

# Linéarisation des amplificateurs de puissance par pré-distorsion avec prise en compte des effets mémoire

Geneviève BAUDOIN<sup>1</sup>, Pascale JARDIN<sup>1</sup>, Roman MARSALEK<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>ESYCOM - ESIEE - Laboratoire des Signaux et Télécommunications  
Cité Descartes, BP 99, 93162 Noisy le Grand Cedex, France

<sup>2</sup>Université Technologique de Brno  
Purkynova 118, 602 00 Brno - République Tchèque  
g.baudoïn@esiee.fr, p.jardin@esiee.fr, r.marsalek@esiee.fr

**Résumé** – Nous présentons une technique de pré-distorsion adaptative en bande de base pour linéariser un amplificateur de puissance tel que ceux utilisés dans les communications avec les mobiles. L'approche utilisée est indirecte au sens où nous calculons un système de post-distorsion que nous appliquons en pré-distorsion. En choisissant un opérateur de pré-distorsion de type polynomial à mémoire, nous pouvons linéariser des amplificateurs présentant des effets mémoire. La méthode a été testée sur des signaux OFDM de type Hiperlan2. Les résultats obtenus sont nettement supérieurs à ceux des méthodes ne prenant pas en compte les effets de mémoire.

**Abstract** – We present a baseband adaptive pre-distortion technique to linearize power amplifiers such as those used in mobile communications. We use an indirect approach that calculates a post-distortion system that is applied as a pre-distortion. The form of the pre-distorter is a polynomial with memory that makes it possible to linearize power amplifiers with memory effects. The method was tested on OFDM signals such as Hiperlan2 signals. The obtained results were clearly improved in comparison with the approaches that do not take memory effects into account.

## 1 Introduction

Les amplificateurs de puissance utilisés en radiocommunications sont généralement non-linéaires, surtout lorsqu'ils sont utilisés près de la saturation pour optimiser le rendement. Plus la dynamique des amplitudes des signaux en entrée de l'amplificateur est grande plus les effets des non-linéarités sont importants. Pour des signaux à enveloppe constante comme les signaux GSM, il est possible d'utiliser des amplificateurs fortement non-linéaires (en classe C par exemple) offrant un fort rendement de puissance. Mais, dans un souci d'efficacité spectrale, les nouveaux réseaux de communications mobiles ou réseaux locaux radio utilisent des modulations ou des techniques d'étalement de spectre conduisant à des signaux à forte dynamique d'amplitude. On peut citer la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) utilisée dans les réseaux locaux sans fil comme hiperlan2.

Le comportement non-linéaire des amplificateurs de puissance génère des distorsions de phase et d'amplitude sur les signaux émis. Ces distorsions engendrent des remontées spectrales en dehors du canal du signal utile et déforment les constellations des signaux modulés. On caractérise ces distorsions par des paramètres tels que l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) et l'EVM (Error Vector Magnitude). L'ACPR représente le rapport entre la puissance du signal dans le canal utile et la puissance du signal généré par les distorsions dans un canal adjacent. L'EVM représente la distance moyenne entre les points de la constellation idéale et les valeurs des échantillons reçus soumis aux distorsions de l'amplificateur.

Pour un amplificateur considéré sans mémoire, les distor-

sions peuvent être caractérisées par les courbes AM-AM et AM-PM [1] qui donnent respectivement la puissance et la phase du signal de sortie en fonction de la puissance du signal d'entrée. Pour les signaux large bande utilisés dans les systèmes de communications actuels et futurs, les effets de mémoire de l'amplificateur ne peuvent être ignorés. Différents modèles d'amplificateurs ont été proposés pour prendre en compte les effets mémoire [4]. Ils utilisent souvent des séries de Volterra.

De nombreuses techniques ont été proposées pour compenser ces non-linéarités et leurs effets [1]. Certaines techniques, comme la contre-réaction, l'approche feedforward ou la pré-distorsion, essaient de corriger ces distorsions. D'autres méthodes cherchent à les éviter par la conception d'architectures où les amplificateurs sont attaqués par des signaux à enveloppe constante. On peut citer dans cette catégorie les architectures EER (Envelope elimination and Restoration), LINC (Linear amplification with Non linear Components) et CALLUM (Constant Amplitude Locked Loop Universal Modulator).

Notre travail apporte une contribution aux techniques de Pré-Distorsion numérique en bande de base. Le principe de la pré-distorsion est de pré-déformer le signal pour compenser les distorsions ultérieures dues à l'amplificateur.

Le système de pré-distorsion optimal pour un amplificateur doit conduire à un système global (pré-distorateur + amplificateur) linéaire de gain  $G_0$ . Ce gain équivalent est déterminé par le choix du Peak Back Off (PBO) qui représente la différence (en décibels) entre la puissance maximale désirée et la puissance de saturation. Le gain  $G_0$  est égal au gain de l'amplificateur pour cette puissance maximale.

Nous proposons une méthode de pré-distorsion numérique

adaptative basée sur le calcul itératif d'une post-distorsion fictive. Cette approche conduit à la minimisation d'une forme quadratique dès lors que l'opérateur de pré(post)-distorsion est une fonction linéaire de ses coefficients. Nous avons étudié des opérateurs de type polynomial avec ou sans mémoire pour pré-distordre des signaux (OFDM) amplifiés par des AP avec ou sans mémoire.

## 2 Architectures des systèmes de pré et post distorsion

Les premiers systèmes de pré-distorsion numérique en bande de base ont été proposés par Nagata [5] en 1989, Cavers [6] en 1990. La figure 1 représente le schéma de principe d'un système de pré-distorsion en bande de base.

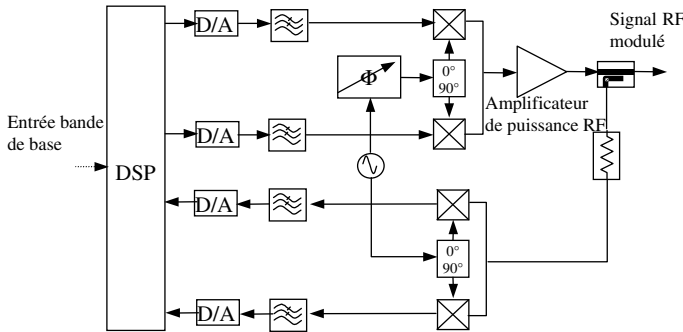


FIG. 1 – Schéma de principe d'un système de pré-distorsion en bande de base

Ce schéma de principe peut-être simplifié en utilisant les enveloppes complexes des signaux réels mis en jeu. Nous supposons que les enveloppes complexes sont obtenues après un filtrage passe-bande autour de la fréquence porteuse éliminant les signaux centrés sur les harmoniques. La figure 2 est l'équivalent de la figure 1 avec une représentation en bande de base filtrée. Elle fixe les notations utilisées par la suite. Les différents signaux sont notés  $z$  avec en indice une ou plusieurs lettres représentant le traitement subi. Par exemple,  $z$  est l'enveloppe complexe du signal modulé et  $z_p$  est la sortie du système de pré-distorsion (PD) attaqué par  $z$ . On note  $\mathcal{A}$  l'opérateur représentant l'amplificateur de puissance (AP) et  $\mathcal{F}_{pre}$  l'opérateur représentant la pré-distorsion (PD).

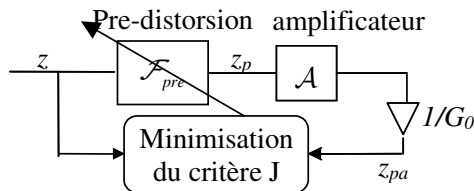


FIG. 2 – Modèle équivalent en bande de base d'un système de pré-distorsion

Dans cette approche classique de pré-distorsion (fig. 2) l'opérateur  $\mathcal{F}_{pre}$  est déterminé de façon à minimiser un critère comparant le signal original  $z$  et la sortie atténuée de l'AP  $z_{pa}$  soumis au signal pré-distordu  $z_p$ . L'opérateur idéal de pré-distorsion

est donc implicitement défini par :

$$\mathcal{A}(\mathcal{F}_{pre}(z)) = G_0 z, \text{ ou bien : } \mathcal{F}_{pre}(z) = \mathcal{A}^{-1}(G_0 z).$$

Comme  $\mathcal{A}$  est non linéaire,  $\mathcal{F}_{pre}$  ne peut pas être écrit explicitement à partir des signaux disponibles  $z$  et  $z_{pa}$ . Le calcul de  $\mathcal{F}_{pre}$  ne peut être effectué que par des méthodes d'optimisation itératives [6], [3], [7].

Une autre manière de corriger les non-linéarités de l'amplificateur de puissance est d'insérer un système de post-distorsion après l'amplificateur soit à l'émetteur soit au récepteur. Mais sa réalisation dans l'émetteur est difficile car les éléments de traitement doivent pouvoir supporter des signaux de forte puissance [9]. Placer la post-distorsion au récepteur ne permet pas de corriger l'ACPR à l'émission mais peut corriger l'EVM à la réception et diminuer la probabilité d'erreurs. La figure 3 représente le principe d'un système de post-distorsion.

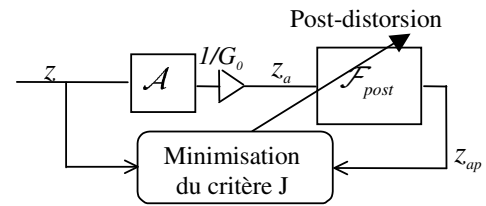


FIG. 3 – Modèle équivalent en bande de base d'un système de post-distorsion

L'intérêt de la post-distorsion réside dans la simplicité de son calcul. L'opérateur  $\mathcal{F}_{post}$  est déterminé de façon à minimiser un critère comparant la sortie du post-distordeur  $z_{ap}$  soumis à la sortie atténuée de l'AP et le signal original  $z$ . L'opérateur idéal de post-distorsion est donc implicitement défini par :

$$\mathcal{F}_{post}(\mathcal{A}(z)/G_0) = z, \text{ ou bien } \mathcal{F}_{post}(z_a) = \mathcal{A}^{-1}(G_0 z_a) = z.$$

Nous notons que les expressions optimales de  $\mathcal{F}_{post}$  et  $\mathcal{F}_{pre}$  sont identiques mais que  $\mathcal{F}_{post}$  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.

L'écriture directe de l'expression optimale de  $\mathcal{F}_{post}$  en fonction des signaux observés  $z$  et  $z_a$  ainsi que la similitude entre les valeurs optimales de  $\mathcal{F}_{post}$  et de  $\mathcal{F}_{pre}$  nous ont conduit à développer une technique de pré-distorsion adaptative basée sur le calcul d'une post-distorsion.

## 3 Méthode de pré-distorsion polynomiale à mémoire adaptative basée sur la post-distorsion

Le principe de la méthode est décrit par la figure 4.

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

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

$\lambda$  est un facteur d'oubli (on prendra typiquement  $\lambda = .99$ ).

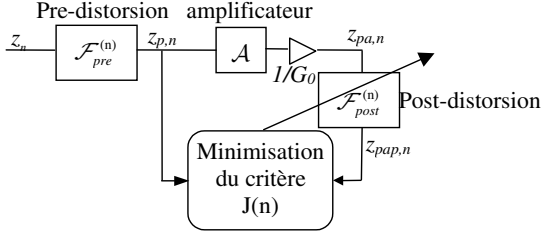


FIG. 4 – Pré-distorsion par traduction d'une fonction de post-distorsion

Différentes formes sont possibles pour  $\mathcal{F}_{post}$  ou  $\mathcal{F}_{pre}$ . Le plus souvent on considère des opérateurs de type gain complexe dépendant du module de l'entrée c'est à dire tels que :

$\mathcal{F}(z_n) = z_n * G(|z_n|)$ . C'est fréquemment sous cette forme que sont implantées les lectures en table (Look Up Table) ([6]).

Dans nos publications antérieures ([3]) ainsi que dans d'autres travaux ([7]), le gain complexe est écrit sous forme de polynôme :  $\mathcal{F}(z_n) = z_n \sum_{i=0}^K f_i |z_n|^{2i}$

Nous pouvons généraliser cette forme pour prendre en compte (et compenser) les effets mémoire de l'amplificateur en considérant des opérateurs de pré (post) distorsion polynomiaux à mémoire de la forme :

$$\mathcal{F}(z_n) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^L f_{k,l} z_{n-l n_0} |z_{n-l n_0}|^k = \mathbf{f}^T \mathbf{v}_n \quad (2)$$

–  $n_0$  est la valeur élémentaire du retard pris en compte dans l'effet mémoire.

–  $\mathbf{f}$  est le vecteur des coefficients de l'opérateur  $\mathcal{F}_{post}^{(n)}$  :

$$\mathbf{f}^T = (f_{0,0} f_{1,0} \dots f_{N-1,0}, \dots, f_{0,L} f_{1,L} \dots f_{N-1,L})$$

–  $\mathbf{v}_n$  est le vecteur des échantillons d'entrée nécessaires :

$$\mathbf{v}_n = (z_n, z_n |z_n| \dots z_n |z_n|^{N-1}, \dots, z_{n-Ln_0}, z_{n-Ln_0} |z_{n-Ln_0}| \dots z_{n-Ln_0} |z_{n-Ln_0}|^{N-1})$$

Notons que la notation  $\mathcal{F}(z_n)$  est dans ce cas impropre puisque la sortie du prédistordeur ne dépend plus de la seule valeur  $z_n$  mais aussi de L valeurs passées. Nous continuerons toutefois, par souci de simplicité, d'utiliser cette notation.

Le critère  $J(n)$  à l'instant n est alors une forme quadratique en fonction des coefficients  $f_{post,k,l}^{(n)}$  de  $\mathcal{F}_{post}^{(n)}$ , le minimum est donc unique et solution d'un système d'équations linéaires. 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

$$\mathcal{F}_{pre}^{(n+1)} = \mathcal{F}_{post}^{(n)}$$

## 4 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 sur symboles QPSK). Nous avons pris une fréquence d'échantillonnage égale à 16 fois la fréquence symbole pour prendre en compte les remontées spectrales introduites à la fois par la pré-distorsion et l'amplificateur. Pour modéliser l'amplificateur en bande de base, nous avons d'une part utilisé le modèle de Saleh (sans mémoire) et d'autre part un modèle d'amplificateur décrit par un polynôme à mémoire.

Le premier modèle ne correspond pas à l'application envisagée

mais présente l'intérêt d'être une référence souvent utilisée. Il est décrit par les distorsions d'amplitude (AM/AM) et de phase (AM/PM) suivantes :

$$AM(|z|) = \frac{2|z|}{(1+|z|^2)} \text{ et } PM(|z|) = \frac{\pi|z|^2}{(1+|z|^2)}$$

Ces distorsions correspondent à l'opérateur instantané :

$$\mathcal{A}(z_n) = AM(|z_n|^2) \exp(j(\arg(z_n) + PM(|z_n|^2)))$$

Pour décrire les effets mémoire de l'amplificateur, nous avons utilisé un modèle polynomial à mémoire décrit par l'opérateur :

$$\mathcal{A}(z_n) = \sum_{k=0}^{N_A-1} \sum_{l=0}^{L_A} a_{k,l} z_{n-l n_0} |z_{n-l n_0}|^k \quad (3)$$

Nous avons travaillé sur les signaux réels d'entrée et sortie simultanés d'un amplificateur de classe AB travaillant à 1.45 GHz (données fournies par J.I.Diaz [4]). Ces signaux (de type OFDM) sont obtenus par sous-échantillonnage des signaux RF avec une fréquence porteuse résiduelle  $f_0$  égale à 5 MHz et un échantillonnage à la fréquence  $4f_0$ . Nous avons identifié les paramètres d'un modèle de type (3) (avec  $N_A = 10, L_A = 1$ ) par les opérations successives suivantes :

- Calcul des enveloppes complexes de ces signaux
- Démodulation de ces enveloppes pour les ramener en bande de base et obtenir ainsi  $z_{in,n}$  et  $z_{out,n}$
- Identification des paramètres  $a_{k,l}$  par moindres carrés (critère de type (1)) sur  $z_{out,n} - \mathcal{A}(z_{in,n})$

Nous avons choisi pour  $\mathcal{F}_{post}$  un polynôme à 6 coefficients (N=6) et considéré les deux cas sans mémoire (L=0) et avec mémoire (L=1, n0=1).

Les conditions initiales pour l'algorithme des Moindres Carrés Récursifs sont les suivantes :

- le polynôme de pré-distorsion initial est :  $\mathcal{F}_{post}^{(0)}(z) = z$
- le premier " gain de Kalman " est :  $K = 10^5 I_{N*(L+1)}$

Les figures 5 et 6 montrent les courbes de type AM/AM sans et avec pré-distorsion pour chacun des deux amplificateurs considérés (le changement d'échelle des amplitudes d'entrée provient du facteur d'échelle que l'on doit appliquer sur le signal modulé d'entrée pour respecter un PBO qui est ici de 0.22 dB). Les figures 7 et 8 représentent les densités spectrales de puissance des signaux  $G_0.z(n)$  et  $G_0.z_{pa}(n)$ . Le tableau donne les valeurs d'EVM et d'ACPR pour les différents cas étudiés.

$$\text{L'EVM est définie par : } EVM = \frac{\sum_n |G_0(z(n) - z_{pa}(n))|^2}{\sum_n |G_0 z(n)|^2}$$

$$\text{L'ACPR est défini par : } ACPR = 10 * \log \left( \frac{2 \int_{0}^{F_s} P(f) df}{\int_{-3F_s}^{3F_s} P(f) df} \right)$$

ampli	critère	sans PD	PD poly	PD poly mémoire
DIAZ	EVM	$3.510^{-2}$	$3.510^{-4}$	$2.510^{-5}$
SALEH	EVM	$2.510^{-2}$	$610^{-7}$	$1.510^{-6}$
DIAZ	ACPR	39	46	50
SALEH	ACPR	39.8	57	56.5

## 5 Conclusion

La méthode de linéarisation proposée utilise un opérateur de pré-distorsion de type polynôme à mémoire capable de prendre en compte et de corriger l'effet mémoire qui se manifeste dans les amplificateurs pour les signaux large bande. La méthode a été testée sur des données réelles obtenues par sous-échantillonnage des signaux d'entrée et de sortie (de type OFDM) d'un amplificateur classe AB. Le système de prédistorsion avec mémoire est beaucoup plus efficace que le système sans mémoire.

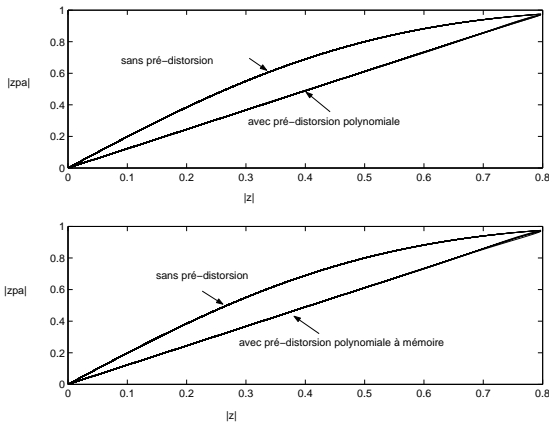


FIG. 5 – courbe AM/AM pour un modèle de Saleh de l’amplificateur sans ou avec pré-distorsion

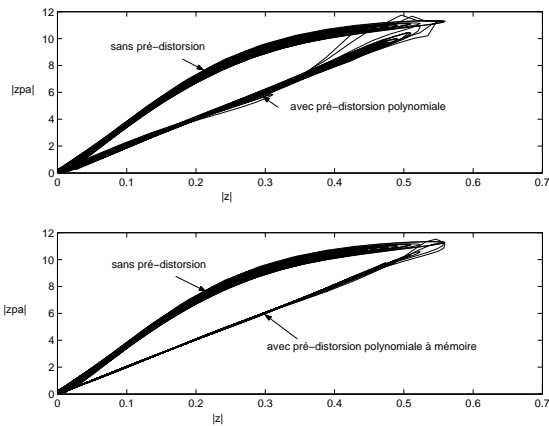


FIG. 6 – courbe AM/AM pour le modèle polynomial à mémoire de l’amplificateur sans ou avec pré-distorsion

## Références

- [1] P.B. Kennington, *High linearity RF Amplifiers design*. Artech House 2000.
- [2] R. Marsalek, P. Jardin and G. Baudoin. “From post-distortion to pre-distortion for power amplifiers linearization“. *to appear in IEEE Communication Letters 2003*.
- [3] G. Baudoin, P. Jardin . “ A new adaptive base band pre-distortion algorithm for linearization of power amplifiers, application to EDGE-GSM transmitters“. *European Microwave Week 2000, Proc. Conf. ECWT, pp. 163-166, 2 - 6 Octobre 20000 Paris la Défense*
- [4] J.I. Diaz, C. Pantaleon, I. Santamaria. “Nonlinearity Estimation in Power Amplifiers Based on Subsampled Temporal Data“. *IEEE Transactions on Instrument and Measurement* vol. 50, No.4, August 2001
- [5] Y. Nagata. “Linear amplification technique for digital mobile communications“. *Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf. San Francisco, CA. 1989, pp. 159-164*.
- [6] J.K. Cavers. “Amplifier linearization using a digital pre-distorter with fast adaptation and low memory requirements“. *IEEE Trans. Vehicular Tech.* vol. 39, no.4, pp 374-382, Nov. 1990.

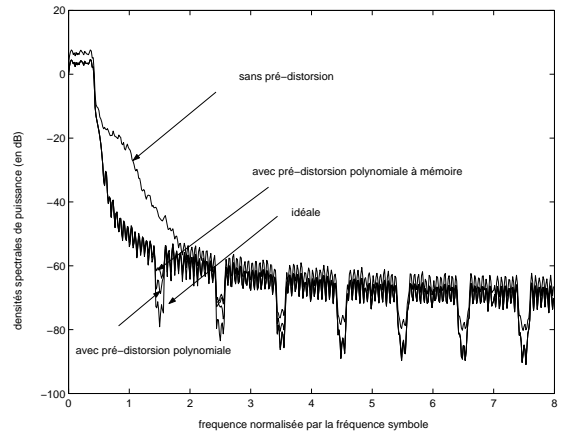


FIG. 7 – Spectres des signaux  $G_0.z(n)$  et  $G_0.z_{pa}(n)$  avec différentes pré-distorsions pour le modèle de Saleh

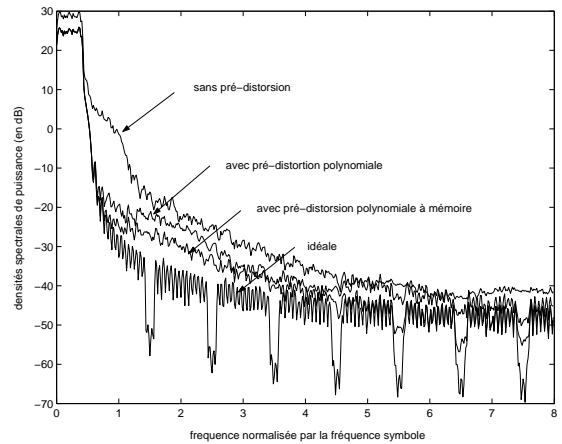


FIG. 8 – Spectres des signaux  $G_0.z(n)$  et  $G_0.z_{pa}(n)$  avec différentes pré-distorsions pour le modèle polynomial à mémoire

- [7] H. Besbes, T. Le-Ngoc, H. Lin. "A Fast Adaptive Polynomial Predistorter for Power Amplifiers", *Proc. Globecom, 2 vol. 1, pp. 659-663*.
- [8] S. P. Stapleton and F. C. Costescu. “An adaptive predistorter for a power amplifier based on adjacent channel emissions“. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. vol-41, no.1, Feb. 1992, pp. 49-56.
- [9] A. Prochazka, P. Lancaster, R. Neumann. “Amplifier linearization by complementary pre or post-distortion“. *IEEE trans. On cable television*. Vol CATV-1, oct. 1976, pp. 31-39.
- [10] A. Zhu, T. J. Brasil. “An adaptive Volterra Predistorter for the linearization of RF High Power Amplifiers“. *Proc. Conference IEEE MTT* pp. 461-464, 2002.
- [11] C. Eun, E. J. Powers. “A New Volterra Predistorter Based on the indirect Learning Architecture“. *IEEE trans. on signal processing* Vol. 45, No1, Jan. 1997.