

Diminution du facteur de crête d'un signal multiporteuses par décomposition selon deux signaux, symétrique et antisymétrique

Lamarana Mamadou DIALLO¹, Jacques PALICOT¹, Faouzi BADER¹

¹CentraleSupélec/IETR

Avenue de la Boulaie CS 47601, 35576 Cesson-Sévigné, France

mamadou-lamarana.diallo@centralesupelec.fr, jacques.palicot@centralesupelec.fr
faouzi.bader@centralesupelec.fr

Résumé – Nous proposons, dans cet article, une amélioration de la méthode *Tone Reservation* (TR) pour la diminution du PAPR de signaux multiporteuses. Cette amélioration est obtenue grâce à une décomposition du signal multiporteuses en la somme de deux signaux, symétrique et antisymétrique. La composante symétrique (resp antisymétrique) est la concaténation de deux signaux multiporteuses identiques (resp opposés) de durée deux fois plus courte. Cela nous permet d'appliquer l'algorithme du Gradient Projeté (GP) sur quatre signaux comprenant deux fois moins de porteuses pour calculer le signal sur les porteuses réservées, ce qui permet d'obtenir quatre signaux correcteurs indépendants entre eux, contrairement au TR classique (TRClas). Ce nouveau degré de liberté permet de réduire des "pics" que ne peut réduire le TRClas. L'efficacité de la méthode est illustrée au travers de résultats de simulation qui montrent un gain supérieur à 1dB par rapport à la méthode classique.

Abstract – In this paper, we present an improvement of the Projected Gradient to obtain the signal on the reserved tones of the Tone Reservation method. This improvement is obtained thanks to a decomposition of the multicarrier signal in two signals, one being symmetrical the other one antisymmetrical. The symmetrical (resp antisymmetrical) signal is the concatenation of two identical (resp opposite) signals of a duration two times smaller. This allow us to apply two separate PG algorithms on four smaller symbols and then to find four independant correcting signals. This new degree of freedom compared to classical TR permits to decrease more peaks. The effectiveness of our method is illustrated via simulations that show a gain larger than 1dB.

1 Introduction

L'un des principaux inconvénients d'un multiplex de porteuses modulées en général, et donc de l'OFDM en particulier, est sa grande variation de puissance. Celle-ci est mesurée classiquement par le PAPR (*Peak to Average Power Ratio*). Le problème principal d'un signal possédant un PAPR élevé est le passage à travers un organe non-linéaire. En effet, ce passage générera des harmoniques, des intermodulations et de l'interférence non-linéaire. Ces défauts dégradent considérablement le taux d'erreur et sont très difficiles à combattre au niveau du récepteur. La solution classique consiste alors à prendre un recul d'entrée important (supérieur au PAPR) au niveau de l'amplificateur de puissance, ce qui a comme conséquence principale d'utiliser l'amplificateur dans une zone à rendement très faible, et donc d'avoir une très forte consommation énergétique. Pour utiliser l'amplificateur dans une zone de rendement plus élevée, une autre solution consiste à utiliser des algorithmes de diminution du PAPR. Il existe une abondante littérature sur ce sujet [2, 3], et ce n'est pas l'objet de cet article de discuter toutes ces méthodes. Nous nous intéressons, ici, à la méthode *Tone Reservation* (TR) [5], parce qu'elle permet de diminuer le PAPR sans dégrader le taux d'erreur à la réception. Elle a été normalisée dans DVB-T2 [1]. Elle consiste à calculer et ajouter un signal additionnel, sur des porteuses réservées, de manière

à diminuer le PAPR (voir section 2). La difficulté principale réside dans le calcul du signal additionnel. Nous nous focalisons, dans cet article, sur la méthode du Gradient Projeté (GP), méthode préconisée dans DVB-T2. En décomposant le signal multiporteuses en deux signaux, symétrique et antisymétrique, chaque signal étant lui-même la concaténation de deux autres signaux deux fois plus petits, et en utilisant le GP sur les 4 symboles, on obtient quatre signaux correcteurs indépendants entre eux, contrairement au TRClas. C'est ce nouveau degré de liberté dans le Problème d'Optimisation (PO) qui permet de réduire des "pics" que ne peut pas réduire le TRClas et donc d'obtenir de meilleures performances en termes de réduction du PAPR. On montre que l'on peut obtenir un gain supérieur à 1dB pour une complexité très proche. De plus, notre méthode n'implique aucune modification au niveau du récepteur.

2 Méthode *Tone Reservation* classique

2.1 Notation et Définition

Un symbole OFDM $x(t)$ de durée T_u est noté :

$$x_n(t) = \sqrt{\frac{1}{M}} \sum_{m=0}^{M-1} X_{m,n} e^{j2\pi m F t}, nT_u \leq t \leq (n+1)T_u \quad (1)$$

où M est le nombre total de porteuses, $F = \frac{1}{T_u}$ l'espacement interporteuse, mF la $m^{\text{ième}}$ fréquence et $X_{m,n}$ le symbole porté par la $m^{\text{ième}}$ porteuse à l'instant n . Après sur-échantillonnage d'un facteur L , les échantillons temporels discrets seront notés : $x_{n,l}, \{l = 0, \dots, LM - 1\}$ aux instants d'échantillonnage $nT_u + lT_e$ avec $T_e = \frac{T_u}{LM}$. Nous notons $\mathbf{x}_n = [x_{n,0}, \dots, x_{n,LM-1}]$ le vecteur contenant tous ces échantillons¹. Il peut être représenté par la relation matricielle suivante :

$$\mathbf{x}_n = \mathbb{F}_M \bar{\mathbf{X}}_n, \quad (2)$$

\mathbb{F}_M étant la matrice IDFT de dimension LM . Comme le PAPR est généralement calculé sur des échantillons discrets, il est nécessaire de sur-échantillonner le signal d'un facteur au moins égal à $L = 4$ pour approcher correctement le PAPR du signal analogique équivalent. Il est donné par l'expression suivante :

$$\text{PAPR}_{[\mathbf{x}_n]} = \frac{\|\mathbf{x}_n\|_\infty^2}{\mathbb{E}[\|\mathbf{x}_n\|_2^2]}, \quad (3)$$

avec $\mathbb{E}[\cdot]$ l'espérance mathématique, $\|(\cdot)\|_2^2$ la norme euclidienne et $\|(\cdot)\|_\infty^2$ la norme infinie. \mathbf{x} étant une variable aléatoire, elle est caractérisée par sa CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*). En pratique le PAPR est choisi pour une valeur de $\text{CCDF}(\Phi) = \text{Prob}[\text{PAPR}_{[\mathbf{x}_n]} \geq \Phi] = 10^{-4}$. Dans la suite, $\mathbb{F}_{M,\mathcal{X}}$ désigne la sous-matrice de \mathbb{F}_M , de dimension LM , contenant seulement les colonnes de \mathcal{X} .

2.2 Rappel sur la méthode *Tone reservation*

L'idée principale de cette méthode consiste à calculer et à ajouter un signal additionnel, sur des porteuses réservées [5], connues du récepteur, de manière à diminuer le PAPR. L'intérêt principal est que le taux d'erreur ne sera pas dégradé si le jeu de porteuses réservées (noté \mathcal{R}), comprenant M_R porteuses, est orthogonal au jeu de porteuses utiles. Son inconvénient est la diminution du débit utile par l'utilisation de porteuses pour porter le signal de correction. Notons \mathbf{c} le signal additionnel pour réduire le PAPR, tel que $\text{DFT}(\mathbf{x} + \mathbf{c}) = \mathbf{X} + \mathbf{C} = \begin{cases} C_m & \text{si } m \in \mathcal{R} \\ X_m & \text{sinon} \end{cases}$. La Figure 1, présente le principe général de l'approche TR. Utilisant (2), le calcul du vecteur fréquentiel

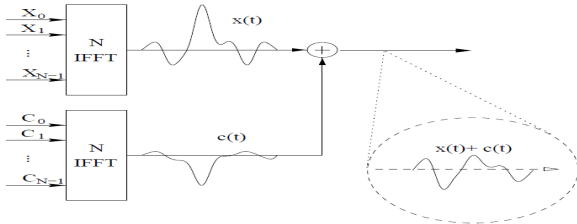


FIGURE 1 – Principe de la méthode TR.

\mathbf{C} de dimension M_R (puisque il vaut 0 sur les porteuses utiles)

1. Celui-ci, dans cet article, est obtenu par IFFT après insertion de zéros dans le domaine fréquentiel

du signal de correction peut être formulé par le PO suivant :

$$\mathbf{C}^{(\text{opt})} = \min_{\mathbf{C}} \left(\frac{\|\mathbf{x} + \mathbb{F}_{M,\mathcal{R}}\mathbf{C}\|_\infty^2}{\mathbb{E}[\|\mathbf{x} + \mathbb{F}_{M,\mathcal{R}}\mathbf{C}\|_2^2]} \right), \quad (4)$$

Dans [5], sous l'hypothèse que $\mathbb{E}[\|\mathbf{x} + \mathbf{c}\|_2^2] \simeq \mathbb{E}[\|\mathbf{x}\|_2^2]$, l'auteur résout le PO avec un algorithme QCQP *Quadratically Constrained Quadratic Program*. Dans [6], un algorithme *Second Order Cone Programming* est utilisé pour résoudre le PO. L'inconvénient majeur de ces 2 solutions est leur énorme complexité calculatoire, c'est la raison pour laquelle des chercheurs ont proposé des solutions sous-optimales [4, 7]. Ces solutions, plus simples donnent des gains en PAPR plus faibles. Actuellement, le meilleur compromis complexité- gain en PAPR est donné par l'algorithme itératif du Gradient Projeté, qui consiste à calculer le signal de correction en minimisant le bruit de clipping par ajout de signal sous la contrainte TR [5]. Ce procédé est formulé d'un point de vue mathématique par le PO (5). C'est cet algorithme qui est préconisé dans la norme DVB-T2 [1] et que nous utiliserons dans le reste de cet article.

$$\mathbf{C}^{\text{opt}} = \min_{\mathbf{C}} \|\mathbf{x} + \mathbb{F}_{M,\mathcal{R}}\mathbf{C} - f(\mathbf{y} + \mathbb{F}_{M,\mathcal{R}}\mathbf{C})\|_2^2 = \min_{\mathbf{C}} J_{[\mathbf{x}]}(\mathbf{C}) \quad (5)$$

avec $f(r) = \begin{cases} Ae^{j \arg(r)} & \text{si } |r| \geq A \\ r & \text{sinon} \end{cases}$ une fonction de *clipping*

et A le seuil de clipping associé. Partant de conditions initiales $\mathbf{C}^{(0)} = \mathbf{0}_{M_R}$, l'algorithme GP consiste à calculer le $(i+1)$ -ième vecteur $\mathbf{C}^{(i+1)}$ à partir de l'équation suivante :

$$\mathbf{C}^{(i+1)} = \mathbf{C}^{(i)} - \mu \nabla(J(\mathbf{C}^{(i)})). \quad (6)$$

où $\nabla(J(\mathbf{C}^{(i)}))$ est le gradient de $J(\cdot)$ au point $\mathbf{C}^{(i)}$, μ le pas de convergence. $\nabla(J(\mathbf{C}^{(i)}))$ est donné par :

$$\nabla(J(\mathbf{C}^{(i)})) = 2 \sum_{l, |x_l + c_l^{(i)}| > A} \left(x_l + c_l^{(i)} - Ae^{j \arg(x_l + c_l^{(i)})} \right) (\mathbf{F}_{M,\mathcal{R}}^l)^H,$$

avec $\mathbf{F}_{M,\mathcal{R}}^l$ la l -ième ligne de la matrice $\mathbb{F}_{M,\mathcal{R}}$. Après quelques développements, le signal à PAPR réduit après la $(i+1)$ -ième itération est donné par l'équation suivante :

$$\mathbf{x}^{(i+1)} = \mathbf{x}^{(i)} - \mu \sum_{|x_l^{(i)}| > A} \left(x_l + c_l^{(i)} - Ae^{j \arg(x_l + c_l^{(i)})} \right) \mathbf{P}_l, \quad (7)$$

avec $\mathbf{x}^{(i+1)} = \mathbf{x} + \mathbf{c}^{(i+1)}$, \mathbf{P}_l la l -ième de la matrice $\mathbb{P} = \mathbb{F}_{M,\mathcal{R}} (\mathbb{F}_{M,\mathcal{R}})^H$.

3 Décomposition d'un signal multiporteuses en quatre signaux

L'idée principale dans cette section est de décomposer un signal multiporteuses en une somme de deux signaux, symétrique et antisymétrique, chacun d'eux étant la concaténation de deux signaux comprenant deux fois moins de porteuses. Soit un symbole OFDM $x_n(t)$ (cf (1)), soit $\bar{x}_n^1(t)$ et $\bar{x}_n^2(t)$, des signaux multiporteuses de durée T_u , construits à partir des vecteurs fréquentiels \mathbf{X}_n^1 et \mathbf{X}_n^2 , définis comme suit :

$(X_{m,n}^1, X_{m,n}^2) = \begin{cases} (X_{m,n}, 0) & \text{Si } m \text{ paire} \\ (0, X_{m,n}) & \text{Si } m \text{ impaire} \end{cases}$ $\bar{x}_n^1(t)$ et $\bar{x}_n^2(t)$ sont donnés par l'équation (8) suivante :

$$\begin{aligned} \bar{x}_n^1(t) &= \sqrt{\frac{1}{M}} \sum_{m=0}^{M-1} X_{m,n}^1 e^{j2\pi m F t}, \quad nT_u \leq t \leq (n+1)T_u \\ \bar{x}_n^2(t) &= \sqrt{\frac{1}{M}} \sum_{m=0}^{M-1} X_{m,n}^2 e^{j2\pi m F t}, \quad nT_u \leq t \leq (n+1)T_u \end{aligned} \quad (8)$$

Il est évident que tout signal $x_n(t)$ peut se décomposer sous la forme $x_n(t) = (\bar{x}_n^1(t) + \bar{x}_n^2(t))$. $\bar{x}_n^1(t)$ et $\bar{x}_n^2(t)$ sont respectivement, symétrique et antisymétrique par rapport à $nT_u + \frac{T_u}{2}$. En d'autres termes, pour chaque $t \in [nT_u, nT_u + \frac{T_u}{2}]$, $\bar{x}_n^1(t) = \bar{x}_n^1(t + \frac{T_u}{2})$ et $\bar{x}_n^2(t) = -\bar{x}_n^2(t + \frac{T_u}{2})$. On décompose maintenant $\bar{x}_n^1(t)$ et $\bar{x}_n^2(t)$ comme la concaténation de deux symboles multiporteuses avec deux fois moins de porteuses. soit les signaux :

$$\begin{aligned} x_{2n}^1(t) &= \sqrt{\frac{1}{M_0}} \sum_{m=0}^{M_0-1} X_{m,2n}^1 e^{j2\pi m F_0 t} g_0(t - 2nT_0) \\ x_{2n+1}^1(t) &= \sqrt{\frac{1}{M_0}} \sum_{m=0}^{M_0-1} X_{m,2n+1}^1 e^{j2\pi m F_0 t} g_0(t - (2n+1)T_0) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} x_{2n}^2(t) &= \sqrt{\frac{1}{M_0}} \sum_{m=0}^{M_0-1} X_{m,2n}^2 e^{j2\pi(mF_0+F)t} g_0(t - 2nT_0) \\ x_{2n+1}^2(t) &= \sqrt{\frac{1}{M_0}} \sum_{m=0}^{M_0-1} X_{m,2n+1}^2 e^{j2\pi(mF_0+F)t} g_0(t - (2n+1)T_0) \end{aligned} \quad (10)$$

avec $M_0 = \frac{M}{2}$, $T_0 = \frac{T_u}{2}$, $F_0 = \frac{1}{T_0} = 2F$ et g_0 une fenêtre rectangulaire de durée T_0 . Les vecteurs X^i sont donnés par :

$$X_{p,2n}^1 = X_{p,2n+1}^1 = \frac{X_{2p,2n}^1}{\sqrt{2}} \quad \text{et} \quad X_{p,2n}^2 = X_{p,2n+1}^2 = \frac{X_{2p+1,2n}^2}{\sqrt{2}}$$

De (9) et (10), on peut déduire directement l'équation (11) qui donne l'écriture du signal d'origine à partir de la somme de 2 signaux, eux-mêmes étant le résultat de la concaténation de 2 autres signaux. Notons \mathbf{x}_n , \mathbf{x}_{2n}^1 , \mathbf{x}_{2n+1}^1 , \mathbf{x}_{2n}^2 et \mathbf{x}_{2n+1}^2 les vecteurs contenant les échantillons des signaux $x_n(t)$, $x_{2n}^1(t)$, $x_{2n+1}^1(t)$, $x_{2n}^2(t)$ et $x_{2n+1}^2(t)$ alors,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_n &= \begin{bmatrix} \underbrace{\mathbf{x}_{2n}^1}_{x_{2n,0}^1, \dots, x_{2n,LM_0-1}^1} \quad \underbrace{\mathbf{x}_{2n+1}^1 (= \mathbf{x}_{2n}^1)}_{x_{2n+1,0}^1, \dots, x_{2n+1,LM_0-1}^1} \\ \underbrace{\mathbf{x}_{2n}^2}_{x_{2n,0}^2, \dots, x_{2n,LM_0-1}^2} \quad \underbrace{\mathbf{x}_{2n+1}^2 (= -\mathbf{x}_{2n}^2)}_{x_{2n+1,0}^2, \dots, x_{2n+1,LM_0}^2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

La figure (2) illustre cette décomposition en 4 signaux du signal $x_n(t)$. La figure (3) donne une représentation à partir des vecteurs fréquentiels de cette décomposition. La somme $\mathbf{x}_{2n}^1 + \mathbf{x}_{2n}^2$

correspond à la première partie du symbole OFDM d'origine \mathbf{x}_n alors que la somme $\mathbf{x}_{2n+1}^1 + \mathbf{x}_{2n+1}^2$ correspond à la seconde moitié.

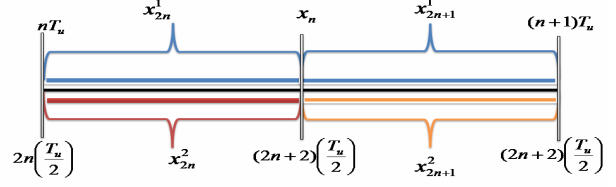


FIGURE 2 – Décomposition du signal $x_n(t)$ en 4 signaux $x_{2n}^1 = x_{2n+1}^1$ et $x_{2n}^2 = -x_{2n+1}^2$

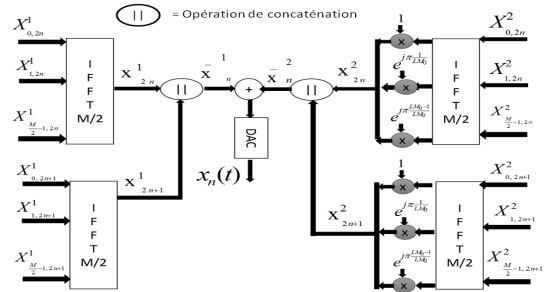


FIGURE 3 – Représentation, à partir des vecteurs de données fréquentielles, de la décomposition précédente.

4 Méthode TR Améliorée (TRA)

L'idée de base est, au lieu d'appliquer le GP sur l'ensemble du symbole OFDM, de l'appliquer sur les quatre signaux issus de la décomposition. Dans son principe notre méthode se décompose en 3 étapes :

- étape numéro 1 :** Cette étape consiste à décomposer le signal $x_n(t)$ en 4 signaux $\mathbf{x}_{2n}^1 = \mathbf{x}_{2n+1}^1$ et $\mathbf{x}_{2n}^2 = -\mathbf{x}_{2n+1}^2$ comme présenté dans la section précédente.
- étape numéro 2 :** Soit les quatre signaux correcteurs \mathbf{c}_{2n}^1 , \mathbf{c}_{2n+1}^1 , \mathbf{c}_{2n}^2 , \mathbf{c}_{2n+1}^2 qui seront additionnés aux signaux précédents. Lors de cette étape, nous appliquons à chaque signal un GP de manière à trouver ces signaux correcteurs. Cela revient donc à résoudre le PO suivant :

$$\begin{aligned} \min_{(\mathbf{c}_{2n}^1, \mathbf{c}_{2n}^2)} & \quad \|(\mathbf{x}_{2n}^1 + \mathbf{x}_{2n}^2) + (\mathbf{c}_{2n}^1 + \mathbf{c}_{2n}^2) - \\ & \quad f(\mathbf{x}_{2n}^1 + \mathbf{x}_{2n}^2 + \mathbf{c}_{2n+1}^1 + \mathbf{c}_{2n+1}^2)\|_2^2 \\ \text{Avec} & \quad \begin{cases} \text{DFT}(\mathbf{x}_{2n}^1 + \mathbf{c}_{2n}^1) = \begin{cases} X_{m,2n}^1 & \text{si } m \notin \mathcal{K}^{(0)} \\ C_{m,2n}^1 & \text{si } m \in \mathcal{K}^{(0)} \end{cases} \\ \text{DFT}(\mathbf{x}_{2n}^2 + \mathbf{c}_{2n}^2) = \begin{cases} X_{m,2n}^2 & \text{si } m \notin \mathcal{K}^{(1)} \\ C_{m,2n}^2 & \text{si } m \in \mathcal{K}^{(1)} \end{cases} \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

et

$$\min_{(\mathbf{c}_{2n+1}^1, \mathbf{c}_{2n+1}^2)} \left\| (\mathbf{x}_{2n+1}^1 + \mathbf{x}_{2n+1}^2) + (\mathbf{c}_{2n+1}^1 + \mathbf{c}_{2n+1}^2) - f(\mathbf{x}_{2n+1}^1 + \mathbf{x}_{2n+1}^2 + \mathbf{c}_{2n+1}^1 + \mathbf{c}_{2n+1}^2) \right\|_2^2$$

$$\text{Avec} \begin{cases} \text{DFT}(\mathbf{x}_{2n+1}^1 + \mathbf{c}_{2n+1}^1) = \begin{cases} X_{m,2n+1}^1 & \text{si } m \notin \mathcal{K}^{(0)} \\ C_{m,2n+1}^1 & \text{si } m \in \mathcal{K}^{(0)} \end{cases} \\ \text{DFT}(\mathbf{x}_{2n+1}^2 + \mathbf{c}_{2n+1}^2) = \begin{cases} X_{m,2n+1}^2 & \text{si } m \notin \mathcal{K}^{(1)} \\ C_{m,2n+1}^2 & \text{si } m \in \mathcal{K}^{(1)} \end{cases} \end{cases}$$

Avec $\mathcal{K}^{(0)}$ et $\mathcal{K}^{(1)}$ les projections du jeu de portuses réservées d'origine \mathcal{R} sur les signaux $x_{2n}^1(t); x_{2n+1}^1(t)$ et $x_{2n}^2(t); x_{2n+1}^2(t)$. Cette projection assure la compatibilité au niveau de la réception par rapport au jeu d'origine \mathcal{R} . Le résultat de cette optimisation conduira à des vecteurs fréquentiels tels que $\mathbf{C}_{2n}^1 \neq \mathbf{C}_{2n+1}^1$ et $\mathbf{C}_{2n}^2 \neq -\mathbf{C}_{2n+1}^2$, contrairement à la décomposition du vecteur obtenu avec le TRClas. C'est ce nouveau degré de liberté dans le PO qui permet de réduire des "pics" que ne peut pas réduire le TRClas et donc d'obtenir de meilleures performances, en termes de réduction de PAPR. Cependant, comme les contraintes $\mathbf{C}_{2n}^1 = \mathbf{C}_{2n+1}^1$ et $\mathbf{C}_{2n}^2 = -\mathbf{C}_{2n+1}^2$ ne sont plus respectées, le signal de correction va générer des interférences sur le signal utile.

- 3. étape numéro 3 :** Pour éliminer ces interférences nous réalisons lors de cette 3^{ème} étape un filtrage dans le domaine fréquentiel. Ce filtrage réalisé comme dans [4] permet de ne pas dégrader le Taux d'erreur.

L'ensemble de ces 3 étapes peut être itéré pour améliorer les performances. Lors de la seconde itération de TRA, nous obtenons 16 signaux, car chaque signal de l'équation (11) sera lui-même décomposé en 4 signaux.

Notre méthode TRA, pourrait paraître complexe, comparative-ment au TRClas, or, il n'en est rien. La mise en oeuvre du principe de la méthode peut s'écrire en une seule équation, après quelques développements mathématiques, à partir du vecteur OFDM d'origine \mathbf{x}_n . Le PO global est ainsi donné par (14) :

$$\min_{\bar{\mathbf{C}}_n} \left(\|\mathbf{x}_n + \mathbb{A}\bar{\mathbf{C}}_n - f(\mathbf{x}_n + \mathbb{A}\bar{\mathbf{C}}_n)\|_2^2 \right) \quad (14)$$

Avec,

$$\mathbb{A} = \begin{bmatrix} \mathbb{F}_{M_0, \mathcal{K}^{(0)}} & \mathbf{0}_{LM_0, K_0} & \tilde{\mathbb{F}}_{M_0, \mathcal{K}^{(1)}}^1 & \mathbf{0}_{LM_0, K_1} \\ \mathbf{0}_{LM_0, K_0} & \mathbb{F}_{M_0, \mathcal{K}^{(0)}} & \mathbf{0}_{LM_0, K_1} & \tilde{\mathbb{F}}_{M_0, \mathcal{K}^{(1)}}^2 \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$\bar{\mathbf{C}}_n = [\mathbf{C}_{2n}^1; \mathbf{C}_{2n+1}^1; \mathbf{C}_{2n}^2; \mathbf{C}_{2n+1}^2]$$

et $\tilde{\mathbb{F}}_{M_0, \mathcal{K}^{(1)}}^1 = -\tilde{\mathbb{F}}_{M_0, \mathcal{K}^{(1)}}^2 = \mathbb{D}\mathbb{F}_{M_0, \mathcal{K}^{(1)}}$ avec \mathbb{D} matrice diagonale

de vecteur diagonal, $\mathbf{d} = [1, e^{j\pi \frac{1}{LM_0}}, \dots, e^{j\pi \frac{LM_0-1}{LM_0}}]$.

5 Résultats

Les résultats présentés sur la figure 4, pour un jeu initial de 24 portuses réservées sur un total de 256 et pour un seuil de clipping de 6.5dB, montrent que notre méthode pour le même

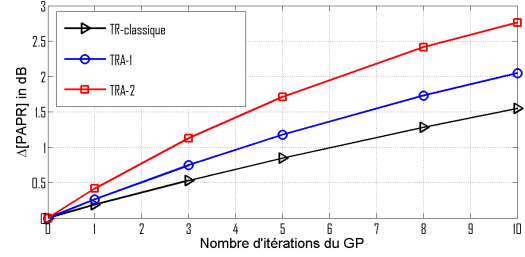


FIGURE 4 – Performances de notre méthode pour une (TRA-1) et deux itérations (TRA-2) de TRA comparées au TRClas.

nombre d'itérations de l'algorithme GP donne de meilleures performances que la méthode TRClas. Pour un nombre d'itérations de 10 du GP, notre méthode avec une itération du processus (TRA-1) donne un gain de l'ordre de 0.5dB alors que ce gain atteint plus de 1dB avec deux itérations (TRA-2). Ce gain en PAPR est donné par la différence entre le PAPR du signal d'origine et celui du signal corrigé pour une CCDF(Φ) = 10^{-4} . On peut de plus constater que la vitesse de convergence de notre algorithme est supérieure à celle du TRClas : gain de TRA-2 à 4 it de GP \approx gain de TRClas à 10 it de GP.

6 Conclusion

Nous avons présenté, à travers cet article, une amélioration efficace du GP appliqué à la méthode TR pour la diminution de PAPR. L'algorithme présenté exploite le fait que tout signal peut se décomposer en la somme de deux signaux, l'un étant symétrique, l'autre antisymétrique. Cet algorithme présente une complexité comparable à l'algorithme GP d'origine tout en améliorant les performances de plus de 1dB. De plus TRA est compatible avec TR classique au niveau du jeu de portuses réservées. Cette décomposition du signal multiporteuses pourra être utilement mise à profit avec d'autres méthodes de réduction. Nos premiers résultats sont très prometteurs.

Références

- [1] DVB : *Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)*, Jun 2008.
- [2] T. Jiang and Y. Wu, *An Overview : Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals*, IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 54, pp. 257–268, June 2008.
- [3] Y. Louet and J. Palicot, *A classification of methods for efficient power amplification of signals*, Annals of Telecommunications, vol. Volume 63, pp. 351–368, 2008.
- [4] D. Guel and J. Palicot, *FFT-IFFT Pair Based Digital Filtering for the Transformation of Adding Signal PAPR Reduction Techniques in Tone Reservation Techniques*, in International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC), August 2009.
- [5] J. Tellado-Mourelo, *Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation*. Ph.D, Stanford University, Sept 1999.
- [6] S. Zabre, J. Palicot, Y. Louet, and C. Lereau, *SOCP Approach for OFDM Peak-to-Average Power Ratio Reduction in the Signal Adding Context*, in Proc. IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, pp. 834–839, 2006.
- [7] D. Guel, Y. Louet, and J. Palicot, *A Geometric Method for PAPR Reduction in a Signal Adding Context for OFDM Signals*, in Proc. 15th International Conference on Digital Signal Processing, pp. 347–350, 1–4 July 2007.