

Utilisation de la modulation OFDM/OQAM pour l’insertion dynamique dans le spectre en “cognitive radio”

Alexandre SKRZYPCZAK¹, Jacques PALICOT¹, Pierre SIOHAN²,

¹Supélec/IETR, Equipe SCEE
Avenue de la Boulaie, 35576 Cesson-Sévigné Cedex, France

²Orange Labs
4 rue du Clos Courtel, BP 91226, 35512 Cesson-Sévigné Cedex, France
alexandre.skrzypczak@supelec.fr,
jacques.palicot@supelec.fr,
pierre.siohan@orange-ftgroup.com

Résumé – L’idée de la “cognitive radio” consiste à exploiter les ressources spectrales inutilisées par un utilisateur primaire au sein d’un standard de télécommunication. Ainsi, après avoir détecté des bandes de fréquences libres, notre étude se place au niveau de l’insertion dans le spectre. Ce problème impose quelques contraintes fortes sur la modulation à utiliser. Mais il apparaît que les solutions multiporteuses représentent une famille de solution bien adaptées à ce problème, plus particulièrement l’OFDM/OQAM. Nous montrons ainsi que cette modulation apporte des gains en performances très intéressants au niveau de l’insertion de spectre en comparaison des solutions classiques basées sur l’OFDM.

Abstract – The cognitive radio idea consists in the exploitation of spectral resources that are unused by a licensed user within a telecommunication standard. After having detected these available frequency bands by some sensing technique, our work takes a stand on the spectrum access problem. This issue requires some constraints on the modulation that must be taken into account. In any case, a multicarrier modulation (MCM) represents a well adapted scheme and a possible candidate, among the possible MCMs, may be the OFDM/OQAM modulation. This paper aims at showing that, compared with conventional OFDM solutions, this modulation offers interesting gains for the spectrum insertion problem.

1 Introduction

Le développement croissant des applications sans-fil dans le monde des télécommunications a peu à peu conduit à une raréfaction des ressources spectrales. Ainsi, pour permettre le développement de nouveaux services sans-fil, il a été introduit dans [1] l’idée de la “cognitive radio” (CR). Son principe est d’accorder à des utilisateurs secondaires le droit de transmettre et de recevoir des données sur des bandes de fréquences allouées à un utilisateur primaire (UP) lorsque ce dernier est inactif. Pour cela, l’utilisateur secondaire (US) doit tout d’abord sonder son environnement pour détecter des bandes de fréquences libres et ensuite envoyer ses données par l’intermédiaire d’une modulation ayant de bonnes propriétés.

Dans ce contexte d’étude, une première étape est de détecter les bandes de fréquences libérées par l’UP. La référence [2] présente ainsi des systèmes réalisant cette opération de sorte à optimiser le débit d’information transmises par l’US. Suite à cela se pose le problème de l’insertion de la densité spectrale de puissance (DSP) de l’US dans la bande de fréquence qui a été ainsi détectée. Le choix de la modulation destinée à transporter ces données doit être donc fait avec beaucoup de soin. Nous distinguons deux familles de modulation : les modulations monoporteuses et multiporteuses. Du fait de la possibilité de trans-

mettre les données en parallèle, permettant ainsi une émission sur des bandes de fréquences plus fines, les solutions multiporteuses offrent des arguments intéressants comme une excellente robustesse vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence et une génération de spectres ayant une largeur de bande flexible.

Parmi les solutions possibles, la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) se pose comme une solution de référence. Cependant, du fait que cette solution soit basée sur une forme d’onde rectangulaire, un inconvénient bien connu est la mauvaise localisation en fréquence de son spectre d’émission. Pour s’affranchir de ce problème très gênant, il a été proposé des solutions basées sur la théorie des bancs de filtres. Ainsi, dans [3], il est montré que ce type de solution peut être adapté au contexte de la CR. Dans cet article, nous proposons d’utiliser la modulation OFDM/OQAM (où OQAM signifie Offset Quadrature Amplitude Modulation) dans le contexte de la CR. Cette modulation présente l’avantage de pouvoir générer un système orthogonal tout en utilisant une forme d’onde bien localisée en temps et en fréquence. Cette modulation a été proposée dans [4] pour la CR mais cette étude ne donne qu’un aperçu de cette problématique.

Cet article est organisé de la manière suivante : dans la partie 2, nous rappelons les principes de base de la CR. Ensuite, la section 3 s’attellera à décrire la modulation OFDM/OQAM.

Nous présentons aussi une alternative à la modulation OFDM, présentant de meilleures propriétés spectrales, la modulation Windowed OFDM (WOFDM). Finalement, la partie 4 présentera les performances comparatives de ces modulations dans un scénario de transmission donné.

2 La “Cognitive Radio”

Le principe de la CR est de détecter les bandes de fréquences libres à l’intérieur d’un standard de communication ou bien entre deux standards différents en utilisant un principe de transmission opportuniste. La figure 1 montre ainsi les fréquences rendues vacantes par l’UP et que l’US peut utiliser pour transmettre ses données.

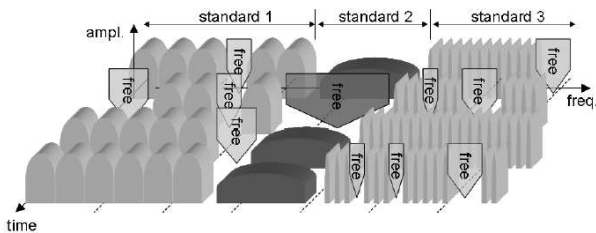


FIGURE 1 – Illustration du problème d’insertion de spectre en présence de plusieurs standards.

En CR, la première étape consiste à détecter de tels trous dans le spectre. Pour cela, il est nécessaire de sélectionner de fines bandes de fréquences par filtrage afin d’y analyser son contenu. Cette opération doit donc être réalisée sur une large bande de fréquence et capable d’être reconfigurable dynamiquement car les ressources fréquentielles disponibles se renouvellent sans cesse. Enfin, pour des raisons d’implémentation et de consommation électrique, cette solution doit être à complexité limitée. En prenant en compte ces contraintes, il a été proposé dans [5] une telle solution, basée sur les techniques de banc de filtres. Dans un second temps, il est nécessaire de pouvoir détecter un signal en présence d’un fort niveau de bruit pour lutter contre le phénomène de “noeud caché”. Dans [2], on retrouve ainsi de telles solutions, principalement basées sur des techniques classiques du traitement du signal.

Le problème que nous traitons se situe après cette seconde opération. Les données de l’US doivent ainsi être transmises par l’intermédiaire d’une modulation avec des propriétés particulières. En effet, il est nécessaire que la DSP du signal généré soit suffisamment bien localisée en fréquence de sorte à ne pas perturber de manière importante, par réjection de puissance hors-bande, les standards adjacents. De plus, comme les bandes disponibles peuvent avoir des largeurs diverses, la modulation considérée doit être capable de transmettre sur des largeurs de bandes différentes. Ainsi, les formalismes multiporteuses offrent des perspectives intéressantes en terme de flexibilité car il est possible de moduler simplement les largeurs de bande en ajoutant et en retirant certaines porteuses.

Au vu des contraintes que nous avons pu mettre en évidence ci-dessus, il apparaît que les modulations OFDM dans leur globalité, et plus particulièrement l’OFDM/OQAM, qui permet d’utiliser des formes d’onde autres que rectangulaires et donc ayant de bonnes propriétés spectrales, semblent être une famille de solutions toute indiquée quant au problème de l’insertion dans le spectre.

3 Modulations Multiporteuses

Dans cette section, nous présentons les modulations multiporteuses que nous avons considérées pour nos simulations. Nous mettrons ainsi en évidence les particularités de chacune.

3.1 La modulation OFDM

La modulation OFDM est basée sur le principe d’envoyer les données en parallèle sur M porteuses orthogonales. En bande de base et en temps continu, le signal s’écrit :

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbf{Z}} c_{m,n} \underbrace{\Pi(t - nT_0)}_{\Pi_{m,n}(t)} e^{j2\pi m F_0 t}, \quad (1)$$

où M est le nombre de porteuses, $c_{m,n}$ est le symbole complexe transmis sur la $m^{\text{ème}}$ porteuse et le $n^{\text{ème}}$ symbole OFDM de durée T_0 . Ces données sont issues de constellations complexes de type MAQ ou PSK. F_0 est la fréquence interporteuse qui est ici égale à $1/T_0$. La fonction Π est une fenêtre rectangulaire de durée T_0 , qui est égale à 1 entre $-T_0/2$ et $T_0/2$ et qui est nulle ailleurs. La famille de fonctions $\Pi_{m,n}$ forme enfin une base orthogonale pour le produit scalaire complexe classique :

$$\langle f, g \rangle = \int_{\mathbf{R}} f(t)g^*(t)dt, \quad (2)$$

où $*$ représente l’opération de conjugaison.

L’un des aspects très intéressants de cette modulation est la directe conséquence que le signal en (1), échantillonné à la fréquence critique T_0/M , devient une simple transformée de Fourier discrète inverse des données envoyées. Ainsi, en temps discret, le signal peut être généré simplement par une transformée rapide de type IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). Enfin, l’autre aspect intéressant de l’OFDM est que, par le simple ajout d’un intervalle de garde (IG), on lutte efficacement contre les distorsions introduites par un canal multitrajet.

3.2 L’OFDM fenêtré : le WOFDM

L’un des principaux inconvénients de la modulation OFDM réside dans le fait qu’elle soit basée sur la forme d’onde rectangulaire Π qui est mal localisée en fréquence. La conséquence immédiate est que le spectre d’émission est lui aussi mal localisé en fréquence. En effet, on observe que le premier lobe secondaire de la DSP de la modulation OFDM atteint -11 dB, ce qui est souvent rédhibitoire pour la majorité des masques imposés par les normes de transmission.

Pour lutter contre ce problème très gênant, il a été introduit une variante de la modulation OFDM appelée Windowed OFDM (WOFDM). Son principe, comme décrit dans [3], est le suivant : un symbole OFDM avec IG est filtré par une fenêtre ayant de bonnes propriétés spectrales. Pour notre système, la fenêtre considérée est le cosinus surélevé $RC(t)$ défini par :

$$RC(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } |t| < \frac{1-\beta}{2F}, \\ \frac{1}{2} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi F}{\beta} \left[|t| - \frac{1-\beta}{2F} \right] \right) \right) & \text{si } \frac{1-\beta}{2F} < |t| < \frac{1+\beta}{2F}, \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3)$$

Dans cette équation, β est le roll-off du filtre et F est un paramètre de fréquence. La figure 2 montre la manière dont est mis en forme le symbole WOFDM. On insert alors un Roll-off Interval (RI) afin d'améliorer l'allure du spectre d'émission par introduction de la fonction $RC(t)$.

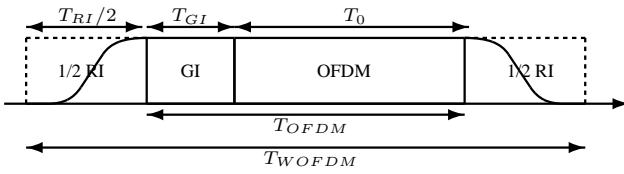


FIGURE 2 – Structure d'un symbole WOFDM transmis.

Sur cette figure, T_{GI} , T_{RI} , T_{OFDM} et T_{WOFDM} sont respectivement la durée de l'IG, du RI, du symbole OFDM avec IG et du symbole WOFDM. On peut en déduire alors que :

$$F = \frac{2}{T_{WOFDM} + T_{OFDM}} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{T_{WOFDM} - T_{OFDM}}{T_{WOFDM} + T_{OFDM}} \quad (4)$$

3.3 La modulation OFDM/OQAM

La modulation OFDM/OQAM est une modulation basée sur le principe de l'OFDM mais qui permet d'utiliser des formes d'ondes bien localisées en temps et en fréquence. De plus, cette modulation est construite de telle sorte à conserver la même efficacité spectrale que l'OFDM sans intervalle de garde. Pour cela, on modifie le schéma de transmission des données : au lieu de transmettre un complexe par porteuse et par temps symbole, comme c'est le cas en OFDM, on décale la transmission de la partie réelle et imaginaire de ce symbole d'une durée $\tau_0 = T_0/2$. Cette nouvelle manière de transmettre les données introduit alors un nouveau degré de liberté qui est le choix de la forme d'onde [6]. D'après cette même référence, On écrit ainsi le signal issu de cette modulation de cette manière :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{2N-1} a_{m,n} \underbrace{h(t - n\tau_0) e^{j2\pi m F_0 t} e^{j\phi_{m,n}}}_{h_{m,n}(t)}. \quad (5)$$

Ici, les données envoyées $a_{m,n}$ sont à valeurs réelles. Le terme de phase $\phi_{m,n}$ n'est pas arbitraire dans l'expression de cette modulation et est en lien proche avec les conditions d'orthogonalité de ces systèmes qui sont données dans [6]. Cette même

référence fournit aussi les différentes définitions possibles pour ce terme de phase. Aussi, contrairement à l'OFDM, les conditions d'orthogonalité de l'OFDM/OQAM doivent être vérifiées par le produit scalaire réel :

$$\Re \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} h_{m,n}(t) h_{p,q}^*(t) dt \right\} = \delta_{m,p} \delta_{n,q}. \quad (6)$$

4 Application à la CR

4.1 Formes d'onde

D'après [7], il est montré que la formule théorique de la DSP de la modulation OFDM/OQAM s'écrit :

$$\gamma(\nu) = A \sum_{m=0}^{M-1} |H(\nu - mF_0)|^2, \quad (7)$$

où $H(\nu)$ est la transformée de Fourier de la forme d'onde $h(t)$ et A est une constante. On observe donc que la forme d'onde choisie h joue un rôle central dans l'allure de la DSP. Ainsi, dans le but d'améliorer la localisation en fréquence par rapport à l'OFDM, nous proposons dans un premier temps la forme d'onde IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm) [8]. Elle est obtenue par orthogonalisation d'une fonction gaussienne. Parallèlement à cela, nous proposons aussi des formes d'onde directement optimisées en temps discret selon un critère donné. Ce type de solutions a été proposé car, comme les modulateurs sont basés sur les signaux en temps discret, il est nécessaire de trouver de telles formes d'ondes pour conserver un système parfaitement orthogonal. Ainsi, les formes d'onde TFL (Time-Frequency Localization) sont optimisées de sorte à obtenir la meilleure valeur de localisation temps-fréquence possible et les formes d'onde FS (Frequency Selectivity) sont quant à elles telles que l'énergie hors-bande soit minimisée. Ces formes d'onde sont construites selon la méthode proposée dans [9]. Dans la suite de notre étude, nous considérons des systèmes OFDM/OQAM à $M = 512$ porteuses utilisant les formes d'ondes IOTA₈ de longueur $8M = 4096$, TFL₄ et FS₄ de longueur $4M = 2048$, TFL₁ et FS₁ de longueur $M = 512$.

4.2 Interférence inter-standard

L'importance du problème de l'insertion de spectre en CR réside dans l'optimisation des ressources spectrales libérées. En reprenant l'exemple de la figure 1, on souhaite par exemple transmettre des informations dans la bande de fréquence libérée dans le standard 2. Selon la modulation et le nombre de porteuses actives choisis, l'allure de la DSP insérée dans cette bande évolue. Cependant, il est primordial de contrôler l'énergie hors-bande de cette DSP, car cette dernière est vue par les standards 1 et 3 comme du bruit. Il est donc nécessaire de mesurer l'interférence apportée par la DSP insérée sur un standard voisin. Considérons ainsi que la DSP insérée $\gamma(f)$ côtoie un standard donné, respectant un masque de transmission

$F_{\text{mask}}(f)$ défini entre 2 fréquences f_0 et f_1 . Supposons d'autre part que la distance fréquentielle entre les bords du spectre du signal inséré et le masque soit d . Nous définissons ainsi l'interférence inter-standard de la manière suivante :

$$I(d) = \int_{f_0}^{f_1} \gamma(f-d) F_{\text{mask}}(f) df. \quad (8)$$

4.3 Résultats de simulations

Nous simulons les valeurs de $I(d)$ pour différents systèmes multiporteuses, tous ayant $M = 512$ porteuses dont $M_a = 256$ porteuses comportant de l'information. On inclut à la modulation OFDM un IG de durée $T_{\text{GI}} = (140/512)T_0$. Pour le système WOFDM, nous choisissons $T_{\text{RI}} = (124/512)T_0$. La modulation OFDM/OQAM utilise les formes d'onde décrites en 4.1. Nous supposons enfin que le masque du standard voisin est parfait (à savoir unitaire entre f_0 et f_1 et nul ailleurs) avec de plus $|f_1 - f_0| = 51.2F_0$. La figure 3 donne ainsi l'évolution de la valeur d'interférence inter-standard I en dB en fonction de la distance d , avec $d = kF_0$.

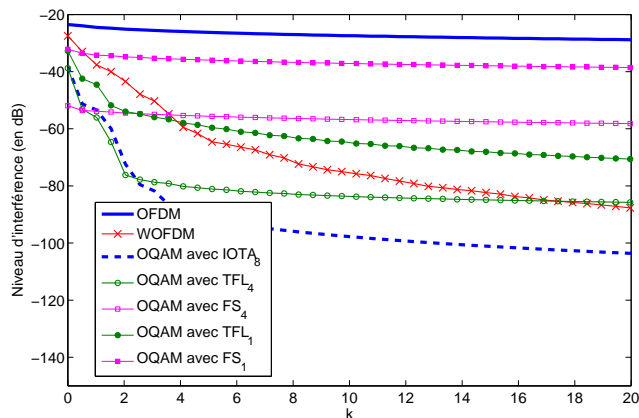


FIGURE 3 – Evolution de l'interférence inter-standard en fonction de la distance $d = kF_0$.

Ces courbes montrent que l'OFDM est la solution qui disperse le plus de puissance dans les bandes fréquences occupées par un standard, ce qui la rend peu intéressante dans ce contexte précis. Aussi, nous observons que l'OFDM/OQAM utilisant $IOTA_8$ et, à une moindre mesure TFL_4 , présente de bien meilleurs résultats comparativement à une modulation WOFDM équivalente. Ainsi, à -70 dB d'interférence, on observe que l'OFDM/OQAM utilisant TFL_4 atteint cette valeur pour $d = 2F_0$ alors que le WOFDM atteint ce niveau pour $d = 10F_0$. Cela signifie que l'on peut ajouter 8 porteuses contenant de l'information en plus en faveur de l'OFDM/OQAM, ce qui implique une augmentation de débit de 3%. La forme d'onde courte TFL_1 présente des performances comparables à celles du WOFDM alors que FS_1 présente peu d'intérêt dans ce cas de figure. Ces formes d'onde courtes permettent cependant de concevoir des modems à complexité plus faible [6]. Enfin, si un niveau d'interférence de -50 dB est suffisant pour une

application donnée, nous observons que la forme d'onde FS_4 présente un grand avantage dans la mesure où ce niveau est atteint pour une distance nulle. On peut alors accoler le spectre de l'utilisateur secondaire au standard voisin sans le perturber.

5 Conclusions

La modulation OFDM/OQAM se présente comme un candidat sérieux au problème d'insertion de spectre dans un contexte "cognitive radio". Le formalisme multiporteuse offre une certaine flexibilité quant à la largeur de bande disponible tout en perturbant de manière raisonnable les applications présentes sur les bandes voisines. Nos simulations montrent que l'excellente localisation en fréquence de cette modulation permet d'utiliser beaucoup plus efficacement les ressources spectrales disponibles dans la mesure où l'on peut utiliser un nombre plus important de porteuses comportant de l'information en comparaison de l'OFDM classique ou bien du WOFDM. Nos résultats ont permis de mettre en évidence un gain de 3% du débit utile grâce à l'OFDM/OQAM. Ce gain est enfin à ajouter à celui en efficacité spectrale du à l'absence d'IG.

Références

- [1] J. Mitola, "Cognitive radio : an integrated agent architecture for software defined radio," Ph.D. dissertation, Royal Institute of Technology, 2000.
- [2] L. Cardoso, M. Debbah, S. Lasaulce, M. Kobayashi, and J. Palicot, "Cognitive Radio Networks : Architectures, Protocols and Standards". Taylor and Francis Group, Auerbach Publications, 2008, ch. Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks.
- [3] M. Ihalainen, A. Viholainen, and M. Renfors, "On Spectrally Efficient Multiplexing in Cognitive Radio Systems," in *ISWPC '08*, Santorini, Greece, May 2008, pp. 675–679.
- [4] M. Bellanger, "High Spectral Resolution for Future Broadband Wireless Systems," in *URSI General Assembly '08*, Chicago, USA, August 2008.
- [5] R. Mahesh, A. Vinod, C. Moy, and J. Palicot, "A Low Complexity Reconfigurable Filter Bank Architecture for Spectrum Sensing in Cognitive Radios," in *CrownCom '08*, Singapore, May 2008.
- [6] C. Siclet, "Application de la théorie des bancs de filtres à l'analyse et à la conception de modulations multiporteuses orthogonales et biorthogonales," Ph.D. dissertation, Université de Rennes 1, France, 2002.
- [7] A. Skrzypczak, "Contribution à l'étude des modulations multiporteuses OFDM/OQAM et OFDM suréchantillonnées," Ph.D. dissertation, Université de Rennes 1, France, 2007.
- [8] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex," *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, no. 6, pp. 982 – 996, June 1995.
- [9] D. Pinchon, P. Siohan, and C. Siclet, "Design Techniques for Orthogonal Modulated Filterbanks based on a Compact Representation," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 52, no. 6, pp. 1682 – 1692, 2004.