

Analyse du PAPR pour un récepteur multi-antennes à multiplexage par code

Matthieu GAUTIER^{1,2}, Ioan BURCIU^{1,2}, Guillaume VILLEMAUD¹

¹Université de Lyon, INRIA, INSA-Lyon, CITI, 6 avenue des Arts, 69621 Villeurbanne, France

²Orange Labs, 28 chemin du vieux chêne, 38243 Meylan, France

matthieu.gautier@insa-lyon.fr, ioan.burciu@insa-lyon.fr,
guillaume.villemaud@insa-lyon.fr

Résumé – Dans cet article, notre objectif est d’analyser l’influence du Peak to Average Power Ratio (PAPR) pour la mise en oeuvre d’un récepteur multi-antennes utilisant le multiplexage par code. Cette architecture innovante a été proposée afin de réduire la complexité du frontal analogique d’un récepteur à diversité d’antenne. Les résultats de simulation et de mesure montrent que le multiplexage par code ne dégrade pas de façon significative le PAPR pour le dimensionnement des convertisseurs.

Abstract – In this paper, we address the influence of the Peak to Average Power Ratio (PAPR) for the implementation of a multi-antenna receiver using code multiplexing. This innovative architecture has been proposed in order to reduce the complexity of the analog front-end of an antenna diversity receiver. Simulation and measurement results show that the code multiplexing does not increase significantly the PAPR for the characteristics of the converters.

1 Introduction

Introduites en 1984 par J.H. Winters [1], les techniques de diversité d’antenne apparaissent désormais comme une solution incontournable pour les systèmes de communications futurs. En effet, elles permettent d’augmenter la capacité et les performances des réseaux de transmission sans fil. Cependant, le gain apporté par la diversité se fait au prix d’une certaine complexité numérique (implémentation des algorithmes) mais aussi analogique (frontal, consommation, . . .) [2].

Cet article concerne l’architecture du récepteur analogique associée à ces techniques. Présentée par les auteurs dans [3][4], nous proposons une nouvelle architecture de récepteur à diversité d’antenne qui réduit la complexité du frontal analogique. Cette architecture est basée sur le multiplexage par code. Une étude globale a été réalisée : [3] présente une étude théorique et des performances en taux d’erreur binaire et en fonction des défauts RF ; [4] donne une évaluation de la consommation et des résultats de mesure avec une plateforme radio.

Dans cet article, l’objectif principal est d’analyser l’effet du multiplexage par code sur la métrique PAPR (Peak to Average Power Ratio). En se plaçant dans un contexte multi-antennes avec des signaux de type OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), un des inconvénients inhérents à l’OFDM est son PAPR élevé. Classiquement abordé au niveau de l’amplificateur d’émission, la question du PAPR se pose également à la réception afin de dimensionner correctement les convertisseurs analogique-numérique (CAN).

Cet article est composé de 5 parties. Après cette introduction,

la partie 2 donne les motivations de cette étude puis le nouveau récepteur à diversité d’antenne est présenté. Dans la partie 3, nous présentons l’étude théorique de l’influence du multiplexage par code sur le PAPR. La partie 4 présente la validation expérimentale des résultats théoriques. Enfin, nous donnons les conclusions et les perspectives de ces travaux.

2 Récepteur multi-antennes à multiplexage par code

L’état de l’art des frontaux à diversité d’antenne consiste à réaliser un empilement de frontaux [2]. Cette architecture est un choix évident : avoir N chaînes distinctes permet de démoduler indépendamment chaque voie avec une qualité importante. Cependant, ce choix impose une certaine complexité du frontal analogique. Afin de réduire cette complexité sans diminuer la qualité de démodulation des voies, nous proposons d’utiliser un seul frontal commun à la réception des N signaux reçus.

Ainsi, une nouvelle architecture de récepteur à multiplexage par code a été introduite dans [3], elle permet le partage d’un seul démodulateur IQ entre les différents signaux. L’idée sous-jacente est de mettre en oeuvre une modulation par code au niveau des signaux RF afin de distinguer les signaux avant de les combiner dans le domaine RF.

L’architecture proposée utilise un seul frontal pour le traitement des signaux reçus par les N antennes. En utilisant la technique DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum), le signal

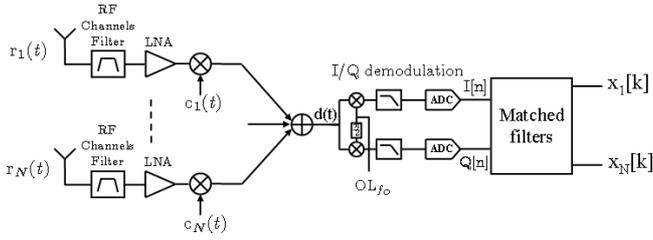


FIGURE 1 – Architecture du récepteur multi-antennes à multiplexage par code.

d'une voie peut être décorrélié de ceux des autres voies dans le but de faciliter le partage d'une unique chaîne de réception analogique. La structure proposée est présentée par la figure 1. L'étalement de spectre consiste en l'attribution d'un code à chaque voie, les codes étant orthogonaux deux à deux. Ainsi, après réception par l'antenne, passage par le filtre RF et le LNA (Low Noise Amplifier), le signal reçu $r_k(t)$ qui transporte l'information est multiplié par un code $c_k(t)$, qui a un rythme N fois plus grand que le rythme symbole. La somme des signaux codés est ensuite réalisée afin de générer le signal multiplexé $d(t)$. Ce signal a donc des variations qui sont N fois plus rapides que le signal d'information, augmentant N fois la largeur de bande du signal. $d(t)$ peut s'exprimer par :

$$d(t) = \sum_{k=1}^N c_k^{per}(t)r_k(t). \quad (1)$$

avec $c_k^{per}(t)$ le code d'étalement périodisé.

Le signal $d(t)$ est ensuite transposé en bande de base par un démodulateur IQ, puis il est numérisé. Les contributions bande de base $\{x_k, k = 1, \dots, N\}$ de chaque antenne sont ensuite reconstruites. Les séquences pseudo-aléatoires doivent être connues par le décodeur afin de permettre la reconstruction des symboles par des corrélations successives entre le signal étalé en bande de base et la même séquence de code :

$$x_k[m] = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} d^{BB}(t)c_k^*(t)dt, \quad (2)$$

avec $d^{BB}(t)$ le signal $d(t)$ en bande de base.

En pratique, le décodage consiste en l'application de filtres numériques adaptés (de réponse impulsionnelle $c_k^*[n]$), suivis d'un sous-échantillonnage.

Dans [3][4], les résultats de simulations et de mesures montrent que, dans un canal gaussien, le taux d'erreur binaire est peu dégradé avec le multiplexage (0.5 dB pour un système à 2 antennes). L'étude de complexité montre que l'architecture proposée réduit la consommation de la partie analogique.

Un point dur dans la mise en œuvre de cette architecture est la caractérisation temporelle du signal $d(t)$. Définie par le PAPR de $d(t)$, elle influence directement le dimensionnement du CAN. En effet, afin de numériser correctement les signaux reçus, la dynamique du CAN est fonction de la dynamique des signaux reçus, des filtres anti-repliement, du contrôle automatique de gain et du PAPR du signal à numériser. La puissance

pleine échelle du convertisseur PFS (Power Full Scale) est déterminée par :

$$PFS \geq S_{max} + PAPR + \text{marge (2 dB environ)}, \quad (3)$$

avec S_{max} le niveau de puissance moyen maximal à l'entrée du CAN.

La valeur de PFS permet ensuite de déterminer le nombre de bits n de conversion :

$$n = \frac{PFS - N_{ADC} - 1.76}{6.02}, \quad (4)$$

avec N_{ADC} le niveau de bruit à l'entrée du CAN.

Une augmentation de 6 dB du PFS ou du PAPR implique donc 1 bit supplémentaire de conversion.

L'évaluation du PAPR du signal $d(t)$ est donc nécessaire et fait l'objet de cette étude.

3 Analyse du PAPR

Le PAPR (Peak to Average Power Ratio) est généralement la métrique utilisée pour définir le facteur de crête de signaux radio-fréquence [5] :

$$PAPR\{d(t)\} = \frac{\max |d(t)|^2}{E\{|d(t)|^2\}}. \quad (5)$$

Le PMEPR (Peak to Mean Envelop Power Ratio) est lui lié à un signal en bande de base. Dans le cas d'un signal modulé à bande étroite, la relation suivante relie le PAPR et le PMEPR :

$$PAPR_{dB} = PMEPR_{dB} + 3dB. \quad (6)$$

Afin d'évaluer le PAPR, nous utilisons la Complementary Cumulative Density Function (CCDF) du PAPR. Cette fonction est définie par :

$$CCDF(PAPR_0) = Prob[PAPR > PAPR_0]. \quad (7)$$

Dans cette partie, une étude théorique permet de donner une borne du PAPR du signal $d(t)$. Des simulations en bande de base permettent ensuite de valider ces résultats.

3.1 Etude théorique

Contrairement à un signal OFDM, il n'est pas possible d'obtenir la fonction de répartition du facteur de crête de l'enveloppe complexe du signal $d(t)$ de manière analytique. En effet, les différents chips constituant le code d'étalement n'étant généralement pas indépendants, le théorème de la limite centrale ne peut s'appliquer. En outre, cette fonction de répartition est dépendante de plusieurs critères tels que la famille de codes utilisée, la longueur des codes et le nombre d'états de la modulation, une solution exhaustive se serait avérée trop complexe pour être mise en œuvre.

Ainsi, dans cette étude, nous déterminons une borne théorique du PAPR du signal $d(t)$.

En supposant que les signaux reçus soient de même nature *i.e.* :

$$\max |r_k(t)| = \max |r(t)| \quad \forall k, \quad (8)$$

$$\text{et } PAPR(r_k(t)) = PAPR_r \quad \forall k, \quad (9)$$

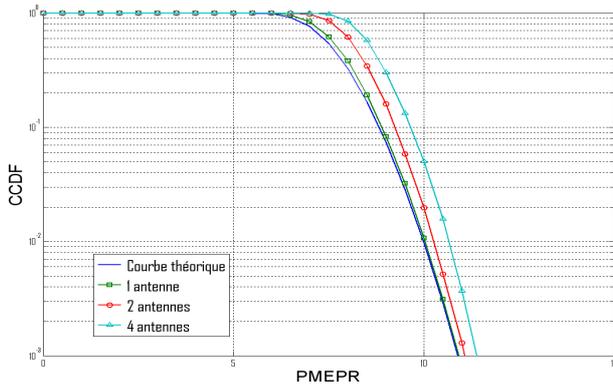


FIGURE 2 – CCDF simulé du PMEPR en fonction du nombre d'antennes.

nous pouvons déterminer d'une part :

$$E \left\{ |d(t)|^2 \right\} = E \left\{ \left| \sum_{k=1}^N c_k^{per}(t) r_k(t) \right|^2 \right\}, \quad (10)$$

$$= N.E \left\{ |r_k(t)|^2 \right\}, \quad (11)$$

et d'autre part :

$$\max |d(t)|^2 = \max \left| \sum_{k=1}^N c_k^{per}(t) r_k(t) \right|^2, \quad (12)$$

$$\leq \left(\sum_{k=1}^N \max |c_k^{per}(t) r_k(t)| \right)^2, \quad (13)$$

$$\leq N^2 \cdot \max |r(t)|^2. \quad (14)$$

Finalement, le borne suivante est obtenue :

$$PAPR\{d(t)\} \leq N.PAPR_r. \quad (15)$$

Le PAPR augmente donc avec la longueur du code. En particulier, nous obtenons $PAPR\{d(t)\} \leq NM$ dans le cas d'une modulation OFDM, avec M le nombre de sous-porteuses du signal OFDM.

3.2 Simulation

Des simulations ont été effectuées afin de valider l'influence du multiplexage par code sur le PMEPR. Pour la structure à multiplexage par code, les codes de Walsh-Hadamard [6] sont utilisés. Le signal $r_1(t)$ de la première antenne n'est pas étalé car son code associé $c_1(t)$ est uniquement composé de '1'. Ainsi, les performances ne sont données que pour la seconde antenne qui est étalée par un code non-unitaire $c_2(t)$. Nous considérons des signaux OFDM reçus sur les antennes, le nombre de sous-porteuses est $M=128$.

Les résultats sont donnés à l'aide de la fonction de CCDF du PMEPR (voir figure 2) et sont comparés avec les performances théoriques de l'OFDM [7]. Les résultats montrent que le PMEPR augmente peu avec le multiplexage, d'environ 0,5dB pour un système à 2 antennes et de 1 dB pour 4 antennes.

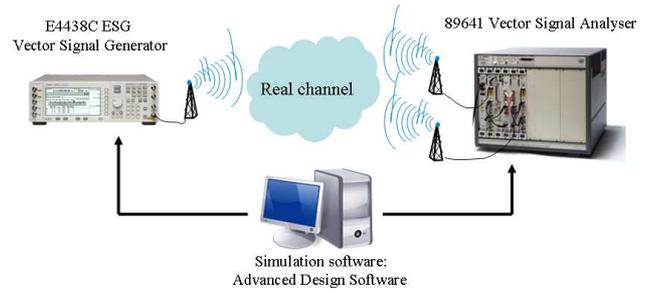


FIGURE 3 – Plateforme radio pour une transmission 1x2.

4 Validation expérimentale

Afin d'obtenir des valeurs réalistes, les résultats obtenus en théorie et en simulation sont validés par la mesure avec l'utilisation d'une plateforme radio. Cette expérimentation permet de tenir compte de l'influence du canal sur le PAPR en réception dans des conditions réelles de propagation.

4.1 La plateforme radio

La plateforme radio utilisée pour réaliser les mesures est décrite par la figure 3. Cette plateforme est composée d'équipements mis au point par Agilent Technologies : le logiciel ADS et du matériel de mesure, un générateur des signaux aléatoires (ESG 4438C) et un analyseur de spectre vectoriel (VSA89641) à deux entrées RF.

Avec cette solution connectée, une interaction logiciel/matériel nous permet de tester et de concevoir des systèmes complexes et réalistes. Nous pouvons ainsi estimer l'impact des différentes sources de bruit du récepteur et aussi l'impact de l'environnement de propagation. L'utilisation des deux entrées RF du VSA permet d'analyser et d'évaluer les performances d'un système à diversité d'antenne à deux antennes. Ainsi, les mesures expérimentales sont effectuées seulement pour $N=2$ antennes.

4.2 Cas d'étude

Nous considérons comme cas d'étude la norme IEEE 802.11g, les signaux ont une largeur de bande de canal de 20 MHz, une fréquence RF de 2412 MHz et un débit de 36 Mbit/s. La norme IEEE 802.11g utilise la modulation OFDM, le nombre de sous-porteuses utilisé est $M=128$. Le récepteur testé est composé de 2 antennes.

4.3 Résultats de mesure

D'après l'article [7], le canal de propagation joue un rôle important dans l'estimation du PAPR en réception. Deux séries de mesure sont présentées et analysées dans cette partie, nous considérons un canal Gaussien (AWGN) et un canal de Rayleigh. Les mesures de PAPR sont effectuées sur le signal RF $d(t)$.

Canal AWGN : Les résultats sont donnés par la figure 4, ils montrent un écart d'environ 3 dB entre le PMEPR (courbe

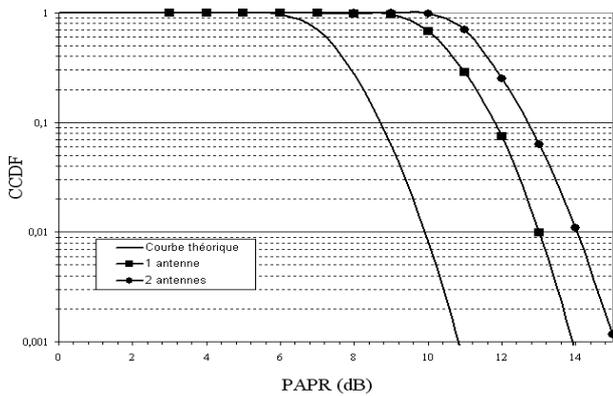


FIGURE 4 – CCDF mesuré du PAPR pour un canal AWGN.

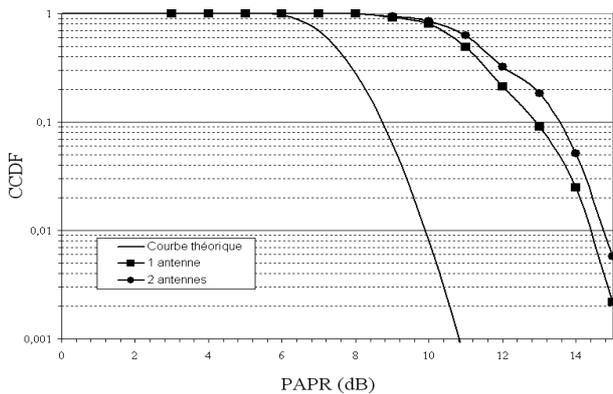


FIGURE 5 – CCDF mesuré du PAPR pour un canal de Rayleigh.

théorique) et le PAPR (mesure pour une antenne), écart théorique entre une mesure en bande de base et une mesure en RF [5]. Le multiplexage par code utilisant 2 antennes dégrade le PAPR d'environ 0,7 dB. Cet écart est identique à celui obtenu en bande de base par simulation, le canal AWGN n'ayant pas d'influence sur le PAPR [7].

Canal de Rayleigh : Les résultats sont donnés par la figure 5. Le canal utilisé a été modélisé dans [8]. Nous observons une augmentation du PAPR en réception due aux variations temporelle du canal. L'augmentation est identique quelque soit le nombre d'antennes. Le multiplexage par code dégrade le PAPR d'environ 0,5 dB dans ces conditions de simulation.

Les résultats de simulation et de mesure montrent que la dégradation du PAPR est inférieure à 1 dB pour un système à 2 antennes dans un canal de Rayleigh. Pour un nombre d'antenne faible, l'augmentation du PAPR est donc relativement peu significative pour le dimensionnement des CAN. En effet, d'après Eq. (4), il faudrait une augmentation d'environ 6 dB pour devoir ajouter un bit au nombre de bits du convertisseur. Pour le dimensionnement de l'architecture à multiplexage par code à 2 antennes dans un environnement de Rayleigh, le PAPR du signal $d(t)$ est de 14,5 dB d'après la figure 5.

5 Conclusion

Une nouvelle architecture de récepteur à diversité d'antenne a été proposée, elle utilise le multiplexage par codes des différentes voies afin de n'utiliser qu'un seul démodulateur I/Q. Cette structure permet de réduire la complexité du frontal analogique en diminuant le nombre de convertisseurs à deux au lieu des $2N$ utilisés par le récepteur à empilement de frontaux.

Dans cet article, l'influence du multiplexage par code sur le PAPR est analysée. Nous montrons que pour un nombre d'antennes faible, le PAPR n'augmente pas significativement avec le multiplexage. La structure utilisée n'a pas d'influence sur la dynamique des convertisseurs.

Les perspectives de ce travail sont de définir précisément les spécifications des composants analogiques. Une extension de l'architecture à un récepteur multi-canaux doit être étudiée ainsi que son compromis complexité-performance.

Références

- [1] J.H. Winters. *Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 2, no. 4, pp. 528-539, Juillet 1984.
- [2] T. Kaiser et al. *Smart Antennas : State of the Art*. Eurasp Book Series on Signal Processing & Communications, 2005.
- [3] M. Gautier, I. Burciu et G. Villemaud. *New antenna diversity front-end using code multiplexing*. European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 09), Berlin, Germany, Mars 2009.
- [4] M. Gautier et G. Villemaud. *Low complexity antenna diversity front-end : Use of code multiplexing*. Proceedings of IEEE Wireless Communication and Networking Conference (WCNC09), Budapest, Hungary, Avril 2009.
- [5] J. Palicot et Y. Louët. *Synthèse de la notion de facteur de crête et application aux modulations monoporteuse*. GRETSI 05, Louvain la Neuve, Belgique, Septembre 2005.
- [6] H. Schulze and C. Lueders. *Theory and Applications of OFDM and CDMA : Wideband Wireless Communications*. Wiley, 2005.
- [7] B. Rihawi et Y. Louet. *Gaussian and Flat Rayleigh Fading Channel Influences on PAPR Distribution in MIMO-OFDM Systems*. European Wireless Conference (EWC07), Paris, France, Avril 2007.
- [8] P.F. Morlat, X. Gallon, G. Villemaud et J.M. Gorce. *Measured performances of a SIMO multi-standard receiver*. European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 07), Edinburgh, UK, 11-16 novembre 2007.