

Une structure universelle pour l'égalisation autodidacte adaptative

J. Labat *, O. Macchi **, C. Laot *

* ENST Bretagne, BP 832, 29285 BREST Cédex FRANCE

E-mail : joel.labat@enst-bretagne.fr, christophe.laot@enst-bretagne.fr

** LSS/CNRS/ESE, Plateau de Moulon, 91192 Gif sur Yvette Cédex FRANCE

RÉSUMÉ

Cet article présente un égaliseur adaptatif à retour de décisions, de type autodidacte (aveugle) dont la structure et les critères d'optimalité s'adaptent au degré de sévérité du canal de transmission. Ses performances sont remarquables et son champ d'applications très vaste. Il est particulièrement bien adapté aux canaux sévères et bruités, ce que nous illustrons au travers d'une modulation MAQ-256. Parallèlement, du fait de son adaptativité structurelle, il s'avère très efficace dans le cas de canaux non stationnaires. Cette propriété est mise en évidence à partir de deux exemples (MAQ-4) dont l'un correspond à des signaux réels de communication acoustique sous-marine.

ABSTRACT

This paper presents a novel unsupervised (blind) adaptive decision feedback equalizer (DFE) whose both structure and optimization criteria are permanently updated, according to the transmission channel quality. It reaches excellent achievement in terms of steady state mean square error, convergence speed and computational complexity. Therefore it exhibits very wide applicability. It is especially suited to severe and noisy channels, which is illustrated here for 256-QAM modulation. Moreover, its structural adaptivity makes it very efficient for nonstationary channels. This is evidenced with 4-QAM examples, one of them being a real underwater communication case.

I Introduction

Tout canal de transmission \mathcal{H} est normalement le siège de distorsion et de bruit additif. Dans le contexte des communications numériques, la séquence émise $\{d(n)\}$, est ainsi transformée en une séquence observée $\{s(n)\}$. Égaliser c'est estimer, à un retard près, le symbole $d(n)$ sur la base des observations, distordues et bruitées, $s(n)$. Le présent travail est basé sur l'hypothèse d'une séquence $\{d(n)\}$ blanche. De plus, nous nous restreignons ici au cadre adaptatif qui a deux avantages sur les approches "blocs" : la simplicité des calculs et la capacité de poursuite des variations temporelles de \mathcal{H} .

En l'absence d'erreurs de transmission, les égaliseurs à retour de décisions (ERD) sont incontestablement les plus performants des égaliseurs adaptatifs de faible complexité [1]. En revanche, ils s'accommodent mal des variations brutales du canal \mathcal{H} , du fait de leur structure récursive et non linéaire. Cette caractéristique les rend particulièrement sensibles aux erreurs de décisions et ce défaut peut s'avérer rétroactif sur certains types de canaux sauf à procéder à une supervision périodique de l'égaliseur. Dans cet article, nous décrivons et justifions un nouvel ERD dont la structure adaptative corrige ce défaut et le rend ainsi très attrayant dans le cas de canaux sévères, bruités, sièges d'évanouissements sélectifs et de non-stationnarités. Plus précisément, nous généralisons, dans cet article, l'approche [2], [3] faite sous une hypothèse implicite d'absence de bruit, où notre nouvel ERD apparaît, dans son mode de fonctionnement initial, comme la cascade d'un égaliseur d'amplitude, d'un égaliseur de phase et d'un gain complexe. Dans le paragraphe II et III, nous décrivons ce nouvel ERD en justifiant la pertinence de notre approche. Le paragraphe IV est consacré aux résultats.

II Egaliseur récursif à structure adaptative.

Le nouvel ERD est essentiellement caractérisé par l'existence de deux modes de fonctionnement distincts, tant sur le plan structurel qu'algorithmique. Le premier correspond aux périodes difficiles (convergence initiale et variations brutales du canal) et le second aux périodes normales de poursuite des variations lentes. En effet, en mode autodidacte, la convergence initiale de l'ERD ne peut pas s'effectuer à partir des décisions $\hat{d}(n)$. Compte tenu de cette observation, nous proposons de doter initialement notre dispositif d'une structure linéaire et récursive, l'objectif final étant d'évoluer vers l'ERD conventionnel, optimal en moyenne quadratique (MQ). Le problème consiste alors à rechercher les critères pertinents menant à des solutions, en termes de fonction de transferts des parties directe et récursive, qui soient suffisamment proches de celles de l'ERD conventionnel. Pour cela, nous allons commencer par rappeler l'expression de la fonction de transfert de l'égaliseur linéaire optimal.

II-1 Egaliseur linéaire optimal en MQ.

Soit $H(z)$ la fonction de transfert du canal. Si l'on considère des données $d(n)$ blanches, centrées, de variance σ_d^2 et un bruit d'observation additif $b(n)$, stationnaire au second ordre, centré, blanc, indépendant des données et de variance σ_b^2 , on rappelle [1] que l'égaliseur linéaire optimal en MQ a pour fonction de transfert

$$C(z) = \frac{\sigma_d^2 H^*(1/z^*)}{\sigma_d^2 H(z) H^*(1/z^*) + \sigma_b^2} \quad (1)$$

Le dénominateur de cette expression peut se factoriser sous la forme

$$D(z) = SG(z)G^*(1/z^*), \quad S > 0 \quad (2)$$

S désignant une constante réelle positive dépendant de σ_d^2 , σ_b^2 et du canal \mathcal{H} . Cette factorisation est unique dès lors que l'on impose à $G(z)$ (resp. $G^*(1/z^*)$) d'être causal et à phase minimale (resp. anticausal et à phase maximale) et donc d'inverse causal (resp. anticausal). Par conséquent, si l'on désigne par $z_{L,i}$ $i=1,2,\dots,N$ les N racines situées à l'intérieur du disque unité (U), on obtient

$$G(z) = \prod_{i=1}^N [1 - z_{L,i}z^{-1}] \quad \text{avec } |z_{L,i}| < 1 \quad (3)$$

D'après (1) et (2), l'égaliseur linéaire optimal en MQ peut être vu comme la cascade d'un filtre \mathcal{R} , purement récursif et stable, de fonction de transfert $1/G(z)$ et d'un filtre linéaire transverse \mathcal{F} , de fonction de transfert

$$F(z) = [\sigma_d^2/S]H^*(1/z^*)[G^*(1/z^*)]^{-1} \quad (4)$$

Il est clair que le filtre \mathcal{F} n'est, en pratique, réalisable que sous une forme transverse \mathcal{F}_L de fonction de transfert :

$$F_L(z) = z^{-L}DL[F(z)] \quad (5)$$

où DL indique un développement limité tronqué à l'ordre L en fonction des puissances positives en z . A son tour, le filtre \mathcal{F}_L peut être éclaté en un contrôle de gain g (\mathcal{CG}), une correction de phase (\mathcal{CP}) et un autre filtre transverse \mathcal{T}_{EQM} , de sorte que, au retard près, l'égaliseur prend la forme d'une cascade

$$C = \mathcal{F}_L \circ \mathcal{R}, \quad \mathcal{F}_L = g e^{j\theta} \mathcal{T}_{EQM} \quad (6)$$

Il faut noter que l'ordre des quatre transformations linéaires \mathcal{CG} , \mathcal{R} , \mathcal{T}_{EQM} et \mathcal{CP} est arbitraire. Il peut cependant devenir critique dans une mise en oeuvre adaptative. Pour des raisons qui seront développées par la suite, il est souhaitable de placer \mathcal{R} devant \mathcal{T}_{EQM} , et de placer \mathcal{CP} en aval de la cascade. La place du \mathcal{CG} , quoique moins critique, gagne à être située au voisinage immédiat de \mathcal{R} . Une forme possible de réalisation de l'égaliseur linéaire (1) correspond donc à la cascade de la Fig.1. C'est, du reste, celle que nous choisirons pour le mode de fonctionnement initial et, plus généralement, pour les périodes difficiles.

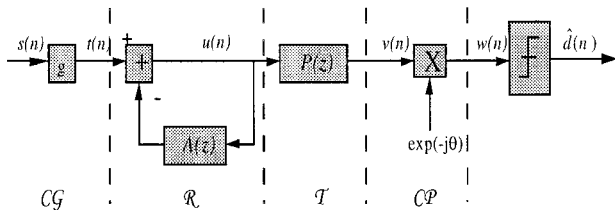


Fig. 1 Egaliseur linéaire récursif

II-2 Mode de fonctionnement initial.

Dans une approche autodidacte, il nous faut désormais trouver les critères d'optimalité qui correspondent à une solution suffisamment proche de (6).

II-2-1 Filtre récursif. Le signal $u(n)$ à la sortie de \mathcal{R} (voir notations de la Fig. 1) a une densité spectrale constante

S . Ainsi \mathcal{R} est l'unique blanchisseur récursif stable de son entrée $t(n)$. On peut donc le réaliser comme un innovateur en incluant dans sa boucle un prédicteur de fonction de transfert

$$A(z) = G(z) - 1 \quad (7)$$

On note $\mathbf{A} = (a_1, \dots, a_N)^T$ ses paramètres. Ils minimisent la puissance de l'erreur de prédiction

$$I(\mathbf{A}) = E\{|u(n)|^2\} \quad (8)$$

II-2-2 Contrôle de gain. L'intérêt majeur du \mathcal{CG} est de normaliser la puissance des échantillons à l'entrée du filtre \mathcal{T} , ce qui, dans une stratégie adaptative de type gradient stochastique, nous renseigne quant au choix du pas d'adaptation. Par ailleurs, il n'y a pas de couplage entre ce critère de normalisation et $I(\mathbf{A})$ si on place le \mathcal{CG} en aval de \mathcal{R} mais alors la puissance réinjectée dans la partie récursive de \mathcal{R} n'est pas très bien contrôlée. Pour cette raison, et en dépit du couplage, nous préférons placer le \mathcal{CG} en tête de la cascade.

II-2-3 Filtre transverse. Placé en aval de \mathcal{R} , ce filtre a l'avantage de recevoir un signal déjà blanchi. Dans une approche adaptative classique, sa convergence est donc plus rapide. Les coefficients $\mathbf{P} = (p_0, p_1, \dots, p_L)^T$ peuvent être déterminés à partir d'un critère autodidacte, par exemple celui de Godard [4] qui ne fait intervenir que la sortie du filtre transverse et non les données vraies ni les décisions. Il est clair que le filtre optimal, noté \mathcal{T} , associé à ce critère est différent de \mathcal{T}_{EQM} . Néanmoins les simulations montrent que, sous réserve d'un bruit faible, les deux solutions restent relativement proches. Plus précisément, en l'absence de bruit, C est le filtre inverse de \mathcal{H} (au retard près) de sorte que \mathcal{R} est un égaliseur d'amplitude causal tandis que le filtre transverse \mathcal{T}_{EQM} assure l'égalisation en phase de l'ensemble $\mathcal{R} \circ \mathcal{H}$ [2], [3], [5]. C'est donc un filtre passe-tout.

II-2-4 Contrôle de phase. Ce dispositif apparaît classiquement pour sérier les problèmes d'égalisation et de compensation de l'erreur de phase, apportée par le canal et par la démodulation. C'est précisément parce qu'en général l'erreur de phase varie bien plus rapidement que les caractéristiques du canal, qu'un dispositif de cette nature est nécessaire en pratique. Ce déphasage est estimé puis compensé par le biais de la rotation $e^{-j\theta}$ du \mathcal{CP} en minimisant le critère

$$K(\theta) = E\{|v(n)e^{-j\theta} - \hat{d}(n)|^2\} \quad (9)$$

qui utilise les décisions $\hat{d}(n)$. Ce dernier ne constitue pas un critère autodidacte, au sens strict. C'est pourquoi, le \mathcal{CP} est placé en aval de la cascade. Dans ce cas, en effet, son éventuel mauvais fonctionnement n'est en rien préjudiciable aux étages situés en amont, à savoir \mathcal{CG} , \mathcal{R} et \mathcal{T} .

Ce qui précède montre que les optimisations des quatre transformations sont découplées en ce sens que chacune ne se base que sur sa propre sortie. C'est là une garantie de robustesse. De plus, les critères associés à chaque filtre peuvent être aisément minimisés par des algorithmes du gradient stochastique. On trouvera en [2], [3] les algorithmes d'adaptation correspondants. En outre, le découplage est un facteur de convergence rapide.

II-3 Mode de fonctionnement normal (ERD)

Naturellement, lorsque la convergence vers la solution optimale (1) ou, en tout état de cause, vers une solution proche de (1) a été rendue possible par l'approche autodidacte et adaptative que l'on vient de décrire, on se propose de modifier, de façon réversible, à la fois la structure et les critères d'optimalité pour obtenir le classique ERD piloté par décisions, conformément au schéma de la Fig. 2. Se pose alors la question de la légitimité de l'opération. On rappelle à cet égard [1] qu'en l'absence d'erreurs de décision, la partie arrière d'un ERD, optimal en MQ, a pour fonction de transfert (strictement causale) $A(z) = G(z) - 1$. Ceci signifie clairement que la partie récurrente du filtre blanchissant \mathcal{R} , du mode de fonctionnement initial correspond exactement au filtre arrière de l'ERD conventionnel optimal en MQ. Ce résultat est particulièrement intéressant ! De la même manière, on sait [1] que le filtre transverse de cet ERD a pour fonction de transfert $F(z)$. Ce résultat remarquable légitime, de facto, la modification algorithmique et structurelle de notre approche. En effet, même si le critère de Godard ne mène pas rigoureusement à la solution $F(z)$, on constate, en pratique, que ces deux solutions sont suffisamment proches.

Sur la Fig. 2, la position du CP a été modifiée afin d'économiser une multiplication complexe. De même, lors de la modification structurelle, le CG peut être inhibé, l'égaliseur linéaire transverse prenant en charge cette fonction.

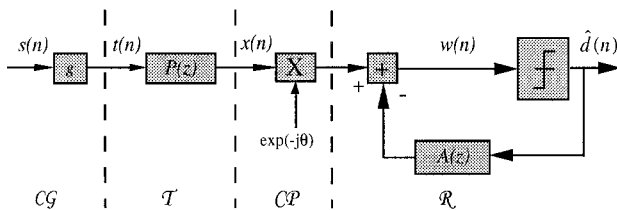


Fig. 2 Egaliseur lors de situations faciles : ERD

Dès lors, l'unique critère de ce mode de fonctionnement correspond à la fonction coût

$$\mathcal{E}_d = E \left\{ \left| w(n) - \hat{d}(n) \right|^2 \right\} \quad (9)$$

qui n'est autre que l'EQM estimée. L'adaptation des paramètres de l'égaliseur peut alors se faire classiquement selon l'algorithme du gradient stochastique ou des moindres carrés récurrents (MCR). Il reste désormais à déterminer la règle de commutation (réversible) qui permet de modifier à la fois les critères et la structure de l'égaliseur. En clair, il nous faut déterminer un indice de performance approprié ne nécessitant aucune connaissance a priori des données émises $d(n)$.

III Règle de commutation.

La convergence de l'égaliseur peut être caractérisée par la valeur de l'EQM. Mais, puisque les $d(n)$ sont inconnues, il n'est guère possible de la mesurer. En revanche, elle peut être estimée, sur la base des décisions $\hat{d}(n)$, par l'algorithme récursif

$$\mathcal{E}_d(n) = \lambda \mathcal{E}_d(n-1) + (1-\lambda) \left| w(n) - \hat{d}(n) \right|^2 \quad (10)$$

où $\lambda \in]0,1]$ est un facteur d'oubli. Cet estimateur est, certes, piloté par décisions mais il est approprié au sens où, à

partir d'un certain seuil, il rend effectivement compte de l'EQM vraie. Une autre approche possible consiste à estimer le Kurtosis de $w(n)$ selon un algorithme adaptatif similaire à (10). Néanmoins, en pratique, nous n'avons jamais noté la supériorité de cette approche. Dès lors, dans sa version la plus simple, la règle de commutation s'énonce de la façon suivante. Lorsque l'EQM estimée, soit $\mathcal{E}_d(n)$, franchit, dans un sens ou dans l'autre, un seuil noté J_0 , adapté au type de modulation utilisée, on change de mode de fonctionnement, c'est-à-dire que l'on procède à la fois à la modification structurelle et algorithmique de l'égaliseur. Naturellement, il est possible de sophistication cette règle de commutation par le biais d'une stratégie à deux seuils (hystérésis) de façon à éviter un éventuel phénomène d'instabilité qui se traduirait par des basculements à répétition. Ainsi le nouvel égaliseur adapte en permanence et sa structure et ses critères d'optimalité selon le degré de sévérité de la situation.

IV Résultats

Dans ce qui suit, nous allons illustrer les performances du nouvel égaliseur, d'une part, dans un contexte stationnaire avec une modulation d'ordre élevé (MAQ-256) et, d'autre part, dans un contexte non-stationnaire avec une modulation d'ordre 4 (MAQ-4).

IV-1 Canaux stationnaires.

Dans ce paragraphe, nous comparons le nouvel égaliseur autodidacte (ERD-A) à deux égaliseurs entraînés, à savoir, l'égaliseur transverse (ET-E) et l'égaliseur à retour de décisions (ERD-E). Durant la séquence d'apprentissage qui comporte 10000 symboles, les pas d'adaptation des égaliseurs entraînés ont été multipliés par 10 afin d'accélérer la convergence. La modulation utilisée est de type MAQ-256. Le canal [3] comporte un évanouissement profond. Il a pour réponse impulsionnelle $\mathbf{h} = [0.5679 \ 0.1136 \ 0.5849 \ 0.1124 \ 0.5566]$. Le rapport signal à bruit est de 35 dB. L'ET-E est possédé 61 coefficients (initialement nuls sauf le coefficient central qui est fixé à 1). Les égaliseurs de type ERD comportent, quant à eux, 35 coefficients dans leur partie avant et 5 coefficients dans leur partie arrière. Le protocole expérimental est de moyenner les EQM obtenues sur 100 tirages particuliers, au cours desquels l'erreur de phase est uniformément répartie sur $[0, 2\pi]$. Enfin les symboles émis sont centrés et de variance unitaire. Sur la Fig.3, apparaissent les courbes d'EQM vraie (trait plein) et estimée (tirets). Nous faisons également apparaître le seuil de commutation $J_0 = -26$ dB.

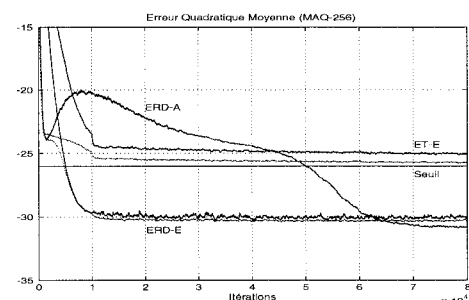


Fig. 3 EQM vraie et estimée (MAQ-256)

Il apparaît clairement que le changement de mode s'opère, en moyenne, au bout de 50000 itérations, ce qui est extrêmement satisfaisant, compte tenu de l'ordre élevé de la modulation utilisée. De plus, la Fig.3 permet de conclure que l'ERD-A

présente d'aussi bonnes performances asymptotiques que l'ERD-E. On observe notamment un écart supérieur à 5 dB à l'avantage des ERD, conséquence directe de la sévérité du canal. En outre, les égaliseurs entraînés convergent naturellement plus vite que l'ERD-A. Cette observation est, en revanche, loin d'être aussi marquée lorsque l'on examine des modulations à nombre d'états réduit [3]. La Fig.4 présente, pour une réalisation particulière, les constellations d'entrée et de sortie de l'égaliseur. De toute évidence, une très large part d'interférences a été supprimée.

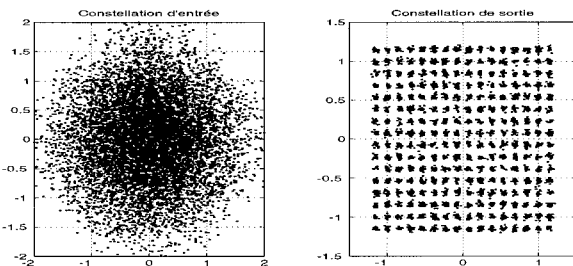


Fig.4 Constellations de l'ERD-A (MAQ-256)

En conclusion, il apparaît qu'en termes d'EQM, l'ERD-A affiche d'aussi bonnes performances asymptotiques que l'ERD-E. En outre, il est, à notre connaissance, le seul égaliseur autodidacte à atteindre ce degré de performances. Considérons maintenant le cas des canaux non-stationnaires pour lesquels l'ERD-E nécessite un réentraînement périodique et examinons l'apport de notre nouvel égaliseur sur ce type de canaux.

IV-2 Canal non-stationnaire.

Dans cet exemple, nous avons choisi une modulation de type MAQ-4 et un canal présentant, d'une part, un zéro fixe ($z_1 = 1.1$) et, d'autre part, un zéro mobile $z_2(n)$ modélisant un éventuel effet Doppler différentiel (réflexion sur la surface de la mer par exemple), d'expression :

$$z_2(n) = \exp(j2\pi/3) + 0.1 \exp(j2\pi 10^{-4}(n-2000)) \quad n \geq 2000.$$

La Fig.5 montre que l'EQM estimée est une bonne réplique de l'EQM vraie dès lors que celle-ci est typiquement inférieure à -6dB, valeur qui précisément correspond au seuil de commutation choisi.

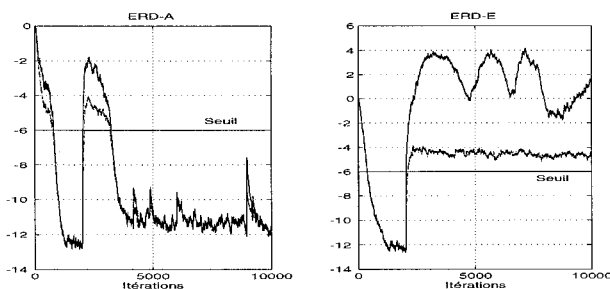


Fig. 5 EQM vraie et estimée (canal non stationnaire)

On peut noter qu'en stratégie autodidacte, le premier changement de mode s'effectue au bout de 700 itérations. Quand survient la non-stationnarité (zéro mobile), l'ERD-A repasse en mode initial puis, de nouveau, en mode de poursuite vers l'itération 3000, ce qui signifie qu'il s'est accommodé de cette non-stationnarité en dépit de sa sévérité. L'ERD-E, en revanche, est complètement désadapté. Ce résultat illustre clairement la supériorité de l'ERD-A sur des canaux non-stationnaires. On observe par ailleurs que, lorsque

l'ERD-E est désadapté, l'EQM estimée atteint un niveau moyen de -4.5 dB, en tout état de cause supérieur au seuil de commutation choisi pour l'ERD-A.

IV-3 Canal acoustique sous-marin (ASM).

La modulation est encore de type MAQ-4 et les signaux examinés réels. La fréquence porteuse est de 12 kHz et le débit binaire de 6 kbit/s. La distance entre l'émetteur et le récepteur est de l'ordre de 600 mètres (Rade de Brest). Comme on peut le constater sur la Fig. 6, l'ERD-A parvient à négocier un passage difficile alors qu'au contraire l'ERD-E est désadapté. En réalité, ce dernier est en train d'évoluer vers un point fixe mais pathologique. Il est indispensable de le réinitialiser par l'intermédiaire d'une nouvelle séquence.

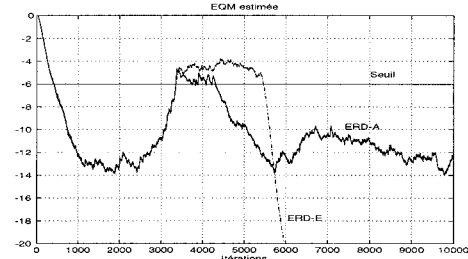


Fig.6 EQM estimée (canal ASM)

V Conclusion

Nous venons de démontrer l'originalité et l'intérêt d'un nouvel égaliseur autodidacte, adapté aux canaux sévères, bruités et même non-stationnaires. Dans les situations faciles, il tire largement parti de sa structure récursive et non linéaire en égaliseur linéaire autodidacte, ce qui lui permet, au passage, d'éviter le phénomène de propagation d'erreurs. A ce titre, son champ d'applications est très vaste. On peut citer de manière non exhaustive les modems de la bande vocale, les systèmes de transmission haut débit sur paires torsadées (ADSL, VDSL, HDSL), la télédiffusion numérique sur câble, les liaisons hertziennes (y compris la télédiffusion numérique aux USA), les liaisons ionosphériques et troposphériques, les communications radiomobiles ainsi que les communications acoustiques sous-marines (ASM). Il est donc clair que cet égaliseur s'avère un excellent candidat à la réalisation d'un circuit intégré dédié.

Références

- [1] S. U. H. Qureshi, "Adaptive Equalization", Proc. IEEE, vol.73, No 9, sept. 85, pp. 1349-1387.
- [2] J. Labat, O. Macchi, C. Laot & N. Lesquin "Is training of adaptive equalizers still usefull?", Proc. Globecom'96, London (UK), 18-22 November, vol. 2, pp.968-972.
- [3] J. Labat, C. Laot & O. Macchi, "Dispositif d'égalisation adaptatif pour systèmes de communications numériques", French Patent 9510832 (15 september 95).
- [4] D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication system", IEEE Trans. on Com., vol. 28, 1980, pp. 1867-1875.
- [5] C. Laot, "Egalisation autodidacte et turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquence", Thèse de l'Université de Rennes 1 (Juillet 97).