

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

Abdelhakim YOUCEF, Christophe LAOT, Karine AMIS

Institut Mines-Télécom; Télécom Bretagne; UMR CNRS 6285 Lab-STICC
Université européenne de Bretagne
Technopôle Brest-Iroise, CS 83818, 29238 Brest cedex, France
prenom.nom@telecom-bretagne.eu

Résumé – Dans ce papier, nous proposons un égaliseur DFE hybride multivoies et adaptatif en bloc dans un contexte de transmissions acoustiques sous-marines. 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 transmission 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'erreurs binaires et d'erreur quadratique moyenne. Nous évaluons aussi 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 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'erreurs binaires soient pratiquement les mêmes, l'égalisation fréquentielle a l'avantage de réduire la complexité calculatoire [1, 2]. 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) (decision feedback equalizer) offre de meilleures performances que l'égaliseur linéaire (LE) (linear equalizer) [3] 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 [4]. 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. Par conséquent, 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. Néanmoins, il est généralement nécessaire d'envoyer un préambule au début de la transmission pour faire converger l'égaliseur.

Dans la continuité de nos travaux en [5], nous proposons dans ce papier une version adaptative en bloc de l'égaliseur DFE hybride de [4]. 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 implémenter l'égaliseur dans le domaine fréquentiel. La structure proposée est notée HD-OS-ADFE pour hybrid frequency-time domain overlap-and-asave adaptive DFE. Un récepteur multivoies est considéré 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

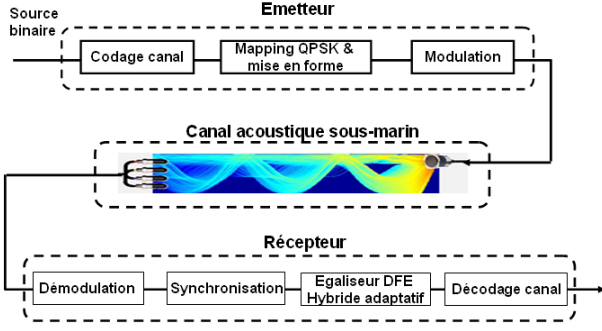


FIGURE 1 – Chaîne de transmission en canal acoustique sous-marin

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 module une onde acoustique qui est transmise dans le canal sous marin via un transducteur. Soit $s(t)$ le signal transmis :

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

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

Au récepteur, le signal acoustique est capté via 4 hydrophones immergés dans l'eau. Le signal acoustique subit un effet Doppler dû aux mouvements 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 [6]. La dérive en rythme et en phase liée à l'effet Doppler est compensée en utilisant la méthode définie dans [7]. 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,

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

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 σ_j^2 .

Dans un soucis de concision, nous ne faisons apparaître

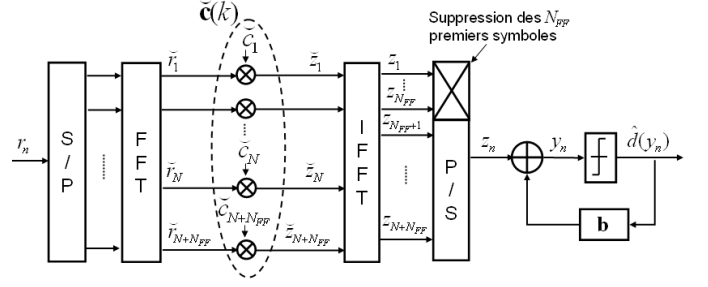


FIGURE 2 – Égaliseur DFE hybride adaptatif en bloc

l'égaliseur proposé HD-OS-ADFE en section 3 que pour une seule voie de réception ($j = 1$) et sans boucle PLL. Une optimisation conjointe de l'ensemble des filtres et boucles PLL dans le cas multivoies et considérée pour les résultats expérimentaux en section 5.

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 [5]. On note respectivement N_{FF} et N_{FB} les tailles des filtre-avant et filtre de retour. On définit k l'indice de bloc courant et \mathbf{F} et \mathbf{F}^{-1} sont respectivement les matrices unitaires de Fourier, directe et inverse 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. On lui applique une FFT et 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 :

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

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 donnés par l'équation suivante,

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

où \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 .

Les coefficients des deux filtres sont actualisés bloc par bloc selon l'algorithme du gradient stochastique (LMS) en se basant sur le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne. On suppose néanmoins 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 au bloc suivant. 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 l'émission d'une séquence d'apprentissage (S.A). Cette séquence assure la convergence de l'égaliseur 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 μ_c et μ_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 évalué comme suit,

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

Durant la période d'apprentissage, les décisions $\hat{d}(y_n)$ sont remplacées par les symboles de données émises connues d_n . \mathbf{G} est une matrice permettant de supprimer les éléments correspondant au résultat d'une convolution circulaire, selon le principe de la technique OS [8].

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 reçue par bit et N_0 est la densité spectrale de puissance monolatérale du bruit. Sur la Fig. 3, nous évaluons le BER de la structure proposée HD-OS-ADFE dans un canal sélectif en fréquence et invariant dans le temps (canal de Porat) en supposant un récepteur monovoie. Le HD-OS-ADFE est comparée aux égaliseurs suivants : les bornes supérieures dites "matched filter bound (MFB) MMSE DFE" et "MFB MMSE LE" qui correspondent respectivement aux performances d'égaliseurs DFE et LE, supposés idéaux de longueurs infinies et le canal est supposé parfaitement connu, le "time-domain adaptive DFE" (TD-ADFE) qui est un DFE temporel adaptatif symbole par symbole et enfin le "frequency-domain overlap-and-save adaptive linear equalizer" (FD-OS-ALE) qui est un égaliseur linéaire LE fréquentiel et adaptatif par bloc. Nous incluons aussi la courbe théorique du canal gaussien "additive white Gaussian noise" (AWGN) comme référence. Le HD-OS-ADFE est plus performant que le FD-OS-ALE et présente des

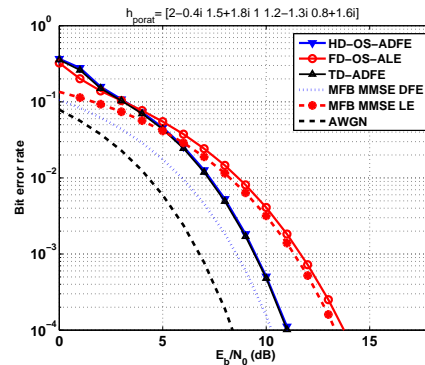


FIGURE 3 – BER vs. E_b/N_0 , Modèle du canal : Porat ($L = 5$), $N_{FF} = 64$, $L = 5$, $N_{FB} = L - 1 = 4$, nombre de blocs transmis : 400, Modulation : QPSK ; S.A : 80 blocs

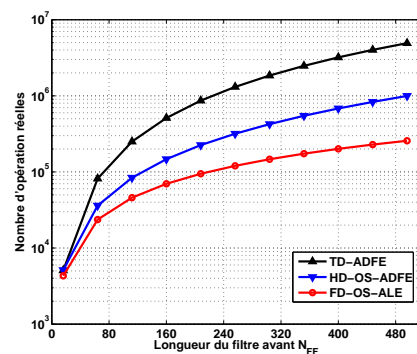


FIGURE 4 – Nombre d'opérations réelles vs. la longueur de la taille de bloc N , hypothèses : $N = N_{FF}$, $N_{FF} = 4L$ et $N_{FB} = L$

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 taille du filtre-avant N_{FF} (et par conséquent la taille de bloc N) augmente tel que indiqué en Fig. 4. La taille du filtre-avant N_{FF} est liée à l'étalement maximal du canal L . En effet, l'égalisation du canal nécessite une taille N_{FF} largement supérieure à L . En Fig. 4, nous supposons $N = 4L$. Cette figure montre 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 entièrement dans le domaine fréquentiel. La structure proposée (HD-OS-ADFE) présente un bon compromis entre la complexité calculatoire et le taux d'erreurs binaires. 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 réelles par seconde et par watt (MOPS/W).

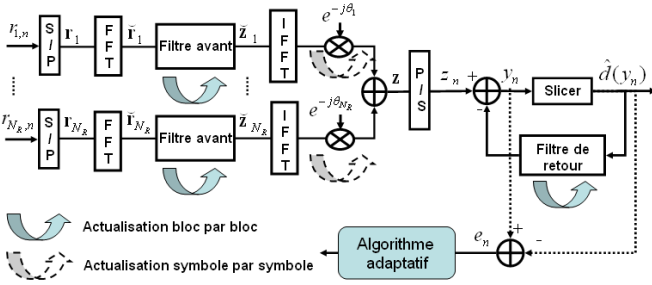


FIGURE 5 – Récepteur multivoies HD-OS-ADFE et synchronisation conjointe

5 Résultats expérimentaux

On considère un récepteur multivoies avec N_R hydrophones (Fig. 5). Le filtre-avant de l'égaliseur DFE hybride est implémenté sur chaque voie le dans le domaine fréquentiel. Il est suivi d'une boucle PLL 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 m et fixé à une bouée, vers un bateau distant de 500 m. Le bateau est équipé de $N_R = 4$ hydrophones de réception immergés à une profondeur de 15 m. La puissance de transmission est de 180 dB ref $1\mu\text{Pa}$ à 1 mètre et la vitesse relative entre le transducteur et le bateau est d'environ $v = 1$ noeud. Sur la Fig. 6, 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 MSE est liée à la variation temporelle du canal. Le traitement spatio-temporel utilisant 4 hydrophones a permis d'améliorer le rapport signal sur bruit équivalent en sortie de l'égaliseur. Cependant, le gain de diversité fréquentielle apporté par le traitement multivoies réduit le gain en MSE du HD-OS-ADFE par rapport à FD-OS-ALE. Le BER mesuré après décodage du canal est égal à 0 sur la durée de la transmission.

6 Conclusion

Nous avons proposé dans ce papier un égaliseur DFE hybride multivoies et adaptatif en bloc en utilisant la technique OS, dans un contexte de transmissions acoustiques sous marines. L'implémentation hybride réduit la complexité calculatoire du HD-OS-ADFE par rapport à l'égaliseur TD-ADFE. De plus, le traitement adaptatif par bloc, moins complexe qu'une actualisation symbole par symbole, permet de suivre les variations du canal acoustique sous-marin en mode piloté par décisions. L'emploi

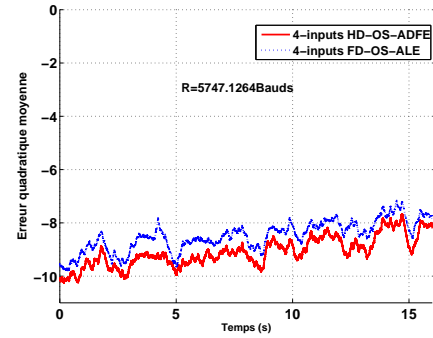


FIGURE 6 – Erreur quadratique moyenne, $N = N_{FF} = 64$, $N_{FB} = 40$, QPSK, Débit : 10 kbps, $\mu_c = \mu_b = 10^{-3}$

de la technique OS permet d'améliorer l'efficacité spectrale. Les essais réels en mer ont permis de démontrer l'efficacité de la structure proposée.

Références

- [1] D. Falconer, S.L. Ariyavitakul, 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] K. Berberidis and J. Palicot, "A Frequency-Domain Decision Feedback Equalizer for Multipath Echo Cancellation", in *Global Telecommunications Conference, 1995. GLOBECOM '95.*, IEEE, nov 1995, vol. 1, pp 98 -102.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] A. Youcef, C. Laot, and K. Amis, "Adaptive frequency-domain equalization for underwater acoustic communications", in *OCEANS, 2011 IEEE - Spain*, june 2011, pp. 1-6.
- [6] 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.
- [7] G. Eynard and C. Laot, "Non data aided timing recovery algorithm for digital underwater communications", in *OCEANS 2007 - Europe*, 2007, pp. 1-5.
- [8] A. Youcef, C. Laot, and K. Amis, "Multiple input hybrid frequency-time domain adaptive decision feedback equalization for underwater acoustic communications", in *OCEANS IEEE, Spain*, july 2012, pp. 1-6.