

DE LA POST-DISTORSION À LA PRE-DISTORSION POUR LA LINÉARISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

R.MARSALEK(1,2), P.JARDIN(1), G.BAUDOIN(1)

(1)ESIEE– Laboratoire des Signaux et Télécommunications, BP 99, 93162 Noisy le Grand cedex – France

(2) Université Technologique de Brno, Purkynova 118, 602 00 Brno - République Tchèque

I. Introduction

Les Amplificateurs de Puissance (AP) utilisés efficacement (pour obtenir un bon rendement) présentent toujours des non linéarités qui génèrent des distorsions de phase et d'amplitude sur les signaux émis. Ces distorsions créent des remontées spectrales et déforment les constellations des signaux modulés lorsque les amplificateurs sont utilisés sur des modulations à enveloppe non constante.

Depuis le développement des radio-communications, un grand nombre de techniques ont été proposées pour compenser ces non linéarités et leurs effets [1]. Notre travail apporte une contribution aux techniques de **Pré-Distorsion** numérique en bande de base. Le principe est de pré-déformer le signal en bande de base pour compenser les distorsions ultérieures dues à l'amplificateur. Pour un système considéré sans mémoire, ces distorsions peuvent être caractérisées par les courbes AM-AM et AM-PM qui donnent respectivement la puissance et la phase du signal de sortie en fonction de la puissance du signal d'entrée. Le système de pré-distorsion optimal pour un amplificateur doit conduire à un système global (pré-distorsion + amplificateur) linéaire de gain G_0 . Ce gain équivalent est déterminé par le choix du **Peak Back Off** qui représente la différence entre la puissance maximale désirée et la puissance de saturation. L'originalité de notre travail repose sur l'observation suivante : le système de post-distorsion optimal pour un amplificateur est identique à celui de pré-distorsion optimal mais il est beaucoup plus simple à déterminer à partir des données disponibles d'entrée et de sortie de l'amplificateur. Nous calculons donc un système de post-distorsion fictif que nous appliquons en pré-distorsion et ce de manière adaptative.

Nous avons simulé notre méthode sur des signaux de type OFDM-HIPERLAN en utilisant le modèle d'amplificateur de SALEH. Nous montrons dans ce cas d'école (amplificateur de caractéristiques constantes) le bénéfice d'un système de pré-distorsion adaptatif.

II. Architectures des systèmes de pré et post distorsion numérique

L'approche étant numérique nous nous intéressons aux signaux représentant l'enveloppe complexe des signaux réels mis en jeu. Nous noterons $z(n)$ l'enveloppe complexe instantanée du signal modulé et \mathcal{A} l'opérateur non linéaire représentant l'effet de l'amplificateur de puissance (AP) sur celle-ci :

$\mathcal{A}(z) = AM(|z|^2) \exp(j(\arg(z) + PM(|z|^2)))$ où $AM(|z|^2)$ et $PM(|z|^2)$ représentent respectivement les distorsions AM/AM et AM/PM de l'amplificateur.

La Figure 1 représente les schémas des systèmes de pré-distorsion et post-distorsion en bande de base [3] ainsi que les notations utilisées pour désigner les différents signaux.

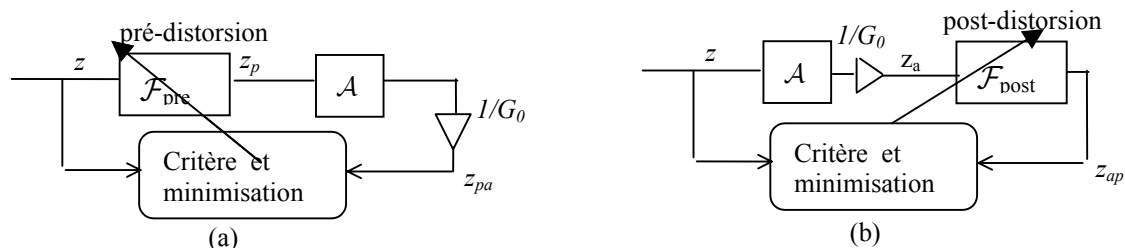


Figure 1: Schéma de pré-distorsion (a) et post-distorsion (b)

Dans le schéma classique de pré-distorsion (figure 1(a)) l'opérateur \mathcal{F}_{pre} est déterminé de façon à minimiser un critère de comparaison entre la sortie atténuée de l'AP soumise au signal pré-distordu et le signal original. L'opérateur idéal de pré-distorsion est donc implicitement défini par : $\mathcal{A}(\mathcal{F}_{pre}(z)) = G_0 z$ ou bien $\mathcal{F}_{pre}(z) = \mathcal{A}^{-1}(G_0 z)$. Comme \mathcal{A} est non linéaire, \mathcal{F}_{pre} ne peut être écrit explicitement à partir des signaux disponibles z et z_{pa} et ne peut être déterminé que par des techniques itératives d'optimisation classiques.

Nous avons mis en oeuvre cette approche dans des travaux antérieurs [2] en utilisant un opérateur de pré-distorsion polynomial, un critère d'erreur quadratique moyenne et un algorithme du gradient stochastique pour mettre à jour les coefficients. La méthode convergeait de façon satisfaisante pour des signaux de type WCDMA ou EDGE mais divergeait le plus souvent pour des signaux de type OFDM pour de faibles valeurs du Peak Back Off.

Conformément au schéma de post-distorsion (figure 1(b)), l'opérateur \mathcal{F}_{post} est déterminé de façon à minimiser un critère de comparaison entre la sortie du système de post-distorsion soumis à la sortie atténuée de l'AP et le signal original. L'opérateur idéal de post-distorsion est donc implicitement défini par: $\mathcal{F}_{post}(\mathcal{A}(z)/G_0) = z$ ou bien de façon équivalente $\mathcal{F}_{post}(z_a) = \mathcal{A}^{-1}(G_0 z_a) = z$. Nous notons que les expressions optimales de \mathcal{F}_{post} et \mathcal{F}_{pre} sont identiques mais que cette fois \mathcal{F}_{post} peut être écrit explicitement à partir des signaux disponibles z et z_a et représente la fonction inverse \mathcal{A}^{-1} de celle de l'amplificateur.

Nous proposons donc une technique de pré-distorsion adaptative basée sur le calcul d'une post-distorsion fictive qui identifie \mathcal{A}^{-1} . Nous avons choisi par ailleurs des opérateurs de pré (post) distorsion polynomiaux de la forme :

$$\mathcal{F}(z) = z \sum_{i=0}^K f_i |z|^{2i} \quad (1)$$

Cette forme de gain complexe ne dépendant que de l'amplitude du signal est classique pour les techniques de pré-distorsion [1]. Elle correspond à la description d'une non-linéarité instantanée de l'amplificateur par les seules courbes AM-AM AM-PM. Par ailleurs la restriction des indices aux seuls indices pairs est déduite de l'hypothèse que les effets des non linéarités sont à bande étroite [4].

III. Méthode de pré-distorsion polynomiale adaptative basée sur la post-distorsion

Nous proposons une solution pour rendre le système adaptatif : dès lors qu'un système de pré-distorsion est mis en place, le signal z_a n'est plus disponible mais il est possible de travailler sur z_{pa} (et z_p) pour continuer à identifier \mathcal{A}^{-1} .

La figure (2) représente le système de pré-distorsion adaptative.

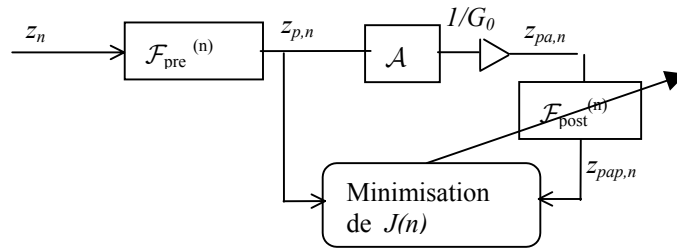


Figure 2: Schéma de pré-distorsion à partir du calcul d'une post-distorsion adaptative.

Soit $\mathcal{F}_{pre}^{(n)}$ l'opérateur de pré-distorsion mis en oeuvre à l'instant n et $z_p(n)$ et $z_{pa}(n)$ les entrée et sortie de l'amplificateur de puissance à cet instant. Le nouvel opérateur de post-distorsion $\mathcal{F}_{post}^{(n)}$ est celui qui minimise le critère des moindres carrés avec facteur d'oubli λ suivant :

$$J(n) = \sum_{l=1}^n \lambda^{n-l} \left| z_p(l) - \mathcal{F}_{post}^{(n)}(z_{pa}(l)) \right|^2 \quad (2)$$

L'opérateur de post-distorsion $\mathcal{F}_{post}^{(n)}$ étant linéaire en fonction de ses coefficients $f_{post\ i}^{(n)}$ le critère $J(n)$ est une forme quadratique en fonction de ces coefficients. Le minimum du critère est donc unique et solution d'un système d'équations linéaires.

On note :

$$\mathbf{a}(n) = \left(1 \quad |z_{pa}(n)|^2 \quad \dots \quad |z_{pa}(n)|^{2K} \right)^T,$$

$$\mathbf{f}(n) = \left(f_{post\ 0}^{(n)} \quad f_{post\ 1}^{(n)} \quad \dots \quad f_{post\ K}^{(n)} \right)^T$$

$$\mathbf{P}(n) = \sum_{l=0}^n \lambda^{n-l} |z_{pa}(l)|^2 \mathbf{a}(l) \mathbf{a}^T(l) \quad \text{et} \quad \mathbf{q}(n) = \sum_{l=0}^n \lambda^{n-l} z_p(l) z_{pa}^*(l) \mathbf{a}(l).$$

Le vecteur optimal \mathbf{f} des coefficients vérifie :

$$\mathbf{P}(n)\mathbf{f}(n) = \mathbf{q}(n). \quad (3)$$

Notons que l'on obtiendrait une solution du même type pour n'importe quel système de pré-distorsion paramétrique s'écrivant sous forme linéaire en fonction de ses paramètres, en particulier pour une série de Volterra qui prendrait en compte les effets mémoire de l'amplificateur.

Pratiquement nous utilisons un algorithme des moindres carrés récursifs pour calculer récursivement $\mathcal{F}_{post}^{(n)}$. Le système de pré-distorsion pour l'instant suivant $n+1$ est alors $\mathcal{F}_{pre}^{(n+1)} = \mathcal{F}_{post}^{(n)}$.

IV Expérimentations - Résultats sur un signal de type OFDM

Nous présentons les résultats obtenus pour un signal d'entrée de type HIPERLAN 2 (modulation OFDM 64 porteuses avec symboles QPSK). Dans cette simulation, nous n'avons pas distingué de porteuses pilotes ni introduit de préfixe cyclique. Nous avons utilisé une fréquence d'échantillonnage égale à $16 F_{symbole}$ pour prendre en compte les remontées spectrales introduites par la pré-distorsion et l'amplificateur de puissance. Nous avons utilisé le modèle de Saleh décrit par :

$$AM(|z|) = 2|z|/(1+|z|^2) \text{ et } PM(|z|) = \pi/3 \cdot |z|^2/(1+|z|^2) .$$

Ce modèle ne correspond pas à l'application envisagée mais présente l'intérêt d'être une référence souvent utilisée.

Nous utilisons ce modèle avec un Peak Back Off de 0.087 dB, ce qui signifie que l'amplitude maximale en sortie de l'amplificateur du système linéarisé est égale à 98% de l'amplitude de saturation.

Nous avons choisi pour \mathcal{F}_{post} un polynôme à 4 coefficients (K=3 dans l'équation 1). Les conditions initiales pour notre algorithme des Moindres Carrés Récursifs sont les suivantes : le polynôme de pré-distorsion initial est $\mathcal{F}_{post}^{(0)}(z)=z$ et le premier « gain de Kalman » est 10^5 fois la matrice identité de dimension 4.

Nous avons testé différentes valeurs du facteur d'oubli λ (0.8, 0.9 et 1).

La figure 3 montre l'évolution de l'erreur quadratique instantanée $EQ(n)=|G_0(z(n))-z_{pa}(n)|^2$ sur une portion de signal. Les 5 courbes représentées représentent de haut en bas, la puissance instantanée du signal $z(n)$, l'erreur EQ(n) sans pré-distorsion, puis EQ(n) avec pré-distorsion pour les 3 valeurs de λ en ordre décroissant.

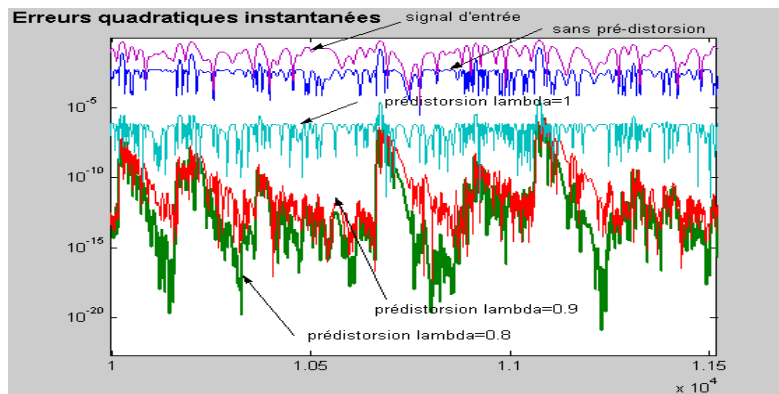


Figure 3: Evolution de l'amplitude du signal et de l'erreur quadratique instantanée au cours du temps

Nous observons que cette erreur présente des pics au moment où l'amplitude du signal d'entrée est la plus forte, c'est à dire dans la zone de fonctionnement de l'amplificateur la moins linéaire. La décroissance à partir de ces pics est d'autant plus rapide que la valeur de λ est faible.

Nous avons calculé la moyenne de ces erreurs pour définir une quantité (abusivement) notée EVM par :

$$EVM = \frac{\sum_n |G_0(z(n)) - z_{pa}(n)|^2}{\sum_n |G_0 z(n)|^2} \text{ (voir tableau 1)}$$

La figure 4 représente les spectres moyens (estimation des densités spectrales de puissance) des signaux $G_0 z(n)$ et $G_0 z_{pa}(n)$ ainsi que le masque de la norme hiperlan2.

La méthode de pré-distorsion proposée permet une réduction spectaculaire des remontées spectrales.

L'influence de la valeur de λ est moins visible mais sera tout de même traduite dans les valeurs d'ACPR (Adjacent Channel Power Regrowth) correspondant à ces tracés.

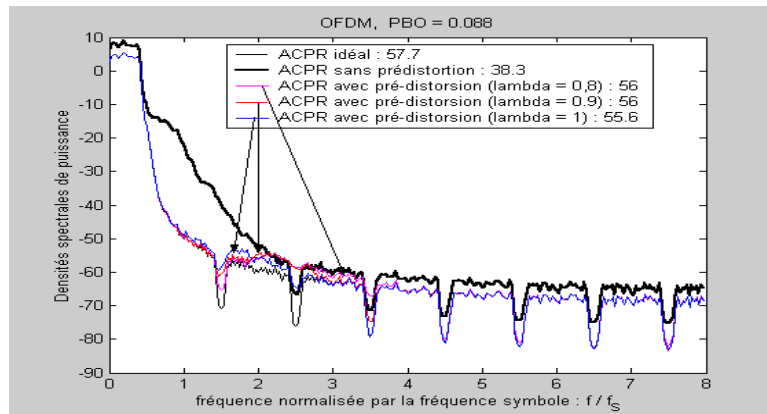


Figure 4 : Spectres des signaux

Nous avons considéré la définition suivante de l'ACPR : $ACPR = 10 * \log \left(\frac{2 \int_0^{F_s} P(f) df}{\int_{F_s}^{3F_s} P(f) df} \right)$ où $P(f)$ représente la densité spectrale de puissance du signal considéré. (voir tableau 1)

La figure 5 donne l'équivalent de la courbe AM-AM c'est à dire $|G_0 z_{pa}(n)|$ en fonction de $|z(n)|$ avec et sans pré-distorsion.

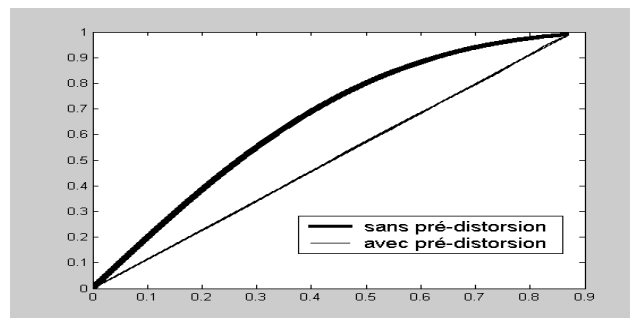


Figure 5 : courbes « AM-AM »

Le tableau I donne les valeurs d'EVM et d'ACPR pour les différents cas étudiés. Ces résultats montrent une très grande efficacité de la méthode et l'intérêt d'un facteur d'oubli $\lambda \neq 1$.

	Sans Pré-Distorsion	Avec Pré-Distorsion $\lambda=1$	Avec Pré-Distorsion $\lambda=0.9$	Avec Pré-Distorsion $\lambda=0.8$
EVM	0,043	$5 \cdot 10^{-6}$	$1,14 \cdot 10^{-6}$	$0,99 \cdot 10^{-7}$
ACPR en dB	38,3	55,6	56	56

Tableau I : Valeurs d'EVM et d'ACPR

Références

[1] P.B. KENNINGTON, *High linearity RF Amplifiers design*, Artech House 2000.
 [2] G. BAUDOIN, P. JARDIN, "Adaptive polynomial pre-distortion for linearization of power amplifiers in wireless communications and WLAN," *Proc. Conf. IEEE EUROCON'2001*, Vol 1/2, pp. 157--160, Slovakia, Jul. 2001.
 [3] R. MARSALEK, P. JARDIN, G. BAUDOIN, "From post-distortion to pre-distortion for power amplifiers linearization", to appear in *IEEE communications letters*, 2003.
 [4] G. BAUDOIN et al, *Radiocommunications numériques, tome 1, Principes, modélisation et simulation*, Paris, Dunod, 2002.

