HAL open science

Estimation de canal MMSE pour la modulation OFDM/OQAM

Vincent Savaux, Yves Louët, Faouzi Bader

▶ To cite this version:

Vincent Savaux, Yves Louët, Faouzi Bader. Estimation de canal MMSE pour la modulation OFDM/OQAM. Colloque GRETSI'15, Sep 2015, Lyon, France. 4 p. hal-01217859

HAL Id: hal-01217859

https://hal.science/hal-01217859v1

Submitted on 20 Oct 2015

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.

Estimation de canal MMSE pour la modulation OFDM/OQAM

Vincent SAVAUX, Yves LOUËT, Faouzi BADER

Equipe Signal, Communication & Electrnoique Embarquée (SCEE), IETR UMR CNRS 6164
CentraleSupélec, Campus de Rennes, Rennes, France
{vincent.savaux,yves.louet}@centralesupelec.fr, faouzi.bader@supelec.fr

Résumé – L'orthogonal frequency division multiplexing/offset quadrature amplitude modulation (OFDM/OQAM) présente certains avantages par rapport à l'OFDM (efficacité spectrale, bonne localisation en fréquence etc.), mais nécessite des traitements spécifiques à l'émission et à la réception. Dans cet article, on aborde l'estimation de canal utilisant le critère de l'erreur quadratique moyenne minimum, ou minimum mean square error (MMSE), appliquée à la modulation OFDM/OQAM. L'expression théorique de l'estimateur MMSE en OFDM/OQAM montre qu'il est très complexe, à cause notamment des interférence intrinsèques aux modulations à base de banc de filtres. Cependant, on montre que certaines approximations peuvent ramener son expression à une forme proche de l'estimateur MMSE en OFDM.

Abstract – The orthogonal frequency division multiplexing/offset quadrature amplitude modulation (OFDM/OQAM) shows some improvements compared with the OFDM (spectral efficiency, good frequency localization etc.), but requires specific processes at both the transmitter and the receiver side. This paper deals with minimum mean square error (MMSE) channel estimation, when applied to OFDM/OQAM. The theoretical expression of the MMSE estimator in OFDM/OQAM shows its high complexity, due to the intrinsic interferences in filter bank modulations. However, we show that some approximations reduce the formulation of the MMSE estimator to a form close to that in OFDM.

1 Introduction et modèle du signal OFDM/OQAM

L'OFDM/OQAM est une bonne alternative à l'OFDM pour la transmission de signaux haut-débit dans les conditions actuelles d'encombrement du spectre [1]. En effet, l'utilisation du préfixe cyclique n'est pas obligatoire en OFDM/OQAM, ce qui augmente son efficacité spectrale comparativement à l'OFDM. De plus, les symboles ne sont pas portés par des sinus cardinaux, mais par des fonctions (appelées filtres prototypes et notés g) réduisant fortement les interférences hors bande. Ainsi, dans ce papier, on utilisera le filtre défini par M. Bellanger dans [2] (aussi appelé philtre PHYDYAS), et dont la réponse fréquentielle est donnée par :

$$G(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} G_k \frac{\sin(\pi(f - \frac{k}{L_f})L_f)}{L_f(\pi(f - \frac{k}{L_f}))}, \qquad (1)$$

où K est appelé facteur de recouvrement (ici $K = 4$), $G_0 = 1$, $G_1 = 0.971960$, $G_2 = 1/\sqrt{2}$, $G_3 = 0.235147$, et $G_k = G_{-k}$. L_f est la longueur du filtre prototype. Sur la figure 1, on peut observer que la réponse fréquentielle de l'OFDM/OQAM utilisant le filtre de Bellanger [2] a une meilleure localisation en fréquence que l'OFDM. Cependant, cette bonne propriété spectrale s'obtient au prix d'une relaxation de la condition d'orthogonalité complexe, puisque le filtre prototype g est seulement orthogonal dans l'espace des réels $\mathbb{R}$. Ainsi, au lieu de transmettre des symboles complexes à une cadence τ_0 comme en OFDM, les symboles OQAM sont réels et transmis à une cadence $\tau_0/2$.

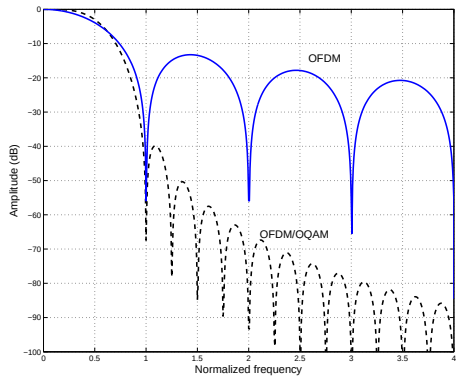

FIGURE 1 – Réponses fréquentielles de l'OFDM et de l'OFDM/OQAM utilisant le filtre de Bellanger [2].

Le signal OFDM/OQAM reçu, après la conversion série/parallèle, le filtrage dans le réseau polyphase (défini par g) et la transformée de Fourier discrète (TFD) de taille M, peut s'écrire :

$$y_{m,n} = H_{m,n}x_{m,n} + \underbrace{j \sum_{(p,q)\in\Omega} H_{p,q}x_{p,q} < g >_{m,n}^{p,q}}_{I_{m,n}} + w_{m,n}, \qquad (2)$$

où l'indice (m, n) indique la position fréquence-temps, $x_{m,n}$ est le symbole OQAM réel transmis, $H_{m,n}$ est la réponse fréquentielle du canal et $w_{m,n}$ est le bruit additif gaussien, de moyenne nulle et de variance σ^2. La spécificité de la modu-

lation OFDM/OQAM se retrouve dans la présence de l'interférence $I_{m,n}$ qui est dû au filtre g et au canal. Le terme $j < g >_{m,n}^{p,q}$ dans (2) est appelé "interférence intrinsèque" et est défini comme le produit scalaire $< g_{m,n}, g_{p,q} >$, avec $(p,q) \in \Omega$ où Ω est l'ensemble des positions fréquence-temps (p,q) dans le voisinage de (m,n). $j < g >_{p,q}^{m,n}$ est un imaginaire pur, de telle sorte que si $H_{m,n} = 1$, alors on retrouve le signal transmis comme étant $\hat{x}_{m,n} = \mathfrak{Re}(y_{m,n})$. Cependant, la distorsion du coefficient de canal complexe $H_{m,n}$ induit une interférence complexe $I_{m,n}$. Le canal doit donc être estimé et inversé afin de retrouver la condition d'orthogonalité réelle.

De nombreuses méthodes d'estimation de canal spécifiques à l'OFDM/OQAM ont été proposées dans la littérature [3, 4]. Dans ce papier, on propose d'étudier l'estimateur MMSE [5] en OFDM/OQAM. Cet estimation agissant comme un filtre lissant la réponse fréquentielle du canal, son utilisation peut s'avérer pertinente dans la modulation considérée, où le signal reçu $y_{m,n}$ dans (2) subit les distorsions du bruit et des interférences. Dans la suite de l'article, on dérive l'expression théorique de l'estimateur MMSE en OFDM/OQAM, et on montre qu'une formulation simple peut être obtenue, proche de celle connue en OFDM [5]. Les résultats de simulations comparent l'estimateur MMSE en OFDM/OQAM et en OFDM.

2 Estimateur MMSE

2.1 Expression théorique de l'estimateur

Pour appliquer l'estimation MMSE au signal reçu, il faut réécrire (2) sous forme vectorielle :

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{x}_n \mathbf{H}_n + \mathbf{I}_n + \mathbf{w}_n, \tag{3}$$

où $\mathbf{y}_n$, $\mathbf{H}_n$, $\mathbf{I}_n$ et $\mathbf{w}_n$ sont les vecteurs de taille $M \times 1$ contenant les échantillons définis dans (2), et $\mathbf{x}_n$ est la matrice diagonale dont les éléments sont les symboles transmis $x_{m,n}$. On utilise les développements donnés dans [6] pour donner l'expression générale de l'estimateur MMSE, qui vise à minimiser la fonction de coût J_{MMSE} définie par :

$$J_{MMSE} = E\{||\mathbf{H}_n - \theta \mathbf{y}_n||_F^2\}, \tag{4}$$

où θ est la matrice $M \times M$ dont les coefficients sont à optimiser. Dans (4), $E\{.\}$ est l'espérance mathématique et $||.||_F$ est la norme de Frobenius. On peut reformuler la fonction de coût J_{MMSE} en substituant (3) dans (4) pour obtenir

$$\begin{aligned} J_{MMSE} = tr\Big(&\mathbf{R}_{HH} + \theta\big(\mathbf{x}_n \mathbf{R}_{HH} \mathbf{x}_n^H + \mathbf{R}_{II} + \mathbf{x}_n \mathbf{R}_{HI} \\ &+ \mathbf{R}_{IH} \mathbf{x}_n^H + \sigma^2 \mathbf{I}_d\big)\theta^H - \theta\big(\mathbf{x}_n \mathbf{R}_{HH} + \mathbf{R}_{IH}\big) \\ &- \big(\mathbf{R}_{HH} \mathbf{x}_n^H + \mathbf{R}_{HI}\big)\theta^H\Big), \end{aligned} \tag{5}$$

où $\mathbf{R}_{HH}$, $\mathbf{R}_{II}$ sont respectivement les matrices $M \times M$ de covariance du canal $\mathbf{H}_n$ et des interférences $\mathbf{I}_n$, $\mathbf{R}_{IH}$ et $\mathbf{R}_{HI}$ les matrices d'intercovariance de $\mathbf{H}_n$ et $\mathbf{I}_n$; $\mathbf{I}_d$ est la matrice identité. En utilisant les règles de dérivation de matrices dans $\mathbb{C}$ définies dans [7], on trouve le minimum de J_{MMSE} en résolvant

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_{MMSE}}{\partial \theta^*} = \theta\big(&\mathbf{x}_n \mathbf{R}_{HH} \mathbf{x}_n^H + \mathbf{R}_{II} + \mathbf{x}_n \mathbf{R}_{HI} + \mathbf{R}_{IH} \mathbf{x}_n^H \\ &+ \sigma^2 \mathbf{I}_d\big) - \big(\mathbf{R}_{HH} \mathbf{x}_n^H + \mathbf{R}_{HI}\big) = 0, \end{aligned} \tag{6}$$

et on en déduit :

$$\begin{aligned} \theta_{op} = &\big(\mathbf{R}_{HH} \mathbf{x}_n^H + \mathbf{R}_{HI}\big) \\ &\times \big(\mathbf{x}_n \mathbf{R}_{HH} \mathbf{x}_n^H + \mathbf{R}_{II} + \mathbf{x}_n \mathbf{R}_{HI} + \mathbf{R}_{IH} \mathbf{x}_n^H + \sigma^2 \mathbf{I}_d\big)^{-1}. \end{aligned} \tag{7}$$

L'estimateur MMSE en OFDM/OQAM s'exprime à partir de (8), en factorisant par $\mathbf{x}_n(.)\mathbf{x}_n^H$, comme

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_n^{LMMSE} &= \theta_{op} \mathbf{y}_n \\ &= \big(\mathbf{R}_{HH} + \mathbf{R}_{HI}(\mathbf{x}_n^H)^{-1}\big)\big(\mathbf{R}_{HH} + \mathbf{x}_n^{-1} \mathbf{R}_{II} (\mathbf{x}_n^H)^{-1} \\ &\quad + \mathbf{R}_{HI}(\mathbf{x}_n^H)^{-1} + \mathbf{x}_n^{-1} \mathbf{R}_{IH} + (\mathbf{x}_n \mathbf{x}_n^H)^{-1} \sigma^2 \mathbf{I}_d\big)^{-1} \\ &\quad \times \big(\mathbf{H}_n + \mathbf{x}_n^{-1} \mathbf{I}_n + \mathbf{x}_n^{-1} \mathbf{w}_n\big). \end{aligned} \tag{8}$$

Il a été soulevé en OFDM que l'implémentation de l'estimateur MMSE est limité par : i) sa complexité (due aux inversion et multiplications matricielles) et ii) l'absence de connaissance *a priori* de la matrice de covariance du canal $\mathbf{R}_{HH}$ et du niveau de bruit σ^2. Cette limitation est d'autant plus vrai en OFDM/OQAM puisqu'il apparait dans (8) que les matrices $\mathbf{R}_{II}$ et $\mathbf{R}_{HI}$ sont requises. En conséquence, la mise en œuvre de MMSE dans (8) nécessite des approximations. Cette question est traitée ci-après.

2.2 Expression simplifiée de l'estimateur

Afin de simplifier l'expression de $\hat{\mathbf{H}}_n^{LMMSE}$ donnée dans (8), on peut supposer que : i) la source des symboles interférents avec $x_{m,n}$ se limite à Ω_0 défini comme l'ensemble des positions adjacentes à (m,n) comme illustré sur la Fig. 2, i.e. $\Omega_0 = \{(p,q) | p \in \{m-1, m, m+1\}, q \in \{n-1, n, m+1\}, (p,q) \neq (m,n)\}$; ii) la réponse fréquentielle du canal est supposée constante sur les positions $(p,q) \in \Omega_0$, menant à l'approximation $H_{p,q} \approx H_{m,n}$. Ces deux hypothèses permettent de réécrire (2) comme

$$y_{m,n} \approx H_{m,n}(x_{m,n} + x'_{m,n}) + w_{m,n} \tag{9}$$

$$= H_{m,n} d_{m,n} + w_{m,n}, \tag{10}$$

où

$$d_{m,n} = x_{m,n} + x'_{m,n} = x_{m,n} + j \sum_{(p,q) \in \Omega_0} x_{p,q} < g >_{p,q}^{m,n}, \tag{11}$$

de telle sorte que (10) est très similaire au signal reçu en OFDM.

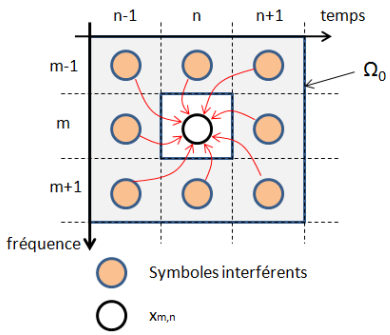

FIGURE 2 – Interférences sur le symbole $x_{m,n}$ dues aux symboles voisins appartenant à Ω_0.

Si $d_{m,n}$ correspond à une valeur pilote dont on connait la valeur, alors on peut, par analogie avec l'estimateur MMSE en OFDM [5], donner une expression simplifiée de (8) :

$$\hat{\mathbf{H}}_n^{LMMSE} = \underbrace{\mathbf{R}_{HH}\left(\mathbf{R}_{HH} + \sigma^2(\mathbf{d}_n\mathbf{d}_n^H)^{-1}\right)^{-1}}_{\mathbf{K}}\hat{\mathbf{H}}_n, \qquad (12)$$

où $\mathbf{d}_n$ est la matrice $M \times M$ diagonale contenant les pilotes $d_{m,n}$, et $\hat{\mathbf{H}}_n$ est la réponse du canal estimée par

$$\hat{\mathbf{H}}_n = \mathbf{d}_n^{-1}\mathbf{y}_n. \qquad (13)$$

Il est à noté que (13) est similaire à l'estimateur en OFDM utilisant le critère des moindres carrés, ou least square (LS). Cependant, (13) diffère de l'estimateur LS en OFDM car la valeur de $\mathbf{d}_n$ en OFDM/OQAM dépend de l'allocation de pilote choisie [3, 4]. Cependant, on considèrera par la suite que $x'_{m,n} = 0$ et donc $d_{m,n} = x_{m,n}$ pour tout $0 \leq m \leq M-1$, de manière à obtenir une estimation en OFDM/OQAM très similaire à l'estimateur LS en OFDM. La méthode utilisée est appelée ICM (pour interference cancellation method) [4].

Grâce à la réécriture de l'estimateur MMSE comme dans (12), il est possible de calculer $\hat{\mathbf{H}}_n^{LMMSE}$ avec une complexité réduite en utilisant des méthodes de simplification telles que la décomposition en valeurs propres de $\mathbf{K}$ et l'approximation de faible rang de $\mathbf{R}_{HH}$. Ainsi, la matrice de covariance du canal $\mathbf{R}_{HH}$ est hermitienne, donc elle est diagonalisable dans une base orthonormée telle que $\mathbf{R}_{HH} = \mathbf{U}\mathbf{D}_R\mathbf{U}^H$, où $\mathbf{U}$ est la matrice unitaire contenant les vecteurs propres de $\mathbf{R}_{HH}$, et $\mathbf{D}_R$ est la matrice diagonale contenant les valeur propre λ_0, λ_1, .., λ_m, .. , λ_{M-1} de $\mathbf{R}_{HH}$. De plus, si on suppose que le canal est un filtre à réponse impulsionnelle finie de longueur L, alors c'est aussi le rang de $\mathbf{R}_{HH}$ et donc $\lambda_L = \lambda_{L+1} = ... = \lambda_{M-1} = 0$.

En pratique, les valeurs propres non-nulles de $\mathbf{R}_{HH}$ sont rarement connues *a priori*. Cependant, on peut approximer $\mathbf{R}_{HH}$ par une matrice $\tilde{\mathbf{R}}_{HH}$ parfaitement connue et dont on impose le spectre (correspondant au profil de puissance du canal). Sans perte de généralité, on considère un profil constant, de sorte que la décomposition en valeurs propres (elle aussi connue) donne $\tilde{\mathbf{R}}_{HH} = \tilde{\mathbf{U}}\tilde{\mathbf{D}}_R\tilde{\mathbf{U}}^H$, où les valeurs propres $\tilde{\lambda}_m$ sur la diagonale de $\tilde{\mathbf{D}}_R$ valent $\frac{1}{\tilde{L}}$ si $0 \leq m \leq \tilde{L}-1$, et 0 sinon. Comme il est remarqué dans [5], la qualité de l'estimateur MMSE utilisant l'approximation de faible rang est garantie pour $\tilde{L} \geq L$. On suppose cette condition remplie dans la suite, et on peut réécrire (12) en utilisant $\tilde{\mathbf{R}}_{HH}$ à la place de $\mathbf{R}_{HH}$ et on définit $\tilde{\mathbf{K}} = \tilde{\mathbf{R}}_{HH}\left(\tilde{\mathbf{R}}_{HH} + \sigma^2(\mathbf{d}_n\mathbf{d}_n^H)^{-1}\right)^{-1}$.

Comme $\sigma^2(\mathbf{d}_n\mathbf{d}_n^H)^{-1}$ est une matrice diagonale, alors $\tilde{\mathbf{K}}$ est diagonalisable dans la même base que $\tilde{\mathbf{R}}_{HH}$, et on peut donc réécrire l'estimateur MMSE comme $\hat{\mathbf{H}}_n^{LMMSE} = \tilde{\mathbf{U}}\tilde{\mathbf{D}}_K\tilde{\mathbf{U}}^H\hat{\mathbf{H}}_n$, où $\tilde{\mathbf{D}}_K$ est la décomposition en valeurs propres de $\tilde{\mathbf{K}}$ telle que ses éléments sont définis par :

$$\tilde{\mu}_m = \begin{cases} \frac{\tilde{\lambda}_m}{\tilde{\lambda}_m + \frac{\sigma^2}{|d_m|^2}} & \text{si } m = 0, 1, .., \tilde{L}-1 \\ 0 & \text{si } m = \tilde{L}, \tilde{L}+1, .., M-1 \end{cases}. \qquad (14)$$

Ainsi, il est possible d'utiliser l'estimateur MMSE pour la modulation OFDM/OQAM sans connaissance *a priori* de $\mathbf{R}_{HH}$, et en réduisant la complexité (donnée en nombre de multiplications) de $\mathcal{O}(2M^3)$ dans (12) à $\mathcal{O}(\tilde{L}M^2 + \tilde{L}M)$ en utilisant (14).

3 Résultats de simulations

Dans cette section, on montre par simulations la validité de l'estimateur MMSE simplifié en OFDM/OQAM et on compare ses performances au cas OFDM. Pour cela, on utilise les paramètres du standard LTE (Long Term Evolution) [8], tels que : le signal est composé de 256 porteuses, de 15 kHz chaque, et le filtre prototype défini dans [2] a une longueur de $4M$. Les symboles OQAM réels sont choisis dans $\{-1, +1\}$ (de manière équivalente, les symboles pour le signal OFDM proviennent d'une 4-QAM), et aucun code canal n'est utilisé. Le canal de transmission est le TU (Typical Urban), composé de 20 trajets, et de délai maximum $\tau_{max} = 2.14\ \mu$s. On considère une simple égalisation ZF (zéro forcing) sur chaque porteuse.

La figure 3 représente l'EQM d'estimation obtenue pour LS (en OFDM), ICM (en OFDM/OQAM), et MMSE simplifié utilisant la décomposition en valeurs propres en OFDM et OFDM/OQAM, en fonction de E_b/N_0 (dB). Les courbes sont des moyennes obtenues sur 1000 réalisations aléatoires du canal. On remarque un fort gain ($\approx$ 10 dB) entre l'estimation MMSE et les estimateurs LS et ICM, reflétant l'effet "lissant" de MMSE sur la réponse fréquentielle du canal. Cet effet reste donc valide en OFDM/OQAM. Cependant, on observe qu'un seuil d'EQM est atteint en OFDM/OQAM pour ICM et MMSE, dû aux interférences inhérentes à ce type de modulation.

La figure 4 représente le taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de E_b/N_0 (dB) obtenu pour les même estimateurs que précédemment. De plus, les courbes d'une transmission dans un canal gaussien (dénotée par AWGN, pour additive white Gaussian noise) et de l'estimation parfaite sont affichées comme références. On observe un gain de 3 dB obtenu pour les estimateurs MMSE comparés aux estimateurs LS et ICM, ce qui confirme les bonnes performances de MMSE observées dans la figure 3. Il est à noter toutefois que la courbe correspondant à ICM a une pente plus faible que LS à partir de $E_b/N_0 = 15$ dB, due à la présence d'interférence intrinsèque en OFDM/OQAM.

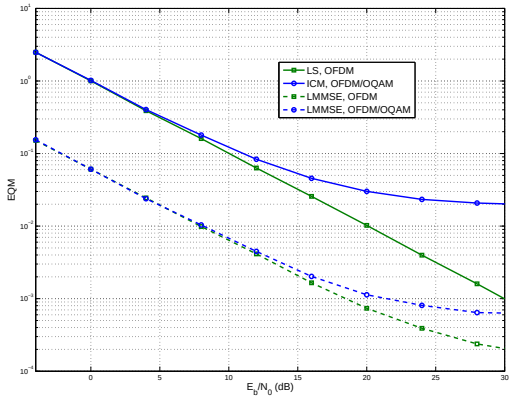

FIGURE 3 – Erreur quadratique moyenne pour les estimateurs LS (OFDM), ICM (OFDM/OQAM), et MMSE en OFDM et OFDM/OQAM, en fonction de E_b/N_0.

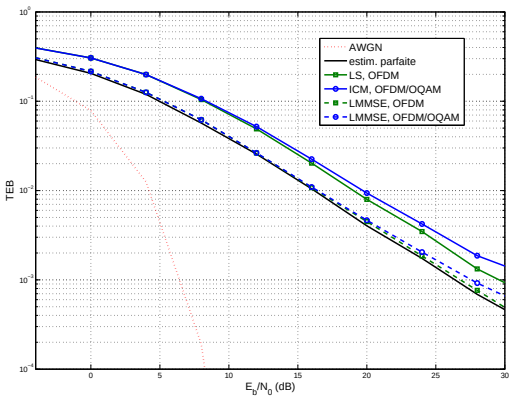

FIGURE 4 – Taux d'erreur binaire pour les estimateurs LS (OFDM), ICM (OFDM/OQAM), et MMSE en OFDM et OFDM/OQAM, en fonction de E_b/N_0.

Ces interférences sont noyées dans le bruit pour des valeurs faibles de E_b/N_0, mais apparaissent pour des valeurs de bruit faibles. On observe le même phénomène en comparant les courbes de l'estimateur MMSE en OFDM et OFDM/OQAM. Cependant, on remarque que la perte de l'OFDM/OQAM par rapport à l'OFDM est seulement de 0.2 dB à $E_b/N_0 = 25$ dB. Pour des valeurs de E_b/N_0 plus faibles, les deux courbes sont confondues, et sont à seulement 0.1 dB de l'estimation parfaite.

Ces résultats montrent que malgré la formulation complexe de l'estimateur MMSE en OFDM/OQAM dans (8), il est possible d'obtenir une version simplifiée de l'estimateur tout en gardant une performance proche de l'estimation parfaite. De plus, le TEB de MMSE en OFDM/ OQAM est très similaire à celui obtenu en OFDM. Ce résultat est d'autant plus intéressant qu'en général, l'efficacité spectrale de l'OFDM/OQAM (n'utilisant pas de préfixe cyclique) est supérieure à l'OFDM. A titre d'exemple, le LTE tel que décrit ci-dessus utilise deux types de préfixe cyclique (normal et long). Un gain en débit de 6,6% (pour le type normal) à 21% (pour le type long) peut être atteint par l'OFDM/OQAM par rapport à l'OFDM grâce à l'absence de préfixe cyclique.

4 Conclusion

Dans ce papier, on a présenté l'estimateur de canal se basant sur le critère de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) en OFDM/OQAM. L'expression théorique de l'estimateur a été proposée, et il en ressort qu'il n'est pas applicable en l'état, dû notamment à sa trop grande complexité. Cependant, des approximations permettent d'obtenir une nouvelle formulation proche de celle connue en OFDM. Ainsi, il est possible d'utiliser des méthodes de simplification de l'estimateur de canal MMSE, tel que la décomposition en valeurs propres et l'approximation de faible rang. Les résultats de simulations ont montré que l'estimateur de canal MMSE en OFDM/OQAM est capable d'atteindre les mêmes performances qu'en OFDM, pour une meilleure efficacité spectrale.

Remerciement : Ce travail est soutenu par le projet PROFIL (évolution de la PROfessional mobile radio large bande basée sur la modulation FILter Bank MultiCarrier), financé par l'ANR (Agence Nationale de la Recherche), convention de subvention ANR-13-INFR-0007-03, et par le Réseau d'Excellence Européen Newcom#, FP7-IC-318306.

Références

[1] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM Versus Filter Bank Multicarrier," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 28, no. 3, pp. 92 – 112, Mai 2011.

[2] M. Bellanger, "Specification and Design of a Prototype Filter for Filter Bank Based Multicarrier Transmission," in *proc. de ICASSP'01*, vol. 4, Salt Lake City, UT, Mai 2001, pp. 2417 – 2420.

[3] C. Lélé, J.-P. Javaudin, R. Legouable, A. Skrzypczak, and P. Siohan, "Channel estimation methods for preamble-based OFDM/OQAM modulations," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 19, no. 7, pp. 741 –750, Novembre 2008.

[4] E. Kofidis, D. Katselis, A.Rontogiannis, and S. Theodoridis, "Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems : A review," *Signal Processing, Elsevier*, vol. 93, pp. 2038 – 2054, Janvier 2013.

[5] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, "OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 46, no. 7, pp. 931 – 939, Juillet 1998.

[6] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing : Estimation Theory, Vol. 1*, ser. Signal Processing Series. Prentice Hall, 1993, ch. 12 : Linear Bayesian Estimator, pp. 379 – 418.

[7] A. Hjorungnes and D. Gesbert, "Complex-Valued Matrix Differentiation : Techniques and Key Results," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 6, pp. 2740 – 2746, Juin 2007.

[8] "3GPP TR 25.943 V6.0.0," COST 259, Tech. Rep., 2004.