

Contributions à l'estimation semi-aveugle des canaux MIMO-OFDM

Abdelhamid LADAYCIA¹, Anissa MOKRAOUI¹, Karim ABED-MERAÏM², Adel BELOUCHRANI³

¹L2TI, Institut Galilée Université Paris 13 Sorbonne Paris Cité, France

²PRISME, Université d'Orléans, France

³LDCCP, École Nationale Polytechnique, Alger, Algérie

{`abdelhamid.ladaycia, anissa.mokraoui`}@univ-paris13.fr, `karim.abed-meraim@univ-orleans.fr`,
`adel.belouchrani@enp.edu.dz`

Résumé – Dans la plupart des systèmes de communications sans fil, l'estimation du canal est exigée pour le recouvrement des données transmises. Dans cet article, nous proposons une nouvelle technique d'estimation semi-aveugle sous-espace pour laquelle nous établissons d'abord un résultat d'identifiabilité relatif au critère sous-espace pour la matrice bloc-circulante considérée. Ensuite, nous montrons à travers des simulations, que la méthode proposée donne un gain significatif comparé aux performances de l'estimateur classique des moindres carrés qui exploite les séquences pilotes.

Abstract – In most wireless communications systems, channel estimation is required for equalization and symbol detection. In this paper, we propose a new semi-blind subspace channel estimation technique for which an identifiability result is first established for the subspace based criterion. Then, through simulations, we show that the proposed method leads to a significant performance gain as compared to the classical least square estimator that exploits the pilot sequences only.

1 Introduction

L'estimation du canal de propagation est d'une importance primordiale, pour l'égalisation et la détection de symboles en communications numériques. De nombreuses approches ont été développées et peuvent être classées en deux catégories principales. La première catégorie concerne les méthodes d'estimation aveugle. Celles-ci sont basées sur les propriétés statistiques des symboles transmis (voir par exemple, [1]). La deuxième catégorie, adoptée dans la plupart des standards de communications [2, 3], repose sur l'insertion de séquences pilotes connues (séquence d'apprentissage) au début de la trame transmise selon un type d'arrangement donné (bloc, peigne ou treillis) [4, 5].

Chaque méthode d'estimation de canal a ses propres avantages et inconvénients. Généralement, la deuxième catégorie basée sur l'insertion de pilotes connus, fournit une estimation de canal plus simple et précise que les méthodes d'estimation aveugle. Cependant, la deuxième catégorie, dans la plupart des cas, réduit l'efficacité spectrale par rapport à la première. Par conséquent, il serait judicieux de conserver les avantages des deux techniques en utilisant des méthodes d'estimation dites semi-aveugles. Les travaux sur les méthodes semi-aveugles peuvent être également divisés en deux catégories. La première catégorie regroupe les travaux qui visent à améliorer les performances de l'estimation de canal comme dans [6] où

les auteurs ont utilisé une approche sous-espace ou [7] qui propose une décomposition de la matrice du canal en une matrice de blanchiment et une autre unitaire. La deuxième catégorie regroupe les travaux qui visent à réduire la taille des signaux pilotes transmis et à améliorer ainsi le débit utile (voir par exemple [8]). Dans [9], les auteurs exploitent le semi-aveugle pour réduire la puissance d'émission dans le cadre dit de "green communications".

Cet article propose une méthode d'estimation de canal semi-aveugle, exploitant non seulement les séquences d'apprentissage connues mais également les données transmises qui sont inconnues par le récepteur. La méthode proposée est basée sur la décomposition sous-espace (en sous-espace signal et sous-espace bruit) de la matrice de covariance du signal reçu. Soulignons que dans la littérature il existe d'autres versions de la méthode sous-espace, par exemple [6, 10], qui diffèrent de celle proposée dans cet article par la dimension et la structure de la matrice système utilisée. En effet, dans ce travail, nous utilisons la structure bloc Toeplitz circulaire de la matrice système associée à un symbole OFDM (sans son préfixe cyclique). Nous établissons en premier lieu un résultat d'identifiabilité sous-espace lié à cette structure avant de l'utiliser pour l'estimation semi-aveugle du canal. Finalement, nous présentons des résultats de simulation qui confirment le gain de performance obtenu grâce à la solution proposée.

2 Formulation du problème

Considérons un système Multiple-Input Multiple-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) composé de N_t émetteurs, N_r récepteurs, utilisant K sous-porteuses avec un préfixe cyclique de longueur L .

Le signal reçu \mathbf{y} par les N_r récepteurs du système MIMO est donné par :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{v}, \quad (1)$$

où $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T \cdots \mathbf{y}_{N_r}^T]^T$; $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \cdots \mathbf{x}_{N_t}^T]^T$; $\mathbf{v} = [\mathbf{v}_1^T \cdots \mathbf{v}_{N_r}^T]^T$ le bruit supposé additif Gaussien $\mathbf{v} \sim NC(0, \sigma_v^2 \mathbf{I}_{N_r K})$. La matrice \mathbf{H} est définie comme suit :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \cdots & \mathbf{H}_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N_r,1} & \cdots & \mathbf{H}_{N_r,N_t} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Chaque bloc $\mathbf{H}_{i,j}$ de la matrice \mathbf{H} , est une matrice Toeplitz circulaire de taille $K \times K$, remplie par le vecteur $\mathbf{h}_{i,j}$ ($\mathbf{h}_{i,j} = [h_{i,j}(0) \cdots h_{i,j}(N-1)]^T$) contenant les coefficients du canal de transmission entre le i -ème émetteur et le j -ème récepteur. La première ligne de la matrice $\mathbf{H}_{i,j}$ est donnée par : $[h_{i,j}(0) \quad \mathbf{0}_{1 \times (K-N)} \quad h_{i,j}(N-1) \cdots h_{i,j}(1)]$. Le signal \mathbf{x}_i , envoyé par le i -ème émetteur est un signal OFDM, modulant le signal des données \mathbf{d}_i , en utilisant la transformée de Fourier inverse, comme suit :

$$\mathbf{x}_i = \frac{\mathbf{F}^H}{\sqrt{K}} \mathbf{d}_i, \quad (3)$$

\mathbf{F} étant la matrice de Fourier de taille $K \times K$. En reportant ce résultat dans l'équation (1), on obtient :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{d} + \mathbf{v} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{v}, \quad (4)$$

avec $\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{W}$ et $\mathbf{W} = \mathbf{I}_{N_t} \otimes \frac{\mathbf{F}^H}{\sqrt{K}}$ où \otimes représente le produit de Kronecker. Le vecteur $\mathbf{d} = [\mathbf{d}_1^T \cdots \mathbf{d}_{N_t}^T]^T$ contient les données envoyées par les N_t émetteurs.

3 Estimation du canal

Cette section rappelle tout d'abord l'estimateur classique des moindres carrés (Least Square estimator), noté LS, basé sur les symboles pilotes connus par le récepteur. L'estimateur aveugle sous-espace est ensuite présenté pour introduire au final notre solution d'estimation semi-aveugle. Celle-ci est formulée par la minimisation d'une fonction coût qui incorpore à la fois la partie pilote et la partie aveugle.

3.1 Estimateur basée sur les pilotes connus

Afin de faciliter le développement de l'estimateur LS, basé sur les séquences pilotes connues, l'équation (1) est mise sous la forme suivante :

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{X}}\mathbf{h} + \mathbf{v}, \quad (5)$$

où $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T \cdots \mathbf{h}_{N_r}^T]^T$ est le vecteur du canal de propagation de dimension $NN_t N_r \times 1$ (avec $\mathbf{h}_r = [\mathbf{h}_{1,r}^T \cdots \mathbf{h}_{N_t,r}^T]^T$). $\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}$, où $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1 \cdots \mathbf{X}_{N_t}]$. Chaque matrice \mathbf{X}_i est circulaire de taille $K \times N$ remplie par les éléments du vecteur \mathbf{x}_i où chaque colonne est obtenue par un simple décalage cyclique vers le bas de la colonne précédente, la première colonne étant égale à \mathbf{x}_i .

L'estimateur LS du canal de transmission \mathbf{h} , basé sur l'utilisation de N_p séquences pilotes, $\tilde{\mathbf{X}}_p = [\tilde{\mathbf{X}}(1)^T \cdots \tilde{\mathbf{X}}(N_p)^T]^T$, est obtenue en minimisant la fonction coût suivante :

$$C(\mathbf{h}) = \|\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{X}}_p \mathbf{h}\|^2. \quad (6)$$

L'estimateur LS qui minimise $C(\mathbf{h})$ (6) est donné par [5] :

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = (\tilde{\mathbf{X}}_p^H \tilde{\mathbf{X}}_p)^{-1} \tilde{\mathbf{X}}_p^H \mathbf{y}. \quad (7)$$

3.2 Estimateur aveugle sous-espace

Cette section développe l'estimateur aveugle sous-espace qui exploite la matrice de covariance du signal reçu. La condition nécessaire de l'utilisation des techniques sous-espaces est que la matrice \mathbf{H} soit de rang-colonne plein, ce qui est le cas de la structure de la matrice \mathbf{H} donnée par l'équation (2). Nous supposons dans cette partie que $N_t < N_r$ et que la matrice polynomiale du canal satisfait la condition de diversité : $\mathcal{H}(z)$ de taille $N_r \times N_t$ est irréductible (l'élément (i, j) de cette matrice est le polynôme $h_{i,j}(z) = \sum_k h_{i,j}(k)z^{-k}$).

Le sous-espace bruit est obtenu par la décomposition en valeur propre de la matrice de covariance \mathbf{C}_y donnée comme suit :

$$\mathbf{C}_y = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H = [\mathbf{U}_s | \mathbf{U}_n] \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Lambda}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s^H \\ \mathbf{U}_n^H \end{bmatrix}, \quad (8)$$

où $\mathbf{\Lambda}$ est une matrice diagonale contenant les valeurs propres dans l'ordre décroissant, la matrice \mathbf{U}_s de taille $KN_r \times KN_t$ contient les vecteurs propres associés au plus grandes valeurs propres représentant le sous-espace signal. Le sous-espace bruit \mathbf{U}_n est associé au KN_t plus petites valeurs propres de \mathbf{C}_y comme suit :

$$[\mathbf{U}_s | \mathbf{U}_n] = [\mathbf{u}_1 \cdots \mathbf{u}_{KN_t} | \mathbf{u}_{KN_t+1} \cdots \mathbf{u}_{KN_r}]. \quad (9)$$

Les matrices \mathbf{A} (voir (4)) et \mathbf{U}_s partagent le même sous-espace de rang KN_t et sont orthogonales au sous-espace bruit \mathbf{U}_n . La relation d'orthogonalité s'écrit alors comme suit :

$$\mathbf{u}_i^H \mathbf{A} = 0 \quad i = KN_t + 1, \cdots, KN_r. \quad (10)$$

Moyennant une permutation de ses éléments, le vecteur \mathbf{h} défini dans la section 3.1, peut se mettre sous la forme

suivante :

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{h}} &= \left[\underline{\mathbf{h}}_1^T \cdots \underline{\mathbf{h}}_{N_t}^T \right]^T \\ \underline{\mathbf{h}}_i &= [h_{1,i}(0) \cdots h_{1,i}(N-1) \cdots \\ &\quad h_{N_r,i}(0) \cdots h_{N_r,i}(N-1)]^T. \end{aligned} \quad (11)$$

Le lemme ci-dessous établit un résultat d'identifiabilité 'aveugle' du canal sous l'hypothèse de diversité des canaux énoncée en début de section. Grâce à ce résultat, la relation d'orthogonalité (10) permet de déterminer la matrice des coefficients du canal $\underline{\mathbf{H}} = [\underline{\mathbf{h}}_1 \cdots \underline{\mathbf{h}}_{N_t}]$ à une matrice multiplicative $N_t \times N_t$ près.

Lemme : Soit une matrice $\underline{\mathbf{H}}'$ de même dimension que $\underline{\mathbf{H}}$. Considérons la matrice $\underline{\mathbf{H}}'$ construite à partir de $\underline{\mathbf{H}}'$ de la même façon que $\underline{\mathbf{H}}$ utilisant $\underline{\mathbf{H}}$. si $\text{rang}(\underline{\mathbf{H}}') = \text{rang}(\underline{\mathbf{H}})$, alors $\underline{\mathbf{H}}' = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{\Omega}}$, avec $\underline{\mathbf{\Omega}}$ est une matrice constante de taille $N_t \times N_t$.

En utilisant la relation d'orthogonalité, donnée par (10), l'estimée $\hat{\underline{\mathbf{H}}}$ de $\underline{\mathbf{H}}$ est obtenue en minimisant la fonction coût suivante :

$$C(\underline{\mathbf{H}}) = \sum_{i=KN_t+1}^{KN_r} \|\mathbf{u}_i^H \mathbf{A}\|^2 = \sum_{i=KN_t+1}^{KN_r} \|\mathbf{u}_i^H \mathbf{H}\mathbf{W}\|^2. \quad (12)$$

En partitionnant le vecteur \mathbf{u}_i de dimension $KN_r \times 1$ en N_r vecteurs \mathbf{v}_r^i ($r = 1, \dots, N_r$) de taille K comme suit :

$$\mathbf{u}_i = [\mathbf{v}_1^T \cdots \mathbf{v}_{N_r}^T]^T, \quad (13)$$

on génère la matrice \mathbf{V}_i de dimension $NN_r \times K$ comme suit :

$$\mathbf{V}_i = [\mathbf{V}_1^i \cdots \mathbf{V}_{N_r}^i]^T, \quad (14)$$

où chaque matrice \mathbf{V}_r^i est circulaire de taille $N \times K$ remplie par les éléments du vecteur \mathbf{v}_r^i . Chaque ligne est obtenue par un simple décalage cyclique vers la gauche de la ligne précédente, sachant que la première ligne étant \mathbf{v}_r^i .

La fonction coût donnée par l'équation (12), peut alors se mettre sous la forme suivante :

$$C(\underline{\mathbf{H}}) = \sum_{i=KN_t+1}^{KN_r} \left\| \underline{\mathbf{H}}^T \mathbf{V}_i^* \mathbf{W} \right\|^2. \quad (15)$$

En définissant la matrice $\underline{\mathbf{\Phi}}$ par :

$$\underline{\mathbf{\Phi}} = \sum_{i=KN_t+1}^{KN_r} \mathbf{V}_i^* \mathbf{V}_i^T, \quad (16)$$

la fonction coût devient :

$$C(\underline{\mathbf{h}}) = \sum_{i=1}^{N_t} \underline{\mathbf{h}}_i^T \underline{\mathbf{\Phi}} \underline{\mathbf{h}}_i. \quad (17)$$

Les vecteurs estimés $\hat{\underline{\mathbf{h}}}_i$ donnés par l'équation (11), sont les vecteurs propres de la décomposition en valeurs propres de la matrice $\underline{\mathbf{\Phi}}$ associés au N_t plus petites valeurs propres de la matrice $\underline{\mathbf{\Phi}}$ donnée par (16).

3.3 Estimateur semi-aveugle sous-espace

La méthode semi-aveugle utilise à la fois les séquences pilotes connues et les données inconnues par le récepteur. La fonction coût dans le cas semi-aveugle sous-espace est alors composée de deux fonctions coûts : celle des moindres carrés basée sur les pilotes et celle de l'estimation aveugle sous-espace :

$$C(\underline{\mathbf{h}}) = \left\| \mathbf{y} - \tilde{\mathbf{X}}_p \mathbf{P} \underline{\mathbf{h}} \right\|^2 + \alpha \underline{\mathbf{h}}^T (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \underline{\mathbf{\Phi}}) \underline{\mathbf{h}}, \quad (18)$$

où α est un facteur de pondération de la méthode sous-espace et \mathbf{P} une matrice de permutation telle que $\mathbf{h} = \mathbf{P}\underline{\mathbf{h}}$. L'estimation du canal de transmission est alors déduite comme suit :

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}} = \left(\mathbf{P}^H \tilde{\mathbf{X}}^H \tilde{\mathbf{X}} \mathbf{P} + \alpha (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \underline{\mathbf{\Phi}}) \right)^{-1} \mathbf{P}^H \tilde{\mathbf{X}}^H \mathbf{y}. \quad (19)$$

Les performances de la méthode semi-aveugle dépend fortement du paramètre α . Dans [11] les auteurs ont utilisé une matrice de régularisation au lieu d'utiliser un scalaire, et ont proposé une technique d'estimation de cette matrice. Dans [11], il est montré dans un contexte non OFDM que le problème d'optimisation de ce paramètre est quasi convexe. L'extension de ce résultat au contexte MIMO-OFDM est une perspective importante de ce travail.

4 Résultats de simulation

Cette section compare les performances des méthodes d'estimation des canaux de transmission MIMO-OFDM discutées dans les sections ci-dessus. Les simulations s'appuient sur un système de communications sans fil composé de deux antennes à l'émission ($N_t = 2$) et de trois antennes à la réception ($N_r = 3$) (2×3). Les séquences pilotes (ou séquences d'apprentissage) correspondent à celles spécifiées dans le standard IEEE 802.11n [2]. Chaque pilote est représenté par un symbole OFDM composé de 64 échantillons ($K = 64$) et d'un préfixe cyclique de taille $L = 16$. Le canal de propagation multi-trajet est représenté par un canal de type B avec un retard de propagation [0 10 20 30] μs et une atténuation moyenne de [0 -4 -8 -12] dB. Les simulations ont été effectuées avec les paramètres suivants : le nombre de symbole OFDM pilote $N_p^{HT-LTF} = 4$; le nombre de symbole OFDM "données" $N_d = 800$; la puissance du signal "pilotes" $\sigma_p^2 = 23$ dBm; la puissance du signal "données" $\sigma_x^2 = [20 \ 21]$ dBm;

Le rapport signal à bruit, noté SNR, est calculé comme suit : $SNR = \frac{\|\mathbf{H}\mathbf{x}_p\|^2}{N_r N_p K \sigma_x^2}$. Les performances des estimateurs sont mesurées en termes de la racine carrée de l'erreur quadratique moyenne normalisée (Normalized Root Mean Square Error) :

$$NRMSE = \sqrt{\frac{1}{NN_t N_r N_{mc}} \sum_{i=1}^{N_{mc}} \frac{\|\hat{\mathbf{h}}^{(i)} - \mathbf{h}\|^2}{\|\mathbf{h}\|^2}}, \quad (20)$$

où N_{mc} est le nombre de réalisations exécutées (Monte Carlo).

La Figure 1 compare les performances des trois estimateurs discutés dans les sections précédentes à savoir $\hat{h}_{op} = \hat{h}_{LS}$, \hat{h}_B (aveugle) et \hat{h}_{SB} (semi-aveugle) en termes de NRMSE en fonction du SNR (dB). Les courbes confirment bien que l'estimation semi-aveugle \hat{h}_{SB} donne de meilleures performances comparées aux deux autres méthodes classiques. Notons par ailleurs que l'estimateur LS (h_{op}) atteint la borne de Cramér-Rao (CRB_{op}) dérivée lorsque uniquement les séquences d'apprentissage sont exploitées pour l'estimation des canaux.

Pour un SNR donné, $SNR = 15$ dB, la Figure 2 compare l'influence de l'augmentation du nombre de symboles OFDM N_d sur les performances d'estimation des canaux mesurées en termes de NRMSE. Les courbes montrent que les performances de la méthode d'estimation semi-aveugle s'améliorent au fur et à mesure que le nombre de symboles OFDM N_d augmente.

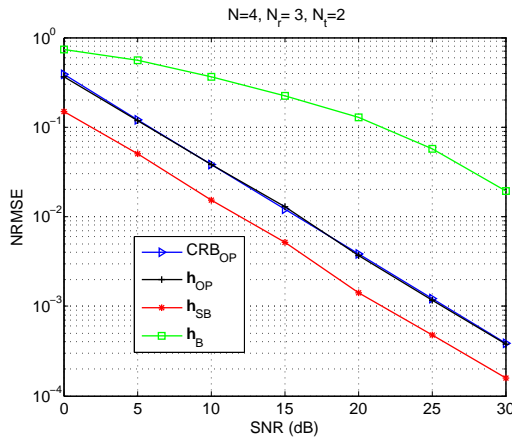


FIGURE 1 – Comparaison des performances en termes de NRMSE en fonction du SNR.

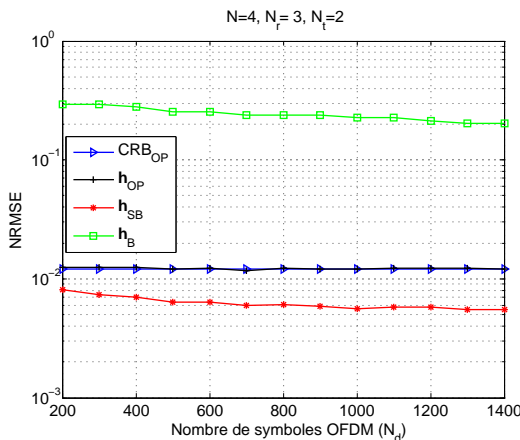


FIGURE 2 – NRMSE en fonction du nombre de symboles OFDM "données".

5 Conclusion

L'estimation aveugle et semi-aveugle du canal MIMO-OFDM, basée sur l'utilisation des méthodes sous espaces, sont présentées dans cet article. Une nouvelle structure de la matrice du canal est utilisée dans la décomposition sous-espace. Les résultats de simulation montrent que la méthode semi-aveugle proposée, donne de bonnes performances comparativement à la méthode des moindres carrés qui n'exploite que les séquences pilotes.

Ce travail préliminaire doit être renforcé dans le futur par une simplification de l'algorithme considéré en prenant en compte l'indépendance des symboles transmis sur différentes sous porteuses (propriété souvent valide en communications numériques). Il faudrait ensuite comparer les différentes versions sous-espace existantes et souligner les points forts ou faibles de chacune. Finalement, nous avons donné une condition d'identifiabilité suffisante mais pas nécessaire. Nous tâcherons dans une version future d'assouplir cette condition et en donner une qui soit nécessaire et suffisante.

Références

- [1] L. Tong, G. Xu, and T. Kailath, "Blind identification and equalization based on second-order statistics : a time domain approach," *Inf. Th., IEEE Trans. on*, Mar 1994.
- [2] R. S. E. Perahi, *Next Generation Wireless LANS*. New York, USA : Cambridge University Press, 2008.
- [3] F. W. Y. Bouguen, E. Hardouin, *LTE et les réseaux 4G*. Paris, France : Editions Eyrolles, 2013.
- [4] W. Zhang, X. G. Xia, and P. C. Ching, "Optimal training and pilot pattern design for OFDM systems in Rayleigh fading," *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 52, no. 4, pp. 505–514, Dec 2006.
- [5] G. B. Jency and S. J. Gladwin, "Channel estimation using optimized pilot placement in OFDM system," in *ICCSIP 2014*.
- [6] C. Shin, R. W. Heath, and E. J. Powers, "Blind channel estimation for MIMO-OFDM systems," *IEEE Tran. on Vehicular Tech.*, March 2007.
- [7] A. K. Jagannatham and B. D. Rao, "Whitening-rotation-based semi-blind MIMO channel estimation," *IEEE Tran. on Signal Proc.*, March 2006.
- [8] A. Ladaycia, A. Mokraoui, K. Abed-Meraim, and A. Belouchrani, "What semi-blind channel estimation brings in terms of throughput gain?" in *2016 10th ICSPCS*, Dec 2016, pp. 1–6.
- [9] A. Ladaycia, A. Mokraoui, K. Abed-Meraim, and A. Belouchrani, "Toward green communications using semi-blind channel estimation," in *EUSIPCO 2017 (Accepted)*, 2017.
- [10] B. Muquet, M. de Courville, and P. Duhamel, "Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for OFDM systems," *IEEE Tran. on Signal Proc.*, Jul 2002.
- [11] A. Kammoun, K. Abed-Meraim, and S. Affes, "Regularized semi-blind estimator over MIMO-OFDM systems," in *ISSPIT 2009*, Dec 2009, pp. 189–194.