

Egalisation Autodidacte Adaptative : Application aux Systèmes d'Accès Multiples à Répartition dans le Temps.

Joël LABAT et Christophe LAOT

GET/ENST Bretagne, BP 832, 29285 Brest Cédex France

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

Résumé - L'égalisation adaptative, autodidacte ou entraînée, nécessite en général un temps de convergence qui s'accomode mal des systèmes d'accès multiples à répartition dans le temps (AMRT), systèmes dans lesquels la transmission s'effectue en mode paquets. Par ailleurs le nombre d'applications utilisant ce type d'accès ne cesse de croître. De ce point de vue, il paraît opportun de réfléchir à des solutions permettant à un égaliseur de converger sur des paquets (ou blocs) courts, comportant quelques dizaines de symboles. Parmi les applications visées on peut citer, de manière non exhaustive, le GSM, le DECT, etc. Dans chacun de ces systèmes, le bloc comporte une séquence connue dont la longueur s'avère généralement insuffisante pour permettre la convergence d'un égaliseur adaptatif entraîné. Au travers de cet article nous allons montrer que l'égaliseur autodidacte adaptatif récemment introduit par *Labat et al* peut s'accomoder de cette contrainte, avec une complexité raisonnable.

Abstract - Adaptive blind or trained equalization usually involves a convergence time that is not compatible with time division multiple access (TDMA) systems. Furthermore, the number of applications using this kind of access is still increasing. From this point of view, it seems of prime importance to lead a global reflection about solutions allowing an adaptive equalizer to converge very quickly, that is, on a few tens of symbol periods and even less. Among the current applications, one can cite, in a non exhaustive way, the GSM and DECT standards. In each system, the bursts contain a training sequence, the length of which is generally insufficient to allow the convergence of an adaptive equalizer, even in a trained mode. In this contribution, we show that the novel and very powerful adaptive blind equalizer recently proposed by *Labat et al* can take up this challenge at the price of a reasonable complexity.

1. Introduction

L'égaliseur retenu dans cet article a été récemment proposé dans [1], [2], et développé dans [3]. Sa caractéristique fondamentale est son adaptativité structurelle et algorithmique. Cette propriété mène à des performances remarquables, à la fois sur le plan de la vitesse de convergence et sur celui de l'erreur quadratique moyenne (EQM). En période de poursuite, ses performances sont précisément celles de l'égaliseur à retour de décision (ERD) conventionnel. Dans son mode de convergence, le nouvel égaliseur à retour de décisions autodidacte (ERDA), élément de base de notre contribution, est linéaire et récursif et peut être vu, pour l'essentiel, comme la cascade d'un filtre blanchissant, purement récursif, d'un filtre transverse et d'un gain complexe assurant la double fonction de contrôle de gain et de correction de phase [3]. En mode de poursuite, l'ERDA se configure en un égaliseur à retour de décision conventionnel. La transition automatique de l'une à l'autre de ces deux configurations se fait sur la comparaison, à un seuil approprié, d'un signal élaboré en ligne tel que l'erreur quadratique moyenne estimée, le kurtosis du signal de sortie, ou encore l'erreur au sens de Godard [4], de Shtrom et Fan [5] etc. Ainsi, à chaque fois que cela est possible, c'est-à-dire typiquement dans le cas d'un rapport signal à bruit suffisant, l'égaliseur se configure en mode ERD. En revanche dès que le canal subit une modification brutale, désadaptant sévèrement l'égaliseur, l'ERDA détecte ce changement et modifie alors sa configuration, c'est-à-dire à la fois sa structure et ses critères d'optimalité. Quant à l'égaliseur entraîné (ERDE), il est clair que, sur des canaux non stationnaires et pour des systèmes à flot continu de données, son utilisation présente des risques majeurs d'évolution vers des points d'équilibres pathologiques.

Nous avons en effet examiné et testé avec succès l'ERDA sur des fichiers de signaux réels de communications acoustiques sous-marines (ASM), enregistrés par le GESMA (DGA) alors que le sondeur du navire était en route, sondeur dont le spectre était précisément inclus dans celui du signal émis. Il est frappant de constater que l'ERDE diverge régulièrement, de façon irrémédiable, tandis que l'ERDA, au prix d'une modification de configuration, s'en sort de façon remarquable. Les exemples dont nous disposons sont légion et les canaux examinés très sévères, l'étalement temporel de la réponse impulsionnelle pouvant atteindre la centaine de durées symboles. De plus, cet égaliseur a été implanté sur un DSP Motorola 56002 et son comportement a pu être observé sur des heures d'enregistrement. Ses propriétés sont remarquables : la où un ERDE échoue de manière régulière, l'ERDA surmonte la difficulté de façon clairvoyante, ce qui légitime, à l'été, au passage, la réticence des auteurs [3] pour la terminologie habituellement employée d'égaliseur *aveugle* (blind).

Dans cette contribution, nous allons nous intéresser à l'utilisation de l'ERDA dans le contexte des systèmes d'accès multiple à répartition dans le temps. Pour cela, nous proposons une solution qui consiste, pour l'essentiel, à réitérer le processus d'égalisation autant de fois que nécessaire, typiquement 4 à 5 fois, sur le bloc considéré. Conceptuellement on échange une taille de bloc suffisamment importante (pour assurer la convergence de l'égaliseur) contre une taille réduite d'un bloc que l'on "rejoue" plusieurs fois. Naturellement, la taille minimale du bloc dépend du type de modulation utilisée. De façon grossière, on peut considérer que cette taille minimale est de l'ordre de 100 fois la dimension de l'alphabet. Au fond, dans cette approche, l'idée

sous-jacente est qu'à l'issue d'une itération de rang n , les paramètres de l'égaliseur sont vraisemblablement plus proches de leur valeur optimale. Dès lors, il suffit de démarrer l'itération de rang $n+1$ avec, pour paramètres initiaux, ceux estimés à la fin de l'itération de rang n .

La seconde partie de cet article rappelle sommairement le principe de l'ERDA, tandis que la troisième partie décrit la méthode utilisée ainsi que les divers signaux élaborés en ligne permettant d'estimer le degré de performances atteint par l'égaliseur, afin d'en contrôler la configuration. La quatrième partie apporte un certain nombre de résultats de simulations à la fois sur des signaux de synthèse et sur des signaux réels de communications ASM. La dernière partie est consacrée à la conclusion et aux perspectives d'une telle approche.

2. Egaliseur à structure adaptative

2.1 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 et de variance σ_b^2 , on rappelle 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 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 $z_{I,i}$ $i = 1, 2, \dots, N$ les N racines situées à l'intérieur du disque unité (U), on obtient

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

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

$$P(z) = z^{-L} DL \left\{ \left[\frac{\sigma_d^2}{S} H^*(1/z^*) \right] \left[G^*(1/z^*) \right]^{-1} \right\} \quad (4)$$

où DL indique un développement limité tronqué à l'ordre L en fonction des puissances positives en z . Il en résulte qu'un égaliseur linéaire optimal au sens de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne peut être vue comme la cascade d'un filtre blanchissant récursif et d'un filtre transverse de dimension suffisante. Pour des raisons d'ordre pratique, un dispositif supplémentaire de gain complexe (GC) est rajouté. A charge pour lui d'assurer la double fonction de contrôle (automatique) de gain et de correction de phase (phase rotator).

Ainsi, une forme possible de réalisation de l'égaliseur linéaire (1) correspond à la cascade de la Fig.1.

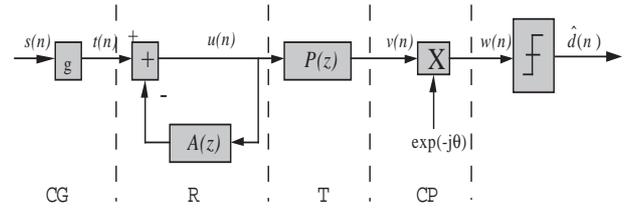


FIG. 1 : Egaliseur linéaire récursif

Compte tenu de la linéarité de la structure, il est évident que le contrôle de gain (CG) peut être situé en divers points de la chaîne et notamment juste après le filtre blanchissant récursif. Ce dernier minimise la puissance de sa sortie, tandis que le filtre transverse utilise, pour son adaptation, un critère de type Godard [4], Shtrom & Fan [5], Shalvi & Weinstein [6] etc. Le correcteur de phase peut, par exemple, utiliser un critère d'erreur quadratique moyenne estimée. Dès lors qu'il est piloté par décisions, il est préférable de le situer en aval de la chaîne. Le contrôle de gain a pour fonction d'adapter la puissance du signal $u(n)$ à celle des symboles émis par la source. Les équations de fonctionnement de l'ERDA sont décrites en détail dans [3].

2.2 Mode de fonctionnement normal (ERD)

Lorsque la convergence vers une solution proche de l'optimum (1) a été rendue possible par l'approche autodidacte précédemment décrite, on modifie, de façon réversible, à la fois la structure et les critères d'optimalité pour obtenir l'ERD conventionnel, conformément au schéma de la Fig. 2. Ceci est parfaitement légitimé par le fait que, pour un ERD optimal en MQ, le filtre arrière a pour fonction de transfert (strictement causale) $A(z) = G(z) - 1$. En clair, la partie récursive du filtre blanchissant R du mode de fonctionnement initial correspond exactement au filtre arrière de l'ERD conventionnel optimal en MQ. Ce résultat particulièrement intéressant constitue la clef de voûte de notre égaliseur. De plus, le filtre transverse de l'ERD optimal en MQ a pour fonction de transfert $P(z)$. 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 $P(z)$, on constate, en pratique, que ces deux solutions sont suffisamment proches. C'est la raison essentielle qui justifie la commutation structurelle et algorithmique opérée dans l'ERDA. La Fig. 2 décrit l'ERDA dans son mode de poursuite. Le CG est alors inhibé, l'égaliseur linéaire transverse prenant en charge cette fonction.

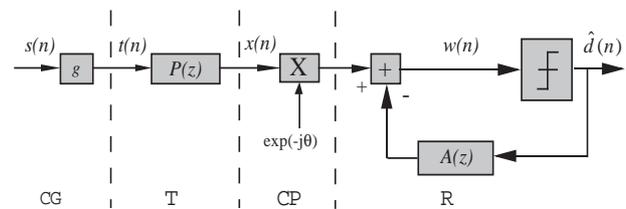


FIG. 2 : Egaliseur lors de situations faciles (ERD)

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

$$E_d = E \left\{ |w(n) - \hat{d}(n)|^2 \right\} \quad (5)$$

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 récursifs (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 $d(n)$.

2.3 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

$$E_d(n) = \lambda E_d(n-1) + (1-\lambda) |w(n) - \hat{d}(n)|^2 \quad (5)$$

où $\lambda \in]0,1]$ est un facteur d'oubli. Cet estimateur, piloté par décisions est pertinent 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 (5), où une fonction coût telle que celle de Godard E_G [4], ou Shtrom et Fan E_{SF} [5] (avec $p=2$, $q=4$ et $\zeta=4$) définies ci-dessous :

$$E_G = E \left\{ \left[|w(n)|^2 - R_2 \right]^2 \right\} \quad \text{avec } R_2 = 1 \quad (6)$$

$$E_{SF} = E \left\{ \left[|w(n)|^2 - E \left\{ |w(n)|^2 \right\} \right]^2 \right\} \quad (7)$$

$$K_w = E \left\{ |w(n)|^4 \right\} - 2E^2 \left\{ |w(n)|^2 \right\} \quad (8)$$

Dans sa version la plus simple, la règle de commutation s'énonce de la façon suivante. Lorsque l'EQM estimée $E_d(n)$ (ou tout autre signal approprié), franchit, dans un sens ou dans l'autre, un seuil noté J_0 , adapté au type de modulation utilisée, l'ERDA opère une modification structurelle et algorithmique.

3. Adaptation de l'ERDA à une stratégie TDMA

Il est clair que pour une telle application la vitesse de convergence est de première importance. En l'état, l'ERDA est inapproprié car même si sa vitesse de convergence est élevée elle demeure, en tout état de cause, largement insuffisante. Pour rendre l'ERDA plus attractif dans ce mode de transmission, nous proposons une stratégie itérative, autodidacte et adaptative. L'idée force qui apparaît en filigrane est qu'en stratégie autodidacte, la totalité du bloc est exploitable par l'égaliseur tandis qu'à contrario, s'agissant d'une approche entraînée, seule la séquence d'apprentissage peut être exploitée. Malheureusement, dans les applications pratiques, la longueur de cette séquence est incompatible avec une approche adaptative. Nous allons montrer qu'il en va tout autrement de l'approche autodidacte qui utilise uniquement la connaissance a priori de la statistique du signal émis et qui peut ainsi tirer profit de la totalité du bloc considéré. Naturellement, pour que l'ERDA converge vers une solution voisine de l'optimal, il est nécessaire que la taille du bloc soit suffisamment conséquente pour ne pas biaiser la solution.

Dans cet article, la méthode que nous proposons consiste à rejouer le bloc un certain nombre de fois, typiquement 4 à 5 fois. Dans ces conditions, à l'itération de rang n , l'ERDA est initialisé avec les paramètres (\mathbf{A} , \mathbf{P} et θ) estimés à la fin de l'itération de rang $n-1$. L'hypothèse forte mais raisonnable est que, sur l'horizon d'un bloc de données, le canal puisse être considéré comme stationnaire : c'est, du reste, l'hypothèse sur laquelle reposent les récepteurs GSM actuels.

4. Résultats

Dans ce qui suit, nous allons illustrer les performances du nouvel égaliseur à la fois dans un contexte stationnaire, et dans un contexte non-stationnaire de communications ASM.

4.1 Canal stationnaire

Le canal que nous proposons est très sélectif en fréquence [3]. Il a pour réponse impulsionnelle $\mathbf{h}=[0.5679 \ -0.1136 \ 0.5849 \ 0.1124 \ 0.5566]$. L'ERDA comporte 22 coefficients dans sa partie avant et 4 coefficients dans sa partie arrière. On procède au tirage aléatoire de 500 fichiers comportant 500 symboles, centrés et de variance unitaire. L'erreur de phase, pour chaque fichier, est équirépartie sur $[0, 2\pi]$. Le seuil de commutation, en termes d'EQM est de -6 dB. La figure 3 indique l'évolution, au fil des itérations et pour un snr de 15 dB, d'un certain nombre de fonctions indicatrices pouvant effectivement commander la commutation structurelle de l'ERDA, à savoir $E_d(n)$, $E_G(n)$, $E_{SF}(n)$ ou $K_w(n)$.

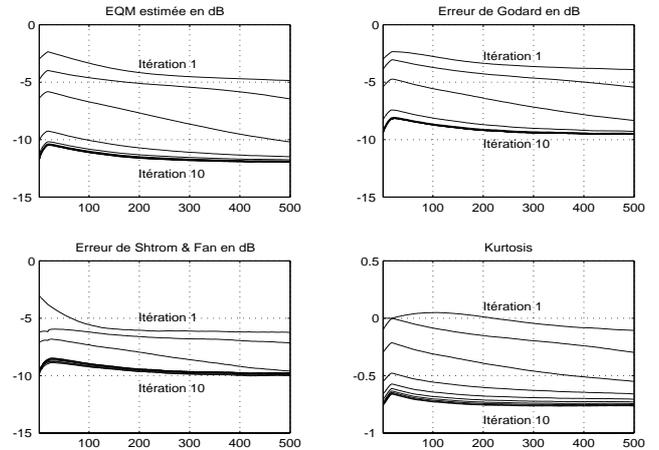


FIG. 3 : Signaux d'erreurs élaborés en ligne (EQM estimée, Godard, Strom & Fan et kurtosis), $snr=15$ dB.

Un certain nombre de remarques peuvent être formulées sur la base de cette figure. La première est que le nombre d'itérations nécessaires ne dépasse guère 4 ou 5. La seconde information est que l'erreur au sens de Godard évolue de la même manière que l'EQM, à un décalage près de l'ordre de 3 dB. Ce signal dont l'élaboration en ligne reste de complexité modeste, peut, en conséquence, être utilisé pour commander la modification structurelle de l'ERDA. On remarque par ailleurs que le kurtosis estimé atteint un minimum de l'ordre de -0.75 pour un kurtosis nominal de -1 (source i.i.d de variance unitaire). La figure 4 donne l'évolution du taux d'erreurs binaires (TEB) au fil des itérations, pour un snr variant de 10 à 15 dB, ce qui correspond à un ratio E_b/N_0 compris entre 7 et 12 dB. Les 50 premières décisions n'ont pas été prises en compte dans l'évaluation du TEB. Il est manifeste que l'essentiel de l'apport

lié à notre stratégie est obtenu au bout de 5 itérations, ce qui corrobore totalement les observations de la figure 4.

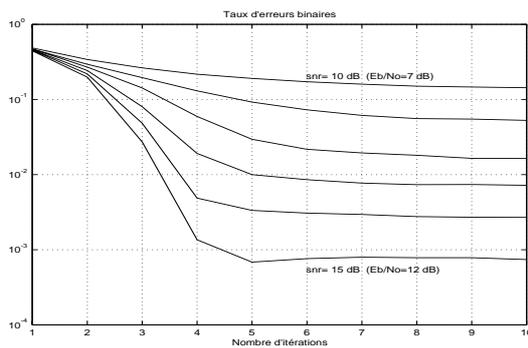


Fig. 4 : Taux d'erreurs binaires au fil des itérations.

4.2 Canal ASM

Dans cet exemple, nous avons choisi un signal réel de communications ASM, de type MDP4 (QPSK), enregistré lors d'une campagne de mesures effectuées par le GESMA, au large de Brest (France). La séquence émise est une séquence périodique, blanche, de longueur maximale (SBLM de longueur 2047). La fréquence porteuse est de 62 kHz et le débit numérique de 25 kb/s. La réponse impulsionnelle s'étend sur 55 durées symbole. Le bloc considéré (fichier) comporte 1000 échantillons prélevés à une cadence $1/T$, de sorte que sur cet horizon le canal puisse être considéré comme stationnaire. La figure 5 indique l'évolution, au fil des itérations, d'un certain nombre de fonctions indicatrices pouvant effectivement commander la commutation structurelle de l'ERDA, à savoir l'EQM estimée, l'erreur au sens de Godard, de Shtrom & Fan ou encore le kurtosis.

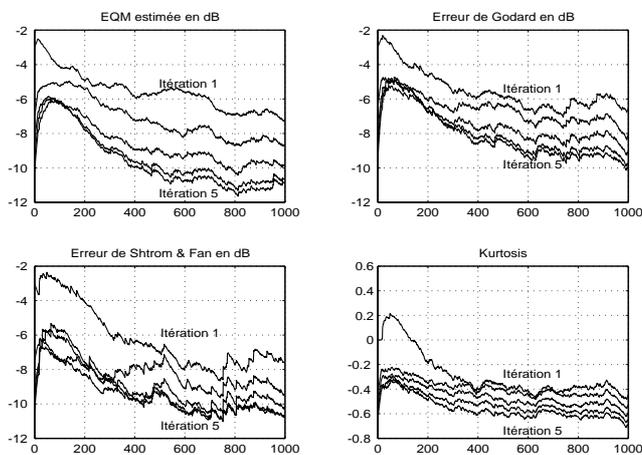


FIG. 5 : Signaux d'erreurs élaborés en ligne (EQM estimée, Godard, Strom & Fan et kurtosis).

Le tableau 1 nous indique le nombre d'erreurs commises à chaque itération. Trois cas de figures sont envisagés : soit on détermine le nombre total d'erreurs (mode 1), soit on fait abstraction des 50 (mode 2) ou des 100 (mode 3) premières décisions pour tenir compte de l'existence d'un éventuel préambule. Il est clair que globalement notre stratégie s'avère particulièrement efficace, compte tenu de l'étalement temporel de la réponse impulsionnelle et, partant, du nombre de coefficients de l'égaliseur (15 coefficients pour la partie avant et 55 pour la partie arrière). Les pas d'adaptation sont de 0.001 et le seuil de -6 dB. Ainsi lors de la dernière itération, seules

39 erreurs binaires sur 2000 ont été dénombrées mais seulement 4 surviennent après les 100 premiers symboles. Au demeurant, le ratio 50/1000 ou 100/1000 n'est en rien déraisonnable au regard de l'actuel GSM (26/144).

TAB. 1 : Nombre d'erreurs sur 2000 bits transmis.

Itération	mode 1	mode 2	mode 3
1	489	408	313
2	117	77	55
3	45	18	13
4	43	13	4
5	39	11	4

Ce tableau rend compte du fait que les erreurs surviennent majoritairement en début du fichier. Il est par ailleurs utile de rappeler qu'une stratégie de réception optimale est totalement inappropriée, en raison de la longueur de la réponse impulsionnelle ($55 T$).

5. Conclusion

Nous venons de démontrer l'originalité et l'intérêt de l'ERDA [3], dans le contexte des systèmes de communications utilisant l'accès multiple à répartition dans le temps (AMRT). Les résultats obtenus sont extrêmement encourageants et montrent l'intérêt d'une telle approche, compte tenu de la faible complexité calculatoire associée. Par ailleurs, cette propriété peut également être exploitée pour améliorer, au prix d'un retard de restitution, la vitesse de convergence de l'ERDA dans les applications à flot continu de données. Enfin, il est clair que le choix d'une modulation binaire (MDP2, GMSK) serait encore de nature à accélérer la convergence et à réduire, ce faisant, la longueur de bloc nécessaire à notre stratégie. Raisonnablement, on peut penser que cette dernière est, d'ores et déjà, compatible avec l'actuel standard GSM.

Remerciements

Nous tenons à remercier le GESMA (DGA), l'IFREMER et Orca Instrumentation pour leurs contributions respectives lors des campagnes de mesures menées au large de Brest.

Références

- [1] J. Labat, C. Laot & O. Macchi, "Dispositif d'égalisation adaptatif pour systèmes de communications numériques", French Patent 9510832 (15 septembre 95).
- [2] J. Labat, O. Macchi, C. Laot & N. Le Squin "Is training of adaptive equalizers still useful ?", Proc. Globecom'96, London (UK), 18-22 November, vol. 2, pp.968-972.
- [3] J. Labat, O. Macchi & C. Laot, "Adaptive decision feedback equalization : can you skip the training period ? " IEEE Trans. on Com., Vol. 46, No 7, pp. 921-930, July 98.
- [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] V Shtrom & H. Fan, "New Class of Zero-Forcing Cost Functions in Blind Equalization", IEEE Trans. on SP, vol. 46, No 10, October 1998, pp. 2674-2683.
- [6] O. Shalvi & E. Weinstein, "New criteria for blind deconvolution of nonminimum phase systems (channels)", IEEE Trans. on IT, vol. 36, No 2, March 1990, pp. 312-321.