

Identification des systèmes OFDM cognitifs basée sur les signatures pilotes cyclostationnaires

François-Xavier SOCHELEAU¹, Sébastien HOUCKE¹, Philippe CIBLAT², Abdeldjalil AÏSSA-EL-BEY¹

¹INSTITUT TELECOM; TELECOM Bretagne, UMR CNRS 3192 Lab-STICC,
Université européenne de Bretagne,
Technopôle Brest Iroise-CS 83818, 29238 Brest Cedex, France

²INSTITUT TELECOM; TELECOM ParisTech,
46 rue Barrault, F-75634 Paris Cedex 13, France

fx.socheleau@telecom-bretagne.eu, sebastien.houcke@telecom-bretagne.eu,
philippe.ciblat@enst.fr, abdeljalil.aissaelbey@telecom-bretagne.eu

Résumé – Établir et maintenir la connectivité au sein des réseaux cognitifs tout en supportant des sauts de fréquence opportunistes est une tâche délicate inhérente à la radio cognitive. Une solution pour résoudre ce problème consiste à embarquer dans la couche PHY des signatures spécifiques à chaque réseau permettant de détecter les canaux fréquentiels utilisés par ceux-ci. Dans cet article, nous nous focalisons sur les systèmes OFDM et suggérons d'embarquer des signatures sur les tons pilotes. Plus précisément, la méthode proposée s'appuie sur la redondance périodique souvent induite entre les symboles pilotes. Nous démontrons que les systèmes OFDM peuvent être identifiés grâce à cette redondance en conduisant un test d'hypothèse basé sur les statistiques du second ordre. Des exemples numériques détaillés montrent l'efficacité du critère proposé dans un environnement doublement dispersif.

Abstract – Establishing and maintaining connectivity within cognitive networks while supporting opportunistic carrier frequency hops is a challenging task inherent to cognitive radio. One solution to overcome this challenge is to embed network specific signatures in the PHY layer that are used to detect the frequency channels in which a given network operates. In this paper, we focus on cognitive OFDM systems and advocate to embed signatures onto pilot tones. Specifically, the proposed method relies on the periodic redundancy often induced between pilot symbols. We demonstrate that OFDM systems can be identified thanks to this redundancy by conducting a hypothesis test based on second order statistics. Detailed numerical examples show the efficiency of the proposed criterion in a doubly dispersive environment.

1 Introduction

L'utilisation actuelle du spectre radio, restreinte par un système de régulation inadapté, ne permet plus de répondre à la demande croissante de nouveaux services sans-fil. Le concept de radio cognitive [1] offre aujourd'hui la possibilité d'évoluer d'une utilisation statique du spectre vers des modèles de partage dynamique des ressources fréquentielles. Ces modèles envisagent notamment d'autoriser des systèmes radios dits opportunistes à transmettre dans des bandes de fréquences sous-licences lorsque celles-ci sont temporairement inactives. Dans ce contexte, le fréquence d'émission d'un système opportuniste peut changer au cours du temps car l'accès au spectre est contraint par les autres systèmes partageant la même bande de fréquence. La difficulté est alors d'établir et de maintenir les connexions au sein des réseaux opportunistes tout en supportant des sauts de fréquence difficilement prévisibles. Une solution pour traiter cette difficulté est d'embarquer dans la couche PHY de ces réseaux, des signatures propres à chacun, permettant d'identifier les bandes de fréquences utilisées par ceux-ci. Cette identification peut permettre aux systèmes qui veulent joindre un réseau particulier d'établir la communication ou de faciliter la coordination

réseau pour les systèmes déjà connectés.

Dans cette contribution nous nous focalisons sur les systèmes OFDM car ils sont de très bon candidats pour la radio cognitive [2]. L'identification OFDM a principalement été étudiée en utilisant diverses propriétés de corrélation ou de cyclostationnarité induites par le préfixe cyclique (PC) [3, 4, 5]. Ces approches présentent des performances fortement dépendantes de la durée du PC et de l'étalement temporel du canal de propagation et sont totalement incapables de discriminer des systèmes avec le même espacement entre sous-porteuses.

En étudiant les systèmes OFDM existants (Wifi, WiMAX, DVB-T etc.), on peut noter que les symboles pilotes, utilisés pour l'estimation du canal et/ou des opérations de synchronisation, sont souvent dupliqués dans le plan temps-fréquence en suivant une distribution particulière. Cette propriété induit de la corrélation entre les porteuses pilotes que l'on propose d'exploiter conjointement avec la périodicité de la position de ces pilotes dans le plan temps-fréquence pour effectuer l'identification.

L'article est structuré comme suit. La section 2 décrit le modèle de signal OFDM. La section 3 introduit le schéma de génération des signatures pilotes cyclostationnaires. La méthode d'identification associée à ce schéma est ensuite

détaillée à la section 4. Les performances d'identification sont évaluées à la section 5. Enfin, les conclusions sont présentées à la section 6.

2 Modèle

Supposons qu'un symbole OFDM soit constitué de N sous-porteuses, le signal discret en bande de base à l'émission s'écrit

$$x(m) = \sqrt{\frac{E_s}{N}} [x_d(m) + x_t(m)], \quad (1)$$

où

$$x_d(m) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{\substack{n=0 \\ n \notin \mathcal{I}(k)}}^{N-1} a_k(n) e^{2i\pi \frac{n}{N}(m-D-k(N+D))} \cdot g(m - k(N+D)),$$

et

$$x_t(m) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{n \in \mathcal{I}(k)} b_k(n) e^{2i\pi \frac{n}{N}(m-D-k(N+D))} \cdot g(m - k(N+D)). \quad (2)$$

E_s est la puissance du signal et $a_{k,n}$ sont les symboles de données transmis à la sous-porteuse n du k -ième bloc OFDM. Ces symboles de données sont supposés centrés, indépendants, identiquement distribués (i.i.d) et de variance unitaire. D est la longueur du préfixe cyclique et $m \mapsto g(m)$ est le filtre de mise en forme rectangulaire. $\mathcal{I}(k)$ dénote l'ensemble des indices des sous-porteuses pilotes du k -ième bloc OFDM et $b_k(n)$ les symboles pilotes.

Soit $\{h(l)\}_{l=0, \dots, L-1}$ la réponse impulsionnelle discrète du canal de propagation de longueur L . Le signal reçu est alors exprimé comme

$$y(m) = e^{-i(2\pi\varepsilon \frac{m-\tau}{N} + \theta)} \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x(m-l-\tau) + \eta(m), \quad (3)$$

où ε est l'offset fréquentiel, θ la phase aléatoire initiale, τ le décalage temporel à la réception et $\eta(m)$ le bruit additif blanc gaussien défini comme $\eta(m) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$.

3 Génération des signatures pilotes cyclostationnaires

La répartition des tons pilotes OFDM dans le plan temps-fréquence est toujours déterministe pour répondre aux contraintes d'estimation canal. Par exemple, dans [6] il est démontré que les pilotes optimaux, au sens du minimum de l'erreur quadratique moyenne d'estimation du canal, sont ceux qui sont identiquement espacés en fréquence et de même puissance. Comme le nombre de tons pilotes est fini, le caractère déterministe des tons pilotes peut être exprimé comme $\mathcal{I}(k+K) = \mathcal{I}(k)$, $K \in \mathbb{Z}$. Une telle périodicité est une propriété intéressante qui peut être exploitée en parallèle avec une corrélation entre symboles pilotes $b_k(n)$ pour induire de la cyclostationnarité.

Soit $c_k(n)$ le k -ième symbole de la sous-porteuse n tel que

$$c_k(n) = \begin{cases} b_k(n), & \text{si } n \in \mathcal{I}(k) \\ a_k(n) & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4)$$

Si les tons pilotes sont conçus tels que

$$b_k(p) = b_{k+d^{(p,q)}}(q) e^{i\varphi} \quad (5)$$

avec $d^{(p,q)} \in \mathbb{Z}$ et φ une constante comprise dans $[-\pi; \pi[$ alors les processus $\{c_k(p)\}_k$ et $\{c_k(q)\}_k$ sont conjointement cyclostationnaires avec pour fréquences cycliques non nulles l'ensemble défini par $\mathcal{A}_{(p,q)} = \left\{ \frac{m - \lfloor K/2 \rfloor}{K}, m \in \{0, 1, \dots, K-1\} \right\}$ où $\lfloor \cdot \rfloor$ dénote l'arrondi à l'entier inférieur. Le terme $e^{i\varphi}$ dans l'équation (5) est ici pour apporter de la souplesse aux structures PIC et éviter l'addition cohérente de symboles pilotes qui entraîne une augmentation du PAPR (peak-to-average power ratio).

La propriété précédente indique qu'il est possible de définir des signatures S en considérant les différentes combinaisons de $p, q, d^{(p,q)}$ et K , tel que

$$S \triangleq \left\{ (p, q, d^{(p,q)}, K) \mid \mathcal{A}_{(p,q)} \neq \emptyset \right\}. \quad (6)$$

Ces signatures sont appelées par la suite structure "PIC" pour Pilot Induced Cyclostationarity. A titre d'exemple, les structures pilotes DVB-T, Wifi et WiMAX peuvent être vues comme des signatures PIC (non intentionnelles) où

- DVB-T : $K = 4$, $d^{(p,q)} = 0, 1, 2$ ou 3 avec (p, q) n'importe quelle paire de tons pilotes.
- Wifi : $K = 1$, $d^{(p,q)} = 0$, avec (p, q) n'importe quelle paire de tons pilotes.
- WiMAX (mode DL-PUSC) : $K = 2$, $d^{(p,q)} = 0$ ou 1 avec (p, q) n'importe quelle paire de tons pilotes.

4 Identification des signatures pilotes cyclostationnaires

4.1 Statistiques de décisions

Les systèmes vérifiant les équations (1) et (6) ont une fonction d'intercorrélation $R_{c^{(p,q)}}(k, d^{(p,q)}) = \mathbb{E} \left[c_k(p) c_{k+d^{(p,q)}}^*(q) \right]$ périodique. On propose de réaliser l'identification à partir de l'évaluation de l'énergie de la fonction d'intercorrélation cyclique (FICC) aux fréquences cycliques $\alpha \in \mathcal{A}_{(p,q)}$. En pratique les symboles $c_k(n)$ sont accessibles seulement via les observations $Y_k(n)$ exprimées comme $Y_k(n) \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} y[k(N+D) + D + m] e^{-2i\pi \frac{nm}{N}}$ où $y(m)$ est le signal reçu. Le canal de propagation étant inconnu à la réception, nous devons donc utiliser la FICC de $(Y_k(p), Y_k(q))$ au lieu de $(c_k(p), c_k(q))$. Si l'on considère M symboles OFDM disponibles à la réception, l'énergie de la FICC de $y_k(p)$ et $y_k(q)$ est évaluée grâce à la fonction de coût suivante

$$J_{PIC} \triangleq \sum_{(p,q) \in \xi} \left(\sum_{\alpha \in \mathcal{A}_{(p,q)}} \left| \hat{R}_{Y^{(p,q)}}^\alpha \left(d^{(p,q)} \right) \right|^2 \right) \quad (7)$$

où

$$\hat{R}_{Y(p,q)}^\alpha \left(d^{(p,q)} \right) = \frac{1}{M - d^{(p,q)}} \sum_{k=0}^{M-d^{(p,q)}-1} \tilde{Y}_k(p) \tilde{Y}_{k+d^{(p,q)}}^*(q) e^{-i2\pi\alpha k} \quad (8)$$

et $\xi = \{(p, q) | \mathcal{A}_{(p,q)} \neq \emptyset \text{ and } d^{(p,q)} + K \leq M\}$.

L'identification peut se ramener à un problème de détection avec

$$\begin{cases} \mathcal{H}_0 & : y(m) \text{ est du bruit seul ou } y(m) \text{ n'intègre pas} \\ & \text{de structure PIC ou une structure PIC définie} \\ & \text{comme } S' = \left\{ (p', q', d^{(p',q')}, K') \mid \mathcal{A}'_{(p',q')} \neq \emptyset \right\} \\ & \text{tel que } S' \neq S. \\ \mathcal{H}_1 & : y(m) \text{ intègre une structure PIC définie comme} \\ & S = \{(p, q, d^{(p,q)}, K) \mid \mathcal{A}_{(p,q)} \neq \emptyset\}. \end{cases} \quad (9)$$

Pour décider de l'hypothèse la plus probable, nous proposons un test de détection contraint par un taux de fausse alarme constant. La décision est prise en comparant J_{PIC} à un seuil positif tel que

$$J_{PIC} \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{\gtrless}} \Lambda,$$

avec Λ défini comme

$$\mathcal{F}_{J_{PIC}|\mathcal{H}_0}(\Lambda) = 1 - P_{fa} \quad (10)$$

où $\mathcal{F}_{J_{PIC}|\mathcal{H}_0}$ est la fonction de répartition de J_{PIC} sou \mathcal{H}_0 et P_{fa} est le taux de fausse alarme toléré. Sous l'hypothèse \mathcal{H}_0 et d'après l'éq. (7), on peut montrer que J_{PIC} est une somme pondérée de variable aléatoires suivant une loi du chi-2 non centrée. La fonction de répartition de J_{PIC} peut alors [7] être exprimée comme une série de Laguerre dont l'expression est

$$\mathcal{F}_{J_{PIC}|\mathcal{H}_0}(x) = \frac{e^{-\frac{x}{2\omega}} x^\zeta}{(2\omega)^{\zeta+1} \Gamma(\zeta+1)} \sum_{k \geq 0} \frac{k! m_k}{(\zeta+1)_k} L_k^{(\zeta)} \left(\frac{(\zeta+1)x}{2\omega\nu} \right),$$

$\forall \nu > 0$ et $\omega > 0$, avec $\zeta = \sum_{(p,q) \in \xi} \text{card}(\mathcal{A}_{(p,q)})$ et $L_k^{(\zeta)}$ le k -ième polynôme de Laguerre vérifiant

$$L_k^{(\zeta)}(x) \triangleq \sum_{m=0}^k \binom{k+\zeta}{k-m} \frac{(-x)^m}{m!}.$$

$\Gamma(x) \triangleq \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$ et $(\cdot)_k$ dénote le symbole de Pochhammer défini comme $(x)_k \triangleq \frac{\Gamma(x+k)}{\Gamma(x)}$. Les coefficients m_k satisfont la relation de récurrence suivante

$$m_k = \frac{1}{k} \sum_{j=0}^{k-1} m_j g_{k-j}, \quad k \geq 1$$

avec

$$m_0 = 2(\zeta+1)^{\zeta+1} \frac{\omega^{\zeta+1}}{\zeta+1-\nu} \prod_{(p,q) \in \xi} \left(\omega\nu + \frac{\zeta+1-\nu}{2(M-d^{(p,q)})} \right)^{-\text{card}(\mathcal{A}_{(p,q)})}$$

et

$$g_j = \left(\frac{-\nu}{\zeta+1-\nu} \right)^j + \sum_{(p,q) \in \xi} \text{card}(\mathcal{A}_{(p,q)}) \left(\frac{\nu(2(M-d^{(p,q)})\omega-1)}{2(M-d^{(p,q)})\omega\nu+\zeta+1-\nu} \right)^j, \quad j \geq 1.$$

La série de Laguerre dépend de ν et ω qui peuvent être choisis de façon arbitraire. Le choix de ces paramètres impacte seulement la vitesse et l'uniformité de la convergence. Pour implémenter le calcul du seuil, cette série de Laguerre doit être tronquée. Le nombre de termes à considérer peut être estimé en utilisant l'expression analytique de l'erreur de troncature donnée dans [7].

4.2 Effet des erreurs de synchronisation

L'erreur de synchronisation temporelle et l'offset fréquentiel, représentés respectivement par les variables τ et ε dans l'éq. (3), détériorent les observations $Y_k(n)$ car ils génèrent de l'interférence entre symboles et entre sous-porteuses. Ces interférences induisent une atténuation de la fonction de coût J_{PIC} ce qui a pour conséquence de dégrader les performances de détection. Afin de garantir les meilleures performances, nous suggérons d'estimer (ε, τ) grâce à J_{PIC} . La figure 1 montre que J_{PIC} est maximum dans le cas d'une synchronisation parfaite, ce qui nous conduit à l'estimateur suivant

$$[\hat{\varepsilon}, \hat{\tau}] = \underset{(\varepsilon, \tau)}{\text{argmax}} J_{PIC}^{(\varepsilon, \tau)} \quad (11)$$

où $J_{PIC}^{(\varepsilon, \tau)}$ est défini comme dans l'éq. (7) en remplaçant $Y_k(n)$ par

$$Y_k^{(\varepsilon, \tau)}(n) \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} y[k(N+D)+D+m+t] e^{-2i\pi(\frac{nm}{N}-\varepsilon)}. \quad (12)$$

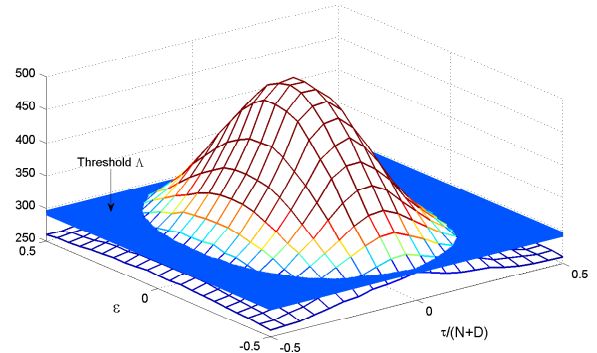


FIG. 1 – Effet des erreurs de synchronisation sur la fonction de coût J_{PIC} (Contexte de simulation de la section 5, SNR=0dB, $M = 24$, $f_d = 0$, $P_{fa} = 0.02$).

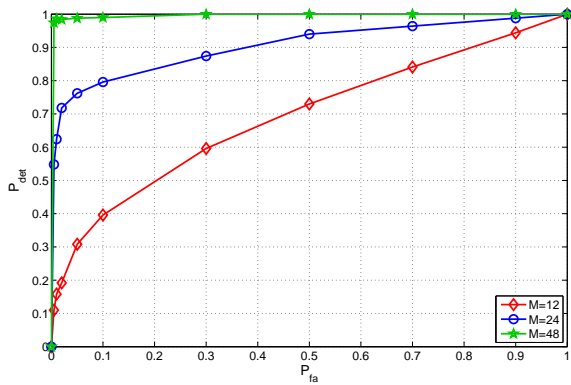


FIG. 2 – Courbes ROC en fonction de la taille de la fenêtre d’observation (SNR=-5dB).

5 Simulations

Nous considérons dans cette section des signaux OFDM 512 sous-porteuses avec un schéma de distribution des tons pilotes similaire au Mobile WiMAX DL-PUSC [8] avec $D = 64$. Le canal de propagation simulé est de la forme $\{h_k(l)\}_{l=0,\dots,L}$ avec un profil exponentiel décroissant $\mathbb{E}[|h_k(l)|^2] = Ge^{-l/\mu}$ pour $l = 0, \dots, L$ et G est choisi tel que $\sum_{l=0}^L \mathbb{E}[|h_k(l)|^2] = 1$. μ est fixé à 16. Le rapport signal sur bruit (SNR) est défini comme $\text{SNR}(\text{dB}) = 10\log_{10}(E_s/\sigma^2)$.

La figure 2 représente les caractéristiques de fonctionnement du récepteur (ROC) pour diverses longueurs de la fenêtre d’observation M à un SNR de -5dB. Nous pouvons observer que le taux de détection s’améliore sensiblement avec le nombre de symboles disponibles à la réception. Cependant, l’amélioration des performances relatives diminue avec la taille de la fenêtre.

La figure 3 montre l’impacte du canal sur les performances lorsque celui-ci est sélectif en temps. Les variations temporelles sont simulées en utilisant un modèle de Jakes. Différentes valeurs de fréquence doppler maximale f_d ont été testées pour un taux de fausse alarme de 2%. On peut voir sur cette figure que notre algorithme est robuste aux étalement doppler inférieur à 100Hz et que les performances se dégradent jusqu’à 6dB pour $f_d = 500\text{Hz}$ (à 3GHz, cela correspond à une vitesse relative de 180km/h). Cependant, on notera que même pour $f_d = 500\text{Hz}$, les performances de détection sont toujours excellentes dans la gamme de SNR où les systèmes OFDM offrent un taux d’erreur binaire assez bas pour être opérationnels.

6 Conclusions

Dans cet article, nous avons présenté un nouvel algorithme d’identification des systèmes OFDM permettant de faciliter la connexion aux réseaux cognitifs. La méthode exploite les motifs cyclostationnaires embarqués dans les tons pilotes qui présentent l’avantage (i) de discriminer des systèmes OFDM qui ont les mêmes paramètres de modulation (ii) de créer des signatures faciles à intercepter car les tons pilotes sont (quasiment) toujours présents dans

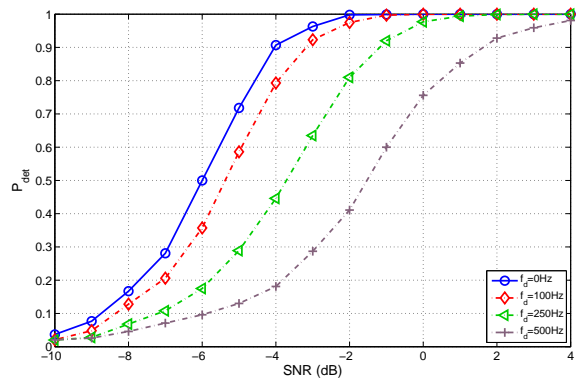


FIG. 3 – Effet de l’étalement doppler sur les performances de détection ($M = 24$, $P_{fa} = 0.02$).

le signal (iii) d’éviter d’ajouter de la signalisation dédiée aux opérations de détection/identification. Les résultats de simulation prouvent l’efficacité du critère d’identification proposé dans un environnement de propagation doublement sélectif.

Références

- [1] J. Mitola III, *Cognitive Radio An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio*, Ph.D. thesis, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2000.
- [2] T. Yucek, *Channel, Spectrum, and Waveform Awareness in OFDM-Based Cognitive Radio Systems*, Ph.D. thesis, University of South Florida, 2007.
- [3] T. Yucek and H. Arslan, “OFDM Signal Identification and Transmission Parameter Estimation for Cognitive Radio Applications,” in *IEEE Glob. Telecom.*, Nov. 2007, pp. 4056–4060.
- [4] H. Ishii and G. W. Wornell, “OFDM blind parameter identification in cognitive radios,” in *IEEE Conf. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept. 2005, pp. 700–705.
- [5] A. Bouzegzi, P. Jallon, and P. Ciblat, “A Second Order Statistics Based Algorithm for Blind Recognition of OFDM Based Systems,” in *IEEE Globecom Conf.*, Dec. 2008.
- [6] S. Ohno and G.B. Giannakis, “Optimal training and redundant precoding for block transmissions with application to wireless OFDM,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, no. 12, pp. 2113–2123, Dec. 2002.
- [7] A. Castano Martinez and F. Lopez Blazquez, “Distribution of a sum of weighted noncentral chi-square variables,” *Sociedad de Estadística e Investigación Operativa test*, vol. 14, no. 02, pp. 397–415, 2005.
- [8] IEEE Std. 802.16, *Part 16 : Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Amendment 2 : Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operations in License Bands and Corrigendum 1*, 2005.