

Réduction des interférences entre sous-porteuses dans les systèmes OFDM fenêtrés sur canal acoustique sous-marin

Said LMAI, Arnaud BOURRÉ, Sébastien HOUCHE, Christophe LAOT

Institut Mines-Telecom, Telecom Bretagne, UMR CNRS 6285 Lab-STICC, Université Européenne de Bretagne,
Technopôle Brest-Iroise CS83818 - 29238 Brest Cedex 3, France

said.lmai@telecom-bretagne.eu, arnaud.bourre@telecom-bretagne.eu
christophe.laot@telecom-bretagne.eu, sebastien.houcke@telecom-bretagne.eu

Résumé – Les systèmes OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) combattent les interférences entre symboles (IES) par l’usage du préfixe cyclique (CP:cyclic prefix) ou l’intervalle de garde (IG) pour le ZP (zero-padded) OFDM. Toutefois, les interférences entre sous-porteuses (ICI : inter-carrier interferences), dues par exemple aux variations temporelles du canal, demeurent un inconvénient majeur. Le fenêtrage en temps est l’une des solutions introduites dans le contexte bande étroite. Dans ce papier, nous explorons l’usage de cette technique dans les environnements large-bande tels que le canal acoustique sous-marin (ASM). Nous avons développé un nouveau schéma de fenêtrage pour le CP-OFDM. En plus de la réduction des ICI dans des canaux avec étalement et décalage Doppler, le schéma proposé, comparé au CP-OFDM conventionnel, permet de réaliser à puissances émises égales, un important gain en E_b/N_o . Les résultats des simulations ont été étayés par des essais en mer.

Abstract – Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems cope with inter-symbol interferences (ISI) using cyclic prefix (CP) or the equivalent guard interval (GI) in case of zero-padded (ZP) OFDM. However, inter-carrier interferences (ICI) due to the time variations of the channel for instance, remain a significant drawback. Pulse-shaping is one of the solutions brought in narrow band context. In this paper, we explored the use of this technique in wideband environments such as underwater acoustic (UWA) channel. To this end, we developed a new pulse-shaped CP-OFDM scheme. In addition to ICI reduction over channels with Doppler shift and spread, the proposed system, compared to the conventional CP-OFDM, achieves at equal transmit powers important E_b/N_o savings. The simulation results are corroborated by sea trials.

1 Introduction

La transmission sur canal acoustique sous-marin (ASM) est difficile : elle doit être capable de gérer de forts étalements temporels, de larges étalements Doppler avec une bande disponible réduite. De surcroît, les communications ASM sont large-bande et l’effet Doppler n’est pas constant et dépend de la fréquence, contrairement aux systèmes bande-étroite qui observent un décalage fréquentiel quasi-constant. Récemment, les communications ASM ont tiré profit de l’intérêt particulier apporté au schéma OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) [1–3].

Réputé pour sa simple implémentation, le système OFDM permet de combattre les interférences entre symboles (IES). Le schéma de transmission le plus répandu est le CP (cyclic prefix) OFDM.

Les systèmes OFDM conventionnels souffrent de certains inconvénients. La taille du CP pour le CP-OFDM ou l’intervalle de garde (IG) pour le ZP (zero-padded) OFDM, est souvent surdimensionnée, car l’estimation des statistiques du canal n’est pas précise (notamment pour des canaux variants dans le temps tels que le canal ASM). Dès lors, en s’efforçant de maintenir une certaine valeur du BER (bit error rate), l’augmentation de la taille du CP conduit à augmenter le SNR (signal-

to-noise ratio) moyen par bit (E_b/N_o). De plus, la modulation OFDM est sensible aux interférences entre sous-porteuses (ICI : inter-carrier interferences) qui émergent au niveau du récepteur, dues principalement à la mobilité émetteur/récepteur et à la variabilité du canal. Les schémas classiques ne sont pas robustes aux effets Doppler, et particulièrement dans les environnements large-bande. Parmi les techniques utilisées pour réduire les ICI, [4] a étudié le fenêtrage dans le contexte bande étroite et sur canal Gaussien. [2] a introduit son usage dans un système large bande avec étalement Doppler. Les formes d’onde communément employées sont des fenêtres de Nyquist en temps, où des zéros sont insérés de part et d’autre du signal OFDM utile avant d’appliquer le fenêtrage (nommé également apodisation). Son implémentation peut se porter sur CP-OFDM ou ZP-OFDM et sur le bloc émetteur et/ou sur le récepteur.

Dans ce papier, nous proposons un système particulier du CP-OFDM où le fenêtrage, appliqué dans le domaine temporel, est équi-réparti entre l’émission et la réception. Les performances sont comparées par rapport aux modèles déjà abordés dans la littérature [2,5,6]. Contrairement aux schémas d’apodisation susmentionnés, il n’y a pas d’ajout de zéros sur les deux flancs du signal OFDM utile avant l’opération d’apodisation. Ainsi, l’efficacité spectrale affichée est plus intéressante.

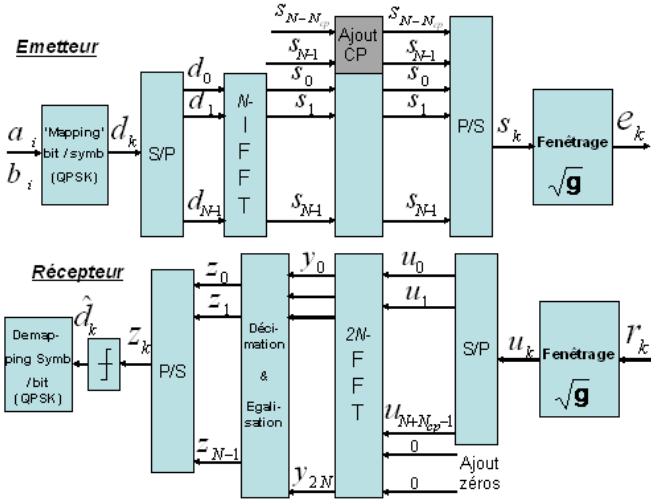


FIGURE 1 – Schéma OFDM fenêtré.

2 Modèle du système

Notre système OFDM prend appui sur la fonction d'apodisation $\sqrt{g(t)}$ implémentée à l'émission et à la réception. On note par Rect-OFDM le système CP-OFDM conventionnel avec une fenêtre rectangle, tandis que RRC-OFDM désigne le système OFDM apodisé avec la fenêtre en racine carrée du cosinus sur-élévé $\sqrt{g(t)}$. $g(t)$ est une fenêtre temporelle de Nyquist à durée finie contrairement aux filtres usuels de Nyquist à support compact dans le domaine fréquentiel. Le signal OFDM en bande de base est de durée $T = T_o + T_g$ et a pour expression :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k \sqrt{g(t)} e^{j2\pi f_k t}, \quad t \in [0, T_o + T_g] \quad (1)$$

où :

- T_o (resp. N) et T_g (resp. N_{cp}) représente la durée du signal d'origine utile (resp. nombre d'échantillons) et la taille du CP (resp. nombre d'échantillons) respectivement (pour une période d'échantillonnage de $T_s = T_o/N$)
- d_k est le symbole d'information transmis sur la k^{eme} sous-porteuse (de fréquence f_k), et il appartient à une constellation prédéfinie telle que la MDP (modulation par déplacement de phase).
- $f_k - f_m = \frac{k-m}{T_o}$ et $\frac{1}{T_o}$ est l'espacement entre sous-porteuses
- $B = \frac{N}{T_o}$ est la bande nominale
- $\sqrt{g(t)}$ est la fonction en racine carrée du cosinus sur-élévé et $g(t)$ est définie par

$$g(t) = \begin{cases} 1, & |t| < \frac{T_o(1-\alpha)}{2} \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{\alpha T_o} \left(|t| - \frac{T_o(1-\alpha)}{2}\right)\right) \right\}, & \frac{T_o(1-\alpha)}{2} \leq |t| < \frac{T_o(1+\alpha)}{2} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2)$$

La taille de $\sqrt{g(t)}$ est exactement celle d'un symbole OFDM. Ainsi, l'opération d'apodisation est effectuée rigoureusement sur tout le symbole OFDM, CP inclus, de telle manière que

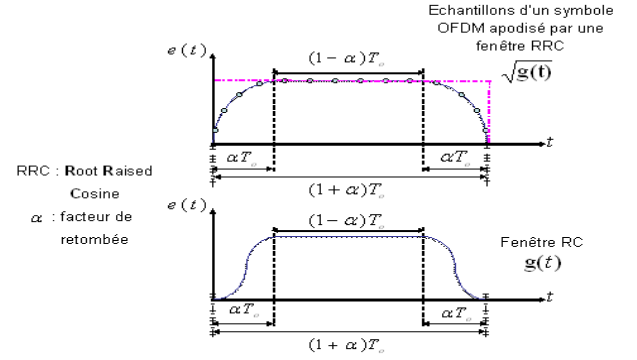


FIGURE 2 – Illustration de la fonction $\sqrt{g(t)}$ appliquée à un symbole OFDM

la période de retombée correspond exactement à la taille du CP. De ce fait, la durée de IG est de αT_o , où α est le facteur de retombée de $\sqrt{g(t)}$ et T_o est, pour rappel, la durée du symbole OFDM utile (sans CP). L'architecture simplifiée du système OFDM fenêtré proposé est décrite dans la FIGURE 1. Elle consiste à 'mapper' les bits de données a_i, b_i en symboles d'information d_k . Ensuite, la IFFT est réalisée après avoir converti le flux série en N flux parallèles élémentaires. Une fois le CP, qui est une copie de la dernière partie du symbole OFDM, ajouté, l'opération de fenêtrage est alors effectuée. On peut s'apercevoir que les échantillons du symbole OFDM obtenu dans le domaine temporel (FIGURE 2), sont d'une intensité réduite sur les flancs du symbole, contrairement à ceux sur le plateau de base qui portent plus d'énergie. Concernant le Rect-OFDM, où la fonction rectangle est d'usage (en pointillé sur la FIGURE 2), l'expression du signal OFDM transmis en bande de base est :

$$e(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k \text{rect}(t) e^{j2\pi f_k t}, \quad t \in [0, T_o + T_g] \quad (3)$$

où : $\text{rect}(t)$ est une fenêtre rectangle temporelle d'amplitude unité et de durée $T = T_o + T_g$. Sur un canal à bruit additif blanc Gaussien (BABG) et en absence de décalage fréquentiel, le signal reçu est :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k \sqrt{g(t)} e^{j2\pi f_k t} + n(t), \quad t \in [0, (1+\alpha)T_o] \quad (4)$$

où $n(t)$ est le bruit Gaussien ambiant. Avec un récepteur à corrélation, pour le symbole transmis d_n sur la n^{eme} sous-porteuse, on décide :

$$\hat{d}_n = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) \sqrt{g(t)} e^{-j2\pi f_n t} dt \quad (5)$$

Au niveau du module de réception, le symbole est d'abord apodisé utilisant la même fenêtre $\sqrt{g(t)}$. Par la suite, il y a bourrage de $N - N_{cp}$ zéros à la fin du symbole OFDM avant d'exécuter l'opération $2N$ -FFT. Du moment que les données à

l'origine sont transmises sur des sous-porteuses f_k (espacées de $\frac{1}{T_o}$), la sortie de la FFT est sous-échantillonnée de taux $1/2$. En cas d'une estimation parfaite du canal, l'égalisation est réduite à une simple multiplication par un coefficient par sous-porteuse.

Dans la littérature [2, 5], en plus de l'intervalle de garde, l'apodisation introduit un intervalle supplémentaire qui n'est autre que le temps de retombée de la fonction d'apodisation utilisée. Cette période de retombée est conçue après avoir rallongé le symbole OFDM utile d'origine (de durée T_o) par insertion de zéros de part et d'autre. Quant aux motivations initiales qui nous ont amenés à considérer le fenêtrage, nous citons :

- sur un symbole CP-OFDM transmis, bien que le CP introduise une redondance dans le temps d'une partie de l'information originale, à l'égard du bruit, il sera affecté différemment. Ce qui confère en quelque sorte une certaine diversité, qu'il serait utile d'exploiter au niveau du module de réception ;
- pour un SNR moyen donné, l'apodisation réduit l'énergie, dans le domaine temporel, sur les bords du symbole OFDM ainsi conçu et permet de placer les IES dans des régions du signal ayant un SNR assez réduit ;
- l'implémentation du fenêtrage du côté du récepteur atténue davantage l'énergie des échantillons affectés par les IES. En effet, les coefficients de pondération de la fonction d'apodisation sont faibles sur les bords ;
- étant donné que la puissance moyenne des ICI dépend des amplitudes spectrales de la fonction $g(t)$ [4], on note que le spectre en fréquence de la fonction d'apodisation RRC a des lobes secondaires plus atténués que ceux du sinus cardinal (qui correspond à la fonction rectangle) ;
- en procédant par une augmentation progressive et lisse de l'amplitude du signal, l'apodisation permet d'éviter les changements violents constatés lorsque la fenêtre porte est d'usage dans le domaine temporel.

3 Résultats des simulations

Nous avons exploré l'influence de la taille du CP sur le E_b/N_o . Ensuite, nous avons étudié les dégradations en termes de BER dues à l'étalement Doppler. On suppose parfaites : la synchronisation en temps au début de chaque symbole OFDM ainsi que l'estimation du canal. Les paramètres relatifs aux simulations Monte Carlo conduites sont : $N = 64, 128$ sous-porteuses, modulation QPSK et au moins deux valeurs de CP. Le canal de Rayleigh à spectre Doppler de Jakes est utilisé avec un profil de puissance exponentiellement décroissant à 10 trajets. Aucun codage canal n'est employé.

3.1 L'influence de la taille du CP sur E_b/N_o

Le canal ASM introduit de larges réponses impulsionnelles qui contraignent de prendre des valeurs relativement grandes du CP. Toutefois, le débit réalisé dépend de : $\frac{N}{N+N_{cp}}$. Ainsi,

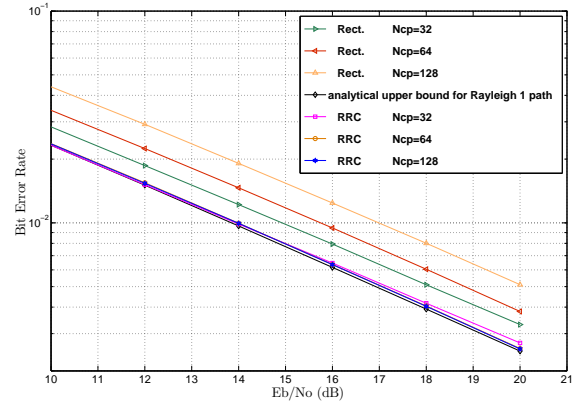


FIGURE 3 – Les performances BER du RRC-OFDM vs Rect-OFDM sur canal Rayleigh à 10 trajets ($N = 128$).

pour une modulation M-aire, la relation entre le SNR par bit (E_b/N_o) et le SNR par symbole (E_s/N_o) est définie par :

$$E_b/N_o = E_s/N_o - 10 \log_{10} \left(\log_2(M) \cdot \frac{N}{N + N_{cp}} \right) \quad (6)$$

où : E_s est l'énergie par symbole et M est l'ordre de la modulation. Les performances issues de la comparaison entre les systèmes Rect-OFDM et RRC-OFDM sont tracées en termes de BER en fonction de E_b/N_o . La borne théorique pour un canal de Rayleigh à un trajet est fournie comme référence. Dans la FIGURE 3, nous constatons que, au fur et à mesure que la taille du CP augmente, les performances du Rect-OFDM se dégradent. Ainsi, allonger le CP conduit à perdre en E_b/N_o . En particulier, on peut observer que pour $BER = 10^{-2}$, E_b/N_o relatif à $N_{cp} = 64$ est au-delà de 2 dB moins important que celui correspondant à $N_{cp} = 128$. En revanche, le RRC-OFDM préserve ses performances même si la taille du CP augmente et le gain par rapport au Rect-OFDM est supérieur à 1 dB. Il est d'environ 2 dB lorsque $N_{cp} = 64$. De plus, augmenter la taille du CP de $N_{cp} = 64$ à $N_{cp} = 128$, n'introduit quasiment aucune perte en E_b/N_o pour le RRC-OFDM. Mieux encore, la référence théorique est quasiment atteinte. Cela est dû au fait que toute l'énergie transportée par le symbole OFDM (CP inclus) est exploitée. D'où l'intérêt de notre schéma dans la préservation de E_b/N_o en plus des performances BER. Pour éviter des tailles importantes de CP, des techniques de raccourcissement de canal pourraient être employées, mais au prix d'une complexité accrue à la réception et l'utilisation de technique d'égalisation qui va à l'encontre du principe de conception de la modulation multi-porteuse dans la forme de OFDM.

3.2 Contexte large-bande

Dans un environnement large bande, l'effet Doppler est induit par le mouvement relatif émetteur/récepteur combiné à la variabilité du canal. Il dépend de la fréquence et est plus complexe à gérer comparativement aux systèmes à bande étroite. Il

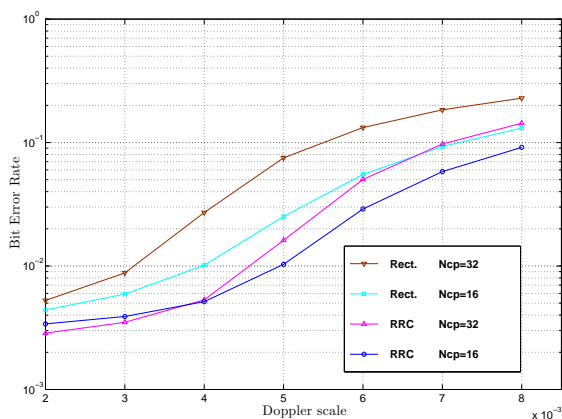


FIGURE 4 – Les performances BER pour $E_b/N_o = 20$ dB, contexte large bande.

peut être décrit par le facteur : $\frac{v}{c}$, où v est la vitesse relative émetteur-récepteur et c est la célérité du son. Dans nos simulations, ce facteur Doppler est supposé être constant sur la durée d'un symbole OFDM, $N = 64$ et les tailles employées du CP sont $N_{cp} = 16$ and $N_{cp} = 32$. Pour un E_b/N_o de 20 dB, les courbes de la FIGURE 4 montrent les performances BER en fonction du facteur Doppler (désigné par 'Doppler scale') qui varie dans une plage allant de 2.10^{-3} à 8.10^{-3} . Ce qui correspond à une vitesse relative comprise entre 3 et 12 m/s. Nous nous apercevons par exemple que le RRC-OFDM fait plus de quatre fois moins d'erreurs que le Rect-OFDM lorsque le facteur Doppler est de 5.10^{-3} et $N_{cp} = 32$. Il est manifeste que le système proposé affiche des performances meilleures partout.

Nous avons appliqué le fenêtrage uniquement à l'émission (ou à la réception) au lieu de répartir la fonction d'apodisation équitablement entre les modules émetteur et récepteur. Le RRC-OFDM affiche toujours des performances plus intéressantes et faute de place, les courbes ne sont pas fournies.

4 Résultats des expérimentations en mer

Le 13 juin 2012, nous avons mené des expérimentations dans les eaux peu profondes du port de Brest, afin de mettre à l'épreuve notre schéma. Un transducteur (ITC 1001) est utilisé à l'émission alors que la réception est faite, à environ 800 m plus loin, sur deux hydrophones omnidirectionnels (B & K 8106) désignés par H1 et H2. Néanmoins, aucune combinaison des traitements sur chacun des hydrophones n'est faite. Pour des supertrames de 48818 bits, nous avons essayé deux nombres de sous-porteuses : $N = 120$ et 240 sur une bande de 4 kHz, et trois valeurs de IG : $\alpha = 1/4, 1/3$ et $1/2$. Le schéma de transmission utilise la modulation D-QPSK (differential quadrature phase shift keying) et un code convolutif de rendement $1/2$. La puissance maximale émise est de 170 dB re 1μ Pa à 1 mètre et la fréquence porteuse est $f_c = 18$ kHz. Malgré l'intense activité dans le port qui introduit de fortes variations dans le canal

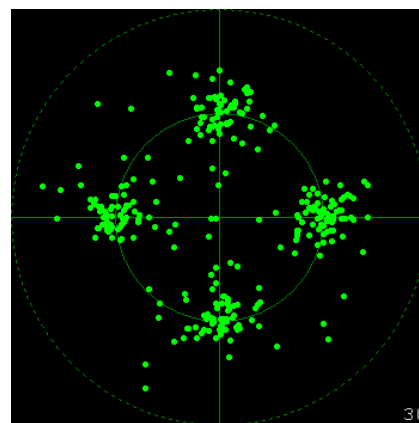


FIGURE 5 – Une constellation D-QPSK observée.

et par conséquent la destruction de l'orthogonalité entre sous-porteuses, le système RRC-OFDM fonctionne sans erreurs. Un aperçu sur la constellation observée durant les essais est donnée dans la FIGURE 5.

5 Conclusion

Un nouveau schéma OFDM fenêtré a été simulé et testé sur des transmissions ASM en mer dans le port de Brest. Les simulations révèlent des gains en termes de E_b/N_o . L'avantage de l'apodisation équi-répartie entre l'émission et la réception est également identifié à travers un BER réduit dans un contexte large bande en présence du Doppler. Les expérimentations en mer viennent confirmer la robustesse du schéma proposé. Sur le plan complexité, il est simple à implémenter. En perspective de comparaison, les techniques multi-porteuses à base de bancs de filtre (FBMC : filter-bank multicarrier) seraient testées malgré que leur complexité augmente, notamment avec le filtrage polyphase et les tailles des opérations FFT et IFFT.

Références

- [1] S. Mason, C. Berger, S. Zhou, K. Ball, L. Freitag, and P. Willett, "An OFDM Design for Underwater Acoustic Channels with Doppler Spread", in *Proc. 13th IEEE Digit. Signal Process. Workshop / 5th IEEE Signal Process. Edu. Workshop*, Marco Island, FL, pp. 138-143, Jan. 2009.
- [2] Z. Wang, S. Zhou, G.B. Giannakis, C.R. Berger, and J. Huang, "Frequency-domain oversampling for zero-padded OFDM in underwater acoustic communications", *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. 37, no. 1, pp. 14-24, Jan. 2012.
- [3] C.R. Berger, J. Gomes, and J.M.F. Moura, "Study of pilot designs for cyclic-prefix OFDM on time-varying and sparse underwater acoustic channels", in *Proc. MTS/IEEE OCEANS Conf.*, Santander, Spain, June 2011.
- [4] P. Tan and N.C. Beaulieu, "Communication Theory Analysis of the effects of Nyquist pulse-shaping on the performance of OFDM systems with carrier frequency offset", *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 20, no. 1, pp. 9-22, Jan. 2009.
- [5] N.C. Beaulieu and P. Tan, "Effect of transmitter Nyquist shaping on ICI reduction in OFDM systems with carrier frequency offset", *IEE Electron. Lett.*, vol. 41, no. 13, pp. 746-748, June 2005.
- [6] N.C. Beaulieu and Peng Tan, "On the effects of receiver windowing on OFDM performance in the presence of carrier frequency offset", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 1, pp. 202-209, Jan. 2007.