HAL
open science

Prédistorsion numérique d'amplificateur de puissance pour les nouvelles générations de systèmes de télécommunications

Houssam Hamoud, Tibault Reveyrand, Sébastien Mons, Edouard Ngoya

To cite this version:

Houssam Hamoud, Tibault Reveyrand, Sébastien Mons, Edouard Ngoya. Prédistorsion numérique d'amplificateur de puissance pour les nouvelles générations de systèmes de télécommunications. 21eme Journées Nationales Micro-ondes (JNM), May 2019, Caen, France. hal-02191694

HAL Id: hal-02191694

https://hal.science/hal-02191694v1

Submitted on 23 Jul 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Prédistorsion numérique d'amplificateur de puissance pour les nouvelles générations de systèmes de télécommunications

H. Hamoud, T. Reveyrand, S. Mons, E. Ngoya

XLIM, UMR n°7252, 123 Av. Albert Thomas, 87060 Limoges, France
houssem.hamoud@xlim.fr

Résumé *– Ce travail présente une étude comparative de différents modèles de prédistorteur numérique dans le contexte des futurs standards de communication. Nous proposons ici d'évaluer les performances des modèles couramment utilisés avec le prédistorteur basé sur un modèle de Volterra modulé développé à Xlim et potentiellement plus générique vis-à-vis du signal utile. A cet effet un banc de caractérisation a été développé qui permet l'évaluation du predistorteur virtuel (avant réalisation) avec l'amplificateur de puissance réel considéré.*

1. Introduction

Pour répondre au besoin croissant imposé par l'essor des smartphones et partager les ressources limitées entre plusieurs clients, différents protocoles d'accès et modulations plus efficaces ont été envisagées pour améliorer l'efficacité spectrale. Les techniques de linéarisation basées sur la pré-distorsion numérique (DPD) sont couramment utilisées pour permettre l'utilisation de l'amplificateur de puissance (PA) à son optimum de rendement [1-2]. Le predistorteur est classiquement issu d'un processus de modélisation comportementale à partir de caractéristiques mesurées du PA, et la modélisation de la nonlinéarité se base sur une simplification des séries de Volterra, comme par exemple le polynôme de mémoire généralisé (GMP) [3] ou la réduction de déviation dynamique (DDR) [4] qui sont notamment déployés dans les stations de base. Les performances de ces modèles sont très dépendantes du signal sur lequel ils ont été extraits et nécessitent une mise à jour de leurs coefficients vis-à-vis du standard utilisé, les rendant peu efficaces sur les futures normes comme la 5G et les débits de données qui sont visés.

Dans ce contexte, Xlim a initié une approche non indexée sur le signal utile mais à partir de signaux simples qui laisse penser que ce modèle sera plus générique que les deux précédents [5]. C'est un modèle à deux voies (TPM : Two Path Memory) également basé sur une simplification des séries de Volterra suivant l'hypothèse de séparation des effets de mémoire présents au sein du PA [6].

Dans la suite nous présentons dans la section 2 la formulation du modèle TPM et dans la section 3 la méthodologie d'identification de ses coefficients. La section 4 présente un banc de caractérisation qui permet d'évaluer les performances du modèle de prédistorteur en présence de l'amplificateur de puissance réel sur le critère de linéarité d'Adjacent Channel Power Ratio (ACPR). La section 5 présente les résultats sur un amplificateur AVAGO opérant à 3 GHz avec une puissance de sortie de 10 mW à 1dB de compression.

2. Modèle de Volterra modulé

Le modèle TPM est dérivé d'observations physiques, il est représenté par une intégrale temporelle qui prend en compte l'interaction entre la mémoire à long terme et les effets à court terme. La mémoire à court terme correspond à la réponse en fréquence porteuse non modulée de l'amplificateur, la mémoire à long terme reflète l'impact des filtres passe-bas dans le réseau de polarisation et les effets thermiques sur le signal de modulation. L'équation simplifiée du modèle TPM en configuration DPD est la suivante:

$$x(t) = \left[1 + \int_0^{\infty} h_{LT}(|y(t-\tau)|,\tau)\,|y(t-\tau)|dt\right].\int_0^{\infty} h_{ST}(|y(t-\tau,\tau)yt-\tau dt \quad (1)$$

où $y(t)$ et $x(t)$ représentent respectivement l'entrée et la sortie du prédistorteur, comme illustré à la Figure 1, G_{PA} représente le gain désiré pour l'amplificateur linéarisé.

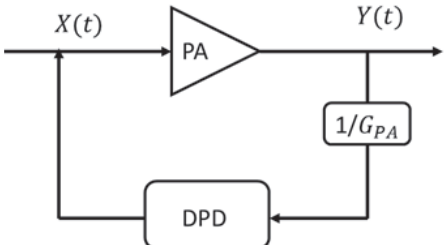

Figure 1. Principe de modélisation du DPD.

Pour identifier les deux noyaux du modèle, il faut respectivement appliquer à l'amplificateur un signal CW puis un signal 3 tons à faible indice de modulation comme illustré aux Figure 2 et Figure 3. La mesure dans un premier temps des AMAM-AMPM (mémoire à court terme) puis des gains de conversions (mémoire à long terme) dans le plan puissance fréquence du PA permet l'identification complète du modèle TPM.

L'accès aux 3 gains G_o, G_R et G_L dans le domaine fréquentiel donne une mesure des fonctions de transfert

correspondant aux réponses impulsionnelles h_{ST} et h_{LT} de l'équation 1. La procédure complète est détaillée dans [7].

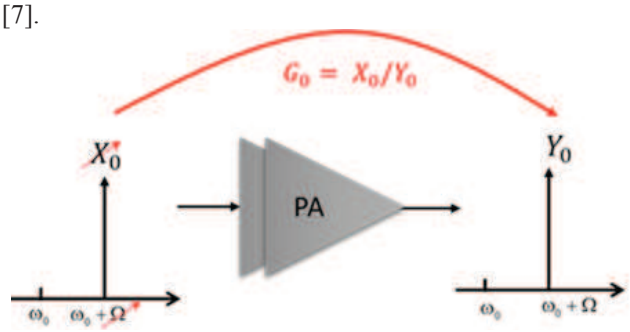

Figure 2. Caratérisation CW (balayage de X_o et ω_0, mesure du gain inverse $G_0 = X_0/Y_0$).

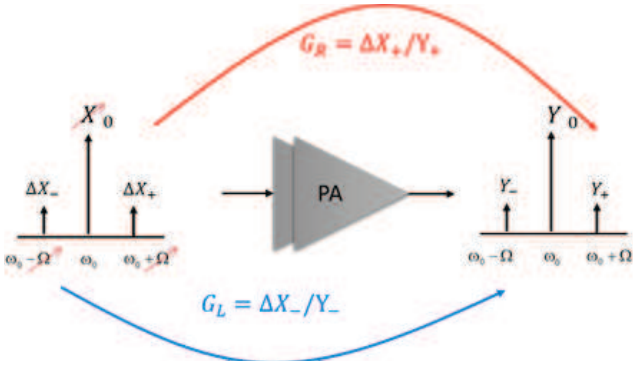

Figure 3. Caratérisation 3 tons (balayage en puissance de la raie fort signal @ ω_0 et en fréquence des raies petit signal ; mesure des gains inverses $G_L = \Delta X_-/Y_-$ et $G_R = \Delta X_+/Y_+$.

3. Banc de test pour l'identification du DPD

Le banc de mesure utilisé pour caractériser le PA est composé, comme illustré à la Figure 4, d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) Planar 814/1 Copper Mountain et d'un générateur de signaux vectoriel (VSG) Rhode & Schwarz SMW200A.

Les instruments sont connectés par une interface LAN pour permettre le contrôle à distance via MATLAB. Deux coupleurs bidirectionnels de 20 dB, Marki C20-0R612 et atténuateurs variables, permettent d'acquérir les ondes de puissance.

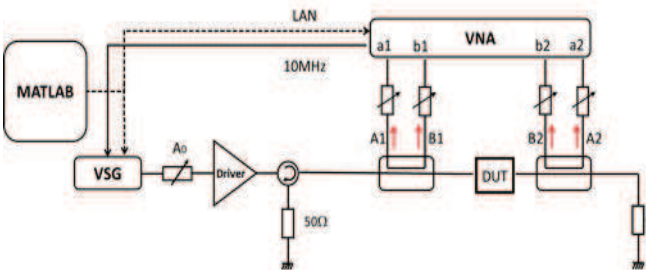

Figure 4. banc de mesure pour l'identification du modèle TPM

Pour la caractérisation trois tons, la puissance des deux raies adjacentes est maintenue à un niveau de -30 dBm, tandis que la puissance de la raie centrale fort signal est balayée sur la dynamique du PA (-20 dBm à 0 dBm) à la fréquence centrale. L'écart en fréquence des deux raies adjacentes est balayé de 0 à 100 MHz afin de couvrir la bande passante du PA.

Les trois gains G_0, G_R et G_L qui dépendent de la puissance d'entrée et de la fréquence sont et traités conformément à l'algorithme décrit dans [8] pour obtenir les noyaux finaux dans le domaine temporel de l'équation du modèle (1).

D'une manière générale, les caractéristiques du domaine fréquentiel mesurées seront sont décomposées en séries de fonctions de base orthogonales comme dans l'équation (2) ci-dessous:

$$H_i(|y|,\Omega) = \sum_{k=0}^{K} \alpha_k(\Omega) \,.\, f_k(|y|) \qquad (2)$$

Où les fonctions de base $\alpha_k(\Omega)$ et $f_k(|y|)$ représentent respectivement les mécanismes de filtrage linéaire et la non-linéarité statique du PA.

La fonction de base dépendante en puissance $f_k(|y|)$ peut être approximé efficacement par des splines cubiques, celle dépendante de la fréquence $\alpha_k(\Omega)$ par une approximation rationnelle basée sur la technique du Vector fitting [9], comme indiqué sur l'équation (3).

$$\alpha_k(\Omega) = \sum_{n=0}^{N_k} \frac{R_{k,n}}{\Omega - P_{k,n}} \qquad (3)$$

Les pôles et résidus des fonctions de base $\alpha_k(\Omega)$ peuvent alors être utilisés pour recomposer les réponses impulsionnelles $h_{ST}(y, t)$ et $h_{LT}(y, t)$ définies dans (1).

Finalement, le modèle intégral en temps continu du DPD peut être numérisé de manière efficace, à l'aide d'un schéma d'intégration trapézoïdal, valable pour tout signal d'entrée entrant. Le modèle peut alors être implanté efficacement dans un simulateur système de type Spice [10].

À titre d'illustration, les figures 5 et 6 illustrent respectivement les caractéristiques de mesure à un ton et à trois tons du PA: $1 / G_0$, $1 / G_L$ et $1 / G_R$.

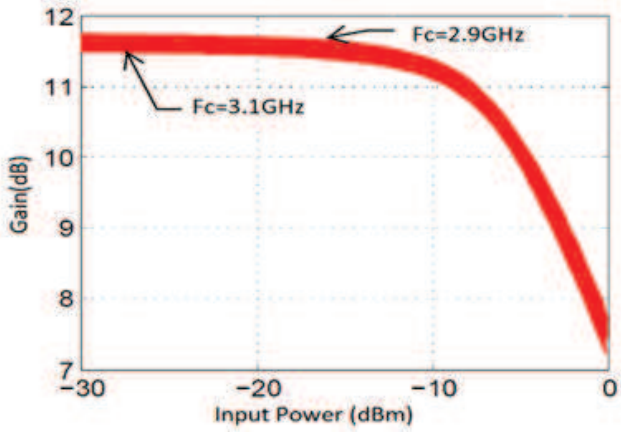

Figure 5. Caratérisation CW pour l'extraction du gain $1 / G_0$.

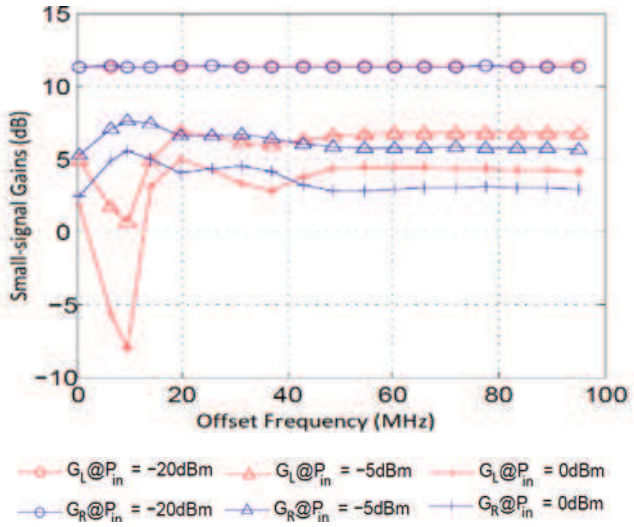

Figure 6. Caratérisation 3 tons pour l'extraction des gain 1 / G_R et 1 / G_L (pour 3 puissances d'entrée)

Après avoir suivi l'ensemble de ce processus, l'erreur quadratique moyenne normalisée pour les 3 caractéristiques mesurées est donnée dans le tableau suivant.

Caractéristiques du modèle	G_O	G_L	G_R
NMSE (dB)	-37.6	-30.7	-30.1

Tableau 1. Erreur relevée sur la représentation des 3 gains G_O, G_L et G_R.

4. Banc de test pour l'évaluation du DPD

Le banc d'essai d'évaluation DPD est composé d'un VSG (SMW200A) et d'un VSA (FSQ8) de Rhode & Schwarz (cf. Figure 7). Le banc est calibré en puissance disponible.

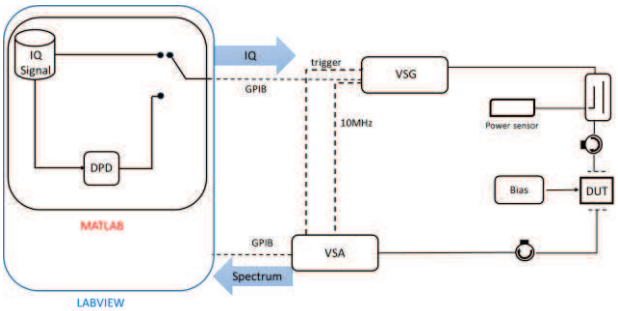

Figure 7. Banc de test pour l'évaluation du DPD

Dans un premier temps un wattmètre est connecté dans le plan de référence d'entrée du DUT. L'offset en puissance est déterminé en fonction de la fréquence afin de déembedder la puissance mesurée sur le coupleur et celle dans le plan de référence d'entrée. De ce fait, la configuration directe permet d'évaluer l'offset entre la puissance mesurée à l'analyseur et sur le coupleur. Ces étapes d'étalonnage sont réalisées en mode CW pour plusieurs fréquences dans la bande considérée.

Pendant les mesures, un balayage de puissance RF de signal modulé sera appliqué à l'amplificateur de puissance testé jusqu'à son point de compression de gain à 1 dB (P1dB). Pour chaque point de puissance, une nouvelle enveloppe complexe IQ est chargée alternativement dans le VSG depuis Matlab avec et sans prédistorsion.

5. Evaluation des différents modèles

L'amplificateur considéré est un AVAGO opérant à 3GHz avec une puissance de sortie de 10 mW à 1dB de compression. Les modèles GMP et DDR ont été caractérisé sur un signal OFDM de bande 42 MHz. Nous avons mesuré l'ACPR dans les 4 configurations possibles (PA seul, PA + DPD avec les 3 approches considérées) en fonction de l'OBO comme représenté à la figure suivante.

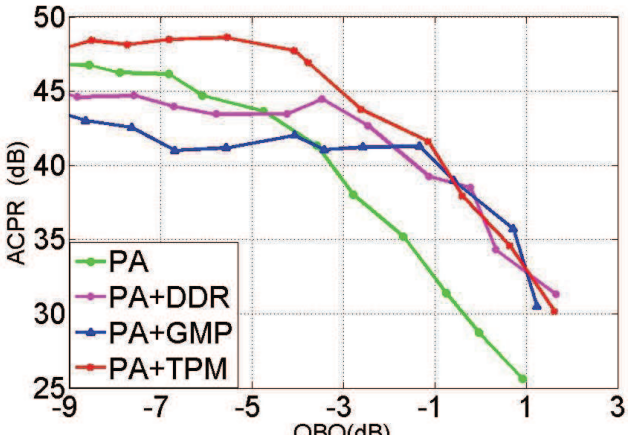

Figure 8. ACPR pour un signal OFDM (42 MHz)

Sur le signal ayant servi à la caractérisation des modèles GMP et DDR, les performances des 3 DPD sont équivalentes alors que le modèle TPM n'a pas été extrait sur ce signal.

Les comparaisons ci-après sont menées sur un signal 16QAM afin de mettre en avant les capacités de généralisation de ces 3 modèles.

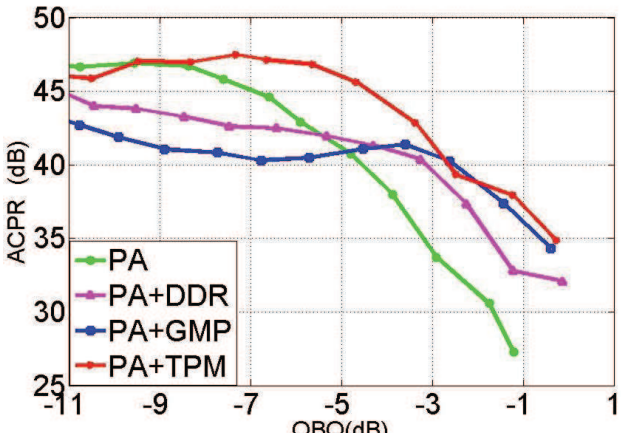

Figure 9. ACPR pour un signal 16QAM (42 MHz)

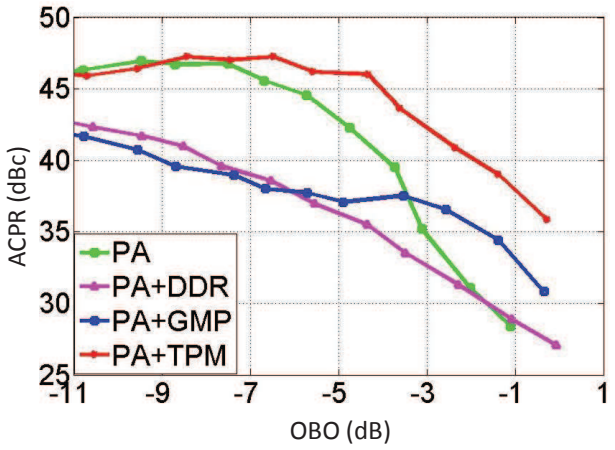

Figure 10. ACPR pour un signal 16QAM (56 MHz)

Il apparait dans ce cas que les capacités du modèle TPM sont bien supérieures, notamment pour une largeur de bande supérieure (56MHz) et à fort OBO.

6. Conclusion

Nous avons comparé ici les capacités de linéarisation du modèle TPM avec celles considérées usuellement (GMP, DDR). Les coefficients du modèle TPM sont obtenus une fois pour toutes en caractérisant le PA avec des stimuli simples dans le plan puissance /fréquence, d'abord en CW (mémoire à court terme) puis avec un signal trois tons a faible indice de modulation (mémoire à long terme). Le modèle ainsi obtenu est indépendant du signal d'excitation.

Les Modèles GMP et DDR sont quant à eux extraits sur le signal d'application considéré, leurs performances sont donc dépendantes des caractéristiques fondamentales de ce signal en terme de puissance, fréquence.

Il apparait que les capacités du modèle TPM restent stables sans avoir à réactualiser les coefficients du modèle et ceci quel que soit le standard utilisé, la bande ou la puissance considérée, contrairement aux modèles GMP et DDR où une réactualisation des coefficients du modèle s'avère nécessaire.

Les principes du modèle TPM permettent d'envisager la mise au point de linéariseurs numériques d'un genre nouveau, dit universel, car contrairement aux principes classiques, ils s'adaptent à tous les signaux de télécom et non plus à des formes prédéfinies. Cela leur confère un intérêt particulier pour les systèmes 5G.

La présentation finale donnera des résultats sur des amplificateurs de plus fort puissance (doherty 50W) pour conforter cette étude.

7. Remerciements

Nous remercions D. Gappilout de la société Amcad Engineering pour avoir réalisé les mesures 3-tons permettant l'extraction du modèle TPM.

Références

[1] L. Guan and A. Zhu, "Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers", in IEEE Microwave Magazine, vol. 15, no. 7, pp. 84-99, Nov.-Dec. 2014.

[2] Katz, J. Wood and D. Chokola, "The Evolution of PA Linearization: From Classic Feedforward and Feedback Through Analog and Digital Predistortion", in IEEE Microwave Magazine, vol. 17, no. 2, pp. 32-40, Feb. 2016.

[2] L. Guan and A. Zhu, "Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers", in IEEE Microwave Magazine, vol. 15, no. 7, pp. 84-99, Nov.-Dec. 2014.

[3] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt and J. Pastalan, "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers", in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, Oct. 2006.

[4] A. Zhu, J. C. Pedro and T. J. Brazil, "Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Behavioral Modeling of RF Power Amplifier", in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 12, pp. 4323-4332, Dec. 2006.

[5] E. Ngoya et al., "On the continuous-time model for nonlinear-memory modeling of RF power amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 12, pp. 3278-3292, Dec 2009.

[6] H. Hamoud, K. El-Akhdar, S. Mons and E. Ngoya, "Evaluation of an optimal digital predistorter for multistandard systems", workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits Workshop (INMMiC), Graz, pp. 1-3, 2017.

[7] K. El-Akhdar, D. Gapillout, C. Mazière, S. Mons and E. Ngoya, "A phase reference standard free setup for two-path memory model identification of wideband power amplifier", 2017 89th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG), Honololu, HI, pp. 1-4, 2017.

[8] E. Ngoya and S. Mons, "Progress for Behavioral Challenges: A Summary of Time-domain Behavioral Modeling of RF and Microwave Subsystems", in IEEE Microwave Magazine, vol. 15, no. 6, pp. 91-105, Sept.-Oct. 2014.

[9] B. Gustavsen, "Improving the pole relocating properties of vector fitting", IEEE Trans. Power Delivery, vol. 21, no. 3, pp. 1597–1592, July 2006.

[10]S. Mons, A. Layec, E. Ngoya, R. Quere, D. Dallet, P. Lacombe, J. Mazeau, T. Decaesteke, J.-P. Martinaud, O. Phelion, F. Reptin, F. Doukhan, J.-M. Lesage, SCERNE, an Efficient CAD Tool for the Modeling of RF and Mixed Blocks, workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits Workshop (INMMiC), Vienne, pp. 1-3, 2011