



**HAL**  
open science

## Version adaptative d'un égaliseur DFE hybride en bloc utilisant la technique Overlap and Save

Abdelhakim Youcef, Christophe Laot, Karine Amis Cavalec

### ► To cite this version:

Abdelhakim Youcef, Christophe Laot, Karine Amis Cavalec. Version adaptative d'un égaliseur DFE hybride en bloc utilisant la technique Overlap and Save. GRETSI 2013 : 24ème colloque du Groupement de Recherche en Traitement du Signal et des Images, Sep 2013, Brest, France. hal-00934305

**HAL Id: hal-00934305**

**<https://hal.science/hal-00934305v1>**

Submitted on 11 Jun 2021

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# Version adaptative d'un égaliseur DFE hybride en bloc utilisant la technique Overlap and Save

Abdelhakim YUCEF<sup>1</sup>, Christophe LAOT<sup>1</sup>, Karine AMIS<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Institut Mines-Telecom; Telecom Bretagne; UMR CNRS 6285 Lab-STICC  
Université européenne de Bretagne  
Technopôle Brest-Iroise, CS 83818, 29238 Brest cedex, France  
`prénom.nom@telecom-bretagne.eu`

**Résumé** – Dans ce papier, il est proposé un égaliseur DFE hybride multivoies et adaptatif en bloc dans un contexte de transmissions acoustiques sous-marine. De plus, afin d'éviter les pertes en efficacité spectrale liées à l'insertion du préfixe cyclique à l'émission, une technique dite de chevauchement de données (overlap-and-save) est utilisée afin d'implémenter l'égaliseur dans le domaine fréquentiel sans transmissions de préfixes cycliques. L'adaptation par bloc permet de suivre la variation temporelle dans le canal. La structure proposée est testée en mer dans l'Océan Atlantique. Les résultats sont donnés en termes de taux d'erreur binaire et d'erreur quadratique moyenne. Une évaluation de la complexité calculatoire est aussi incluse.

**Abstract** – In this paper, a multiple-input block-based adaptive hybrid DFE is proposed to deal with the intersymbol interference in underwater acoustic communications. In addition, we apply the overlap-and-save technique at the receiver. This technique makes it possible to remove the overhead due to the transmission of cyclic prefix, such as in usual frequency-domain equalization systems. The transmission scheme is validated in the Atlantic Ocean. The results of simulations and experiments are given in terms of bit error rate (BER) and mean square error (MSE). A computational complexity study is also included.

## 1 Introduction

Les observatoires et robots autonomes sous-marins peuvent communiquer avec la surface par un lien acoustique. Ces systèmes souffrent de la sélectivité fréquentielle, de la propagation multitrajets et de l'étalement Doppler du canal acoustique sous-marin. Pour assurer une transmission sans coupure, cette liaison doit être fiable et robuste. Des techniques telles que l'OFDM et les transmissions mono-porteuses avec égalisation à la réception sont généralement utilisées pour compenser la sélectivité en fréquence du canal. Dans certaines applications, des capteurs sont fixés au fond marin et la durée de vie de leur batterie est un enjeu essentiel. L'utilisation de techniques de traitement du signal réduisant la consommation énergétique est alors fortement souhaitée. L'égalisation dans le domaine fréquentiel est une alternative à l'égalisation temporelle. Bien que les performances en termes de taux d'erreur binaire soient pratiquement les mêmes, l'égalisation fréquentielle a l'avantage de réduire la complexité calculatoire [1]. Cette réduction en complexité est d'autant plus importante que l'étalement temporel du canal augmente. Il en résulte une réduction de la consommation énergétique du récepteur.

L'égaliseur à retour de décision (DFE) offre de meilleures performances que l'égaliseur linéaire [2] mais son implémentation dans le domaine fréquentiel en

bloc est confrontée à un problème de causalité. Une implémentation hybride où le filtre avant est implémenté en bloc dans le domaine fréquentiel et le filtre de retour est implémenté symbole par symbole dans le domaine temporel a été envisagée pour faire face à ce problème [3]. Le calcul des coefficients des deux filtres est basé sur l'estimation du canal ou sur des algorithmes dits adaptatifs. L'estimation du canal nécessite la transmission de préambules. En conséquence, l'efficacité spectrale est réduite. Les algorithmes adaptatifs, pilotés par les décisions de l'égaliseur, garantissent le suivi de la variation temporelle du canal et permettent d'éviter la transmission régulière de préambules [4]. Néanmoins, il est généralement nécessaire d'envoyer un préambule au début de la transmission pour faire converger l'égaliseur.

Dans ce papier, nous proposons une version adaptative de l'égaliseur DFE hybride en bloc de [3]. De plus, afin d'éviter les pertes en efficacité spectrale liées à l'insertion du préfixe cyclique à l'émission, nous mettons en oeuvre une technique de chevauchement de données pour réaliser l'égaliseur dans le domaine fréquentiel. Une structure de réception multivoie est considérée en utilisant 4 hydrophones. Sur chaque voie, le filtre avant est suivi par une boucle à verrouillage de phase (PLL) optimisée conjointement avec l'égaliseur pour compenser les décalages fréquentiels résiduels dus à l'effet Doppler.

## 2 Modèle de transmission

Les données à transmettre sont codées par un codeur convolutif puis entrelacées. Après mise en forme avec un filtre  $g(t)$ , le flux de données résultant est modulé sur une onde acoustique qui est transmise dans le canal sous marin via un transducteur. Soit  $s(t)$  le signal transmis :

$$s(t) = \Re\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n g(t - nT) e^{j(2\pi f_c t + \psi)} \} \quad (1)$$

où  $f_c$  est la fréquence porteuse et  $\psi$  est sa phase,  $T$  est la durée symbole et  $\{d_n\}$  sont les symboles de données de variance  $\sigma_d^2$ .

Au récepteur, le signal acoustique est capté via 4 hydrophones immergés dans l'eau. Le signal acoustique subit un effet Doppler dû au mouvement de l'émetteur, du récepteur et du canal. Cet effet engendre un phénomène de compression/dilatation du signal émis. Après démodulation, une synchronisation trame est effectuée afin de détecter le début de la trame en se basant sur la technique des corrélations partielles [5]. La dérive en rythme et en phase lié à l'effet Doppler est compensée en utilisant la méthode définie dans [6]. Un égaliseur à retour de décision hybride adaptatif par bloc et multivoies est appliqué conjointement avec la synchronisation de phase. La chaîne de réception se termine par un décodage canal. Le signal reçu discret équivalent est modélisé par l'équation suivante,

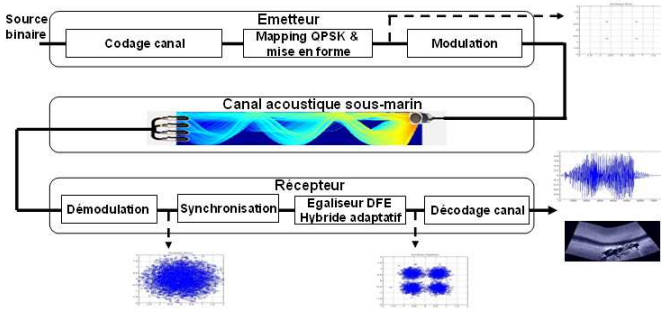


FIG. 1 – Chaîne de transmission en canal acoustique sous-marin

$$r_{j,n} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{j,n}(l) d_{n-l} + w_{j,n} \quad (2)$$

où  $h_{j,n}(l)$ , ( $l = 0, \dots, L-1$ ) sont les  $L$  coefficients du canal discret équivalent variant dans le temps, correspondant au  $j$ -ième hydrophone à l'instant  $nT$  et  $w_{j,n}$  est le bruit blanc additif gaussien (AWGN) à l'entrée du  $j$ -ième hydrophone et de variance  $\sigma_j^2$ .

## 3 Egaliseur à retour de décision hybride adaptatif en bloc

La structure proposée est décrite sur la Fig. 2. La technique de chevauchement de données “overlap-and-save” (OS) est appliquée au filtre avant pour permettre son implémentation dans le domaine fréquentiel en utilisant la transformée de Fourier. On note  $N_{FF}$  et  $N_{FB}$  les tailles des filtre avant et filtre de retour, respectivement. On

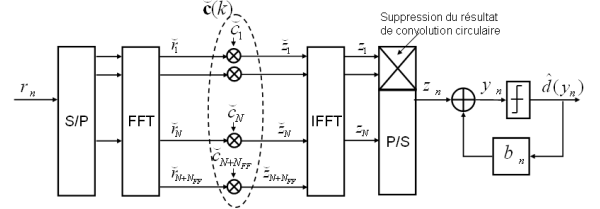


FIG. 2 – Egaliseur DFE hybride adaptatif en bloc

définit  $k$  l'indice de bloc courant et soient  $\mathbf{F}$  et  $\mathbf{F}^{-1}$  les matrices unitaires de Fourier, directe et inverse, respectivement et de dimension  $(N + N_{FF}) \times (N + N_{FF})$ . Le principe de la technique OS est le suivant : à l'entrée de l'égaliseur, on forme un nouveau bloc de taille  $N + N_{FF}$  contenant  $N$  éléments du bloc courant et les  $N_{FF}$  derniers éléments du bloc précédent auquel est appliqué une FFT. Le bloc résultant est noté  $\check{\mathbf{r}}(k)$ . On définit le vecteur de coefficients du filtre avant de l'égaliseur  $\check{\mathbf{c}}(k)$  dans le domaine fréquentiel contenant  $N_{FF}$  coefficients significatifs, augmentés de  $N$  zéros. L'égalisation fréquentielle est effectuée par une multiplication élément par élément du nouveau bloc formé  $\check{\mathbf{r}}(k)$  et du vecteur  $\check{\mathbf{c}}(k)$ . Le bloc résultant est décrit en sortie de la IFFT par l'équation suivante :

$$\mathbf{z}(k) = N \text{ derniers éléments de } \left\{ \mathbf{F}^{-1} \check{\mathbf{R}}(k) \check{\mathbf{c}}(k) \right\} \quad (3)$$

où  $\check{\mathbf{R}}(k)$  est une matrice diagonale dont la diagonale contient le bloc  $\check{\mathbf{r}}(k)$ . Les  $N_{FF}$  premiers symboles du bloc de sortie de la IFFT sont supprimés car ils correspondent au résultat d'une convolution circulaire. Les symboles en sortie de l'égaliseur hybride DFE sont données par l'équation suivante,

$$y_n = z_n - \sum_{l=1}^{N_{FB}} b_n(l) \hat{d}(y_{n-l}) \quad (4)$$

où  $n$  est l'indice sur les symboles de données,  $\mathbf{b}_n$  est le  $n$ -ième vecteur de coefficients du filtre de retour défini dans le domaine temporel et  $\hat{d}(y_n)$  est la décision sur  $y_n$ .

En se basant sur le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne, les coefficients des deux filtres sont actualisés bloc par bloc selon l'algorithme du gradient stochastique (LMS). Il est néanmoins supposé que le canal varie lentement sur la durée d'un bloc. Autrement dit, les coefficients de l'égaliseur (filtres avant et de retour) sont

maintenus constants sur la durée d'un bloc et sont actualisés à l'itération bloc suivante. Ceci permet de suivre la variation temporelle du canal en mode piloté par les décisions de l'égaliseur. Cependant, au début de la transmission, l'égaliseur nécessite une période d'apprentissage, par l'émission d'un préambule, afin d'assurer la convergence vers la réponse optimale. Les équations d'actualisations sont les suivantes,

$$\check{\mathbf{c}}(k+1) = \check{\mathbf{c}}(k) - \mu_c \mathbf{F} \mathbf{G} \mathbf{F}^{-1} \check{\mathbf{R}}(k)^H \check{\mathbf{e}}(k) \quad (5)$$

$$\mathbf{b}(k+1) = \mathbf{b}(k) + \mu_b \mathbf{D}(k)^H \mathbf{e}(k) \quad (6)$$

où  $\mu_c$  et  $\mu_b$  sont respectivement les pas d'adaptation des filtres avant et arrière.  $\mathbf{e}(k)$  et  $\check{\mathbf{e}}(k)$  sont respectivement les blocs d'erreurs définis dans le domaine temporel et fréquentiel. Chaque élément du vecteur  $\mathbf{e}(k)$  est évaluée comme suit,

$$e_n = y_n - \hat{d}(y_n) \quad (7)$$

$\hat{d}(y_n)$  est remplacée par les symboles de données émises connues  $d_n$  durant la période d'apprentissage.  $\mathbf{G}$  est une matrice permettant de supprimer les éléments correspondant au résultat d'une convolution circulaire, selon le principe de la technique OS.

## 4 Résultats de simulations

Les performances sont évaluées en termes de "mean square error" (MSE), de complexité calculatoire et de "bit error rate" (BER) en fonction du rapport signal sur bruit  $E_b/N_0$ , où  $E_b$  est l'énergie moyenne par bit et  $N_0$  est la densité spectrale de puissance monolatérale du bruit. Sur la Fig. 3, la structure proposée "Hybrid frequency-time domain overlap-and-save adaptive DFE" (HD-OS-ADFE) est comparée aux égaliseurs suivants : le "matched filter bound (MFB) MMSE DFE" qui est un égaliseur idéal de longueur infinie où le canal est parfaitement connu, le "matched filter bound (MFB) MMSE linear equalizer", le "time-domain adaptive DFE" (TD-ADFE), le "frequency-domain overlap-and-save adaptive linear equalizer" (FD-OS-ALE) et la courbe théorique du canal gaussien "additive white Gaussian noise" (AWGN). Le HD-OS-ADFE est plus performant que le FD-OS-ALE et présente des performances similaires à celles du TD-ADFE en termes de BER. Toutefois, la complexité calculatoire du HD-OS-ADFE est d'autant inférieure à celle du TD-ADFE que la l'talement temporel du canal en termes de durée symbole augmente tel que indiqué en Fig. 4. Dans cette figure, il est montré une évaluation de la complexité calculatoire des algorithmes HD-OS-ADFE, TD-ADFE et FD-OS-ALE en termes de nombres d'opérations réelles par durée symbole. le FD-OS-ALE est l'algorithme le moins complexe de par son implémentation totale dans le domaine fréquentiel. La structure proposée (HD-OS-ADFE) présente un bon compromis entre la complexité calculatoire et le taux d'er-

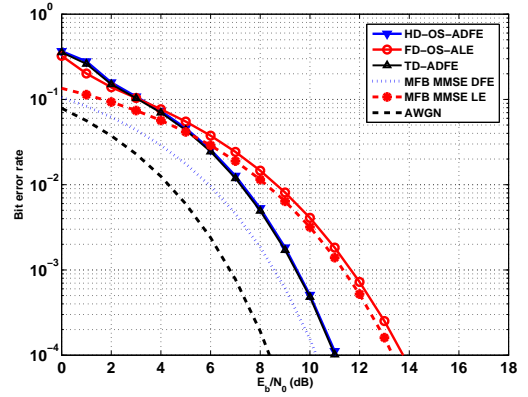


FIG. 3 – BER vs.  $E_b/N_0$ , Modèle du canal : Porat, Nombre de blocs transmis : 400, Modulation : QPSK ; S.A : 80 blocs

reur binaire BER. La réduction de la complexité algorithmique permet de réduire la consommation énergétique au récepteur. L'efficacité énergétique d'un système de transmission est mesurée en millions d'opérations par seconde et par WATT (MOPS/W).

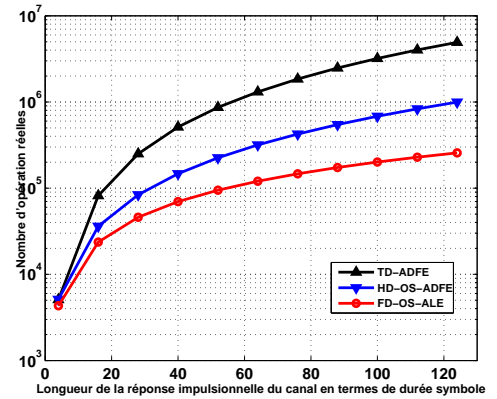


FIG. 4 – Nombre d'opérations réelles vs. la longueur de la réponse impulsionnelle du canal

## 5 Résultats expérimentaux

Un récepteur multivoies est considéré en utilisant  $N_R$  hydrophones (Fig. 5). Sur chaque voie est implémentée le filtre avant de l'égaliseur DFE hybride dans le domaine fréquentiel suivi d'une boucle à verrouillage de phase PLL (phase locked loop) afin de compenser les décalages fréquentiels résiduels dus à l'effet Doppler. Les PLLs sont optimisées conjointement avec l'égaliseur multivoie HD-OS-ADFE. Ce dernier a été validé expérimentalement lors des essais de transmissions dans l'Océan Atlantique. Les données ont été transmises par un transducteur, immergé à une profondeur de 30 mètres et fixé à une bouée, à un

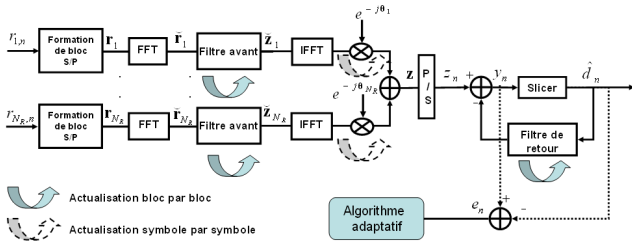


FIG. 5 – Récepteur multivoies HD-OS-ADFE et synchronisation conjointe

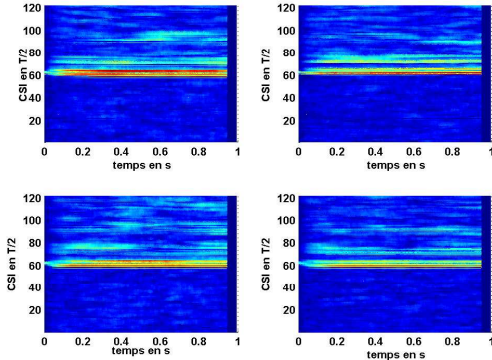


FIG. 6 – Estimée de la réponse impulsionnelle du canal acoustique sous-marin

bateau distant de 500 mètres. Le bateau est équipé de  $N_R = 4$  hydrophones de réception immergés à une profondeur de 15 mètres. La puissance de transmission est de 180 dB ref  $1\mu\text{Pa}$  à 1 mètre et la vitesse relative entre l'émetteur et le transducteur est d'environ  $v = 0.5$  m/s. Dans la Fig. 6, il est donnée l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal sur les 4 hydrophones après la compensation de l'effet Doppler. Les multiples trajets sont dus à la réflexion sur la surface et sur le fond.

Dans la Fig. 7, nous montrons l'évolution dans le temps de l'erreur quadratique moyenne. La structure proposée atteint un MSE d'environ  $-9$  dB et se montre légèrement meilleure que l'égaliseur linéaire FD-OS-ALE. Le traitement adaptatif a permis de suivre la variation dans le canal. La fluctuation du niveau MSE est lié à l'effet Doppler variant dans le temps. Le traitement spatio-temporel en utilisant les 4 hydrophones a permis d'améliorer le rapport signal sur bruit équivalent en sortie de l'égaliseur. Le BER mesuré après décodage du canal est égal à 0 sur la durée de la transmission.

## 6 Conclusion

Un égaliseur DFE hybride multivoies et adaptatif en bloc a été proposé dans ce papier dans un contexte de transmissions acoustiques sous marines. Nous avons montré l'intérêt

d'une telle structure en termes de performances d'efficacité spectrale, notamment par l'utilisation des techniques de chevauchement, et de taux d'erreur binaire. D'autre part, la complexité calculatoire est largement réduite par rapport à la version temporelle de l'égaliseur DFE. De plus, le traitement adaptatif par bloc, moins complexe qu'une actualisation symbole par symbole, a permis de suivre les variations du canal sous-marin. La structure proposée a été validée par des essais réels dans l'Océan Atlantique.

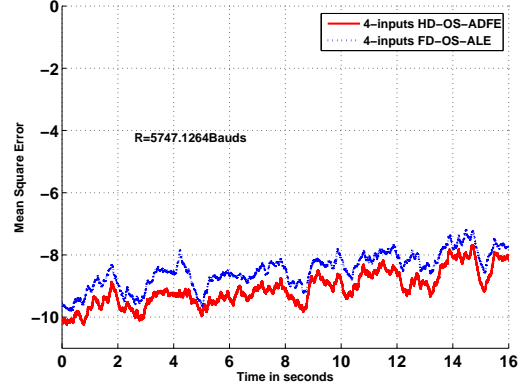


FIG. 7 – Erreur quadratique moyenne,  $N = N_{FF} = 32$ ,  $N_{FB} = 60$ , QPSK, Débit : 10 kbps,  $\mu_c = \mu_b = 10^{-3}$

## Références

- [1] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no 4, pp 58-66, Apr. 2002.
- [2] N. Al-Dhahir and J.M. Cioffi, "MMSE Decision-Feedback Equalizers : Finite-Length Results", *IEEE Trans. Inform. Theory.*, vol. 41, no 4, pp 961-975, jul 1995.
- [3] N. Benvenuto, R. Dinis, D. Falconer, and S. Tomasin, "Single Carrier Modulation with Nonlinear Frequency Domain Equalization : An Idea Whose Time Has Come -Again", *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, no 1, pp 69-96, Jan. 2010.
- [4] J. Labat, O. Macchi, and C. Laot, "Adaptive Decision Feedback Equalization : Can You Skip The Training Period?", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 7, pp 921-930, jul 1998.
- [5] Q. Cai, A. Wilzeck, and T. Kaiser, "A compound method for initial frequency acquisition in wcdma systems", in *IEE DSP Enabled Radio Conference*, Southampton, England, 2005.
- [6] G. Eynard and C. Laot, "Non data aided timing recovery algorithm for digital underwater communications", in *OCEANS 2007 - Europe*, 2007, pp. 1-5.