

# Identification de systèmes OFDM à partir de la signature des pilotes

Mohamed-Rabie OULARBI<sup>1,2</sup>, Saeed GAZOR<sup>1</sup>, Sébastien HOUCKE<sup>2</sup>, Abdeldjalil AISSA-EL-BEY<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Department of Electrical and Computer Engineering, Queen's University, Kingston, Ontario, Canada

<sup>2</sup>Département Signal et Communications, TELECOM Bretagne, Technopole Brest Iroise CS 83813 Brest, France  
{mohamed.oularbi,gazor}@queensu.ca, {sebastien.houcke,abdeldjalil.aissaelbey}@telecom-bretagne.eu

**Résumé** – Cet article traite la problématique de l'identification de systèmes basés sur une couche physique OFDM. Dans une récente publication [1], nous avons proposé un test basé sur les rapports de vraisemblances en exploitant seulement la position des pilotes. Dans le présent document, nous proposons d'exploiter la corrélation souvent introduite entre paires de pilotes afin d'améliorer les performances de notre détecteur. Les résultats de simulations montrent que l'algorithme proposé est plus performant que notre première approche, ainsi que les techniques existantes dans la littérature. Bien plus qu'une détection de système, l'algorithme que nous proposons effectue aussi une estimation du canal et de la puissance du bruit et ce moyennant un faible coût de calcul.

**Abstract** – This paper deals with the challenge of OFDM system identification. Exploiting the pilot pattern and the redundancy often induced between pilot symbols, we developed a Generalized Likelihood Ratio Test approach that performs detection in addition to channel estimation as well as estimation of the noise variance. The proposed solution do not require any signaling overhead since the pilots are already embedded in all existing OFDM systems for channel estimation and synchronization purposes, in addition the proposed algorithm is computationally inexpensive.

## 1 Introduction

Le grand succès qu'a connu le déploiement d'applications sans fil dans la bande ISM (Industrial, Scientific and Medical) et U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure) durant la fin des années 80, a poussé les autorités de régulation à renouveler l'expérience et à considérer l'éventualité de l'ouverture d'une nouvelle bande pour les utilisateurs sans licence. De récentes mesures du spectre ont montré que les bandes fréquentielles actuellement allouées à la télévision sont sous utilisées de manière significative. Grâce à un niveau relativement faible de bruit industriel, des tailles d'antennes raisonnables, et des conditions de propagation favorables [2], les bandes hautes VHF et basse UHF sont actuellement considérées comme les candidates idéales pour cette compagne. Dans des rapports publiés en Mai 2004 et en Novembre 2008 [3], la Federal Communication Commission (FCC) a indiqué que les canaux VHF 5-13 et 14-51 UHF pouvait être utilisés par des utilisateurs ne disposant pas de licence sous condition qu'ils ne causent aucune interférence nuisible aux utilisateurs primaires (c.à.d, Télédiffusion). Cette idée a finalement aboutit à la formation du groupe de travail IEEE 802.22 [2] qui tend à l'utilisation de la Radio Cognitive comme solution pour une allocation dynamique du spectre de fréquence TV. Dans un contexte d'allocation spectrale

dynamique, le réseau radio cognitive se doit d'identifier de manière continue les portions du spectre qui ne sont pas utilisées par de tierces réseaux afin de les exploiter. Ainsi, les réseaux cognitives ou opportunistes ne possèdent pas de bande allouée fixe, mais opèrent sur des bandes susceptibles de changement d'un instant à un autre.

Dans un tel contexte, la première tâche pour un terminal cognitif qui désire se connecter à un réseau serait premièrement d'identifier les réseaux actifs qui l'entourent et avec qui il est compatible. Dans le mode statique, cette tâche est des plus triviale, en effet il suffit au terminal de vérifier la présence de signaux dans les bandes dédiées à chaque système, grâce aux techniques connues dans la littérature tels que le détecteur d'énergie, filtres adaptés, etc. Malheureusement dans le contexte d'allocation dynamique du spectre, les bandes utilisées par les stations de bases changent de manière dynamique dans le temps et l'espace. Sous ces conditions, des algorithmes d'identification de systèmes doivent être développés.

La technique OFDM (Orthogonal Fréquence Division Multiplexing) est très répandue de nos jours et est considérée comme la meilleure couche physique pour les futurs réseaux radio [2], de ce fait nous nous intéressons dans cet article à l'identification de systèmes basés sur une couche physique OFDM. La plupart des techniques proposées à ce jour reposent sur des signatures qui caractérisent le sig-

nal de manière unique. Par exemple, des techniques aveugles discriminent l'espacement entre sous porteuses ont été proposées dans [4, 5, 6]. Une autre manière de voir les choses est proposée en [7, 8], où les auteurs proposent d'implémenter une signature cyclique de manière intentionnelle en dédiant un certain nombre de sous porteuses à cet effet. Dans un article récent [1], nous avons proposé une méthode basée sur un test d'hypothèses, cette méthode utilise le motif des pilotes comme signature. En effet, le motif de pilotes est une signature déjà présente sur tous les systèmes OFDM existant (e.g., WiFi, WiMAX, ...), et est totalement discriminante car différente d'un système à un autre. Ces pilotes sont des signaux à modulation PSK (Phase Shift Keying) transmis pour des buts de synchronisation et d'estimation de canal.

Les auteurs de [9] ont exploité la redondance souvent induite entre paires de pilotes, comme une signature cyclostationnaire pour la détection de systèmes OFDM et ont proposé de l'introduire dans les futurs systèmes de Télécommunications. Dans cet article, nous démontrons qu'en ajoutant cette information *a priori* à notre premier algorithme, nous arrivons à obtenir de meilleures performances.

## 2 Modèle du signal et problématique

Supposons qu'un signal OFDM constitué de  $N$  sous-porteuses et d'un préfixe cyclique de longueur  $D$  connus est transmis sur une bande de fréquence donnée. L'expression du signal à la réception après FFT et extraction du préfixe cyclique est donnée par :

$$X_{n,k} \triangleq H_k a_{n,k} + \eta_{n,k} \quad (1)$$

où  $n$  indique l'index temps et  $k$  l'index de sous-porteuse,  $H_k$  est la réponse fréquentielle du canal sur la sous-porteuse  $k$ . Dans le développement de notre algorithme, nous supposons que le canal est invariant dans le temps. Cependant, les résultats de simulation que nous présentons en section 4, montrent que l'algorithme demeure performant pour des canaux faiblement variants dans le temps. Le bruit  $\eta_{n,k}$  est un processus circulaire symétrique complexe blanc gaussien, i.e.,  $\eta_{k,n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ . Les symboles  $a_{n,k}$  peuvent être : soit des pilotes  $p_{n,k}$  soit des données  $d_{n,k}$ , suivant leur position temps-fréquence tel que :

$$a_{n,k} = \begin{cases} p_{n,k} & \text{if } (n,k) \in \mathcal{P} \\ d_{n,k} & \text{if } (n,k) \in \mathcal{D} \end{cases} \quad (2)$$

où l'ensemble  $\mathcal{P}$  représente l'ensemble de toutes les positions possibles des pilotes. L'ensemble  $\mathcal{D}$  contient les positions des données, celles-ci sont supposées indépendantes et identiquement distribuées. L'ensemble  $\mathcal{P}$  est supposé connu par le récepteur. Les pilotes sont souvent corrélés paire par paire, tel que

$$p_{n+\ell, k+q} = p_{n,k} e^{i\varphi} \quad (3)$$

où  $(\ell, q) \in \mathbb{Z}^2$ ,  $\varphi \in \{0, \pi\}$ . Un exemple est illustré par la figure 2, dans ce cas  $N = 8$ ,  $\ell = 1$ ,  $\ell = 0$  ou 4 et  $q' = 3$  ou 7 respectivement.

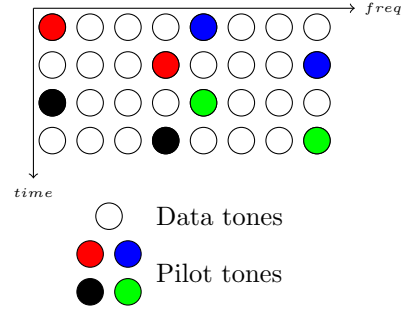


FIGURE 1 – Exemple d'une configuration de pilotes

La séquence de pilotes  $p_{n,k}$  est modulée QPSK ou BPSK dans la plupart des systèmes existants, i.e.,  $p_{n,k} \in \{\pm 1, \pm \sqrt{-1}\}$ . Dans un article récent, nous avons proposé un test GLR (Generalized Likelihood Ratio) qui exploite uniquement l'ensemble  $\mathcal{P}$  comme information en entrée. Dans cet article, nous montrons qu'en exploitant la corrélation entre pilotes, comme proposée en [9], nous arrivons à améliorer les performances de notre algorithme.

## 3 Détecteur Proposé

La détection d'un système est faite en observant  $M$  OFDM symboles, et en supposant le motif de pilotes  $\mathcal{P}$  connu, ainsi que la corrélation entre les pilotes. On rappelle que la détection d'un système utilisant un motif  $\mathcal{P}$  est exprimée par le test d'hypothèses suivant :

$$\begin{cases} \mathcal{H}_0 & : \text{ Pas de signal, juste du bruit} \\ \mathcal{H}_1 & : \text{ Un système utilisant le motif } \mathcal{P} \text{ est présent} \end{cases} \quad (4)$$

Sous  $\mathcal{H}_0$ , les échantillons observés représentent le bruit de fond et le bruit thermique. Dans ce cas, la distribution des observations s'écrit sous la forme suivante

$$f(\mathbf{X}; \mathcal{H}_0, \sigma^2) = \frac{1}{|\pi\sigma^2|^{MN}} \exp\left(-\frac{\text{tr}[\mathbf{X}\mathbf{X}^H]}{\sigma^2}\right). \quad (5)$$

où  $\mathbf{X}$  est la matrice des échantillons observés de dimensions  $M \times N$ , et  $\text{tr}[\cdot]$  est la trace d'une matrice donnée.

Sous  $\mathcal{H}_1$ , le signal présent utilise l'ensemble  $\mathcal{P}$  comme motif de pilotes (eq. 2). Afin d'alléger les notations, on note par  $\nu = (n, k)$  le couple d'indices temps-fréquence. On définit  $\mathcal{P}_k = \{(n, k) | \forall n\} \cap \mathcal{P}$  comme le sous ensemble contenant les indices des pilotes se trouvant sur une sous-porteuse  $k$ . De même,  $\mathcal{D}_k = \{(n, k) | \forall n\} \cap \mathcal{D}$  est le sous ensemble d'indices temps-fréquence des données se trouvant sur la même sous porteuse  $k$ . Le cardinal d'un ensemble  $\mathcal{C}$  est noté par  $|\mathcal{C}|$ . Ne disposant d'aucune information sur la distribution des symboles  $a_{n,k}$ , on suppose que le vecteur contenant les échantillons indexés par

les éléments de  $\mathcal{D}_k$  ont une distribution Gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma_k^2$ . Sous condition que  $\nu \in \mathcal{P}$  on a  $(X_\nu - H_k p_\nu; \nu \in \mathcal{P}) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ , et ainsi on peut écrire :

$$f(\mathbf{X}; \mathcal{H}_1, \sigma^2, \mathbf{p}, \mathbf{H}, \sigma_k^2) = \prod_k \left( \prod_{\nu \in \mathcal{P}_k} \frac{1}{\pi \sigma^2} e^{-\frac{1}{\sigma^2} |X_\nu - H_k p_\nu|^2} \prod_{\nu \in \mathcal{D}_k} \frac{1}{\pi \sigma_k^2} e^{-\frac{1}{\sigma_k^2} |X_\nu|^2} \right). \quad (6)$$

où  $\mathbf{p}$  définit la séquence des pilotes de taille  $|\mathcal{P}|$ . Afin d'obtenir le détecteur GLR on maximise dans un premier temps l'équation (5) par rapport à  $\sigma^2$  et l'équation (6) par rapport à  $(\sigma^2, \{\sigma_k^2\})$ . Nous obtenons les estimées au sens du maximum de vraisemblance de  $\sigma^2, \sigma_k^2$  comme suit :

$$\mathcal{H}_0 : \quad \widehat{\sigma^2} = \frac{1}{MN} \text{tr}[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] \quad (7)$$

$$\mathcal{H}_1 : \quad \begin{cases} \widehat{\sigma_k^2} &= \frac{1}{|\mathcal{D}_k|} \sum_{\nu \in \mathcal{D}_k} |X_\nu|^2 \\ \widehat{\sigma^2} &= \frac{1}{|\mathcal{P}|} \sum_k \sum_{\nu \in \mathcal{P}_k} |X_\nu - H_k p_\nu|^2. \end{cases} \quad (8)$$

Dans notre premier article, nous avons construit le test GLR en utilisant directement les équations ci dessus et ce en ignorant la possibilité d'existence d'une corrélation entre pilotes. Dans ce qui suit, nous montrons comment cette corrélation peut être exploitée.

Soit  $\mathcal{C}$  l'ensemble contenant les valeur de  $k$  satisfaisant  $\mathcal{P}_k \neq \emptyset$ , et soit  $\{\mathcal{C}_1, \mathcal{C}_2\}$  une partition de  $\mathcal{C}$ , tel que si  $k \in \mathcal{C}_1$  alors  $k + q \in \mathcal{C}_2$ . On définit  $\delta = (\ell, q)$  et  $\nu + \delta = (n + \ell, k + q)$ . Il est évident que si  $\nu \in \mathcal{P}_k$  alors  $\nu + \delta \in \mathcal{P}_{k+q}$ . L'estimée par maximum de vraisemblance de  $\sigma^2$  peut s'exprimer comme suit :

$$\widehat{\sigma^2} = \frac{1}{|\mathcal{P}|} \sum_{k \in \mathcal{C}_1} \sum_{\nu \in \mathcal{P}_k} \|[X_\nu \ X_{\nu+\delta}] - [H_k \ H_{k+q} e^{i\varphi}] p_\nu\|^2 \quad (9)$$

En maximisant cette expression par rapport à  $\{p_\nu, \nu \in \mathcal{P}_k\}_{k=1}^N$ , tel que  $\mathcal{P}_k \neq \emptyset$ , l'estimée au sens du maximum de vraisemblance de la séquence de pilotes est obtenue comme suit :

$$\{p_\nu\}_{\nu \in \mathcal{P}_k} = \arg \max_{\mathfrak{R}} \left\{ \sum_{\nu \in \mathcal{P}_k} p_\nu^H (X_\nu + e^{j\phi} X_{\nu+\delta}) \right\}, \quad (10)$$

où  $\phi = \theta_{k+q} - \theta_k + \varphi$ , tel que  $\theta_{k+q}, \theta_k$  sont les arguments de la réponse fréquentielle du canal aux sous-porteuses  $k$  et  $k + q$ . Le problème exprimé en équation (10) a déjà été traité dans [10], où les auteurs ont proposé des algorithmes optimaux pour la détection de signaux PSK moyennant un coût de calcul de  $|\mathcal{P}_k| \log_2(|\mathcal{P}_k|)$ . Cependant, il nous faut d'abord trouver une estimée de  $\phi$ . En maximisant (10) par rapport à  $\phi$  on aboutit à :

$$e^{j\hat{\phi}} = \sum_{\nu \in \mathcal{P}_k} \frac{X_{\nu+\delta}^H X_\nu}{|X_{\nu+\delta}^H X_\nu|} \quad (11)$$

Ainsi, pour tout  $k \in \mathcal{C}_1$ , on introduit le vecteur contenant les éléments suivants :

$$\{\widetilde{X}_\nu\}_{\nu \in \mathcal{P}_k} = X_\nu + e^{j\hat{\phi}} X_{\nu+\delta}, \quad (12)$$

à l'algorithme proposé dans [10], afin d'obtenir une estimée de la moitié de la séquence des pilotes. Le reste des pilotes est obtenu grâce à la corrélation introduite entre paires de pilotes exprimé dans l'équation (3). L'estimée au sens du maximum de vraisemblance du canal est obtenue par l'équation suivante :  $\widehat{H}_k = \frac{1}{|\mathcal{P}_k|} \sum_{\nu \in \mathcal{P}_k} \widehat{p}_\nu^H Y_\nu$ . A cette étape, nous avons les estimées de tous les paramètres, on peut alors calculer le test statistique comme introduit dans notre premier article comme suit :

$$\begin{aligned} \mathcal{T}(\mathbf{X}, \mathcal{P}) &= MN \log(\|\mathbf{X}\|^2) - \\ &|\mathcal{P}| \log \left( \sum_k \left( \sum_{\nu \in \mathcal{P}_k} |X_\nu|^2 - \frac{1}{|\mathcal{P}_k|} \left| \sum_{\nu \in \mathcal{P}_k} \widehat{p}_\nu^H X_\nu \right|^2 \right) \right) \\ &- \sum_k |\mathcal{D}_k| \log \left( \sum_{\nu \in \mathcal{D}_k} |X_\nu|^2 \right) \stackrel{\mathcal{H}_1}{\geq} \eta_{\text{det}}, \quad (13) \end{aligned}$$

Le seuil de décision est indépendant du rapport signal à bruit et est obtenu par simulation de monté-carlo, en assumant le motif  $\mathcal{P}$  absent, voir section 4 pour plus de détails. En considérant le coût de calcul de chaque termes de l'équation (13), le coût total de l'algorithme est de  $MN \log N + \sum_{k \in \mathcal{C}_1} |\mathcal{P}_k| \log_2(|\mathcal{P}_k|) + 2MN + |\mathcal{P}|$ .

## 4 simulations

Les simulations ont été effectuées sur des signaux OFDMA. Tous les résultats présentés dans cette section ont été moyennés sur 1000 réalisations. Une synchronisation parfaite est supposée à la réception. Le seuil de décision est déterminé expérimentalement comme suit : le test statistique est calculé pour  $10^4$  réalisations indépendantes avec absence de signal. Les valeurs obtenues sont ensuite triées dans l'ordre décroissant, le seuil est choisi comme étant  $100 \times P_{\text{fa}}\%$  éléments des valeurs obtenues. Par exemple pour une  $P_{\text{fa}} = 0.02$ , le seuil est choisi comme étant le  $0.02 \times 10^4 = 200^{\text{eme}}$  élément ; i.e., tel que  $100 \times P_{\text{fa}}\%$  des valeurs obtenues sont au dessus du seuil.

On considère le cas traité en [11]. Un signal OFDMA à  $N = 512$  sous-porteuses, préfixe cyclique  $D = 64$ . Parmi les  $N$  sous porteuses, 60 sont dédiées aux pilotes, 360 aux données, 91 sont mises à zéro pour les intervalles de gardes et une DC. Les sous-porteuses dédiées aux données ont toutes la même puissance et chaque symbole  $d_{n,k}$  est choisi de manière aléatoire suivant une loi uniforme d'une constellation QPSK, 16-QAM or 64-QAM. Le rapport signal à bruit est défini comme  $RSB = 10 \log_{10}(E_s/\sigma_w^2)$  en dB, où  $E_s$  représente la puissance moyenne du signal transmis. Le canal de propagation simulé est un canal sélectif en fréquence possédant un profil exponentiel décroissant. La configuration des pilotes est une configuration dite comb-type (i.e qu'une sous porteuse donnée est dédiée au pilotes  $\forall n$ ), la corrélation induite entre pilotes est telle que  $p_{n,k} = p_{n,k+210}$ . Le nombre de symboles observés est fixé à  $M = 24$ .

Les résultats obtenus pour une  $P_{\text{fa}} = 0.02$  sont illustrés

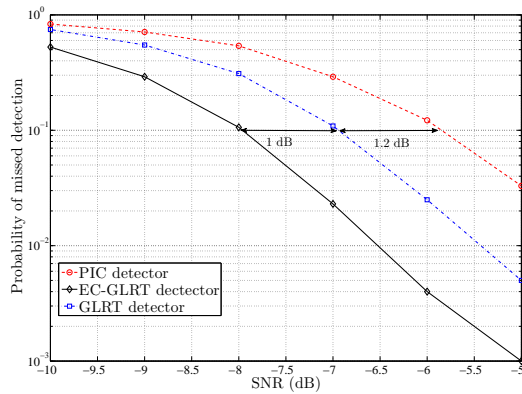


FIGURE 2 – Probabilité de non détection en fonction du SNR

en Figure 2, où les performances du GLRT sont comparés à la technique PIC (Pilot Induced Cyclostationarity) proposée en [9] et à notre premier GLRT. On remarque que la technique que nous proposons est plus performante que les deux autres techniques. En effet, pour une probabilité de non détection  $P_m = 10^{-1}$ , le gap du RSB entre cette technique et le premier GLRT vaut 1 dB et 2.2 dB par la technique PIC.

La Figure 3, montre l'effet d'un canal variant dans le temps sur les performances de l'algorithme. La variation dans le temps a été simulée en utilisant le modèle de Jakes. Plusieurs valeurs de fréquence maximale de Doppler sont testées pour une  $P_{fa} = 0.02$ . On remarque que les performances de notre méthode sont toutes aussi robustes à l'effet Doppler que la technique PIC. En effet, pour  $f_d = 200\text{Hz}$  nous perdons 1.4 dB tant dis que la technique PIC perd 1.2 dB. Ceci n'affecte pas l'efficacité de notre technique vu qu'une détection à faible RSB n'est pas requise et pourrait engendrer une connexion à un réseau à faible qualité de lien ce qui représente une perte en temps et en énergie.

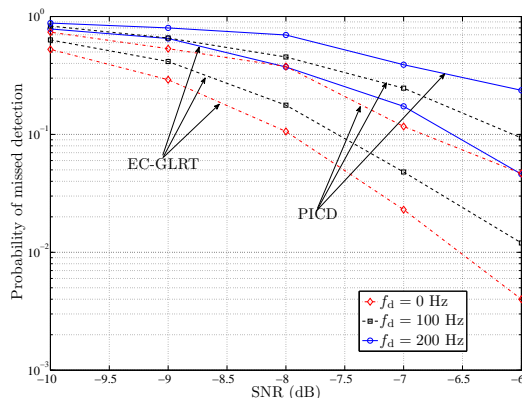


FIGURE 3 – Probabilité de non détection en fonction du RSB pour différentes valeurs de fréquence Doppler

## 5 Conclusion

Dans cet article nous avons montré comment il était possible d'exploiter la corrélation souvent introduite entre paires de pilotes afin d'améliorer les performances de notre premier algorithme proposé en [1]. La technique que nous proposons possède un faible coût de calcul et ne requiert aucune modification au niveau des couches basses des systèmes déjà existants. Les performances de cette technique ont été comparées à notre premier algorithme ainsi qu'à la technique PIC [9]. Les simulations ont montré qu'en utilisant les mêmes informations sur le signal que la technique PIC, nous arrivons à obtenir de meilleures performances. Plus qu'une simple détection, notre technique effectue aussi une estimation de la puissance du bruit et du canal.

## Références

- [1] M.-R. Oularbi, S. Gazor, S. Houcke, A. Aïssa-El-Bey, "GLR Test for OFDM System Identification Using Pilot Tone Pattern," *Submitted to IEEE transaction on wireless communication*, 2011.
- [2] IEEE 802.22 WG, "IEEE 802.22 Working Group on Wireless Regional Area Networks Enabling Rural Broadband Wireless Access Using Cognitive Radio Technology," <http://www.ieee802.org/22/>, [Online; accessed 24-Sep-2010].
- [3] U.S. FCC, "Second Report and Order and Memorandum Opinion and Order, in the Matter of Unlicensed Operation in the TV Broadcast Bands Additional Spectrum for Unlicensed Devices Below 900 MHz and in the 3 GHz Band," Tech. Rep., FCC, 2008.
- [4] M. Oner and F. Jondral, "On the extraction of the channel allocation information in spectrum pooling systems," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 25, no. 3, pp. 558–565, apr. 2007.
- [5] T. Yucek and H. Arslan, "OFDM Signal Identification and Transmission Parameter Estimation for Cognitive Radio Applications," *GLOBECOM nov. 2007*, pp. 4056–4060.
- [6] A. Bouzegzi, P. Ciblat, and Pi. Jallon, "New algorithms for blind recognition of ofdm based systems," *Signal Processing*, vol. 90, no. 3, pp. 900–913, 2010.
- [7] L. E. Doyle P. D. Sutton, K. E. Nolan, "Cyclostationary Signatures in Practical Cognitive Radio Applications," *IEEE Journal on In Selected Areas in Communications*, 2008.
- [8] K. Maeda, A. Benjebbour, T. Asai, T. Furuno, and T. Ohya, "Recognition Among OFDM-Based Systems Utilizing Cyclostationarity-Inducing Transmission," apr. 2007, pp. 516–523.
- [9] F.-X. Socheleau, P. Ciblat, S. Houcke, A. Aïssa-El-Bey, "Identification des systèmes OFDM cognitifs basée sur les signatures pilotes cyclostationnaires," *XXII colloque GRETSI*, Sep 2009.
- [10] S. Gazor, M. Derakhtian, and A.A. Tadaion, "Computationally Efficient Maximum Likelihood Sequence Estimation and Activity Detection for M-PSK Signals in Unknown Flat Fading Channels," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 17, no. 10, pp. 871–874, oct. 2010.
- [11] F.-X. Socheleau, S. Houcke, P. Ciblat, and A. Aïssa-El-Bey, "Cognitive ofdm system detection using pilot tones second and third-order cyclostationarity," *Signal Processing*, vol. 91, no. 2, pp. 252–268, 2011.