

Estimation du Taux d'activité Temps-Fréquence d'un Signal OFDMA pour des Applications en Radio-Cognitive

Mohamed-Rabie OULARBI, François-Xavier SOCHELEAU, Sébastien HOUCHE, Abdeldjalil AISSA-EL-BEY

INSTITUT TELECOM, Telecom Bretagne, UMR CNRS 3192 Lab-STICC
Université Européenne de Bretagne, France
{prénom.nom}@telecom-bretagne.eu

Résumé – Cet article traite la problématique de l'estimation du taux d'activité temps-fréquence d'un signal OFDMA. L'information en sortie est dédiée à des applications radio cognitive essentiellement pour la prise de décision lors d'une tentative de handover vertical. L'originalité du papier repose sur le fait que le taux d'activité est estimé en utilisant les moments d'ordre un et deux du signal observé. En combinant ces deux valeurs on obtient le taux d'activité. Les résultats de simulations montrent que l'algorithme proposé possède de bonnes performances pour être utilisé dans un contexte de radio cognitive. Aussi, nous montrons que par le biais de l'utilisation de cette nouvelle méthode, on atteint de meilleures performances que celles que nous avons obtenues par un premier algorithme proposé en [1].

Abstract – The emerging trend to provide users with ubiquitous seamless wireless access leads to the development of multi-mode terminals able to smartly switch between heterogeneous wireless networks. This switching process known as vertical handover requires the terminal to first measure various network metrics. A relevant metric is the allocation rate of network physical channels. In the context of OFDMA and based on the physical signal properties, we propose a method to estimate this rate. Detailed numerical examples demonstrate the efficiency of the proposed estimator. Comparisons with a classical energy detector and one of our previous proposed approach [1] are also returned.

1 Introduction

Le domaine des télécommunications vit actuellement un rapide développement résultant de la prolifération des normes de communications sans fil. Ainsi, WiFi, WiMAX, 3G, etc, coexistent de nos jours créant de ce fait un environnement radio dit *hétérogène*. Dans un tel environnement, un challenge possible serait de développer des terminaux mobiles multi-standards capables de migrer intelligemment d'un standard à un autre, afin de maintenir le niveau de qualité de service requis par les applications utilisées par les couches supérieures. Le fait de changer de technologie est connu sous le nom de *handover vertical*.

Contrairement au handover horizontal entre deux stations de base d'un même réseau, dans le cas du handover vertical, les niveaux de rapport signal à bruit ne reflètent pas totalement la qualité de service disponible sur la station. Par conséquent, il sera plus judicieux de choisir des métriques basées sur le débit effectif et le taux d'allocation des canaux physiques [2].

L'OFDMA est une version multi-utilisateur du très célèbre schéma de modulation Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM). Le multi-accès est obtenu en OFDMA en assignant des sous-ensembles de sous porteuses individuellement à chaque utilisateur. Ceci permet d'ajuster les paramètres de transmission individuellement en fonc-

tion du lien reliant chaque utilisateur à la station de base. Ainsi, plus le nombre de sous porteuses actives est faible, plus le nombre d'utilisateurs et le trafic sur cette station de base le sont aussi. On en conclut que si la condition rapport signal sur bruit est satisfaite, il est préférable pour un terminal multistandards de se connecter à une telle station de base qu'à une où le taux d'activité temps-fréquence est élevé. Afin de pouvoir prendre de telles décisions le terminal doit être doté d'une certaine intelligence, cette technologie est appelée radio cognitive.

Dans certains réseaux, comme le WiMAX, l'allocation physique des slots est diffusée régulièrement par la station de base, afin d'être connue par n'importe quel terminal connecté à la station de base. Intercepter cette information requiert du terminal d'écouter toutes les trames échangées afin d'en extraire le préambule. Cette opération est très coûteuse en temps et en énergie et risque de rendre le processus de handover vertical très lent. Dans cet article, on s'intéresse à développer un algorithme passif d'estimation du taux d'activité temps fréquence. En effet, dans le contexte du vertical handover seul l'estimation passive est pertinente, car le terminal tend à savoir si la station de base répond à-priori à ses attentes, sans perdre de ressources (temps et énergie) en se connectant à cette dernière.

Dans un article récent [1], nous avons proposé une première

méthode d'estimation du taux d'activité temps fréquence. Dans cet article nous proposons une nouvelle méthode basée sur l'exploitation des moments d'ordre un et deux du signal observé. En résolvant le système d'équation on arrive à retrouver le taux d'activité avec une précision satisfaisante parfaitement en adéquation avec une utilisation en radio cognitive.

Cet article est organisé de la manière suivante : nous commençons par introduire la problématique en Section 2. La technique proposée est détaillée en Section 3. Des simulations comparant notre méthode à celle déjà proposée en [1] et à un détecteur d'énergie classique sont illustrées en Section 4. Enfin, la Section 5 conclue notre article.

2 Modèle du signal et problématique

Supposons qu'un signal OFDM constitué de \mathcal{N}_{sc} 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

$$Y_{k,n} \triangleq H_{k,n} \varepsilon_{k,n} a_{k,n} \sqrt{E_s} + \eta_{k,n} \quad (1)$$

où k représente l'indice temps et n l'indice de la sous-porteuse, $H_{k,n}$ est la réponse fréquentielle du canal sur la sous-porteuse n à l'instant k . E_s est la puissance moyenne du signal transmis. Le bruit $\eta_{k,n}$ est un processus circulaire symétrique complexe blanc Gaussien, i.e. $\eta_{k,n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$. Les symboles $a_{n,k}$ de donnée sont supposés indépendants et identiquement distribués. La variable $\varepsilon_{k,n}$ est une variable prenant ses valeurs dans l'ensemble discret $\{0, 1\}$ caractérisant l'absence ou la présence de signal de donnée sur la sous-porteuse n à l'instant k .

Le problème de l'estimation du taux d'activité temps-fréquence α peut être vu comme un problème de détection des slots actifs parmi les non-actifs, tel que

$$\alpha = \frac{\sum_{k,n} I(\varepsilon_{k,n} = 1)}{\mathcal{M}_s \mathcal{N}_{sc}} \quad (2)$$

où $I(A)$ est la fonction indicatrice de l'évènement A , et \mathcal{M}_s le nombre de symboles OFDM observés. Intuitivement, comme indiqué en [1], une structure de détecteur classique peut être utilisée pour cette tâche, tel que si σ_w est supposée connue, le taux estimé par :

$$\hat{\alpha} = \frac{\sum_{k,n} I(|Y_{k,n}| > s(\sigma_w))}{\mathcal{M}_s \mathcal{N}_{sc}} \quad (3)$$

où $s(\sigma_w)$ est une fonction seuil dépendant de la valeur de la puissance du bruit. Malheureusement, ce type d'approche possède l'inconvénient de dépendre du seuil choisi. La technique que nous proposons utilise les moments d'ordre un et deux de la valeur absolue des échantillons observés. En effet, nous montrons dans ce qui suit que ces moments dépendent du taux d'activité et qu'en les combinant il est possible de retrouver α en supposant σ_w connue.

3 Algorithme Proposé

Partant du fait que $\alpha\%$ des slots sont actifs et $(1-\alpha)\%$ ne le sont pas, le moment d'ordre un de la valeur absolue des échantillons observés s'écrit comme suit

$$\mathbb{E}[|Y_{n,k}|] = \alpha \mathbb{E}[|Y_{n,k}|/\varepsilon_{n,k} = 1] + (1-\alpha) \mathbb{E}[|Y_{n,k}|/\varepsilon_{n,k} = 0], \quad (4)$$

où $\mathbb{E}[\cdot]$ représente l'espérance conditionnelle. Pour tous les couples (n, k) tel que $\varepsilon_{n,k} = 0$, l'observation est faite de bruit uniquement, i.e. $Y_{n,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$, et donc $|Y_{n,k}|$ suit une loi de Rayleigh tel que

$$\mathbb{E}[|Y_{n,k}|/\varepsilon_{n,k} = 0] = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \sigma_w, \quad (5)$$

Quand $\varepsilon_{n,k} = 1$, le signal est présent, et l'expression analytique de la distribution des $Y_{n,k}$ est difficile à trouver. Les symboles $c_{n,k}$ peuvent avoir des distributions différentes dépendantes de la constellation utilisée à l'émission (généralement BPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM [3]). De plus, sachant que l'émetteur utilise l'AMC (Adaptive Modulation and Coding), la constellation utilisée peut être différente d'un slot à un autre. Vue l'information *a-priori* minimale sur les constellations choisies pour chaque slot, pour obtenir une expression approximative de cette distribution nous utilisons le principe de maximum d'entropie [4]. Ainsi, on suppose que la probabilité d'avoir chaque constellation est equi-répartie et vaut $1/4$ (l'impacte d'une telle hypothèse est discuté en Section 4). Par conséquent, l'espérance de $|Y_{n,k}|$ quand $\varepsilon_{n,k} = 1$ peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|Y_{n,k}| / \varepsilon_{n,k} = 1] &= \mathbb{E}[|c_{n,k} H_{n,k} \sqrt{E_s} + W_{n,k}|], \\ &= \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 \mathbb{E}[|c_{n,k} H_{n,k} \sqrt{E_s} + W_{n,k}| / c_{n,k} \in \mathcal{C}_{Q_j}], \end{aligned}$$

où les constellations \mathcal{C}_{Q_j} sont des Q_j -QAM tel que pour $j = 1, \dots, 4$, Q_j peut être égale à 2, 4, 16 ou 64 respectivement.

Sous l'hypothèse d'un bruit Gaussien et d'un canal de Rayleigh, la distribution des échantillons observés sachant les $c_{n,k}$ est gaussienne telle que :

$$Y_{n,k}/c_{n,k}, \varepsilon_{n,k} = 1 \sim \mathcal{CN}(0, \sum_0^{L-1} \sigma_{h(l)}^2 E_s |c_{n,k}|^2 + \sigma_w^2), \quad (6)$$

Il s'en suit naturellement que la valeur absolue $|Y_{n,k}|/c_{n,k}$ pour $\varepsilon_{n,k} = 1$ possède une distribution de Rayleigh. Après avoir intégré sur toutes les valeurs possibles de $c_{n,k}$ sur toutes les constellations possibles \mathcal{C}_{Q_j} , on trouve :

$$\mathbb{E}[|Y_{n,k}|/\varepsilon_{n,k} = 1] = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 \frac{1}{M_j} \sum_{p=1}^{M_j} \sqrt{\sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s |c_p|^2 + \sigma_w^2}, \quad (7)$$

où c_p et le $p^{ième}$ symbole de la constellation \mathcal{C}_{Q_j} , et par

conséquent

$$\begin{aligned}
& \mathbb{E}[|Y_{n,k}|/\varepsilon_{n,k} = 1] = \\
& \frac{\sqrt{\pi}}{8} \left[\frac{5}{2} \sqrt{\sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s + \sigma_w^2} + \frac{1}{4} \sqrt{\sum_l \sigma_{h(l)}^2 \frac{E_s}{5} + \sigma_w^2} \right. \\
& + \frac{1}{4} \sqrt{\frac{9}{5} \sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s + \sigma_w^2} + \frac{1}{16} \sqrt{\sum_l \sigma_{h(l)}^2 \frac{E_s}{21} + \sigma_w^2} \\
& + \frac{1}{8} \sqrt{\frac{5}{21} \sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s + \sigma_w^2} + \frac{1}{16} \sqrt{\frac{3}{7} \sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s + \sigma_w^2} \\
& + \frac{1}{8} \sqrt{\frac{13}{21} \sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s + \sigma_w^2} + \frac{1}{8} \sqrt{\frac{17}{21} \sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s + \sigma_w^2} \\
& + \frac{3}{16} \sqrt{\frac{25}{21} \sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s + \sigma_w^2} + \frac{1}{8} \sqrt{\frac{29}{21} \sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s + \sigma_w^2} \\
& \left. + \frac{13}{8} \sqrt{\frac{37}{21} \sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s + \sigma_w^2} + \frac{13}{16} \sqrt{\frac{7}{3} \sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s + \sigma_w^2} \right], \\
& = \varphi\left(\sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s\right). \tag{8}
\end{aligned}$$

où $\sigma_{h(l)}^2$ est la puissance du trajet l de la réponse impulsionnelle h du canal, et φ est une fonction qui associe $\sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s$ à l'espérance $\mathbb{E}[|Y_{n,k}|/\varepsilon_{n,k} = 1]$, quand σ_w^2 est supposé connue. Ainsi,

$$\mathbb{E}[|Y_{n,k}|] = \alpha \varphi\left(\sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s\right) + (1 - \alpha) \frac{\sqrt{\pi}}{2} \sigma_w.$$

Le moment d'ordre deux, $\mathbb{E}[|Y_{n,k}|^2]$ satisfait quant à lui :

$$\mathbb{E}[|Y_{n,k}|^2] = \sigma_w^2 + \alpha \sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s, \quad \forall \varepsilon_{n,k}. \tag{9}$$

Il s'en suit que $\sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s$ vaut :

$$\sum_l \sigma_{h(l)}^2 E_s = \frac{\mathbb{E}[|Y_{n,k}|^2] - \sigma_w^2}{\alpha}. \tag{10}$$

En notant $\hat{\mu}_1$ et $\hat{\mu}_2$, les moments estimés d'ordre un et deux respectivement, tel que

$$\hat{\mu}_1 = \frac{1}{\mathcal{M}_s \mathcal{N}_{sc}} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{\mathcal{N}_{sc}-1} |Y_{n,k}|, \tag{11}$$

$$\hat{\mu}_2 = \frac{1}{\mathcal{M}_s \mathcal{N}_{sc} - 1} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{\mathcal{N}_{sc}-1} |Y_{n,k}|^2. \tag{12}$$

En remplaçant ces valeurs dans l'équation (4), l'estimée du taux d'activité temps-fréquence est la racine de l'équation suivante

$$\hat{\alpha} \varphi\left(\frac{\hat{\mu}_2 - \sigma_w^2}{\hat{\alpha}}\right) + (1 - \hat{\alpha}) \frac{\sqrt{\pi}}{2} \sigma_w - \hat{\mu}_1 = 0. \tag{13}$$

Malheureusement, cette équation ne possède pas de solution analytique. Nous proposons alors de la résoudre par dichotomie.

4 simulations

Les simulations ont été effectuées sur des signaux OFDMA, $N = 512$ sous-porteuses, préfixe cyclique $D = 128$. Le nombre de symboles observés est fixé à $M = 24$. Le canal de propagation simulé est un canal sélectif en fréquence et en temps avec une fréquence Doppler de 100 Hz. Les $a_{n,k}$ sont uniformément choisis à partir d'une BPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM[3].

La Figure 1 illustre les performances de l'algorithme proposé en fonction du taux d'allocation temps-fréquence pour différents RSB, et ceci dans le cas où la variance du bruit est supposée parfaitement connue ou estimée grâce à la technique proposée en [5]. On remarque que les performances de l'algorithme se détériorent quand σ_w^2 est estimée, mais offre encore des performances satisfaisantes pour l'application visée. En effet, une EQMN de -15 dB est largement suffisante pour décider si l'on peut déclencher un handover vertical ou non.

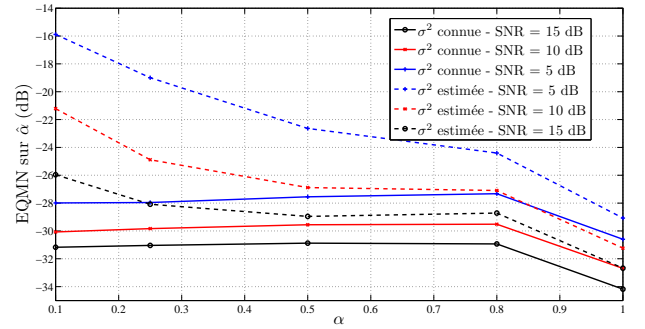


FIGURE 1 – NMSE de la méthode proposée en fonction du taux d'allocation temps-fréquence, σ_w^2 connue et estimée, nombre de sous-porteuses $\mathcal{N}_{sc} = 512$, nombre de symboles OFDM $\mathcal{M}_s = 24$, Doppler de 100 Hz.

Dans la Figure 2, nous comparons les performances de notre technique avec celle déjà proposée en [1], ainsi qu'à l'approche de détection classique à taux d'alarme constant [6]. La variance du bruit est supposée connue pour les trois méthodes. On peut remarquer que la technique proposée possède de meilleures performances que les deux autres techniques.

La Figure 3 illustre les performances de l'algorithme dans le cas où les $c_{n,k}$ ne sont pas uniformément distribués parmi les quatre constellations citées précédemment. Les simulations ont été conduites en supposant que les probabilités associées à chaque constellation sont les suivantes : $P(c_{n,k} \in \text{BPSK}) = \frac{1}{10}$, $P(c_{n,k} \in \text{QPSK}) = \frac{1}{10}$, $P(c_{n,k} \in \text{16-QAM}) = \frac{4}{10}$, $P(c_{n,k} \in \text{64-QAM}) = \frac{4}{10}$. L'EQMN est détériorée en comparant avec le cas uniforme, mais reste acceptable, la perte en dB ne vaut pas plus de 14%. On peut en conclure que la technique est ainsi robuste à la distribution des constellations.

Enfin dans la Figure 4, nous présentons l'impacte du

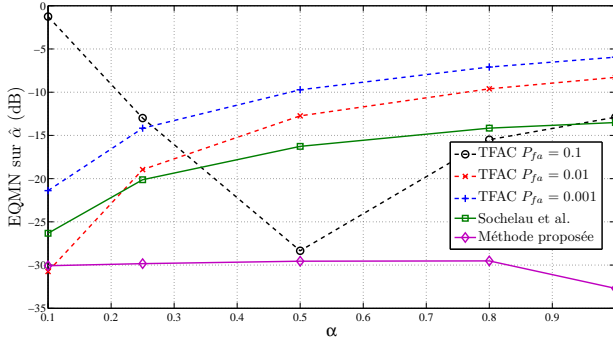


FIGURE 2 – Comparaison entre la technique proposée, ancienne technique [1] et la méthode à taux de fausse alarme constant

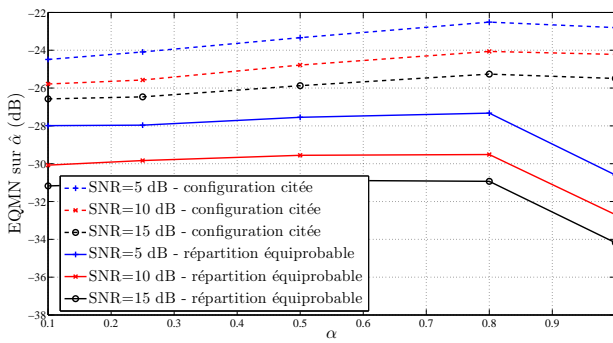


FIGURE 3 – EQMN de la méthode proposée sous le cas : d’une distribution uniforme des constellations, et sous le cas d’une distribution $P(c_{n,k} \in \text{BPSK}) = \frac{1}{10}$, $P(c_{n,k} \in \text{QPSK}) = \frac{1}{10}$, $P(c_{n,k} \in 16\text{-QAM}) = \frac{4}{10}$, $P(c_{n,k} \in 64\text{-QAM}) = \frac{4}{10}$, nombre de sous-porteuse $N_{sc} = 512$, nombre de symboles OFDM $M_s = 24$, Doppler de 100 Hz, σ_w^2 supposée connue.

nombre de symboles OFDM observés sur les performances de notre technique. Évidemment, les performances s’améliorent avec l’augmentation du nombre de symboles M_s . Ceci peut être justifié de manière intuitive, du fait que la qualité des estimateurs des moments d’ordre un et deux s’améliore avec l’augmentation du nombre de symboles. Malheureusement, on ne peut pas augmenter M_s de manière arbitraire vu que ce paramètre détermine le temps d’acquisition des échantillons (temps avant qu’une décision ne soit prise). Par exemple 12, 24 et 48 symboles correspondent à 1.25, 2.5 et 5 ms pour les systèmes WiMAX Mobile.

5 Conclusion

Dans cet article nous avons proposé une nouvelle technique d’estimation du taux d’activité temps-fréquence. Cette méthode possède de meilleures performances que celle pro-

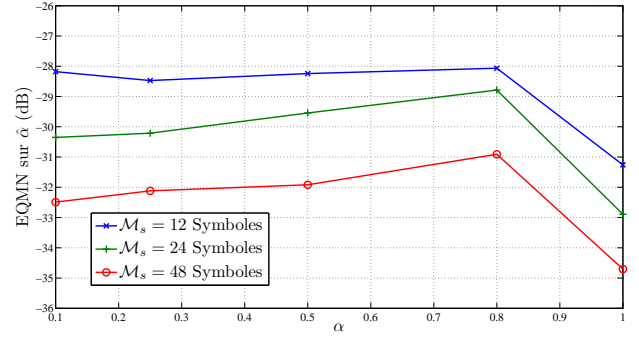


FIGURE 4 – Impact du nombre de symboles sur les performances de notre méthode, nombre de sous-porteuse $N_{sc} = 512$, Doppler de 100 Hz, σ_w^2 supposée connue.

posée en [1]. La technique proposée utilise les moments d’ordre un et deux de la valeur absolue des observations, elle ne dépend d’aucun seuil de détection et ses performances sont prometteuses pour une utilisation dans un contexte de radio cognitive.

Références

- [1] F.-X. Socheleau, S. Houcke, and A. Aissa-El-Bey, “Estimation aveugle du taux d’activité temps-fréquence des signaux OFDMA,” *XXII colloque GRETSI*, 2009.
- [2] Z. Dai, R. Fracchia, J. Gosteau, P. Pellati, and G. Vivier, “Vertical handover criteria and algorithm in IEEE 802.11 and 802.16 hybrid networks,” *ICC*, pp. 2480–2484, 2008.
- [3] IEEE Std 802.16, “Part 16 : air interface for broadband wireless access systems, Amendment 2 : Physical and Medium Access Control layers for Combined Fixed and Mobile Operation in License Bands and Corrigendum 1,” 2005.
- [4] E. T. Jaynes, *Probability Theory : The Logic of Science.*, Addison Wesley, NY, 2000.
- [5] F.-X. Socheleau, A. Aissa-El-Bey, and S. Houcke, “Non Data-Aided SNR Estimation of OFDM Signals,” *IEEE communications letters*, vol. 12, no. 11, 2008.
- [6] L. Scharf, *Statistical Signal Processing : Detection, Estimation, and Time Series Analysis.*, Addison Wesley, NY.