

Simulation de linéariseur par prédistorsion numérique basé sur le modèle de Volterra dynamique à deux voies de mémoire séparées

L. Giosa¹, S. Mons¹, T. Reveyrand¹, E. Ngoya¹, A. Delias²

¹ XLIM-CNRS UMR 7252, Université de Limoges

² AMCAD ENGINEERING -20 Av Atlantis 87068- Limoges
leo.giosa@xlim.fr

Résumé – La linéarisation d’amplificateurs de puissance (PA) RF est un défi majeur dans les systèmes de télécommunications. L’utilisation des signaux à modulation complexe large bande nécessite la réalisation de chaîne d’amplification large bande à fort rendement tout en conservant une bonne linéarité. Avec les systèmes numériques modernes, la prédistorsion montre son intérêt quant à sa simplicité d’installation et de reconfiguration. Cet article se propose d’évaluer le modèle du prédistorteur à partir d’une approche comportementale basée sur le modèle de Volterra dynamique à deux voies de mémoire. Ce travail sera illustré par des mesures et simulations d’un PA Doherty en technologie LDMOS pour différentes largeurs de bande passante.

1. Introduction

A l’heure actuelle, les systèmes de télécommunications évoluent afin de proposer une augmentation du débit d’informations, qui se traduit par l’utilisation de signaux RF à large bande avec modulation complexe associée à un Peak to Average Power Ratio (PAPR) élevé. Pour répondre à la demande d’amplificateur large bande linéarisé, différentes méthodes de linéarisation sont envisageables. La linéarisation par boucle Feed-Forward permet une linéarisation large bande. Cependant elle est souvent complexe à mettre en place de par l’utilisation d’amplificateur auxiliaire [1-3]. Une seconde méthode utilisant une boucle de Feedback est plus simple, mais souffre d’instabilité et de limitation dans la largeur de bande [2-3]. Nous considérons ici une troisième approche de linéarisation par prédistorsion numérique (DPD) de par sa structure simple et son coût de revient moindre [3]. La prédistorsion consiste à linéariser le PA en y appliquant en entrée un système dont la fonction de transfert est l’inverse de celle du système non-linéaire. Ainsi pour modéliser un linéariseur, la connaissance d’un modèle reproduisant finement les effets de mémoire du PA, mais aussi des méthodes mathématiques permettant d’inverser ce modèle sont nécessaires. Les modèles mathématiques de linéariseur reposent à l’heure actuelle sur des approches à temps discret de type GMP (Generalized Memory Polynomial) ou DDRV (Dynamic Deviation Reduction-based Volterra). Ces modèles démontrent une bonne efficacité de prédistorsion pour des signaux proches des signaux utilisés lors de l’extraction, mais nécessitent une reprogrammation lorsque les caractéristiques du

signal d’entrée sont modifiées [4-5]. De par ce fait, il est nécessaire d’adjoindre une boucle de rétroaction afin de pouvoir modifier en temps réel la fonction de transfert de la DPD en fonction du signal comme illustré sur la figure 1.

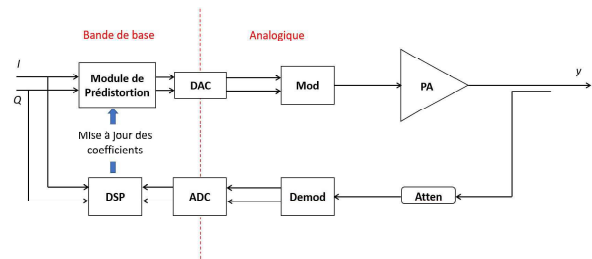


Figure 1. Synoptique de principe d’un système DPD

Dans cet article, nous aborderons la modélisation de l’amplificateur par le modèle phénoménologique TPM (Two Path Memory Model), qui est également dérivé de la série de Volterra dynamique comme le modèle DDRV [8]. Contrairement aux modèles précédents, le modèle TPM implémente une fonction de transfert à temps continu dans le but de s’affranchir de la dépendance du modèle vis-à-vis du signal d’extraction. Ce modèle offre donc la perspective de réalisation d’une fonction DPD peu dépendante du signal de modulation, ce qui permettrait de limiter la complexité de la boucle d’observation et de reprogrammation du modèle. Dans ce qui suit, nous allons brièvement décrire le modèle TPM, puis nous allons caractériser et extraire le modèle TPM d’un PA LDMOS à architecture Doherty. Ce modèle sera ensuite inversé pour obtenir la fonction DPD du PA. Enfin nous observerons en dernière partie les performances théoriques de la DPD ainsi obtenues pour sur chaîne d’amplification linéarisée, pour un signal de modulation 256QAM et pour deux bandes passantes.

2. Modélisation par modèle TPM

Un système non-linéaire sans mémoire peut être modélisé par ses caractéristiques statiques de conversion de gain AM/AM et de phase AM/PM. Cependant, pour un système non-linéaire à mémoire comme les PA, les caractéristiques statiques ne sont plus suffisantes et la précision du modèle se voit alors dégradée. Un des

formalismes plus précis pour la description des systèmes non-linéaires à mémoire est la série de Volterra [6].

En observant l'architecture générale de l'amplificateur de puissance, nous pouvons le décomposer en 3 groupes d'éléments comme illustrés sur la figure 2 : éléments d'amplification du signal, circuits d'adaptation d'impédance et inter-étages, et circuit de polarisation et réseau de dissipation thermique.

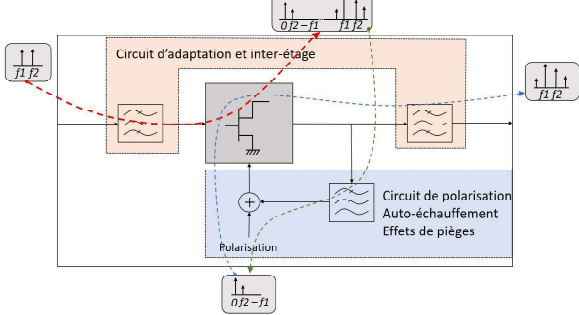


Figure 2. Illustration des effets mémoires BF au sein de l'amplificateur soumis à un signal biportuses

De cette architecture, nous pouvons émettre l'hypothèse que les effets mémoires présents au sein de l'amplificateur peuvent être réunis en deux groupes :

- Les effets mémoires Haute Fréquence (HF) dont l'ordre de grandeur est proche de la période du signal de porteuse et dont le siège se trouve globalement au sein des réseaux d'adaptation.
- Les effets mémoire Basse fréquence (BF) dont l'ordre de grandeur est comparable à la période du signal de modulation et dont l'origine se trouve dans le passage des produits d'intermodulation basse-fréquence au travers des réseaux de polarisation et de dissipation thermique du composant comme illustré sur la figure 2 en présence d'un signal 2-tons.

Le modèle TPM, introduit dans les travaux de C. Mazière [7] et de C. Quindroit [8], propose donc de modéliser ces effets en dissociant les effets HF et BF en deux chemins séparés, comme l'illustre la Figure 3.

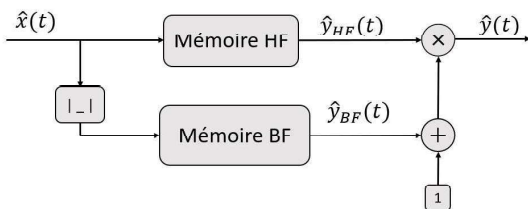


Figure 3. Schéma de principe du modèle TPM

La fonction de transfert s'exprime alors ci-après, où l'on distingue les noyaux non-linéaires HF et BF caractérisant les deux chemins de mémoire.

$$\hat{y}(t) = \hat{y}_{HF}(t) \cdot (1 + \hat{y}_{BF}(t)) \quad (1)$$

$$\hat{y}_{HF}(t) = \int_0^{\infty} \hat{h}_{HF}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \hat{x}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2)$$

$$\hat{y}_{BF}(t) = \int_0^{\infty} \hat{h}_{BF1}(|\hat{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot |\hat{x}(t-\tau)| \cdot d\tau \quad (3)$$

L'obtention des noyaux HF et BF se déroule en deux étapes. D'abord, le système est soumis à un signal sinusoïdal CW (Continuous Wave) dont nous faisons varier l'amplitude et la fréquence. Dans ces conditions, seul le noyau HF illustré à la figure 3 est alors mis en contribution ; il peut alors être déduit directement par la mesure d'entrée et de sortie comme étant le gain CW du PA. Ensuite, le système est excité par un signal trois-tons de modulation faible-indice dont l'amplitude de porteuse ainsi que l'écartement des fréquences sont balayés dans la plage de fonctionnement du dispositif. La technique de traitement des données 1-ton et 3-tons décrite dans les travaux de D. Gapillout [8] permet alors l'identification du noyau BF. On peut noter que, contrairement aux modèles comportementaux classiques GMP et DDRV, dont l'identification est basée sur des signaux de modulation complexes, le principe d'identification du modèle TPM est basé sur une caractérisation par des signaux élémentaires 1-ton et 3-tons. De ce fait, ce modèle n'est pas intrinsèquement lié à un signal de modulation particulier, ce qui lui confère une équivalence de réponse pour tout type de modulation [8] contrairement aux approches classiques.

3. Inversion du modèle

L'objectif étant de présenter à l'entrée du PA une fonction inverse à sa fonction de transfert, il est logique que le modèle de prédistorsion soit un modèle non-linéaire à mémoire comme pour le PA. Nous utiliserons donc le formalisme TPM pour le développement de notre prédistordeur. Cependant, comme le prédistordeur est le modèle d'un composant inexistant, nous sommes dans l'incapacité d'extraire directement ses caractéristiques par la mesure, nous devons inverser celles de l'amplificateur.

3.a. Inversion directe des données du PA : DPD directe

Une première méthode pour l'inversion consiste à intervertir les signaux d'entrée et sortie du PA. Le signal de sortie du PA (normalisé par le gain attendu G de la chaîne) est alors considéré comme le signal d'excitation pour la DPD et, le signal d'excitation du PA devient le signal de sortie de la DPD, tel qu'illustré sur la figure 4. On peut alors appliquer exactement le processus d'extraction décrit précédemment pour identifier le modèle TPM de la DPD. Cette méthode permet de fournir un prédistordeur dont la fonction est directement obtenue depuis la mesure de l'amplificateur.

3.b. Inversion via modèle de PA : DPD indirecte

Une autre approche consiste à générer le modèle de la DPD à partir du modèle de PA préalablement établi. Dans ce cas, on se sert des mesures du PA pour extraire le

modèle TPM du PA, puis dans un second temps, on excite le modèle du PA avec des signaux identiques à la mesure du PA. Les signaux entrés/sortie du modèle de PA sont alors considérés pour l'identification du modèle de la DPD. Cette approche possède sur la précédente l'avantage de s'affranchir de bruits de mesures dans la phase d'identification de la DPD ; cependant, elle est elle-même conditionnée par la bonne représentativité du modèle initial de PA. Ces deux méthodes sont illustrées sur la figure 4.

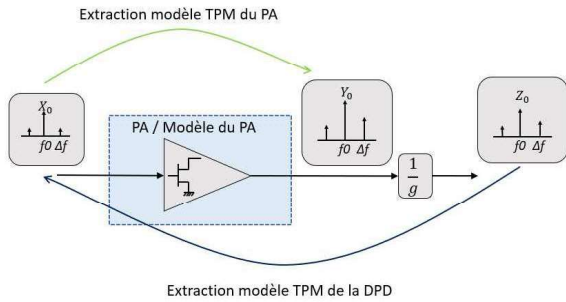


Figure 4. Méthodes d'inversion du modèle de PA

4. Cas test

Le dispositif que nous allons modéliser est un amplificateur 50 Watts de technologie LDMOS et d'architecture Doherty. La bande de fonctionnement est de 200 MHz pour une fréquence centrale de 2.65 GHz.

Les mesures d'extraction mono-porteuse et tri-porteuses ont été effectuées à l'aide du banc de mesure décrit à la figure 5.

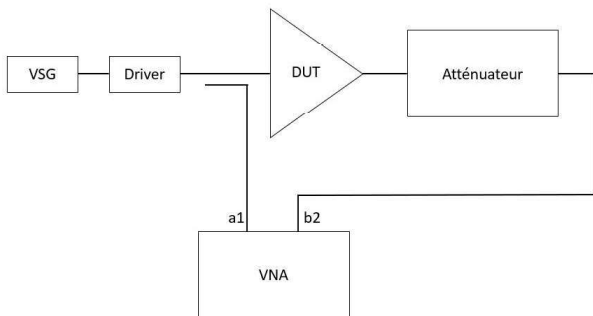


Figure 5. Synoptique du banc d'extraction du modèle TPM basé sur l'utilisation d'un VNA en mode récepteur

La génération des signaux 1-ton et 3-tons est effectuée par un VSG. L'amplificateur est monté sur une charge 50ohms ; nous émettons alors l'hypothèse que le système est unilatéral, de sorte que les ondes réfléchies en entrée et sortie du DUT sont négligeables. Dans un premier temps, nous avons extrait le modèle TPM du PA et vérifié son bon fonctionnement. On peut observer sur la Fig. 6 que le modèle reproduit avec une bonne fidélité le spectre de sortie du PA pour un signal 256 QAM de bande 60 MHz, pour 3 niveaux de puissance : OBO-10, OBO-6 et OBO-3.

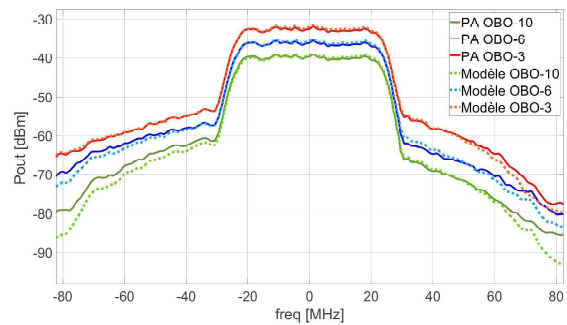


Figure 6. Spectre de sortie du PA mesuré (trait plein) et du modèle TPM simulé (pointillés) en présence d'une modulation 256 QAM

5. Extraction du modèle de DPD

Des modèles de DPD ont été extraits avec les deux méthodes présentées au paragraphe 3 (inversion directe et inversion indirecte via modèle de PA). Nous avons alors cascadié par simulation le modèle de DPD suivi du modèle de PA pour simuler la chaîne PA-linéarisé. Ensuite, nous avons excité la chaîne PA-linéarisé avec un signal modulé de type 256QAM et un PAPR de 8.5dB. Nous avons considéré des largeurs de modulation de 20MHz et 60 MHz, et nous avons balayé la puissance entre -18dB et -5dB d'OBO. La puissance de sortie OBO = 0 est définie comme la puissance de sortie CW à 3dB de compression.

Les figures 7 et 8 montrent le spectre de sortie, pour les deux largeurs de bande, et pour un OBO de -9dB. On peut noter une bonne réduction des remontées spectrales (environ 15 dB pour 20MHz et 20dB pour 60MHz) obtenue avec le PA linéarisé, pour les deux types de modèle.

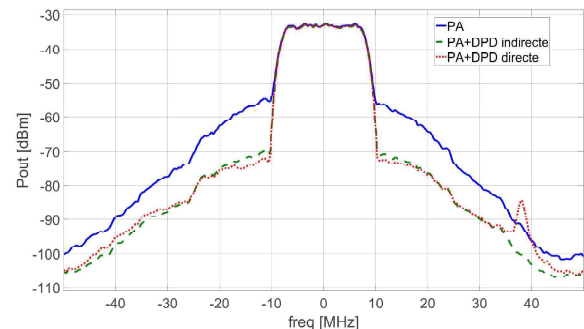


Figure 7. Spectre de sortie avec et sans linéarisation pour un signal 16 QAM de bande 20 MHz

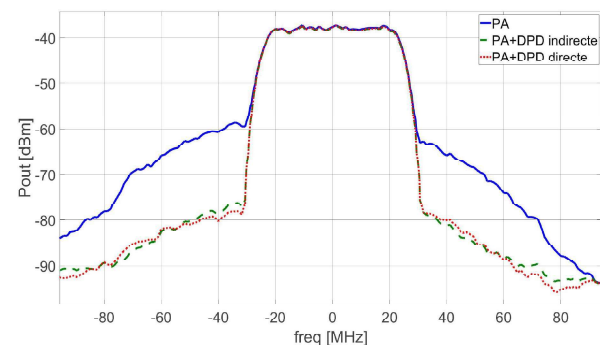


Figure 8. Spectre de sortie avec et sans linéariseur pour un signal 256 QAM de bande 60 MHz

Par la suite, les figures 9 et 10 montrent l'évolution des APCR gauche (ACPR-L) et droit (ACPR-R) du PA linéarisé ainsi que du PA seul, respectivement pour les deux largeurs de bande considérées. On note alors une baisse de l'ACPR gauche et droit de 15 dB pour le signal de bande passante 20 MHz, et une baisse de 20 dB pour l'ACPR gauche et droit du signal de bande passante 60 MHz.

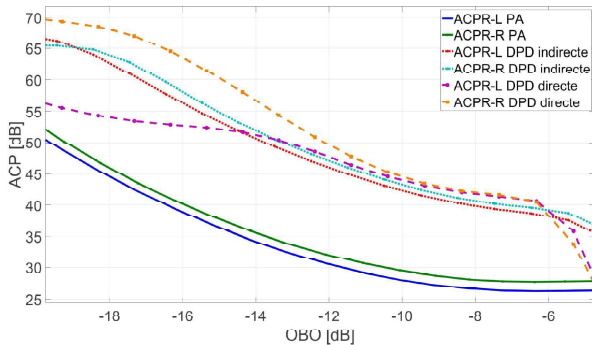


Figure 9. ACPR gauche et droite pour un signal 256QAM de bande 20 MHz (PA, PA+DPD directe, PA+DPD indirecte)

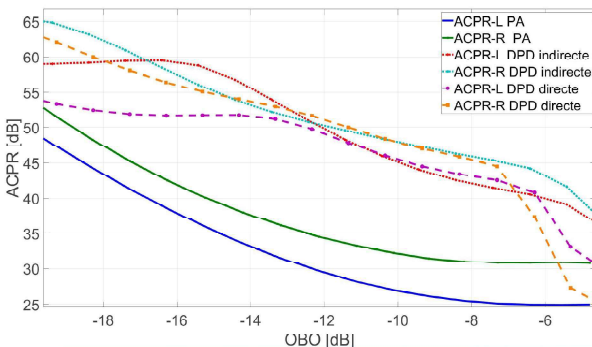


Figure 10. ACPR gauche et droite pour un signal 256QAM de bande 60 MHz (PA, PA+DPD directe, PA+DPD indirecte)

6. Conclusion

Les modèles de linéariseur par inversion du modèle TPM montrent une nette amélioration des critères d'ACPR gauche et droite lors de simulation de chaîne d'amplification (entre 15 et 20 dB de baisse sur les remontées spectrales), et ce, pour des signaux qui n'ont pas servi à l'apprentissage du modèle. Des résultats analogues ont été obtenus avec d'autres types de modulations.

On peut cependant noter, d'après la figure 9, que la linéarisation obtenue par modèle de DPD basée sur l'extraction directe se détériore rapidement à partir de -6dB d'OBO, alors qu'elle est maintenue pour la DPD avec extraction indirecte. Cette différence est due à ce que la DPD indirecte est naturellement plus en accord avec le modèle TPM ayant servi d'émulation de PA dans notre simulation de chaîne.

Cette simulation système s'avère intéressante dans un premier temps pour estimer le potentiel de linéarisation du circuit. Cependant le comportement pourrait être différent si l'on remplaçait l'émulation du PA par le PA physique

sur un banc de mesure d'enveloppe, qui est la future étape de notre travail pour l'évaluation réaliste de cette approche à temps continu par rapport aux modèles usuels à temps discret.

7. Remerciements

Nous tenons à remercier la société AMCAD Engineering pour la mise à disposition du matériel, bancs de mesures et locaux, ainsi que pour la disponibilité et les conseils avisés de leurs ingénieurs.

References

- [1] J.K. Cavers, "Convergence behaviour of an adaptive feedforward linearizer," In. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Stockholm, Sweden, vol. 1, 1994, pp. 499-503.
- [2] P.B. Kenington, High-Linearity RF Amplifier Design. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [3] S.C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Norwood, MA: Artech House, 1999.
- [4] L. Ding, G.T. Zhou, D.R. Morgan, M. Zhengxiang, J.S. Kenney, K. Jaehyeong, et C.R. Giardina. "A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials". In. IEEE Transactions on Communications 52, n°1, 2004, pp. 159-65.
- [5] A. Zhu, J.C. Pedro, et T. J. Brazil. "Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers". In. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 54, n°12 (décembre 2006), pp. 4323-32.
- [6] M. Schetzen. "The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems". New York: Wiley, 1980.
- [7] C. Maziere, A. Soury, E. Ngoya, et J.M. Nebus. "A System Level Model of Solid-State Amplifiers with Memory Based on a Nonlinear Feedback Loop Principle". European Microwave Conference, Paris, France, 2005.
- [8] D. Gapillout, C. Maziere, E. Ngoya and S. Mons, "A reliable methodology for experimental extraction of power amplifier dynamic volterra model," 2015 Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits Workshop (INMMiC)
- [9] E. Ngoya, C. Quindroit, et JM. Nebus. "On the Continuous-Time Model for Nonlinear-Memory Modeling of RF Power Amplifiers". in. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 57, n°12, décembre 2009, pp. 3278-92.