x_k, h_j, y_k, \hat{a}_k sont complexes)

Notons \vec{H} le vecteur des coefficients du filtre numérique

$$(7) \vec{H}^T = (h_{-N}, \dots, h_0, \dots, h_N),$$

alors les échantillons de sortie y_k ont pour expression

$$(8) y_k = \vec{H}^T \vec{x}_k.$$

Les coefficients h_k , paramètres de l'égaliseur, sont généralement choisis de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne

$$(9) \xi(\vec{H}) = E\{|e_k|^2\} \text{ où}$$

$$(10) e_k = y_k - a_k.$$

Le bruit $b(t)$ et la suite a_k étant stationnaires $E(\vec{H})$ est indépendant de k .

L'estimation du vecteur \vec{H}_* qui minimise l'erreur quadratique moyenne (9) est réalisée par itérations successives.

Pour calculer le vecteur \vec{H}_{k+1} qui caractérise l'égaliseur à l'instant $(k+1)\Delta$ on utilise en général un algorithme du gradient du type suivant :

$$(11) \vec{H}_{k+1} = \vec{H}_k - \mu \vec{x}_k^* (y_k - a_k),$$

où μ est un réel positif.

On utilise quelquefois une version à pas décroissant de cet algorithme,

$$(12) \vec{H}_{k+1} = \vec{H}_k - \mu_k \vec{x}_k^* (y_k - a_k),$$

dont la convergence est plus fine.

Dans la pratique, l'égalisation automatique de la voie de transmission se fait en deux étapes. Au début de la transmission, le modem émetteur envoie une séquence de symboles connue du récepteur, appelée usuellement séquence d'égalisation. L'égaliseur peut ainsi évaluer les caractéristiques de la ligne à partir des déformations observées sur le signal reçu.

Lorsque le vecteur \vec{H}_k est suffisamment proche de l'optimum, on atteint la phase d'apprentissage permanent qui permet de s'affranchir des modifications lentes des caractéristiques de la ligne au cours du temps. Cet apprentissage est réalisé sur les données d'infor-

mation, inconnues du récepteur, par un algorithme déduit de (11), où on remplace a_k par son estimation \hat{a}_k

$$(13) \vec{H}_{k+1} = \vec{H}_k - \mu \vec{x}_k^* (y_k - \hat{a}_k).$$

2.3. Rapidité de convergence d'un égaliseur adaptatif.

La rapidité de convergence des algorithmes (11) et (12) a été étudiée dans (9) et (10). On montre dans (9) que pour l'algorithme (12) les variations de l'erreur quadratique moyenne

$$(14) \xi_k = E(\xi(\vec{H}_k))$$

peuvent être estimées par

$$(15) \xi_{k+1} = \xi_k - (2 - \frac{1}{\alpha}) \frac{\xi_k}{\alpha(2N+1)} + \frac{2}{\alpha(2N+1)} \xi(\vec{H}_*)$$

où

$$(16) \alpha = \frac{\xi_k - \xi(\vec{H}_*)}{\xi_k}$$

avec

$$(17) \mu_k = \frac{1}{\alpha(2N+1)E\{|\vec{x}_k|^2\}}.$$

Dans (10) on explicite la propriété suivante déjà apparue sur (15) :

La rapidité de convergence est d'autant plus grande que le nombre $(2N+1)$ de coefficients de l'égaliseur est plus petit.

La figure 4 illustre cette propriété, pour un canal de type M1020, un débit binaire de 9600 bit/s, une rapidité de modulation de 2400 bauds, et un rapport signal à bruit de 25 dB.

3. - EGALISEUR A ACQUISITION RAPIDE

3.1. Principe

La propriété précédente suggère d'utiliser un égaliseur à petit nombre de coefficients pour réaliser une adaptation rapide. Cependant un égaliseur à petit nombre de coefficients (10 par exemple) ne permettrait pas une égalisation suffisante du canal, car, comme illustre la figure 4, l'erreur quadratique moyenne (lorsque la convergence est pratiquement achevée) est d'autant plus grande que le nombre de coefficients de l'égaliseur est plus petit.

Pour réaliser simultanément une acquisition rapide et une convergence fine nous avons imaginé de faire varier au cours du temps (de façon croissante) le nombre de coefficients de l'égaliseur, de façon - à commencer la phase d'acquisition avec un petit nombre de coefficients, choisis au centre de l'égaliseur, de façon à avoir une convergence rapide, - et à poursuivre en augmentant progressivement le nom-



MODEMS A ACQUISITION RAPIDE POUR LIAISON MULTIPOINT

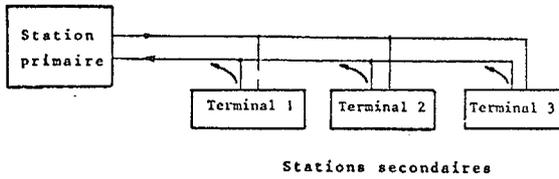


Figure 1. - Liaison multipoint.

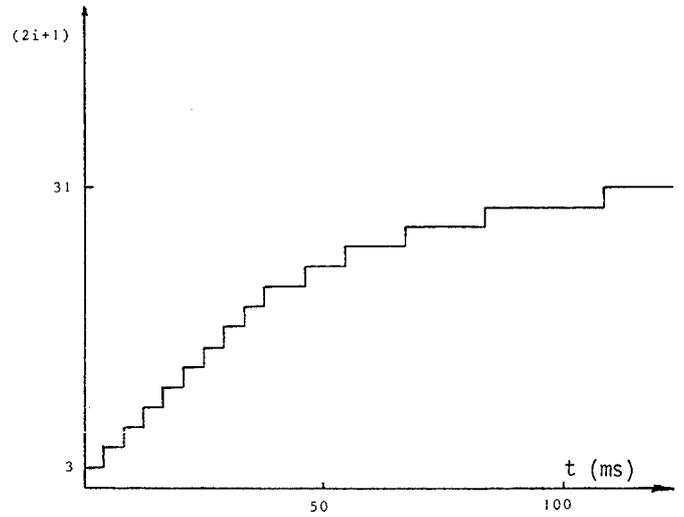


Figure 5. - Variation du nombre de coefficients de l'égaliseur en fonction du temps.

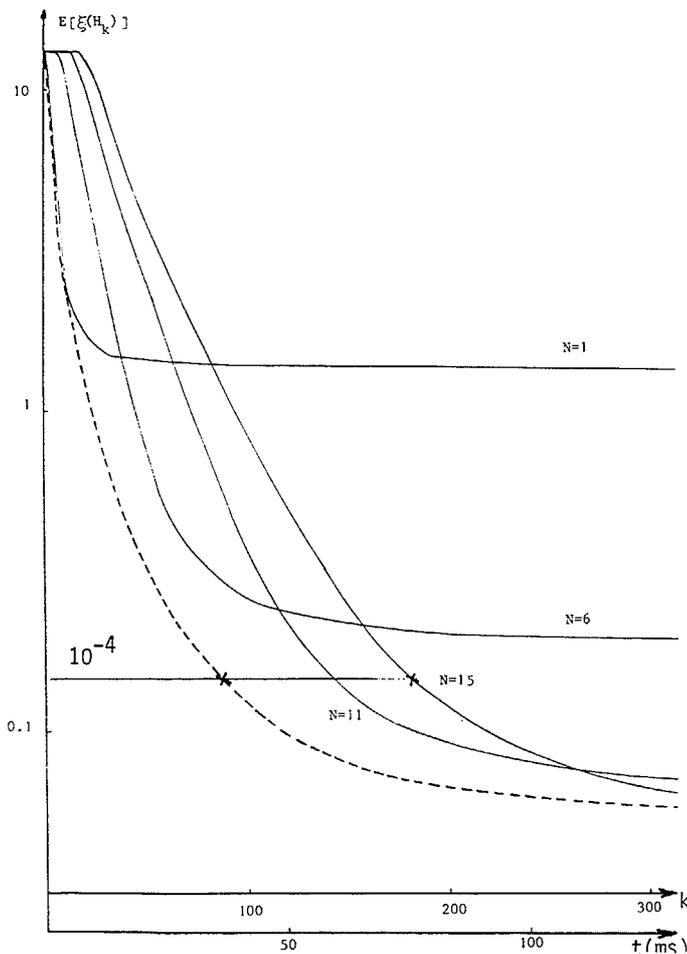


Figure 4. - Variation de l'erreur quadratique moyenne en fonction du temps.

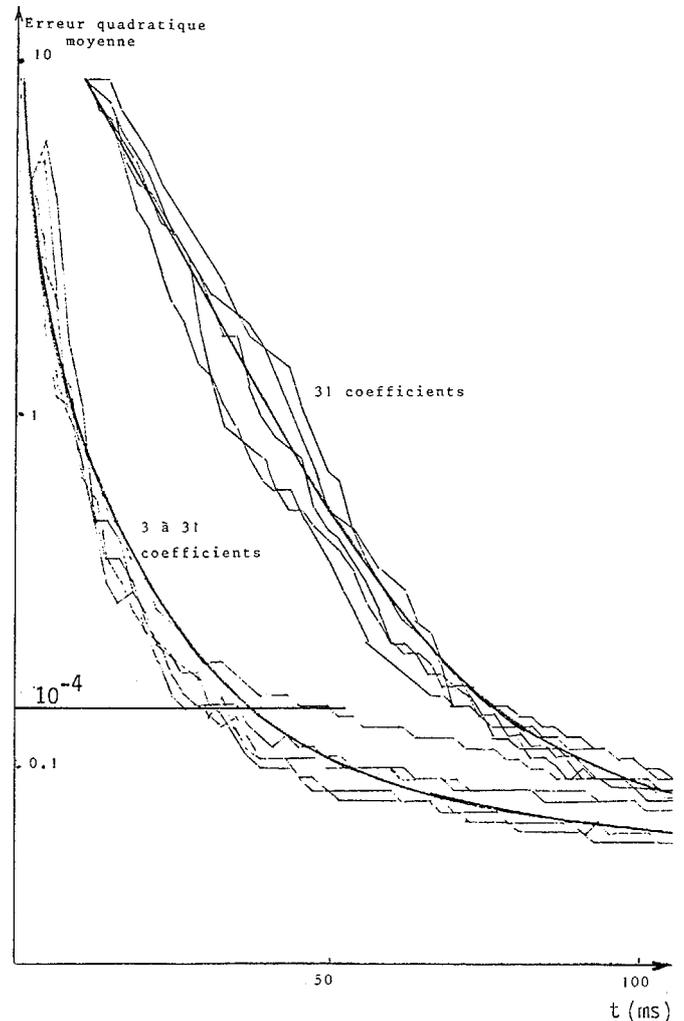


Figure 6. - Variation de l'erreur quadratique moyenne en fonction du temps (simulations).

bre de coefficients pour affiner la convergence.

3.2. Algorithme d'acquisition rapide

Pour décrire cette méthode d'acquisition, supposons qu'à l'instant $k\Delta, 2i(k)+1$ coefficients de l'égaliseur soient ajustés itérativement. Notons par simplicité $i(k)=i$ et posons

$$(18) \vec{h}^i T = (h_{-i}, \dots, h_0, \dots, h_i),$$

et

$$(19) \vec{x}_k^i T = (x_{k+i}, \dots, x_k, \dots, x_{k-i}).$$

Avec ces notations, la sortie de l'égaliseur et l'erreur ont pour expressions

$$(20) y_k^i = \vec{h}_k^i T \vec{x}_k^i,$$

$$(21) e_k^i = y_k^i - a_k.$$

L'algorithme proposé pour la phase d'acquisition est le suivant

$$(22) \vec{h}_{k+1}^i = \vec{h}_k^i - \mu^i e_k^i \vec{x}_k^{i*}$$

où le coefficient de pondération μ^i , conformément à (17) a pour expression

$$(23) \mu^i = \frac{1}{\alpha(2i+1)E(|x|^2)}$$

et où le paramètre $i(k)$ croît de 1 à N par paliers successifs.

3.3. Evaluation des performances

Il convient de bien choisir à chaque instant k le nombre $2i(k)+1$ de coefficients de l'égaliseur. Pour faire ce choix et prévoir les performances de la méthode proposée considérons l'erreur quadratique optimale ξ_k^* définie, d'après (15), par

$$(24) \begin{cases} \xi_0^* = \xi_0, i(0) = 1; \\ \xi_{k+1}^* = \min_N \{ \xi_{k+1} / \xi_k^* \}, k=0,1,2,\dots \end{cases}$$

Dans (24) le minimum de ξ_{k+1} est pris en considérant toutes les valeurs possibles de N. Soit $i^*(k)$ le nombre N pour lequel ξ_{k+1} atteint le minimum ξ_{k+1}^* . Le nombre $2i^*(k)+1$ de coefficients de l'égaliseur croît avec k pour atteindre sa valeur limite (31 pour la figure 4), compatible avec la finesse de convergence requise c'est-à-dire avec la probabilité d'erreur désirée.

La courbe en pointillés de la figure 4 représente ainsi l'évolution au cours du temps de l'erreur quadratique optimale ξ_k^* obtenue avec un égaliseur à nombre variable de coefficients. D'après cette courbe une probabilité d'erreur de 10^{-4} peut être atteinte en moins de 35 ms.

Remarque. La suite de nombres $\{i^*(k), k=0,1,\dots\}$ de coefficients dépend du canal utilisé. Le choix de cette suite n'est cependant pas critique, et nous avons pu vérifier par de nombreuses simulations, que la suite illustrée par la figure 5 convient à une grande variété de lignes téléphoniques.

4.- RESULTATS NUMERIQUES

Nous avons considéré un système de transmission de données caractérisé par un débit binaire de 9600 bit/s, une rapidité de modulation de 2400 bauds et un rapport signal à bruit de 25 dB.

Avec une ligne de type M1020, la figure 6 illustre les variations de l'erreur quadratique moyenne

- pour un égaliseur classique à 31 coefficients,
- et pour un égaliseur dont le nombre de coefficients varie conformément à la figure 5.

Pour ces deux types d'égaliseurs, la figure 6 rassemble également les résultats de cinq simulations. Remarquons que ces résultats sont relativement peu dispersés autour des courbes prévisionnelles.

Nous avons également fait des simulations sur d'autres lignes, plus faciles et plus difficiles à égaliser que la ligne M 1020. Nous avons utilisé chaque fois, la variation du nombre de coefficients de l'égaliseur définie par la figure 5. Toutes ces simulations ont montré que la méthode d'égalisation rapide proposée permet d'atteindre une probabilité de 10^{-4} en 40 ms environ.

Ce résultat est conforme aux performances attendues (cf. § 3.3) ; de plus il satisfait la condition suffisante dégagée dans (1) pour utiliser les modems à 9600 bit/s sur liaison multipoint sans perdre l'intérêt du grand débit.

Remarques - 1 - Il paraît difficile de réaliser la phase d'acquisition en un temps beaucoup plus court que 35 ms compte tenu de la durée de la réponse percussive des lignes téléphoniques (20 ms environ) et du temps nécessaire au remplissage de l'égaliseur.

- 2 - Dans le calcul du temps d'égalisation, nous n'avons pas tenu compte du temps nécessaire pour récupérer

- la fréquence de l'onde porteuse et sa phase,
- la rapidité de modulation $1/\Delta$.

Il est en effet possible de réaliser simultanément

- l'estimation de la fréquence de la porteuse et de la rapidité de modulation
- et la phase d'acquisition de l'égaliseur, sans en allonger la durée (11,12).



5. - CONCLUSION

Nous avons décrit une méthode d'acquisition rapide par variation du nombre des coefficients de l'égaliseur. Cette méthode s'est révélée particulièrement - simple à mettre en oeuvre car elle ne nécessite pas un volume de calcul supplémentaire par rapport au volume nécessaire pour un égaliseur classique, - efficace puisqu'elle réduit la phase d'acquisition d'un facteur 2, - et d'un emploi aisé car elle n'implique pas une modification de la procédure de transmission.

Cette méthode d'acquisition rapide pourrait donc être utilisée avec profit pour concevoir des modems utilisables sur ligne multipoint. Elle permet d'obtenir à 9600 bit/s un rendement de transmission proche de l'optimum (1).

BIBLIOGRAPHIE

- (1) MACCHI (C.), MAILLES (D.) . Incidences des modems sur les performances d'une liaison multipoint. Septième Colloque sur le Traitement du Signal et ses applications. (Nice, 28 mai - 2 juin 1979).
- (2) CHANG (R.W.) . A new equalizer structure for fast start up digital communication. B.S.T.J., Vol. 50, N° 6, (juil.-aout 1971).
- (3) GODDARD (D.) . Channel equalization using Kalman filter for fast data transmission. IBM J. Res. Dev (Mai 1974).
- (4) MUELLER (K.H.) . A new fast converging meansquare algorithm for adaptive equalizers with partial response signaling. B.S.T.J., Vol. 54, n° 1, (jan. 1975).
- (5) GITLIN (R.D.), MAGEE (F.R.) . Self orthogonalizing algorithm for accelerated convergence of adaptive equalizers. IEEE Trans. on Com., Vol. COM 25, N° 7 (juil. 1977).
- (6) QURESHI (S.U.) . For start-up equalization with periodic training sequences. IEEE Trans. on I.T. Vol. IT 23, n° 5, (sept. 1977).
- (7) MAILLES (D.) . Modems à acquisition rapide pour liaison multipoint. Thèse de 3ème cycle. Université P. et M. Curie (oct. 1978).
- (8) MACCHI (C.), GUILBERT (J.F.) : Téléinformatique, transport et traitement de l'information dans les systèmes et réseaux téléinformatiques. Dunod (1979)
- (9) UNGERBOECK (C.) . Theory on speed of convergence in adaptive equalizer for digital communication. IBM J. Res. Dev., Vol. 16, n° 6, (nov. 1972).
- (10) MACCHI (O.) . Resolution adaptative de l'équation de Wiener-Hopf. Annales de l'IHP Section B, Vol. XIV, n° 3, (1978).
- (11) FALCONER (D.D.) . Analysis of a gradient algorithm for simultaneous passband equalization and carrier phase recovery. BSTJ, Vol. 55, n° 4, (Avril 1976)
- (12) MACCHI (O.) MACCHI (C.) . Compensation de la dérive de fréquence par un égaliseur de gigue. Septième Colloque sur le Traitement du Signal et ses Applications. (Nice, 28 mai - 2 juin 1979).