

Modélisation à faible complexité de l'effet mémoire des amplificateurs de puissance en contexte large bande

Sonia Saïed-Bouajina¹, Meriem Jaïdane¹, Fadhel Ghannouchi²,

¹ Unité de Recherche Signaux et Systèmes

Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis – BP 37, 1002 Tunisie

²iRadio Laboratory, Schulich School of Engineering

Université de Calgary – 2500 University Dr., N.W. Calgary

sonia.bouajina@enit.rnu.tn, meriem.jaidane@enit.rnu.tn, fadhel.ghannouchi@ucalgary.ca

Résumé – Ce papier propose un modèle à mémoire pour les amplificateurs de puissance en contexte de transmission large bande pour des signaux d'entrée de type WCDMA. Ce modèle est basé sur l'introduction d'un terme fractionnaire à puissances non entières au modèle polynômial sans mémoire appelé ainsi modèle Polynômial à Mémoire Modifié (PMM). Les performances de ce nouveau modèle sont comparées au modèle polynômial à mémoire de type Volterra (VPM). Le modèle (PMM) apporte pour le même ordre de la mémoire que le (VPM), une réduction de la complexité. La même erreur quadratique moyenne normalisée est obtenue avec un nombre de paramètres réduit. La densité spectrale de puissance ainsi que le gain AM/AM sont plus proches de ceux mesurés pour le modèle proposé que pour le modèle (VPM).

Abstract – In this paper we investigate a new model with memory effects for RF Power Amplifiers (PAs) in wide band context for WCDMA entry signals. This model is based on the memoryless polynomial model through the introduction of the fractional term $\left(\frac{x_n-1}{x_n}\right)^\alpha$. This new Modified Polynomial model with Memory called (PMM) is compared to the Volterra Polynomial with Memory (VPM) for the same memory order. This new model (PMM) reduces the complexity, it leads to the same mean squared normalized error with less parameters of the polynomial than the (VPM) model. Furthermore, the spectral density and the AM/AM gain of the (PMM) model fit better the measured one than the (VPM) model.

1 Introduction

Les amplificateurs de puissance sont des composants importants dans une chaîne de communications numériques. Leur non linéarité est responsable des distorsions d'amplitude et de phase. Pour apporter une meilleure compréhension de ces composants, de nombreuses études se sont intéressées à la modélisation des amplificateurs de puissance dans un objectif d'identification ou de prédistorsion [1, 3, 6]. Les modèles d'amplificateurs, appelés modèles comportementaux ou modèles boîte noire, visent à trouver une relation mathématique entre les enveloppes complexes x_n de l'entrée et y_n de la sortie du composant étudié. Cette relation est généralement de la forme :

$$y_n = A(r_n) \exp(j\theta(r_n)) \quad (1)$$

où $r_n = |x_n|$ est l'amplitude d'entrée, $A(r_n)$ caractérise le gain d'amplitude AM/AM et $\theta(r_n)$ le gain de phase AM/PM. Les modèles comportementaux sont basés sur la connaissance de ces gains AM/AM et AM/PM. Rappelons que le gain AM/AM est donné par $G_n = P_n^{out} - P_n^{in}$ où P_n^{out} et P_n^{in} sont les puissances en dBm à l'instant n respectivement de l'entrée et de la sortie. Ces puissances sont données par :

$$P_n^{in} = 10 \log_{10} |x_n|^2 + 30 \quad (2)$$

et

$$P_n^{out} = 10 \log_{10} |y_n|^2 + 30. \quad (3)$$

- Pour les signaux à bande étroite, le gain d'amplitude AM/AM est un gain statique qui dépend uniquement de la puissance à un instant donné, l'amplificateur est donc sans mémoire. Parmi les modèles non linéaires sans mémoire les plus courants, citons le modèle de Saleh [4] et le modèle polynômial [1]. Selon le modèle de Saleh, le gain d'amplitude est donné par :

$$A(r_n) = \frac{a_1 r_n}{1 + b_1 r_n^2} \quad (4)$$

les paramètres a_1 et b_1 étant réels. La figure (1) (courbe (a)) représente le gain AM/AM donné par le modèle de Saleh pour les paramètres $a_1 = 1$ et $b_1 = 2$. Selon le modèle polynômial la relation entrée/sortie est la suivante [1, 7] :

$$y_n = x_n \sum_{k=1}^p a_{2k-1} |x_n|^{2(k-1)} \quad (5)$$

où les coefficients $\{a_{2k-1}\}$ sont complexes et $2(p-1)$ est l'ordre du polynôme.

- Pour les signaux large bande par exemple WCDMA, il est primordial de prendre en compte l'effet mémoire dans la modélisation [2, 3, 7]. Physiquement, l'effet mémoire est dû aux effets thermiques et aux longues constantes de temps dans la polarisation des amplificateurs. Les gains AM/AM (et AM/PM) dynamiques pour les signaux large bande présentent, dans ce cas, une caractéristique particulière qui est la dispersion

des points de mesures. La figure (2) illustre cette dispersion du gain AM/AM pour un amplificateur de classe AB utilisé avec une entrée WCDMA à une seule porteuse (de 122880 échantillons), échantillonnée à la fréquence $F_e = 61.44$ MHz. ¹

Plusieurs modèles à mémoire pour les amplificateurs de puissance sont proposés dans la littérature, tels que les réseaux de neurones, ou les filtres de Volterra. Les filtres de Volterra dans leur forme générale font l'objet de plusieurs études pour le choix d'une structure parcimonieuse. Tel est le cas de la recherche des noyaux pertinents des filtres de Volterra [5], ou les modèles polynômiaux à mémoire [3, 1] qui sont un cas particulier du modèle de Volterra.

Ce papier a également pour objectif la réduction de complexité des modèles à mémoire.

Dans un premier temps, on se propose de trouver un lien mathématique direct entre la dispersion du gain AM/AM dynamique et l'effet mémoire. Ensuite cette méthode sera appliquée au modèle polynômial sans mémoire qui a l'avantage de mieux s'adapter aux amplificateurs de classe AB par exemple. Une étude comparative des performances est enfin effectuée entre ce modèle proposée et le modèle Volterra Polynômial.

2 Idée de base

L'idée de base de ce travail est de relier de façon simple la dispersion du gain AM/AM dynamique (figure (2)) à l'effet mémoire. En effet, la dispersion s'explique par le fait qu'à un niveau donné de la puissance d'entrée, la puissance de sortie correspondante dépend non seulement de la puissance d'entrée à cet instant mais aussi de son passé. En outre, la figure (2) montre que la dispersion est de plus en plus importante pour les faibles puissances. D'où le modèle suivant proposé reliant la sortie dynamique du modèle avec mémoire \hat{y}_n à la sortie statique sans mémoire \bar{y}_n selon :

$$\hat{y}_n = \bar{y}_n \left(\frac{x_{n-1}}{x_n} \right)^\alpha \quad (6)$$

avec α paramètre réel. Dans un premier temps on va prendre pour \bar{y}_n le modèle de Saleh. Pour $\alpha = 0.2$ et l'entrée WCDMA considérée de 122880 échantillons, on trouve le gain AM/AM de la figure (1) courbe (b).

3 Modèle Polynômial à Mémoire Modifié (PMM) à faible complexité

Le modèle de Saleh est insuffisant pour modéliser les amplificateurs fortement non linéaires, on se propose donc dans cette partie d'ajouter de la mémoire, selon la relation (6), au modèle polynômial sans mémoire (\bar{y}_n) donné par (5). On a donc en introduisant de la mémoire :

$$\hat{y}_n = \left(\frac{x_{n-1}}{x_n} \right)^\alpha \sum_{k=1}^p a_{2k-1} x_n |x_n|^{2(k-1)} \quad (7)$$

¹ La collaboration avec l'équipe RF du laboratoire iRadio (Calgary) nous a permis de travailler sur de vraies données entrée/sortie de l'amplificateur de puissance.

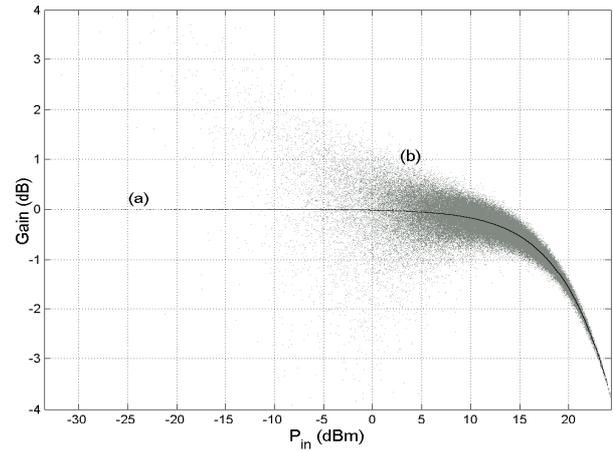


Fig. 1 – Gain AM/AM obtenu par : (a) le modèle de Saleh pour $a_1 = 1, b_1 = 2$, (b) le même modèle de Saleh pondéré par le terme $\left(\frac{x_{n-1}}{x_n} \right)^\alpha$.

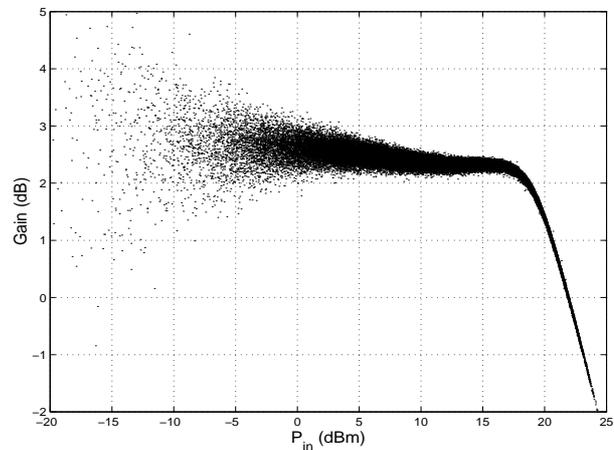


Fig. 2 – Gain AM/AM obtenu pour une entrée WCDMA à une seule porteuse et un amplificateur de classe AB.

Ce modèle Polynômial à Mémoire Modifié (PMM) sera à présent utilisé pour modéliser l'amplificateur réel de classe AB considéré dans cette étude. Pour évaluer les performances de ce modèle, ses performances seront comparées avec celles du modèle Volterra Polynômial à Mémoire (VPM) donné dans la littérature [3, 1] par :

$$\hat{y}(n) = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=1}^p a_{2k-1,q} |x(n-q)|^{2(k-1)} x(n-q) \quad (8)$$

où $2(p-1)$ est l'ordre du polynôme et Q l'ordre de la mémoire. Pour avoir le même ordre de mémoire que le modèle (PMM) proposé on prend dans tout ce qui suit $Q = 1$.

La méthode classique d'estimation des coefficients complexes $\{a_{2k-1}\}$ est basée sur la minimisation du critère quadratique moyen $J = E[e_n e_n^*]$ où $e_n = y_n - \hat{y}_n$ est l'erreur instantanée d'estimation. En définissant, par exemple pour (7), les vecteurs $A = [a_1, a_3, \dots, a_{2p-1}]^T$ et $X = \left[x_n \left(\frac{x_{n-1}}{x_n} \right)^\alpha, \dots, x_n |x_n|^{2(p-1)} \left(\frac{x_{n-1}}{x_n} \right)^\alpha \right]^T$, on peut écrire $e_n = y_n - A^T X_n$. En dérivant J par rapport à A et en égalisant le résultat à zéro, on obtient :

$$A_{opt} = R_X^{-1} r_{yX} \quad (9)$$

où R_X est la matrice d'autocorrélation de X défini par $R_X = E(X^*X^T)$ et r_{yX} est le vecteur d'intercorrélacion entre y_n et X défini par $r_{yX} = E(yX^*)$. La méthode d'estimation des paramètres pour le modèle (VPM) reste strictement la même mais le vecteur X devient, d'après (8), le vecteur X_1 défini par :

$$X_1 = [x_n, \dots, x_n |x_n|^{2(p-1)}, x_{n-1}, \dots, x_{n-1} |x_{n-1}|^{2(p-1)}]^T. \quad (10)$$

Le critère de comparaison des performances des deux modèles sera l'erreur quadratique moyenne normalisée définie par :

$$NMSE_{dB} = \left\{ \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (|\hat{y}_n - y_n|^2)}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_n|^2} \right\}_{dB} \quad (11)$$

où N est le nombre total d'échantillons.

4 Résultats de simulation

On se propose d'abord d'améliorer par simulation le choix du paramètre α . La figure (3) représente l'erreur quadratique moyenne normalisée apporté par le modèle (PMM) proposé en fonction du paramètre α pris dans une plage de variation de 0 à 1. On conclut ainsi que la valeur du paramètre α garantissant l'erreur quadratique moyenne la plus faible est autour de 0.1.

Dans ce qui suit, on prendra alors $\alpha = 0.1$.

Pour comparer les performances du modèle (PMM) avec le modèle (VPM), la figure (4) représente l'erreur quadratique moyenne normalisée en fonction du nombre de paramètres du modèle. On remarque que le modèle (PMM) apporte de meilleures performances que le modèle (VPM). Par exemple, avec quatre paramètres, le modèle (PMM) apporte une réduction de l'erreur de 6 dB par rapport au modèle (VPM). La réduction de complexité est mise en évidence. En effet, l'erreur d'environ -31 dB est obtenue avec seulement 3 paramètres pour le modèle (PMM) alors qu'elle est obtenue avec le nombre double de paramètres pour le modèle (VPM) (6 paramètres).

Pour cette erreur d'environ -31 dB, la figure (5) montre les densités spectrales de puissance obtenues pour la sortie mesurée, la sortie du modèle à mémoire (PMM) et la sortie du modèle polynomial à mémoire (VPM). Ainsi, le modèle (PMM) à 3 paramètres a un spectre plus proche de celui mesuré que le modèle (VPM) à 6 paramètres et a donné la même erreur quadratique moyenne.

La figure (6) montre le gain AM/AM obtenu pour le modèle (PMM) à 3 paramètres et (VPM) à 6 paramètres superposé avec le gain AM/AM réel (en gris) de l'amplificateur de classe AB et l'entrée WCDMA à une seule porteuse. Le gain apporté par le modèle (PMM) est plus proche du gain réel que celui apporté par le modèle (VPM), d'où encore une preuve de la réduction de la complexité.

5 Conclusion

Ce papier a donc pour objectif la modélisation de l'effet mémoire des amplificateurs de puissance en contexte

de transmission large bande. Cette modélisation se base sur l'ajout au modèle sans mémoire, par exemple polynomial, d'un terme fractionnaire avec mémoire. Le modèle (PMM) très simple proposé, comparé au modèle Volterra Polynomial avec mémoire (VPM), réduit considérablement la complexité. En effet, avec moins de paramètres que le (VPM), il permet d'atteindre la même erreur quadratique moyenne normalisée. Les spectres obtenus avec le modèle (PMM) et avec moins de paramètres que le (VPM) ainsi que le gain AM/AM sont plus proches de ceux mesurés.

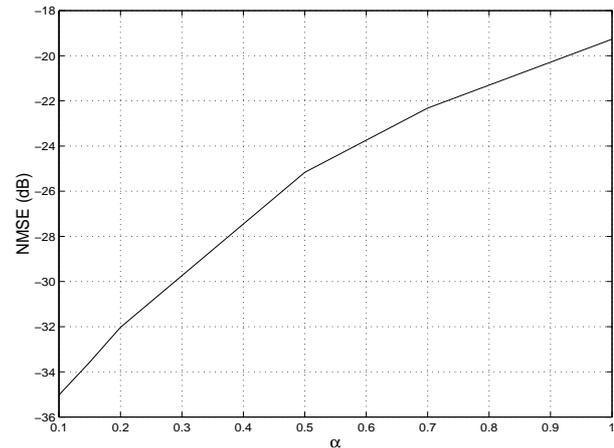


Fig. 3 – NMSE en fonction du paramètre α .

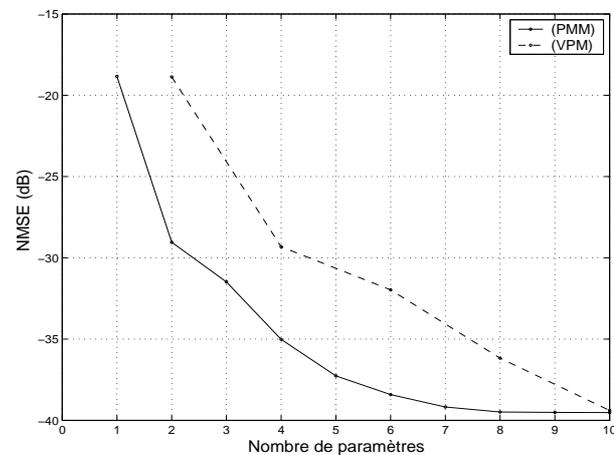


Fig. 4 – NMSE en fonction du nombre de paramètres du modèle.

Références

- [1] H. Lai et Y. Bar-Ness, Minimum distortion power polynomial model (MDP-PM) of non linear power amplifiers and its applications on analog predistorters. VTC'99, Fall, Amsterdam, the Netherland, pp. 1501–1505, Sep. 1999.
- [2] S. C. Cripps, RF power amplifiers for wireless communications. Norwood, MA : Artech House, 1999.
- [3] G. Baudoin, P. Jardin et R. Marsalek, Linéarisation des amplificateurs de puissance par pré-distorsion

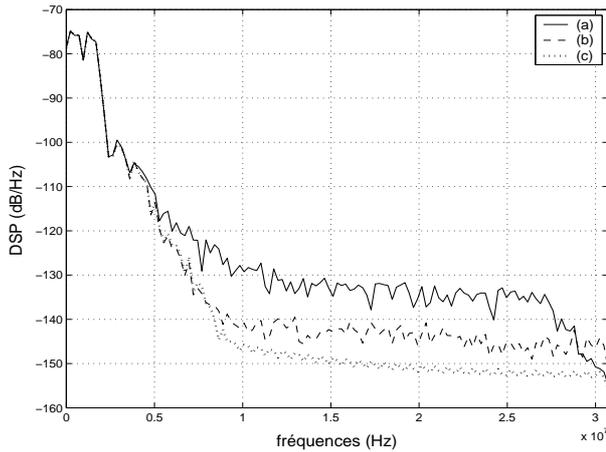


Fig. 5 – Densités spectrales de puissance pour : (a) la sortie mesurée y_n (b) la sortie du modèle proposé (PMM) avec 3 paramètres (c) la sortie du modèle polynômial (VPM) avec 6 paramètres.

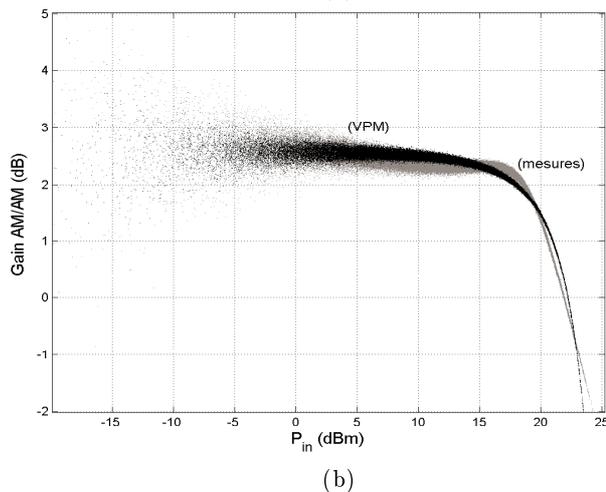
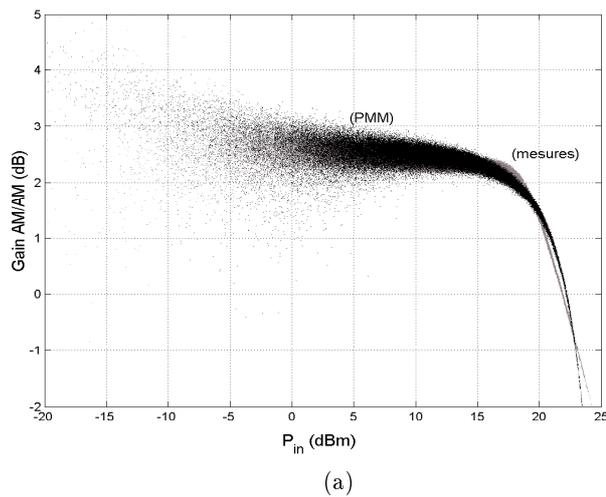


Fig. 6 – Gain AM/AM mesuré superposé avec le gain AM/AM obtenu pour : (a) le modèle (PMM) à 3 paramètres et (b) le modèle (VPM) à 6 paramètres.

avec prise en compte des effets mémoire, colloque GRETSI sur le traitement du signal et des images, Paris, 8–11 Sep. 2003

- [4] A. M. Saleh, Frequency independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers. *IEEE Trans. Comm.*, pp. 1715–1720, Nov. 1981.
- [5] A.Y. Kibangou, G. Favier et M.M. Hassani, Adaptive Laguerre-Volterra filters optimization based on Laguerre spectra. *Conférence européenne sur le traitement du signal et des images (EUSIPCO)*, Antalya, Turquie, Sep. 2005.
- [6] S. Saied-Bouajina, M. Jaidane-Saidane, S. Boumaiza et F. Ghannouchi, A robust non-uniform LUT indexing method in digital predistortion linearization of RF power amplifiers. *Conférence européenne sur le traitement du signal et des images (EUSIPCO)*, Antalya, Turquie, Sep. 2005.
- [7] S. Boumaiza et F. Ghannouchi, Thermal memory effects modeling and compensation in RF power amplifiers and predistortion linearizers. *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, Vol. 51, no. 12, pp. 2427–2433, Déc. 2003.