

Estimation et compensation du Doppler par porteuses pilotes en communication ASM en présence de trajets multiples pour signaux CP-OFDM

Bastien LYONNET, Cyrille SICLET, Jean-Marc BROSSIER

Gipsa-lab

961 rue de la Houille Blanche, BP 46, F - 38402 GRENOBLE Cedex

bastien.lyonnet@gipsa-lab.grenoble-inp.fr, cyrille.siclet@gipsa-lab.grenoble-inp.fr,
jean-marc.brossier@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

Résumé – Cet article présente une méthode d’estimation et de compensation de l’effet Doppler pour communications ASM (acoustiques sous-marines) en milieu peu profond, pour des signaux de communication multi-porteuses de type OFDM avec préfixe cyclique (CP). L’effet Doppler est supposé constant pour la durée d’un symbole OFDM et identique sur chaque trajet. L’estimation est réalisée par minimisation de l’énergie sur des porteuses non utilisées connues du récepteur. La compensation du Doppler est effectuée par projection du signal reçu en bande de base sur une famille d’exponentielles complexes. La compensation des trajets multiples est réalisée de façon classique par égalisation avec un coefficient par sous-porteuse.

Abstract – This article presents estimation and compensation methods for OFDM communication signal using null subcarriers in an underwater acoustic channel for shallow water environment. Estimation is realized using energy minimization on null subcarriers. The Doppler effect is supposed constant on all path and during one OFDM symbol. Using construction of the OFDM symbol, Doppler compensation is realized by projection of the baseband received signal on an exponential complex-valued family. Finally, multipath compensation is computed using classical equalization process with one coefficient on each subcarrier.

1 Introduction

Depuis une vingtaine d’années, l’utilisation des modulations multiporteuses s’est considérablement répandue dans le contexte des communications radio (Wifi IEEE 802.11 a/g/n, TNT en particulier) et filaires avec l’ADSL. La technique sous-jacente, appelée OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) dans le contexte radio et DMT (Discrete Multi-Tone) sur ligne bifilaire téléphonique, présente en effet l’avantage d’une très bonne robustesse vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence. Or les canaux acoustiques sous-marins sont eux-mêmes particulièrement sélectifs en fréquence, d’où le développement de l’OFDM en milieu sous-marin. La contrepartie est néanmoins une importante sensibilité à l’effet Doppler. Étant données la vitesse de propagation des ondes acoustiques sous l’eau ($c \approx 1500\text{m/s}$) et la bande des signaux acoustiques (de quelques Hz à quelques dizaines de kHz), l’effet Doppler est justement très important dans les communications acoustiques sous-marines. Ainsi, un déplacement de quelques mètres par seconde suffit pour introduire un décalage fréquentiel, mais aussi une dilatation temporelle significative des signaux. Les performances d’un récepteur OFDM classique sont alors fortement affectées par l’interférence entre porteuses (IEP). Cet article se concentre sur une méthode d’estimation et de compensation Doppler en milieu sous-marin en

considérant connue une partie des symboles émis (pilotes) sur des fréquences porteuses prédéterminées. Le modèle de canal retenu est un modèle multitrajets avec un effet Doppler identique pour chaque trajet. Les signaux considérés ont une largeur de bande de 7.5kHz, et une fréquence centrale de l’ordre de $f_0 = 15\text{kHz}$.

2 OFDM avec Préfixe Cyclique

La durée utile d’un symbole, notée T_0 , est choisie suffisamment petite pour pouvoir considérer l’effet Doppler comme constant pendant sa transmission. De plus, la durée de l’intervalle de garde T_g est choisie suffisamment grande pour que chaque symbole temporel OFDM reçu soit indépendant des autres malgré les retards des trajets multiples induits par le canal [1] (chapitre 11). Le principe de l’OFDM est d’utiliser en parallèle un grand nombre de porteuses, noté M , de manière à partager le canal de transmission large bande sélectif en fréquence en M canaux à bande étroite non sélectifs. Les fréquences porteuses $f_m = f_0 + mF_0$ (m entier) sont choisies de manière à être régulièrement espacées d’un espace inter-porteuse $F_0 = \frac{1}{T_0}$. On notera \mathbf{V} l’ensemble des indices des porteuses : $m \in \mathbf{V}^1$. La durée totale d’un symbole OFDM avec

¹Selon les auteurs, $\mathbf{V} = [0, M - 1]$ ou $\mathbf{V} = [-M/2, M/2 - 1]$.

intervalle de garde est : $T = T_0 + T_g > T_0$.

Parmi les M porteuses, on choisit des porteuses pilotes pour lesquelles on connaît l'élément transmis $c[m]$. On note M_p , le nombre de porteuses pilotes, \mathbf{V}_p l'ensemble des indices de ces porteuses et \mathbf{V}_i l'ensemble des indices des porteuses transmettant des symboles d'information. Alors, pour $-T_g - T_0/2 \leq t \leq T_0/2$, le signal CP-OFDM en bande de base s'écrit :

$$s(t) = \sum_{m \in \mathbf{V}_p} c[m] e^{j2\pi m F_0 t} + \sum_{m \in \mathbf{V}_i} c[m] e^{j2\pi m F_0 t} \quad (1)$$

avec $c[m]$ les éléments d'information transmis. On peut donc écrire le signal $s(t)$ comme la somme de deux signaux indépendants, le premier transportant les porteuses pilotes, qui est connu en réception, le deuxième transportant l'information. Notons par ailleurs que le signal réel sur onde porteuse s'écrit quant à lui :

$$s_{\text{HF}}(t) = \Re\{s(t) e^{j2\pi f_0 t}\} \quad (2)$$

3 Canal acoustique sous-marin

Dans ce modèle, la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est considérée proche du kilomètre et la profondeur de l'ordre de 100 mètres. Il s'agit ainsi de communication en petit fond où les trajets multiples sont nombreux et dégradent les performances de décodage du signal reçu. Considérant la géométrie du problème, on peut utiliser la théorie des rayons pour modéliser la propagation de l'onde sonore dans l'eau [2]. Nous considérons ici que le canal acoustique peut être décrit par un modèle à trajets multiples variant dans le temps. De plus, on considère que cette variation temporelle est principalement due à l'effet Doppler résultant du mouvement entre l'émetteur et le récepteur. On néglige ainsi les courants sous-marins et les courants de surface, ces derniers étant au moins 10 fois moins importants. Le temps de cohérence du canal étant de l'ordre de la seconde, on choisit une durée symbole CP-OFDM de $T_0 = 200\text{ms}$.

On note la vitesse constante de l'émetteur v , avec un récepteur immobile. c est la vitesse des ondes sonores dans l'eau, considérée constante dans le milieu. On note θ l'angle entre la direction de déplacement et la direction émetteur/récepteur. Le coefficient Doppler durant la transmission du signal vaut alors $d = 1 - v \cos(\theta)/c$. Avec un canal composé de L trajets, d'atténuation A_l et de retard initial τ_l ($1 \leq l \leq L$), le signal réel, émis autour de la fréquence porteuse f_0 , s'écrit :

$$r_{\text{HF}}(t) = \sum_{l=1}^L A_l s_{\text{HF}}(dt - \tau_l) + b_{\text{HF}}(t) \quad (3)$$

soit, en bande de base :

$$r(t) = \sum_{l=1}^L A_l e^{-2\pi j f_0 \tau_l} s(dt - \tau_l) e^{j2\pi f_0 (d-1)t} + b(t) \quad (4)$$

avec $b_{\text{HF}}(t)$ le bruit réel et $b(t)$ le bruit équivalent en bande de base. Notons que le bruit réel sera supposé blanc gaussien de densité spectrale de puissance bilatérale $\frac{N_0}{2}$. L'utilisation d'un

préfixe cyclique permettant de garantir que le signal émis pour $t < -T_g - \frac{T_0}{2}$ n'interfère pas avec le signal émis pour $-\frac{T_0}{2} \leq t \leq \frac{T_0}{2}$, le signal reçu peut donc s'écrire pour $-\frac{T_0}{2} \leq t \leq \frac{T_0}{2}$:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j2\pi f_0 (d-1)t} \sum_{m \in \mathbf{V}} c[m] e^{j2\pi m F_0 dt} e^{-j2\pi m F_0 \tau_l} + b(t) \quad (5)$$

$$= e^{j2\pi f_0 (d-1)t} \sum_{m \in \mathbf{V}} h[m] c[m] e^{j2\pi m F_0 dt} + b(t) \quad (6)$$

avec $\alpha_l = A_l e^{-2\pi j f_0 \tau_l}$ et $h[m] = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j2\pi m F_0 \tau_l}$. L'effet Doppler va donc modifier en réception la fréquence centrale du signal, mais va également provoquer une dilatation ou une compression temporelle sur chaque trajet. L'orthogonalité entre porteuses OFDM est ainsi perdue. Le décalage fréquentiel provoqué par l'effet Doppler peut être supérieur à l'écart inter-porteuse compte tenu des vitesses et de l'écart inter-porteuse considéré.

La période d'échantillonnage en réception est notée T_r . En compressant le signal, l'effet Doppler peut provoquer une augmentation de la bande utile du signal, et si la période d'échantillonnage en réception est trop faible, cela peut déboucher sur un recouvrement spectral. Pour éviter cela, il est important de prendre en compte le fait que la bande occupée par le signal reçu peut être supérieure à $M F_0$, et d'effectuer un échantillonnage à une fréquence suffisamment élevée (supérieure à la fréquence minimale théorique $M F_0$ sans élargissement dû à l'effet Doppler). Un suréchantillonnage d'un facteur 2 ($\frac{1}{T_r} = 2M F_0$) est plus que suffisant dans notre cas puisque la bande du signal ne s'élargira pas plus d'un pour cent. On note alors K le nombre d'échantillons obtenus par symbole OFDM.

4 Estimation et compensation de l'effet Doppler par une famille exponentielle

Dans cette partie, les symboles pilotes sont choisis égaux à 0 :

$$c[m] = 0, \forall m \in \mathbf{V}_p \quad (7)$$

Les porteuses pilotes seront ainsi appelées porteuses nulles ou porteuses inutilisées (pour transmettre de l'information).

Considérons le vecteur \mathbf{r} à K lignes, constitué des K échantillons du signal reçu pour $-\frac{T_0}{2} \leq t \leq \frac{T_0}{2}$:

$$\begin{aligned} r[k] &= r(kT_r) \\ &= e^{j2\pi f_0 (d-1)kT_r} \sum_{m \in \mathbf{V}} h[m] c[m] e^{j2\pi m F_0 dkT_r} + b(kT_r) \end{aligned} \quad (8)$$

et notons \mathbf{f}_δ la matrice à K lignes et M colonnes (avec $\delta \in \mathbf{R}$), \mathbf{b} le vecteur à K lignes, constitué des K échantillons du bruit reçu et \mathbf{c}_h le vecteur à M lignes, définis, pour $0 \leq k \leq K - 1$

et $m \in \mathbf{V}$, par :

$$b[k] = b(kT_r)$$

$$f_\delta[k, m] = e^{j2\pi k T_r (\delta m F_0 + (\delta-1)f_0)} \quad (9)$$

$$c_h[m] = c[m]h[m] \quad (10)$$

Alors les échantillons du signal reçu peuvent s'écrire sous la forme :

$$\mathbf{r} = \mathbf{f}_d \mathbf{c}_h + \mathbf{b} \quad (11)$$

Pour peu que les M colonnes de la matrice \mathbf{f}_δ forment une famille libre, la matrice $\mathbf{G}(\delta) = \mathbf{f}_\delta^H \mathbf{f}_\delta$ est une matrice de Gram définie positive, donc inversible, de sorte que pour $\delta \approx d$:

$$\mathbf{c}_h \approx \hat{\mathbf{c}}_h = \left(\mathbf{f}_\delta^H \mathbf{f}_\delta \right)^{-1} \mathbf{f}_\delta^H \mathbf{r} \quad (12)$$

avec H l'opération de transconjugaison.

Or, par hypothèse, $c[m] = 0$ pour $m \in \mathbf{V}_p$, d'où $c_h[m] = 0$ pour $m \in \mathbf{V}_p$. On peut alors estimer le paramètre d en minimisant la quantité $\sum_{m \in \mathbf{V}_p} |\hat{c}_h[m]|^2$:

$$\hat{d} = \operatorname{argmin}_\delta \sum_{m \in \mathbf{V}_p} \left| \left[\left(\mathbf{f}_\delta^H \mathbf{f}_\delta \right)^{-1} \mathbf{f}_\delta^H \mathbf{r} \right] [m] \right|^2 \quad (13)$$

Une fois le paramètre Doppler estimé, l'équation (10) nous permet de récupérer les éléments transmis mais affectés par les trajets multiples du canal. Si on considère les paramètres τ_l connus, il est possible d'effectuer une égalisation à un coefficient par sous-porteuse grâce à la présence du préfixe cyclique. Par ailleurs, l'estimation de \mathbf{c}_h par l'équation (11) correspond à la méthode d'estimation des moindres carrés classiques de sorte que la variable estimée $\hat{\mathbf{c}}_h$ suit une loi normale de moyenne \mathbf{c}_h et de matrice d'autocorrélation $\mathbf{f}_\delta^H \mathbf{f}_\delta \sigma_b^2$:

$$\hat{\mathbf{c}}_h \sim \mathcal{N}(\mathbf{c}_h, \mathbf{f}_\delta^H \mathbf{f}_\delta \sigma_b^2) \quad (14)$$

avec $\sigma_b^2 = \frac{2N_0}{T_r}$ la variance du bruit équivalent en bande de base échantillonné à la période T_r , en supposant un filtre de réception idéal de gain unitaire et de largeur de bande $\frac{1}{T_r}$:

$$\mathbb{E}[\mathbf{b}\mathbf{b}^H] = \sigma_b^2 \mathbf{I}_K \quad (15)$$

On notera enfin que les M colonnes de la matrice \mathbf{f}_δ forment bien une famille libre pour peu que $F_0 T_r \delta < 1/M$ ce qui est bien assuré si on suréchantillonne le signal en réception. Par ailleurs, si $\delta = d = 1$ et $T_r = \frac{1}{M F_0}$, on retrouve le cas sans Doppler bien connu pour lequel $\mathbf{f}_\delta^H = \mathbf{f}_\delta^{-1}$ avec $M = K$.

5 Simulations

La transmission d'un symbole CP-OFDM de durée utile $T_0 = 200\text{ms}$ est simulée. Le nombre de sous-porteuses est fixé à $M = 1500$ pour un écart inter-porteuses de 5Hz avec une fréquence centrale de 15kHz. Le paramètre Doppler est le même pour chaque trajet et fixé à $d = 1.0027$, ce qui correspond à une vitesse de 5.6 m/s. La distance émetteur/récepteur est fixée à 1km, la profondeur à 100 mètres. Un modèle

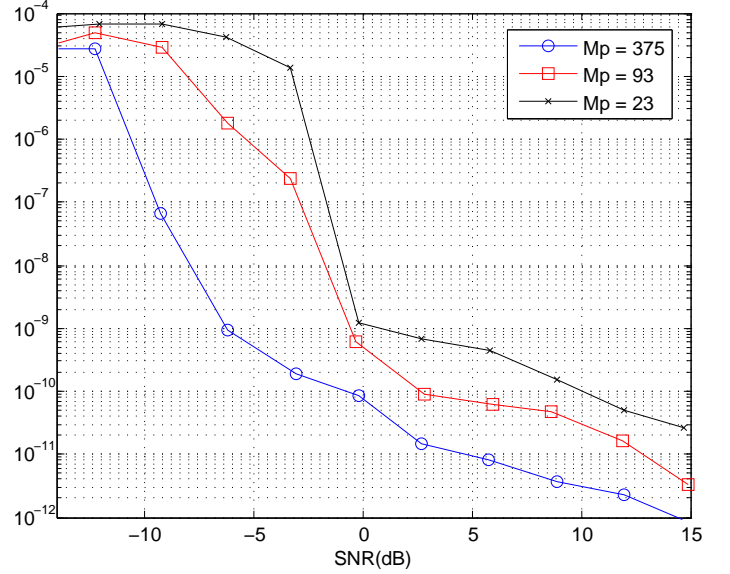


FIG. 1 – Variance de l'estimateur du paramètre Doppler pour différents nombres de porteuses inutilisées.

géométrique basé sur la propagation en rayons nous donne les trajets de propagation ainsi que les temps d'arrivée des différents trajets sur les capteurs. On considère la propagation de 3 trajets dont les temps de propagation sont 0.6671s; 0.6689s et 0.6718s, avec comme amplitude respective 1, 0.45 et 0.4. Les éléments transmis sont de type QPSK.

On désire tout d'abord étudier l'efficacité de l'estimateur en fonction du nombre de porteuses non utilisées (M_p) dans le signal OFDM à l'émission. Les résultats sont présentés sur la figure 1.

La variance ainsi calculée est à comparer à la variance minimale garantissant un décalage fréquentiel inférieur à l'écart inter-porteuse F_0 :

$$|\hat{d} - d| f_0 < \frac{F_0}{2} \quad (16)$$

Ici, cet objectif est atteint pour $\text{Var}(\hat{d}) < 3.10^{-8}$, ce qui correspond à des SNR compris entre -7dB et -1dB environ, selon le nombre de porteuses inutilisées.

Ces résultats peuvent être comparés aux autres méthodes de la littérature. Dans [3], la méthode d'estimation Doppler est limitée au cas où la translation fréquentielle due à l'effet Doppler est inférieure à l'écart inter-porteuse. De plus, la méthode présentée ici apparaît comme plus robuste au bruit. Dans [4] une autre méthode d'estimation Doppler est présentée. Mais le décalage fréquentiel lié à l'effet Doppler est considéré comme identique sur toutes les porteuses. Cette approximation provoque des erreurs lors de la démodulation et de la compensation.

Les résultats concernant la compensation de l'effet Doppler sont présentés sur la figure 2. Pour la simulation, on compare les performances de la compensation Doppler dans le cas où

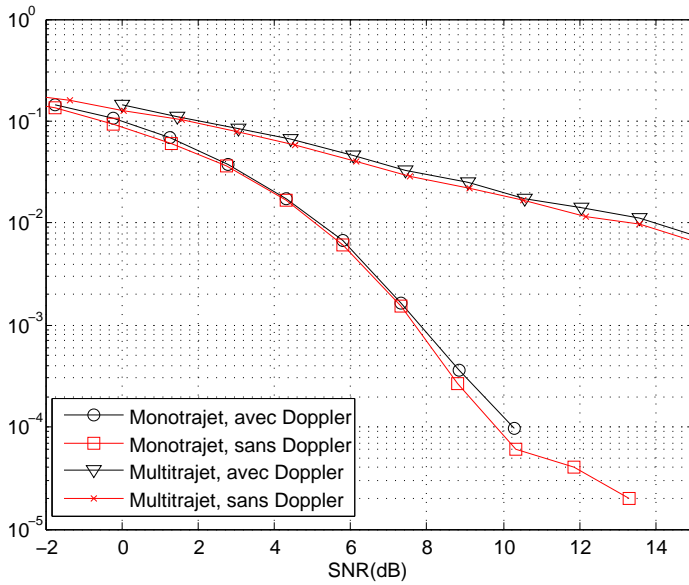


FIG. 2 – Taux d’erreur binaire après compensation Doppler et égalisation. Estimation parfaite du Doppler.

l’estimation du paramètre Doppler est parfaitement réalisée. On compare les résultats en monotrajét et en multitrajét, en considérant une connaissance parfaite des temps d’arrivée des différents rayons. Les paramètres du canal multitrajét sont les mêmes que précédemment. Cette simulation nous permet de vérifier l’efficacité de la compensation dans un cas idéal. En effet, avec ou sans effet Doppler, les performances sont très proches.

On se place ensuite dans un cas plus réaliste où la valeur du paramètre Doppler utilisée pour la compensation est celle obtenue par l’estimateur par porteuses nulles. Le nombre de porteuses nulles est de 375. Les résultats sont présentés sur la figure 3. Là encore, avec ou sans trajets multiples, les performances avec effet Doppler sont très proches de celles sans effet Doppler, ceci grâce aux bonnes performances de l’estimateur. La méthode utilisée dans cet article diffère de celles utilisées notamment dans [5] qui s’appuie sur un ré-échantillonnage du signal pour compenser l’effet de dilatation ou de compression provoqué par l’effet Doppler.

6 Conclusion

Dans cet article, nous avons développé une nouvelle méthode d’estimation et de compensation de l’effet Doppler en utilisant la construction d’un signal OFDM avec préfixe cyclique dans un canal acoustique sous-marin. Le processus symbole par symbole en réception s’appuie sur la connaissance de porteuses pilotes dont on minimise l’énergie afin d’estimer l’effet Doppler avant compensation. L’effet Doppler est considéré identique sur tous les trajets, l’émetteur étant suffisamment éloigné du récepteur. Les méthodes proposées ont été testées

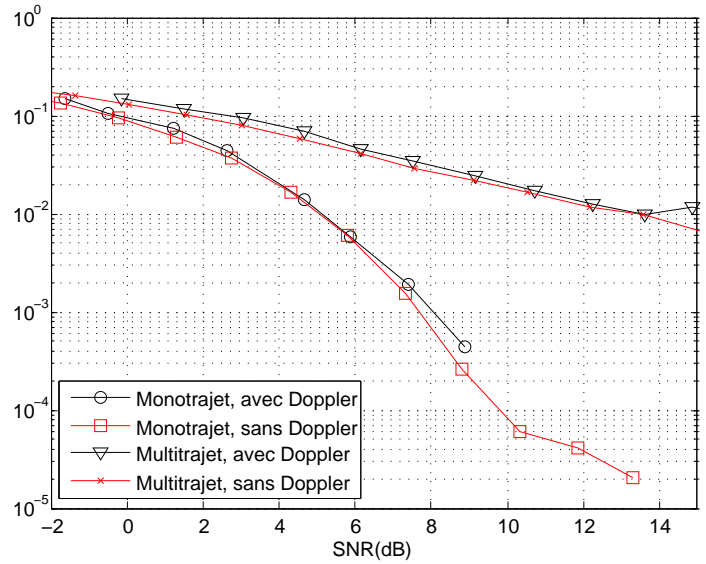


FIG. 3 – Taux d’erreur binaire après compensation Doppler et égalisation. Estimation du Doppler par porteuses nulles.

en simulation pour un nombre variable de porteuses pilotes équitablement réparties dans la bande du signal. Les simulations montrent l’évolution de la variance de l’estimateur vis-à-vis du bruit présent dans le canal ainsi que les performances de la compensation Doppler en mono et en multi-trajét avec une égalisation à un coefficient par sous-porteuse. Les prochains travaux se focaliseront sur la compensation Doppler dans le cas où le paramètre Doppler est différent sur chaque trajet.

Références

- [1] John G. Proakis, *Digital communications / John G. Proakis*, McGraw-Hill, New York :, 1983.
- [2] Walter Munk, “Ocean acoustic tomography,” in *Physical Oceanography*, Markus Jochum and Raghu Murtugudde, Eds., pp. 119–138. Springer New York, 2006, 10.1007/0-387-33152-28.
- [3] Alain Kibangu, Laurent Ros, and Cyrille Siclet, “Doppler estimation and data detection for underwater acoustic ZF-OFDM receiver,” in *Proceedings of IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems*, 2010.
- [4] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, and L. Freitag, “Pilot-tone based ZP-OFDM demodulation for an underwater acoustic channel,” in *OCEANS 2006*, sept 2006, pp. 1–5.
- [5] B.S. Sharif, J. Neasham, O.R. Hinton, and A.E. Adams, “A computationally efficient doppler compensation system for underwater acoustic communications,” *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 25, no. 1, pp. 52–61, Jan. 2000.