

Estimation de canal à faible complexité pour les modulations multiporteuses WCP-OFDM : impact des impulsions de mise en forme

Benjamin TRAULLÉ^{1,2}, Damien ROQUE¹

¹ISAE-SUPAERO, Université de Toulouse, France
10 avenue Édouard Belin, BP 54032, 31055 Toulouse Cedex 4, France

²École normale supérieure de Rennes
campus de Ker Lann, avenue Robert Schuman, 35170 Bruz
benjamin.traulle@ens-rennes.fr, damien.roque@isae-supaero.fr

Résumé – Cette étude porte sur l’estimation de canal radiomobile pour les systèmes de transmission *weighted cyclic prefix* (WCP)-OFDM. Nous proposons une estimation par bloc, aidée par les données et par les décisions, selon le critère des moindres carrés. Bien que cette stratégie soit courante en OFDM avec préfixe cyclique, nous montrons qu’elle est également pertinente dans le cas d’impulsions de mise en forme maximisant la localisation temps-fréquence. De plus, la faible complexité calculatoire de la solution proposée suggère une mise en œuvre aisée par rapport aux récepteurs OFDM avec préfixe cyclique actuels.

Abstract – This paper investigates channel estimation for weighted cyclic prefix (WCP)-OFDM systems. We propose a blockwise estimator in a data-aided and decision directed fashion, using the least squares criterion. Although this strategy is usual for cyclic prefix OFDM, we show that it remains relevant in the case of time-frequency localized pulses. Furthermore, the low computational complexity of the proposed solution suggests a straightforward implementation with respect to current cyclic prefix OFDM receivers.

1 Introduction

Les modulations multiporteuses filtrées (FMT) constituent une solution appropriée pour transmettre de l’information à travers les canaux sélectifs en temps et en fréquence [2]. De nombreux travaux se sont focalisés sur l’optimisation des impulsions de mise en forme ainsi que sur les stratégies d’égalisation et de synchronisation correspondantes [9]. Il reste toutefois difficile de détrôner le célèbre *cyclic-prefix orthogonal frequency-division multiplexing* (CP-OFDM) en raison de ses excellentes performances sur des canaux uniquement sélectifs en fréquence tout en bénéficiant d’une faible complexité calculatoire.

Face à ce constat, le *weighted cyclic prefix* (WCP)-OFDM est un schéma FMT particulier qui a été proposé dans le but de conserver une complexité calculatoire similaire au CP-OFDM¹ via l’utilisation d’impulsions de mise en forme courtes, potentiellement non-rectangulaires. La construction de ces dernières suivant le critère de la localisation temps-fréquence (TFL) s’est révélée pertinente pour faire face à des canaux radiomobiles à forte mobilité [8]. Notons toutefois que le canal était supposé parfaitement connu du récepteur dans cette précédente étude.

En ce qui concerne l’estimation de canal en multiporteuse, des techniques variées ont été proposées dans le cadre du CP-

OFDM [5] ou pour certains schémas FMT utilisant des modulations avec *offset* [3]. Les contributions sont plus rares en ce qui concerne les schémas FMT sans *offset*, en particulier en présence de canaux fortement mobiles [10]. À ce jour, aucune solution d’estimation de canal spécifique n’a été proposée en WCP-OFDM, ce qui constitue un obstacle majeur à son adoption.

Dans cette étude, nous nous inspirons de [6] pour définir un estimateur de canal robuste et à faible complexité pour le WCP-OFDM. Celui-ci est calculé par bloc, dans l’espace sous-bande, en s’appuyant sur le critère des moindres carrés. Il comporte deux itérations : la première est uniquement aidée par des pilotes équiésespacés ; la seconde repose par ailleurs sur les symboles décidés après égalisation à un coefficient par sous-porteuse. Nous comparons les performances de l’estimateur proposé en termes d’erreur quadratique moyenne (MSE) pour différentes impulsions de mise en forme, à travers des canaux 5G.

2 Système WCP-OFDM

Dans la suite, \mathcal{I}_N désigne l’ensemble des entiers $\{0, \dots, N-1\}$, $\delta_{\cdot, \cdot}$ le symbole de Kronecker, \otimes le produit de Kronecker, $\mathcal{E}\{\cdot\}$ l’espérance et $\|\cdot\|_2$ la norme ℓ_2 .

1. Nous rappelons par la suite que le CP-OFDM demeure un cas particulier du WCP-OFDM pour lequel les impulsions de mise en forme sont rectangulaires.

2.1 Émetteur-récepteur WCP-OFDM sur canal sélectif en temps et en fréquence

Considérons une transmission multiporteuse filtrée composée de M blocs de K sous-porteuses. Les symboles à transmettre $c_{k,m}$, $(k, m) \in \mathcal{I}_K \times \mathcal{I}_M$ sont indépendants et uniformément distribués dans une constellation complexe (ex. : modulation d'amplitude en quadrature), de moyenne nulle et de variance σ_c^2 . Le symbole d'indice (k, m) est mis en forme par $g(t - mT_0) \exp(j2\pi k F_0(t - mT_0))$ avec g l'impulsion d'émission et F_0, T_0 l'espacement élémentaire entre symboles en fréquence et en temps. Avec une bande occupée $B \approx KF_0$, le signal FMT émis échantillonné au rythme critique s'écrit

$$s[l] \triangleq \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} c_{k,m} g[l - mL] e^{j2\pi \frac{k}{K}(l - mL)}, \quad l \in \mathbf{Z} \quad (1)$$

avec $L = T_0 B \geq K$, supposé entier. La transmission s'effectue sur un canal linéaire variant dans le temps dont la dispersivité fréquentielle est supposée très faible par rapport à la bande occupée par le signal émis. Ainsi, le signal reçu peut également être échantillonné au rythme B :

$$r[l] \triangleq \sum_{i=0}^{I-1} h_i[l] s[l - i] + w[l], \quad l \in \mathbf{Z} \quad (2)$$

avec $h_i[l]$ la réponse impulsionnelle évolutive discrète équivalente à I trajets et $w[l] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ des échantillons de bruit indépendants.

Lorsque la dispersivité en temps et en fréquence du canal reste de l'ordre de grandeur de T_0 et F_0 , il est généralement souhaitable d'utiliser un récepteur FMT partageant le même réseau temps-fréquence que l'émetteur dans le but de faciliter la reconstruction des symboles [2]. Pour $(k', m') \in \mathcal{I}_K \times \mathcal{I}_M$, la sortie d'un tel récepteur s'écrit

$$\tilde{c}_{k',m'} \triangleq \sum_{l \in \mathbf{Z}} r[l] \check{g}^*[l - m'L] e^{-j2\pi \frac{k'}{K}(l - m'L)} \quad (3)$$

avec \check{g} l'impulsion de réception.

Nous nous intéressons ici à un schéma d'émission-réception FMT particulier dénommé *weighted cyclic prefix* (WCP)-OFDM qui possède les caractéristiques suivantes [8].

- Les opérations d'émission et de réception permettent la reconstruction parfaite des symboles sur canal idéal, c'est-à-dire

$$\sum_{l \in \mathbf{Z}} g[l - mL] \check{g}^*[l - m'L] e^{j2\pi \frac{k-k'}{K}l} = \delta_{m,m'} \delta_{k,k'}. \quad (4)$$

Notons que le choix $\check{g} = g$ permet de maximiser le rapport signal sur bruit en réception. Il peut toutefois être pertinent de choisir $\check{g} \neq g$ dans le but d'atténuer l'interférence entre impulsions de mise en forme [4].

- Les impulsions d'émission et de réception ont une longueur inférieure à celle du bloc émis, c'est-à-dire $g[l] = \check{g}[l] = 0$ pour $l < 0$ ou $l > L - 1$.

À partir de cette dernière hypothèse et en considérant une dispersion temporelle du canal inférieure à la taille du bloc

($I < L$), nous pouvons reformuler (1)-(3) pour mettre en exergue une réalisation efficace de l'émetteur-récepteur dans le domaine temporel [8]. Pour cela, notons $\mathbf{c}_m \triangleq [c_{0,m} \dots c_{K-1,m}]^T$ et $\tilde{\mathbf{c}}_m \triangleq [\tilde{c}_{0,m} \dots \tilde{c}_{K-1,m}]^T$ les m -ièmes vecteurs de symboles en entrée et en sortie du système multiporteuse ; nous obtenons

$$\tilde{\mathbf{c}}_m = \mathbf{A}_m \mathbf{c}_m + \mathbf{B}_m \mathbf{c}_{m-1} + \mathbf{n}_m, \quad m \in \mathcal{I}_M \quad (5)$$

avec

$$\mathbf{A}_m \triangleq \mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_{\check{g}}^* \mathbf{H}_m \mathbf{D}_g \mathbf{P} \mathbf{F}_K^H \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_m \triangleq \mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_{\check{g}}^* \mathbf{G}_m \mathbf{D}_g \mathbf{P} \mathbf{F}_K^H \quad (7)$$

$$\mathbf{n}_m \triangleq \mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_{\check{g}}^* \mathbf{w}_m \quad (8)$$

et

- \mathbf{F}_K la matrice de transformée de Fourier discrète unitaire de taille $K \times K$;
- \mathbf{P} la matrice d'extension cyclique définie par $[\mathbf{P}]_{l,k} \triangleq \delta_{l,k} + \delta_{l,k+K}$ avec $(l, k) \in \mathcal{I}_L \times \mathcal{I}_K$;
- $\mathbf{D}_g \triangleq \text{diag}(g[0] \dots g[L-1])$ et $\mathbf{D}_{\check{g}} \triangleq \text{diag}(\check{g}[0] \dots \check{g}[L-1])$ les matrices de pondération des blocs émis et reçus avec la convention $\|g\|_2^2 = K$ et $\|\check{g}\|_2^2$ choisie de façon à garantir $\mathbf{P}^T \mathbf{D}_{\check{g}}^* \mathbf{D}_g \mathbf{P} = \mathbf{I}_K$ tel que mentionné dans (4) ;
- $\mathbf{H}_m, \mathbf{G}_m$ les matrices de transfert du canal définies par (9) à partir de (2) et $\mathbf{w}_m \triangleq [w[mL] \dots w[mL + L - 1]]^T$ le vecteur de bruit blanc.

Pour un canal de transmission et un réseau temps-fréquence donnés, g et \check{g} peuvent être optimisées de façon à faciliter l'égalisation. Nous nous focalisons par la suite sur deux familles d'impulsions WCP-OFDM décrites ci-après.

CP En guise de système de référence, nous considérons le *cyclic prefix* (CP)-OFDM qui exploite des impulsions rectangulaires : $g^{(\text{CP})}[l] = \sqrt{K/L}$ pour $0 \leq l \leq L - 1$, $\check{g}^{(\text{CP})}[l] = 0$ pour $0 \leq l < L - K$ et $\check{g}^{(\text{CP})}[l] = \sqrt{L/K}$ pour $L - K \leq l \leq L - 1$. Si $I \leq L - K$, cette stratégie permet à la fois d'éliminer l'interférence entre blocs ($\mathbf{B}_m = \mathbf{0}$) et de justifier une égalisation à un coefficient par sous-porteuse (\mathbf{A}_m diagonale) si le canal est invariant dans le temps [11].

TFL Le système proposé utilise des impulsions d'émission et de réception non-rectangulaires $g^{(\text{TFL})}$ et $\check{g}^{(\text{TFL})}$ identiques, dont la localisation temps-fréquence (TFL) augmente avec L/K ; leurs expressions sont données dans [7]. Ce critère permet d'obtenir une matrice \mathbf{A}_m à diagonale dominante et $\mathbf{B}_m \rightarrow \mathbf{0}$, y compris pour des canaux variant dans le temps [8].

Dans chacun des cas précédents, rappelons que l'adaptation au canal se fait au prix d'une diminution de l'efficacité spectrale définie par $K/L \log_2(N_c)$ avec N_c la taille de la constellation.

2.2 Estimation de canal DA/DD suivant le critère des moindres carrés

Dans le cadre d'une approche aidée par les données (DA), chaque bloc de symboles émis peut s'écrire $\mathbf{c}_m = \mathbf{p}_m + \mathbf{d}_m$ où

$$\mathbf{H}_m = \begin{pmatrix} h_{0[mL]} & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ h_{1[mL+1]} & h_{0[mL+1]} & 0 & & & \vdots \\ \vdots & & & & & \vdots \\ h_{I-1[mL+I-1]} & & & & & \vdots \\ 0 & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{I-1[mL+L-1]} & \cdots & h_{0[mL+L-1]} \end{pmatrix}, \mathbf{G}_m = \begin{pmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_{I-1[mL]} & \cdots & h_{1[mL]} \\ \vdots & & & & \cdots & h_{2[mL+1]} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & 0 & h_{I-1[mL+I-2]} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

\mathbf{p}_m et \mathbf{d}_m représentent respectivement les pilotes et les données avec $[\mathbf{p}_m]_k = 0$ si $[\mathbf{d}_m]_k \neq 0$ (réciproquement $[\mathbf{d}_m]_k = 0$ si $[\mathbf{p}_m]_k \neq 0$). Le nombre de sous-porteuses pilotes est noté K_p , ces derniers occupent des emplacements statiques d'un bloc à l'autre et sont équiésacés.

Dans le but de préserver une estimation de canal à faible complexité calculatoire, nous proposons un modèle d'estimation qui néglige la variation temporelle du canal à l'échelle d'un bloc comme dans [6], ainsi que l'interférence entre blocs². On note \mathbf{z}_m un terme général de bruit incluant \mathbf{n}_m ainsi que les interférences résultant de ces approximations. On obtient

$$\tilde{\mathbf{c}}_m = \mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_g^* \mathbf{S}_m \bar{\mathbf{h}}_m + \mathbf{z}_m \quad (10)$$

avec $\bar{\mathbf{h}}_m \triangleq [h_0[mL] \dots h_{I-1}[mL]]^T$, $\mathbf{s}_m \triangleq \mathbf{D}_g \mathbf{P} \mathbf{F}_K^H \mathbf{c}_m$ et

$$\mathbf{S}_m \triangleq \begin{pmatrix} [\mathbf{s}_m]_0 & 0 & \cdots & 0 \\ [\mathbf{s}_m]_1 & [\mathbf{s}_m]_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ [\mathbf{s}_m]_{I-1} & \cdots & \cdots & [\mathbf{s}_m]_0 \\ \vdots & & & \vdots \\ [\mathbf{s}_m]_{L-1} & \cdots & \cdots & [\mathbf{s}_m]_{L-I} \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Définissons \mathbf{D}_p la matrice diagonale de taille $K \times K$ dont les éléments valent 1 aux emplacements des pilotes et 0 ailleurs. En rappelant que \mathbf{A}_m est à diagonale dominante, il est dans un premier temps judicieux de projeter $\tilde{\mathbf{c}}_m$ sur \mathbf{D}_p afin d'isoler la contribution des pilotes [6]. Nous proposons ensuite une estimation de $\hat{\mathbf{h}}_m$ suivant le critère des moindres carrés, principalement motivée par sa robustesse et sa faible complexité calculatoire :

$$\hat{\mathbf{h}}_m^{(1)} \triangleq (\mathbf{U}_m^H \mathbf{U}_m)^{-1} \mathbf{U}_m^H (\mathbf{D}_p \tilde{\mathbf{c}}_m) \quad (12)$$

avec

$$\mathbf{U}_m = \mathbf{D}_p \mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_g^* \mathbf{S}_m^{(1)} \quad (13)$$

où $\mathbf{S}_m^{(1)}$ est construit selon (11) en considérant $\mathbf{c}_m = \mathbf{p}_m$.

Une estimation de canal dirigée par les décisions (DD) peut être mise en œuvre dans un second temps ; elle se compose des étapes suivantes.

1. Égalisation *zero-forcing* à un coefficient par sous-porteuse :

$$\bar{\mathbf{c}}_m \triangleq \text{diag}^{-1} \left(\mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_g^* \hat{\mathbf{H}}_m^{(1)} \mathbf{D}_g \mathbf{P} \mathbf{F}_K^H \right) \tilde{\mathbf{c}}_m \quad (14)$$

2. Un choix approprié de K et L peut notamment rendre ces hypothèses raisonnables.

avec $\hat{\mathbf{H}}_m^{(1)}$ construite selon (9) d'après $\hat{\mathbf{h}}_m^{(1)}$.

2. Prise de décision $\hat{\mathbf{c}}_m$ à partir de $\bar{\mathbf{c}}_m$ en fonction de la constellation choisie.
3. Estimation de canal au sens des moindres carrés

$$\hat{\mathbf{h}}_m^{(2)} \triangleq (\mathbf{V}_m^H \mathbf{V}_m)^{-1} \mathbf{V}_m^H \bar{\mathbf{c}}_m \quad (15)$$

avec

$$\mathbf{V}_m = \mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_g^* \mathbf{S}_m^{(2)} \quad (16)$$

où $\mathbf{S}_m^{(2)}$ est construit selon (11) en posant $\mathbf{c}_m = \mathbf{p}_m + (\mathbf{I}_K - \mathbf{D}_p) \hat{\mathbf{c}}_m$.

En l'absence de codage correcteur d'erreurs et de décision souple, une seule itération du processus DD s'est avérée suffisante dans les scénarios présentés ci-après.

3 Simulations

Nous considérons un scénario représentatif d'une macrocellule urbaine 5G : le modèle « TDL-A » avec délai nominal s'applique [1, p. 66]. En occupant une bande $B = 10$ MHz, la réponse impulsionnelle évolutive discrète $h_i[l]$ peut-être tronquée à $I = 25$ coefficients. Par ailleurs, en fixant la fréquence centrale à 3,7 GHz (bande S), les scénarios à faible mobilité ($v_{\max} = 3$ km/h) et à forte mobilité ($v_{\max} = 130$ km/h) induisent des décalages Doppler maximum de 10 Hz et 445 Hz. Les autres paramètres du système de transmission sont :

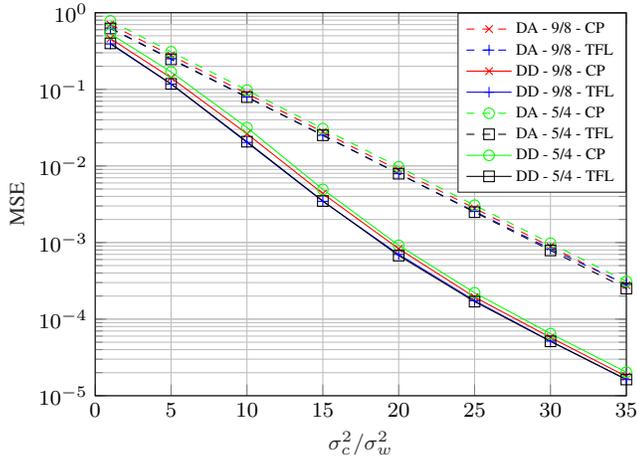
- $K = 512$ sous-porteuses ;
- $L/K \in \{9/8, 5/4\}$ donc préfixe cyclique $L - K \in \{64, 128\}$;
- $M = 2$ blocs ;
- $K_p = 32$ sous-porteuses pilotes.

La performance des estimateurs de canaux est mesurée en calculant l'erreur quadratique moyenne totale :

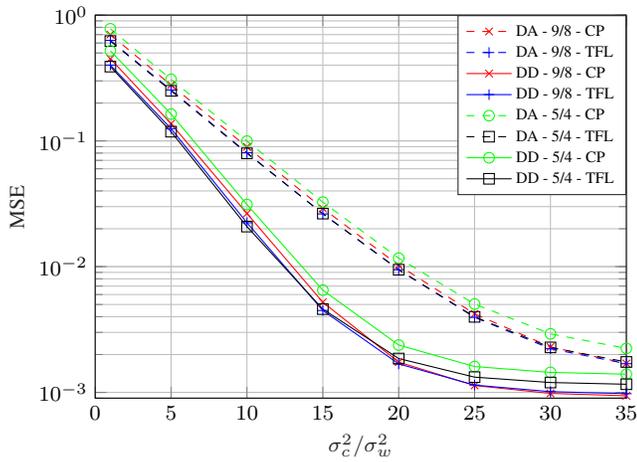
$$\text{MSE} \triangleq \mathcal{E} \left\{ \frac{1}{LM} \left\| \mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}^{(q)} \right\|_2^2 \right\}, \quad q \in \{1, 2\} \quad (17)$$

avec $[\mathbf{h}]_{i+kI} \triangleq h_i[k]$ pour $i \in \mathcal{I}_I$, $k \in \mathcal{I}_{LM}$ et $\hat{\mathbf{h}}^{(q)} \triangleq [(\mathbf{1}_L \otimes \hat{\mathbf{h}}_0^{(q)})^T \dots (\mathbf{1}_L \otimes \hat{\mathbf{h}}_{M-1}^{(q)})^T]^T$ où $\mathbf{1}_L$ représente le vecteur colonne unité de taille L .

Dans un scénario basse vitesse (figure 1a), l'approche DD permet d'améliorer l'estimation du canal pour les impulsions CP et TFL par rapport à une simple approche DA. On constate que la mise en forme TFL n'améliore pas significativement



(a) Basse vitesse : 3 km/h



(b) Haute vitesse : 130 km/h

FIGURE 1 – MSE en fonction du rapport signal sur bruit pour 32 symboles pilotes avec estimation DA et DD.

l'estimation par rapport à des impulsions CP. Il en est de même lorsque l'on s'intéresse au rapport L/K .

Les mêmes tendances semblent également s'observer à haute vitesse (figure 1b), avec une pénalité plus importante pour la mise en forme CP et un rapport $L/K = 5/4$. Ceci s'explique en raison de deux facteurs : (i) une plus grande sensibilité au Doppler pour les impulsions rectangulaires, (ii) une réponse de canal plus longue lorsque L/K est grand, donc plus difficile à estimer avec un nombre de pilotes fixé et une hypothèse d'invariance temporelle du canal moins plausible.

4 Conclusions et perspectives

Nous avons proposé un estimateur de canal pour les modulations multiporteuses WCP-OFDM. Nous choisissons de préserver une faible complexité calculatoire via une mise en œuvre par bloc, en suivant le critère des moindres carrés.

Pour toutes les impulsions de mise en forme évaluées, une estimation dirigée par les décisions améliore sensiblement les

performances par rapport à une simple approche aidée par les données.

Nous pouvons noter un léger avantage pour les impulsions bien localisées en temps et en fréquence par rapport aux impulsions rectangulaires, traditionnellement utilisées en OFDM avec préfixe cyclique. L'estimation de canal ayant lieu dans le domaine sous-bande avec un nombre fixé de sous-porteuses, une faible extension cyclique (L/K) reste préférable.

De futurs travaux pourraient inclure l'utilisation d'un décodeur correcteur d'erreurs souple dans le but d'améliorer encore la performance de l'estimation.

Références

- [1] ETSI : TR 138 901 - V14.0.0 - 5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz, 2017.
- [2] P. JUNG : Pulse shaping, localization and the approximate eigenstructure of LTV channels. *In IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, pages 1114–1119, 2008.
- [3] E. KOFIDIS : Channel estimation in filter bank-based multicarrier systems : Challenges and solutions. *In 6th Int. Symp. on Commun., Control and Signal Process. (ISCCSP)*, pages 453–456, 2014.
- [4] W. KOZEK et A. F. MOLISCH : Nonorthogonal pulse-shapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 16(8):1579–1589, 1998.
- [5] Y. LIU, Z. TAN, H. HU, L. J. CIMINI et G. Y. LI : Channel estimation for OFDM. *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, 16(4):1891–1908, 2014.
- [6] M. MORELLI et U. MENGALI : A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems. *IEEE Trans. Signal Process.*, 49(12):3065–3073, 2001.
- [7] D. PINCHON et P. SIOHAN : Closed-form expressions of optimal short PR FMT prototype filters. *In IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM)*, 2011.
- [8] D. ROQUE et C. SICLET : Performances of weighted cyclic prefix OFDM with low-complexity equalization. *IEEE Commun. Lett.*, 17(3):439–442, 2013.
- [9] A. SAHIN, I. GUVENC et H. ARSLAN : A survey on multicarrier communications : Prototype filters, lattice structures, and implementation aspects. *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, 16(3):1312–1338, 2014.
- [10] M. SAIDEH, M. BERBINEAU et I. DAYOUB : On the performance of sliding window TD-LMMSE channel estimation for 5G waveforms in high mobility scenario. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 67(9):8974–8977, 2018.
- [11] Z. WANG et G. B. GIANNAKIS : Wireless multicarrier communications. *IEEE Signal. Proc. Mag.*, 17(3):29–48, 2000.