



**- ETUDE COMPARATIVE EXPERIMENTALE D'ALGORITHMES
ROBUSTES
DANS LE CADRE D'UNE TRANSMISSION RADIOELECTRIQUE -**

M.BORGNE
CNET (LAB/SMR/SRD)
22301-LANNION-
FRANCE

RÉSUMÉ

Cette étude présente les performances comparées d'algorithmes robustes dans le cadre d'une transmission hertzienne avec une modulation MAQ 16 pour un égaliseur linéaire numérique. Parmi les algorithmes comparés, l'algorithme proposé par Godard présente des performances tout à fait remarquables. En effet, cet algorithme a montré des possibilités d'accrochage pour des évanouissements sélectifs de profondeur quasiment infinie.

ABSTRACT

This study presents a comparison of robust algorithms in a radio environment for a 16 QAM modulation format with a digital linear equalizer. Among the considered algorithms, the algorithm proposed by Godard gives particularly remarkable performance. In fact, this algorithm has pull-in possibilities for selective fading with almost infinite fade depth.

-I- INTRODUCTION -

Les phénomènes de propagation rencontrés lors d'une transmission hertzienne sont généralement compensés au niveau du récepteur par un égaliseur auto-adaptatif qui est principalement de type linéaire en raison des débits considérés dans les systèmes hertziens. Ces égaliseurs linéaires, dont le nombre de coefficients est généralement limité à 5 ou 7, peuvent suivre les variations dynamiques du canal jusqu'à une certaine limite. Cette limite est fonction de l'algorithme utilisé pour l'adaptation des coefficients [Minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne (MEQM) ou Forçage à Zéro (FZ) de l'interférence entre symboles]. Cette frontière définit également un domaine de bon fonctionnement du système dans l'espace des paramètres du modèle de propagation. Au delà de cette limite, l'égaliseur "décroche" et ceci se traduit par un décrochage complet du système et donc par une coupure de la liaison. Pour éviter un temps de coupure trop long, le système doit être capable de "s'accrocher", même dans des conditions de propagation difficiles. Cependant les algorithmes MEQM et FZ ont des capacités d'accrochage réduites et il est alors nécessaire d'utiliser les algorithmes ayant un pouvoir d'accrochage et une robustesse importante.

Certains algorithmes robustes ont été proposés et analysés dans la littérature. Parmi ceux-ci, on peut distinguer deux catégories: ceux qui sont une version modifiée des algorithmes utilisés pour la poursuite et qui n'autorisent l'adaptation des coefficients que pour des zones bien précises de l'espace du signal égalisé, et ceux qui font appel à des signaux différents de ceux utilisés pour les algorithmes de poursuite. Cette seconde catégorie d'algorithmes n'a donné lieu, à notre connaissance, qu'à des applications dans le cadre de la transmission de données.

Le but de cette étude est donc de comparer ces différents algorithmes dans le cadre d'une transmission hertzienne. Pour cela, une maquette fonctionnant au débit de 16 Mbit/s avec une modulation MAQ 16 a été réalisée, ainsi qu'un simulateur de canal hertzien basé sur le modèle simplifié à trois rayons. Un égaliseur linéaire de 7 coefficients implanté en technique numérique autorise par programmation l'emploi des différents algorithmes. L'ensemble de cette expérimentation est décrit dans la deuxième partie. Après une brève présentation analytique du problème (troisième partie), on présente dans la quatrième partie les performances des algorithmes suivants: l'algorithme MLE (Maximum Level Error) bien connu dans les faisceaux hertziens numériques, l'algorithme de "Stop and Go" proposé par Picchi et Prati, l'algorithme de Benveniste et Goursat et les algorithmes proposés par Godard.

-II- PRESENTATION DE L'EXPERIMENTATION -

Le schéma global de l'expérimentation est présenté à la figure 1. On travaille à une fréquence intermédiaire de 140 MHz et avec une vitesse de modulation de 4 Mbaud. Cette vitesse de modulation permet l'emploi de circuits intégrés "courants". Le modem MAQ 16 a été largement présenté dans [1]. Rappelons simplement ici qu'une attention particulière a été portée sur la réalisation du modulateur afin de le numériser le plus possible. En effet pour la réalisation du modulateur MAQ 16, on utilise la combinaison de 2 modulateurs MDP-4. Ce choix autorise une numérisation du modulateur jusqu'aux additions finales.

La démodulation et la prise de décision sont réalisées de manière traditionnelle. Le circuit de récupération de rythme est basé sur l'élévation au carré du signal en fréquence intermédiaire. Un circuit de contrôle automatique de gain maintient à un niveau constant la puissance moyenne du signal à l'entrée du démodulateur. Le filtrage en cosinus surélevé de facteur de retombée égal à 0.5 est réalisé avec des filtres à ondes acoustiques de surface (FOS). Il est important de noter ici que les résultats présentés dans la 4ème partie sont valables pour une "porteuse locale en réception".

Le simulateur d'évanouissements sélectifs contrôlé par microprocesseur est basé sur le modèle à 2 rayons. Sa fonction de transfert est donnée par:

$$C(f) = 1 - \rho * \exp[-2\pi j(f - f_0)\tau] \quad [1]$$

où ρ est l'amplitude du rayon réfléchi, τ représente le retard du rayon réfléchi ($\tau = 0.15T$, T: durée symbole) et f_0 est la fréquence à laquelle l'évanouissement est maximal.

La profondeur maximale de l'évanouissement est donnée par:

$$A_{Max} = -20 \cdot \log(1 - \rho) \quad [2]$$

La structure de base de l'égaliseur numérique est présentée à la figure 2. Elle peut être divisée en deux parties: une partie de filtrage et une partie de commande.

Le premier étage de l'égaliseur numérique est l'étage de conversion analogique-numérique (CAN) sur les voies en phase et en quadrature. Dans cette étude, on ne considère que des égaliseurs synchrones, donc la vitesse de conversion est égale à la vitesse de modulation du système, soit 4 MHz. Les seuils de conversion sont ajustés exactement au milieu de chaque intervalle entre états adjacents pour maximiser la distance entre ces états. De cette façon, on a une meilleure protection contre le bruit thermique. Les convertisseurs utilisés permettent de quantifier le signal jusqu'à 9 bits (Qx: niveaux de



quantification du signal d'entrée). La plage de quantification est choisie de telle façon qu'avec un canal de transmission très perturbé, le nombre d'échantillons dépassant la plage maximale soit négligeable. Ainsi en s'appuyant sur des simulations sur ordinateur, la plage de quantification est donnée par $[-4N, 4N]$ pour une modulation MAQ à $(2N)^2$ états. Donc pour la modulation MAQ 16, la plage de quantification est $[-8, 8]$.

La partie filtrage de l'égaliseur linéaire comprend quatre filtres où on peut avoir jusqu'à 8 coefficients. Des contraintes de blocage peuvent être appliquées individuellement sur les parties réelle et imaginaire de chaque coefficient et le coefficient de référence peut être choisi librement par programmation. La plage de quantification des coefficients est $[-2, 2]$ pour garantir une marge acceptable en présence de forte interférence entre symboles. Notre égaliseur accepte jusqu'à 12 bits de quantification (Q_c : niveaux de quantification des coefficients). Le signal égalisé a 17 bits de quantification dont les 8 les plus significatifs attaquent le circuit de prise de décision. Le signal d'erreur est codé sur 8 bits dans la plage $[-2, 2]$.

La partie de commande de l'égaliseur autorise l'implantation des algorithmes décrits dans les parties suivantes. En effet, cette partie de commande est basée sur l'utilisation de proms, ceci nous permet l'utilisation d'algorithmes sophistiqués et des pas d'algorithmes programmables.

-III- ETUDE ANALYTIQUE -

L'enveloppe complexe du signal reçu est donnée par:

$$r(t) = \sum_k A_k \cdot h(t-kT) + n(t) \quad [3]$$

où A_k représente les données émises: $A_k = a_k + jb_k$, a_k et b_k sont des variables aléatoires indépendantes de valeurs $\pm 1, \pm 3$ pour la modulation MAQ 16,
 - $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal,
 - $n(t)$ est un bruit gaussien filtré.

Après échantillonnage à l'instant $t_0 + lT$, on a:

$$r(l) = \sum_k A_k \cdot h(l-k) + n(l) \quad [4]$$

L'égaliseur est un filtre linéaire à $(2N+1)$ coefficients complexes α_n . Le signal égalisé s'écrit donc:

$$y(l) = \sum_n \alpha_n \cdot r(l-n) \quad [5]$$

On définit un signal d'erreur de la manière suivante:

$$e(l) = y(l) - A(l) \quad [6]$$

où $A(l)$ est la donnée détectée.

Comme mentionné auparavant, notre réalisation permet l'utilisation de nombreux algorithmes et en particulier ceux de type MEQM et FZ. Dans la suite de l'analyse, on considère un égaliseur à 7 coefficients avec $Q_x=7$, $Q_c=9$ [1] et des algorithmes d'adaptation ne considérant que la polarité des signaux d'erreur ou des données.

La figure 3 présente la signature pour un taux d'erreur égal à 10^{-3} pour l'algorithme MEQM, de même que les signatures d'accrochage et de décrochage. On note ainsi un décalage important entre ces 2 signatures, d'où un effet d'hystérésis. Donc pour diminuer le temps de coupure directement lié à cet effet d'hystérésis, il est nécessaire d'introduire des algorithmes d'accrochage performants.

-IV- PERFORMANCES D'ALGORITHMES ROBUSTES -

-IV-1- L'algorithme MLE -

L'algorithme MLE est largement répandu dans les systèmes hertziens actuels. Avec cet algorithme, on ne vient adapter les coefficients que si le signal égalisé se trouve dans un des quatre "coins" de la constellation. De cette manière, on ne fait pas d'erreur sur le signe du signal d'erreur $e(l)$. L'algorithme d'adaptation de la partie réelle des coefficients est alors donné par:

$$\alpha_{In}(l+1) = \alpha_{In}(l) - \frac{\mu \cdot \chi_l \cdot [\text{sgn}(e_I(l)) \cdot \text{sgn}(r_I(l-n)) + \text{sgn}(e_Q(l)) \cdot \text{sgn}(r_Q(l-n))]}{2} \quad [7]$$

pour $n \in [-3, 3]$, $n=0$
 où $\chi_l = 1$ pour $|\text{Re}(y(l))| > 3$ et $|\text{Im}(y(l))| > 3$,
 $\chi_l = 0$ ailleurs.

L'algorithme donné par la formule [7] ne peut évidemment pas s'appliquer au coefficient central. Pour ce coefficient, on utilise l'algorithme MEQM. La signature d'accrochage obtenue avec cet algorithme est donnée à la figure 4. Cette signature est équivalente à la signature à 10^{-3} de l'algorithme MEQM. Ces performances peuvent paraître dégradées par rapport à d'autres mesures, mais il faut noter que dans ce cas nous n'avons pas de contrôle automatique des seuils des convertisseurs ni de récupération de porteuse.

Par contre, les expérimentations menées avec l'algorithme MLE-MEQM ont montré que cet algorithme est performant. En effet, on a pu noter un raccrochage quasiment automatique quelle que soit la position initiale de l'égaliseur et quelle que soit la nature de l'évènement rencontré.

-IV-2- L'algorithme de "Stop and Go" [2]-

L'idée de base de cet algorithme repose sur la constatation suivante: l'algorithme MEQM est simple et donne de bonnes performances en poursuite. Il faut donc améliorer ses potentialités de convergence en aveugle. Ceci peut être réalisé en arrêtant l'adaptation des coefficients quand le signal d'erreur issu de l'égaliseur n'est pas suffisamment fiable. Il faut donc générer des indicateurs pour commander l'adaptation de l'égaliseur. Ces indicateurs disent à l'égaliseur si le signal d'erreur utilisé pour l'algorithme MEQM peut ou non servir pour l'adaptation des coefficients (d'où l'appellation "stop and go"). On a ainsi pour la partie réelle des coefficients:

$$\alpha_{In}(l+1) = \alpha_{In}(l) - \frac{\mu \cdot [f_I(l) \cdot \text{sgn}(e_I(l)) \cdot \text{sgn}(r_I(l-n)) + f_Q(l) \cdot \text{sgn}(e_Q(l)) \cdot \text{sgn}(r_Q(l-n))]}{2} \quad [8]$$

pour $n \in [-3, 3]$
 où $f_I(l)$ et $f_Q(l)$ sont les indicateurs de la validation du signal d'erreur et ils sont définis de la manière suivante: on introduit deux erreurs de type Sato [3]:

$$\text{pse}_I(l) = y_I(l) - \beta \cdot \text{sgn}(y_I(l)) \quad [9]$$

$$\text{pse}_Q(l) = y_Q(l) - \beta \cdot \text{sgn}(y_Q(l)) \quad [10]$$

$$d'où f_I(l) = \begin{cases} 1 & \text{si } \text{sgn}(e_I(l)) = \text{sgn}(\text{pse}_I(l)) \\ 0 & \text{autrement} \end{cases}$$

On a le même type de relation pour $f_Q(l)$. Pour la modulation MAQ 16, on choisit $\beta=2.5$. La signature d'accrochage obtenue avec cet algorithme est donnée à la figure 5.

La signature d'accrochage est légèrement au dessus de la signature à 10^{-3} . Ces performances sont comparables à celles obtenues avec l'algorithme MLE. On a également noté que les signatures en poursuite de l'algorithme "stop and go" sont équivalentes à celles de l'algorithme MEQM.

-IV-3- L'algorithme de Benveniste et Goursat (BG) [4]-

Pour cet algorithme, on a un couplage entre l'algorithme MEQM et l'algorithme de Sato et on a affaire à une transition douce d'un algorithme à l'autre comme le montre la formule suivante où l'adaptation des coefficients se fait suivant:

$$\alpha_n(l+1) = \alpha_n(l) - \mu \cdot [k_1 \cdot e(l) + k_2 \cdot |e(l)| \cdot \text{pse}(l)] \cdot r^*(l-n) \quad [11]$$

pour $n \in [-3, 3]$



Cet algorithme nous permet donc un basculement automatique d'une période d'accrochage en aveugle à un mode d'égalisation classique et vice versa. On a ainsi une transition douce d'un algorithme à un autre sans avoir recours à d'autres stratégies pour commuter d'un algorithme à l'autre.

La figure 6 présente les résultats obtenus pour une version signée de cet algorithme avec $k_1=8$ et $k_2=1$. Avec cet algorithme, la signature d'accrochage est nettement en dessous de la signature à 10^{-3} . En effet, tous les points de la signature d'accrochage correspondent à des profondeurs d'évanouissement supérieures à 30 dB. La signature à 10^{-3} est la même que celle obtenue précédemment. Donc les résultats d'ensemble de l'algorithme BG sont très satisfaisants.

-IV-4-L'algorithme de Godard [5]-

Pour cet algorithme, le critère est la minimisation de fonctions $D^{(p)}$ appelées fonctions de dispersion d'ordre p ($p>0$) définies par:

$$D^{(p)} = E \{ |y(l)|^p - R_p \} \quad [12]$$

avec R_p réel positif. La raison d'un tel choix apparaît en comparant ces fonctions avec les fonctions "coût" données par:

$$C^{(p)} = E \{ |y(l)|^p - |A(l)|^p \} \quad [13]$$

L'auteur montre alors que en minimisant $D^{(p)}$, on minimise $C^{(p)}$, mais sans incorporer les données $A(l)$ au niveau de l'algorithme. Pour des facilités d'implantation, on ne considère dans cette étude que des algorithmes de Godard de type 1 ($p=1$) et de type 2 ($p=2$). On a alors les algorithmes suivants:

- Godard type 1:

$$\alpha_n(l+1) = \alpha_n(l) - \mu_r \cdot (l-n) \cdot y(l) \cdot [1 - R_1 / |y(l)|] \quad [14]$$

pour $n \in [-3,3]$

avec $R_1 = E\{|A(l)|^2\} / E\{A(l)\}$

- Godard type 2:

$$\alpha_n(l+1) = \alpha_n(l) - \mu_r \cdot (l-n) \cdot y(l) \cdot [|y(l)|^2 - R_2] \quad [15]$$

pour $n \in [-3,3]$

avec $R_2 = E\{|A(l)|^4\} / E\{|A(l)|^2\}$

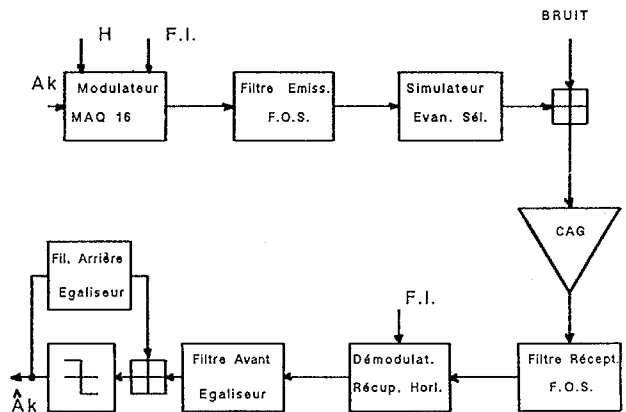
Au niveau de l'expérimentation, les versions signées de ces 2 types d'algorithme ont été implantées. Ces 2 algorithmes ont donné des performances quasiment identiques. La figure 7 présente les résultats obtenus avec l'algorithme de Godard de type 1. Dans ce cas, la signature d'accrochage est nettement en dessous de la signature à 10^{-3} et tous les points de la signature sont en-dessous de 35 dB. Ce même algorithme a également montré des capacités de robustesse lors de changements abrupts de conditions initiales, et ceci pour une relative simplicité de réalisation. L'algorithme de Godard semble donc prometteur pour une utilisation potentielle dans un système de transmission hertzienne.

-V- CONCLUSION -

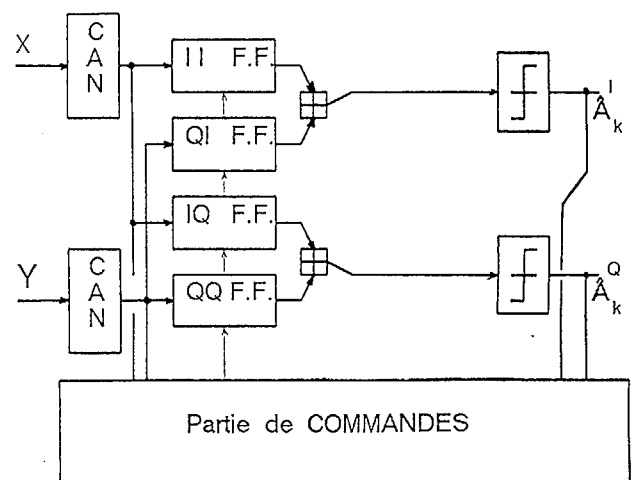
Dans cette étude, de nombreux algorithmes ont été comparés en termes de poursuite et de robustesse dans le cadre d'une transmission hertzienne. Parmi ces algorithmes, l'algorithme proposé par Godard a montré des performances tout à fait remarquables, ceci pour une faible complexité d'implantation. Cependant le problème lié au couplage entre l'égaliseur et la boucle de récupération de porteuse reste encore à analyser.

-REFERENCES-

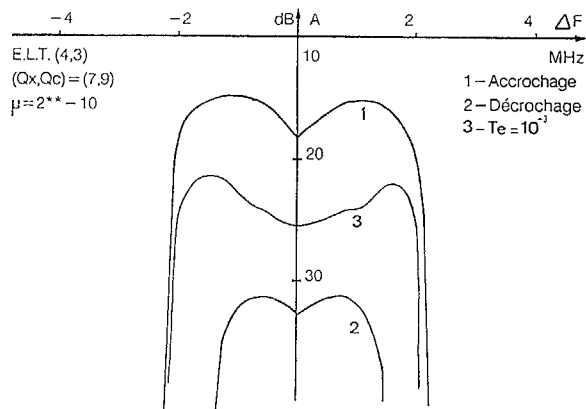
- [1]- M. Borgne, P. Vandamme and G. Verdot: Experimental results on the quantization effects in a baseband equalizer for a digital multilevel QAM system - ECRR 1989- Padoue- pp 313,320.
- [2]- G. Picchi and G. Prati: Blind equalization and carrier recovery using a "Stop and Go" decision directed algorithm- IEEE Trans. on Commun., vol COM-35, n°9, pp 877-887, September 1987.
- [3]- Y. Sato: A method of self-recovering equalization for multiple amplitude modulations systems- IEEE Trans. on Commun., vol COM 23, pp 679-682, June 1975.
- [4]- A. Benveniste and M. Goursat: Blind equalizer- IEEE Trans. on Commun., vol COM 32, pp 871-883, August 1984.
- [5]- D. Godard: Self-recovering equalization and tracking in two-dimensional data communication systems- IEEE Trans. on Commun., vol COM 28, pp 1867-1875, November 1980.



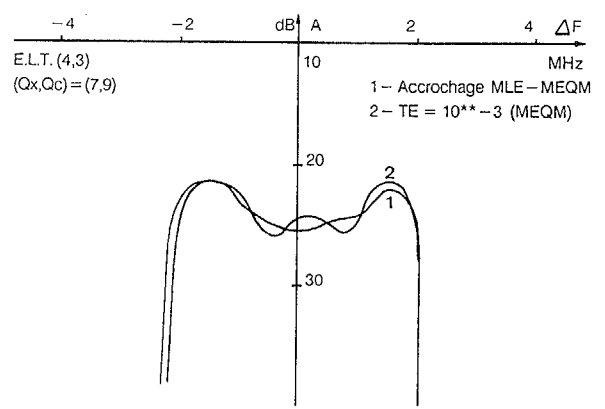
-Figure 1- Schéma de l'expérimentation -



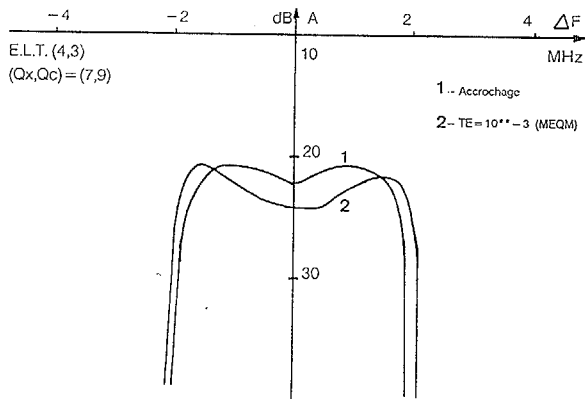
-Figure 2- Egaliseur numérique -



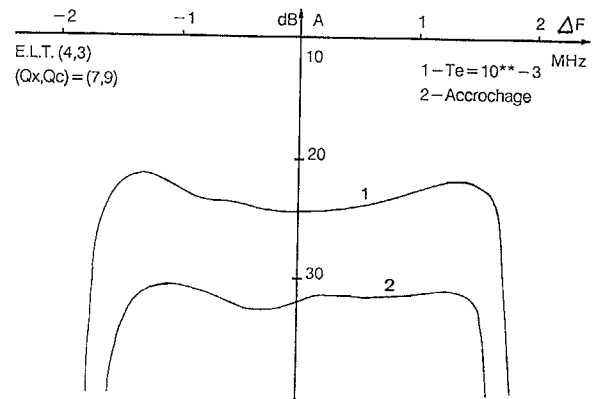
-Figure 3- Performances de l'algorithme MEQM -



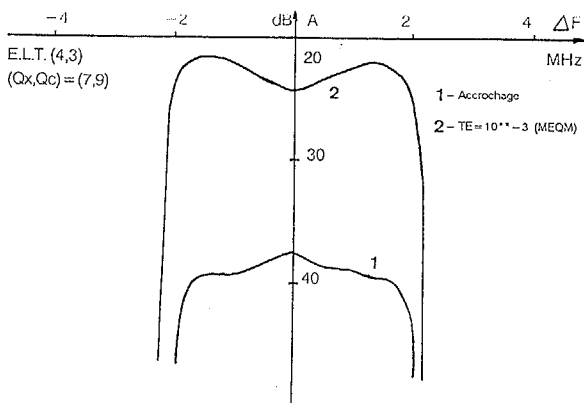
-Figure 4- Signature d'accrochage de l'algorithme MLE -



-Figure 5- Signature d'accrochage de l'algorithme "Stop and Go" -



-Figure 6- Signature d'accrochage de l'algorithme de Benveniste et Goursat -



-Figure 7- Signature d'accrochage de l'algorithme de Godard -