

Généralisation d'une nouvelle méthode de linéarisation d'amplificateurs de puissance avec mémoire

Emmanuel COTTAIS¹, Sven NÖMM^{2,3}, Yide WANG¹, Serge TOUTAIN¹, Claude MOOG²

¹IRCCyN/SETRA Polytech'Nantes
rue Christian Pauc, BP 50609, 44306 Nantes Cedex 3, France

²École Centrale de Nantes
1 rue de la Noë, BP 92101, 44321 Nantes cedex 3, France

³Institute of Cybernetics at TTU
Akadeemia tee 21, Tallinn, 12618, Estonia
emmanuel.cottais@polytech.univ-nantes.fr

Résumé – Cet article présente une généralisation de la méthode de linéarisation des amplificateurs de puissance présentée dans [1]. Cette méthode est basée sur le modèle de Hammerstein de l'amplificateur et permet d'éliminer totalement les produits d'intermodulation et les composantes harmoniques apportées par les distorsions de ce dernier, ainsi que de réduire l'élargissement spectral.

Abstract – This paper presents a method intended to linearize power amplifiers with memory by adaptive predistortion. This method is based on Hammerstein model for the amplifier and allows to totally eliminate intermodulation products and harmonic components due to power amplifier distortions, and to reduce spectral widening.

1 Introduction

Les modulations linéaires, telles que la modulation de phase à 4 états (QPSK) ou la modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (QAM), sont très utilisées pour les transmissions numériques. Ces techniques de modulation ont une plus grande efficacité spectrale que les modulations classiques. Elles permettent d'avoir un débit plus élevé, mais elles génèrent des signaux à enveloppe variable. Ces signaux étant très sensibles aux distorsions, la linéarisation de l'étage d'amplification de puissance est devenue une étape indispensable, notamment dans le cas d'une utilisation à rendement élevé.

Depuis quelques années, une attention toute particulière est donc portée au développement de techniques rendant les amplificateurs de puissance à la fois linéaires et à rendement élevé. Or, du point de vue de l'amplificateur, l'obtention d'un fort rendement se fait au détriment de la linéarité, et inversement. C'est pourquoi il est nécessaire d'appliquer des techniques de linéarisation à un amplificateur à rendement élevé mais non linéaire (tels que les amplificateurs de classes AB, B et C).

De nombreuses méthodes ont été proposées, mais la plupart ne prend pas en compte l'effet mémoire de l'amplificateur et se limite à des faibles non linéarités ([2], [3], [4]). Nous proposons ici une extension de la méthode de linéarisation présentée dans [1], qui tient compte à la fois de la non linéarité et de l'effet mémoire "HF" de l'amplificateur de puissance. La méthode est développée dans la section 2. La section 3 expose les résultats obtenus en simulation. Enfin, les conclusions sont présentées dans la section 4.

2 Présentation de la méthode

2.1 Modèle de l'amplificateur

Nous utilisons le modèle de Hammerstein (figure 1) pour représenter l'amplificateur de puissance. C'est-à-dire que la non linéarité est modélisée par un polynôme d'ordre impair dont les coefficients sont notés a_i , et l'effet mémoire "HF" du composant est modélisé par un filtre FIR (réponse impulsionnelle finie). Les coefficients de ce filtre sont notés h_j et P est la longueur de sa mémoire.

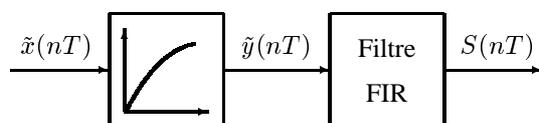


FIG. 1 – Modèle de Hammerstein de l'amplificateur

Le signal en sortie de l'amplificateur ($S(nT)$) est obtenu à partir du signal d'entrée ($\hat{x}(nT)$) par la relation :

$$S(nT) = \sum_{k=0}^{P-1} \sum_{i=0}^N h_k a_{2i+1} |\hat{x}[(n-k)T]|^{2i} \hat{x}[(n-k)T] \quad (1)$$

2.2 Approche théorique

La technique présentée est basée sur le principe de prédistorsion adaptative. Le schéma de principe est rappelé sur la figure 2 et le principe est décrit par l'équation suivante :

$$S(nT) = G(F[v(nT)]) = Kv(nT) \quad (2)$$

où F et G représentent respectivement les fonctions de transfert du précompensateur et de l'amplificateur de puissance et $v(nT)$ est le signal à amplifier avant émission.

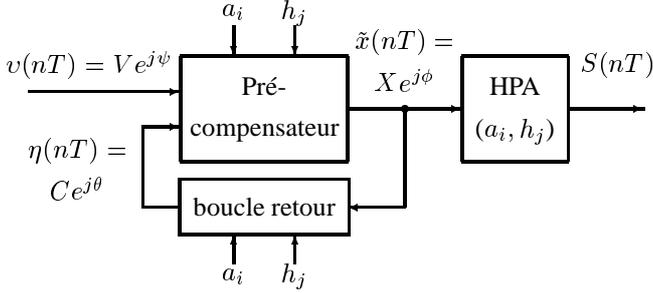


FIG. 2 – Schéma de principe de la linéarisation par prédistorsion adaptative

Compte tenu de l'équation (2), il est possible de réécrire l'équation (1) en séparant les parties statique et dynamique :

$$\begin{cases} h_0 \sum_{i=0}^N a_{2i+1} \beta(n, i) = K v(nT) - \eta(nT) & (3) \\ \eta((n+1)T) = \sum_{k=1}^{P-1} \sum_{i=0}^N h_k a_{2i+1} \beta(n+1-k, i) & (4) \end{cases}$$

où $\beta(n, i) = |\tilde{x}(nT)|^{2i} \tilde{x}(nT)$.

$\tilde{x}(nT)$ est le signal en sortie du précompensateur, son module est noté X . K est le module du gain de l'amplificateur de puissance, $v(nT)$ est le signal en entrée du précompensateur et $\eta(nT)$ représente la partie dynamique, qui permet de compenser l'effet mémoire de l'amplificateur de puissance. La figure 2 rappelle ces notations.

L'équation (3) peut se mettre sous la forme :

$$\left[\sum_{i=0}^N a_{2i+1} |\tilde{x}(nT)|^{2i} \right] \tilde{x}(nT) = \frac{K v(nT) - \eta(nT)}{h_0} \quad (5)$$

Le calcul du module de cette équation mène à :

$$\left| \sum_{i=0}^N a_{2i+1} X^{2i+1} \right|^2 = \frac{K^2 V^2 + C^2 - 2KVC \cos(\nu - \theta)}{|h_0|^2} \quad (6)$$

Le module du signal en sortie du précompensateur $X(nT)$ est la plus grande racine réelle et positive du polynôme de l'équation (6). La phase de ce signal est donnée par l'équation (7), obtenue à partir de l'équation (5).

$$\phi(nT) = \text{Arg} \left\{ \frac{K v(nT) - \eta(nT)}{h_0 \left[\sum_k \text{impair} a_k X^k(nT) \right]} \right\} \quad (7)$$

Finalement, les équations du précompensateur sont :

$$\begin{cases} \tilde{x}(nT) = X(nT) e^{j\phi(nT)} & (8) \\ \eta((n+1)T) = \sum_{k=1}^{P-1} \sum_{i=0}^N h_k a_{2i+1} \beta(n+1-k, i) & (9) \end{cases}$$

où $\beta(n, i) = |\tilde{x}(nT)|^{2i} \tilde{x}(nT)$.

3 Résultats de simulation

Pour les simulations, les coefficients du modèle de Hammerstein utilisés sont les suivants :

- non-linéarité de l'amplificateur :

$$\begin{aligned} a_1 &= 1.955 - 0.8794j \\ a_3 &= 3.913568 \cdot 10^{-8} + 2.579951 \cdot 10^{-8}j \\ a_5 &= -2.917965 \cdot 10^{-14} - 8.15931 \cdot 10^{-15}j \end{aligned}$$

- effet mémoire de l'amplificateur :

$$\begin{aligned} h_0 &= 1 \\ h_1 &= 0.05208017737668 + 0.01559637151563j \\ h_2 &= -0.01317506666381 - 0.02032369105600j \\ h_3 &= 0.01662432189544 + 0.00634872216343j \\ h_4 &= -0.00546135327346 + 0.00148666118415j \end{aligned}$$

3.1 Signal 2-tons

Afin d'apprécier l'efficacité de la méthode proposée, nous allons utiliser un signal deux tons en entrée (1.45GHz et 1.5GHz) pour évaluer la capacité de notre méthode à atténuer les produits d'intermodulation, notamment ceux à l'ordre 3. Ceux-ci sont présents aux fréquences $(2f_1 - f_2) = 1.4GHz$ et $(2f_2 - f_1) = 1.55GHz$. Nous nous intéressons particulièrement à ces produits d'intermodulation d'ordre 3, car ils ne peuvent pas être filtrés du fait de leur proximité avec les fréquences porteuses. La puissance du signal d'entrée est de 20dBm de manière à être au-delà du point de compression à 1dB ($P_{C1dB} = 18.75 dBm$) et à être ainsi en présence d'une forte non-linéarité. Les résultats sont présentés sur la figure 3.

En comparant le spectre de sortie sans compensateur au spectre d'entrée, nous pouvons dire que le passage dans l'amplificateur de puissance génère des produits d'intermodulation ainsi que des composantes harmoniques. D'un autre côté, le plancher de bruit en sortie est ramené autour de -60dBm, contre environ -280dBm en entrée. En utilisant notre méthode, les produits d'intermodulation sont totalement éliminés, aussi bien à l'ordre 3 qu'aux d'ordres supérieurs, ceci tout en conservant le gain de l'amplificateur ($K = 4.65dB$). Enfin, le niveau de bruit en sortie est semblable à celui en entrée, c'est à dire environ -280dBm.

3.2 Signal modulé 64-QAM

La même simulation a été effectuée avec un signal modulé 64-QAM en entrée, de puissance 14.6dBm. La figure 4 présente les spectres normalisés en entrée et en sortie du système, et la figure 5 les diagrammes de constellation correspondants.

Comme le montre la figure 4, le passage dans l'amplificateur de puissance entraîne un élargissement de spectre relativement important (pour une telle puissance du signal d'entrée). L'utilisation du compensateur présenté dans cet article permet de retrouver le spectre du signal d'entrée, au gain de l'amplificateur près.

La figure 5 présente les diagrammes de constellation obtenus en entrée et en sortie du système. Nous pouvons vérifier que la constellation du signal d'entrée contient bien les 64 états qui caractérisent la modulation utilisée, ceux-ci étant régulièrement espacés et correctement alignés. Dans le cas où aucun compensateur n'est utilisée, nous constatons que la constella-

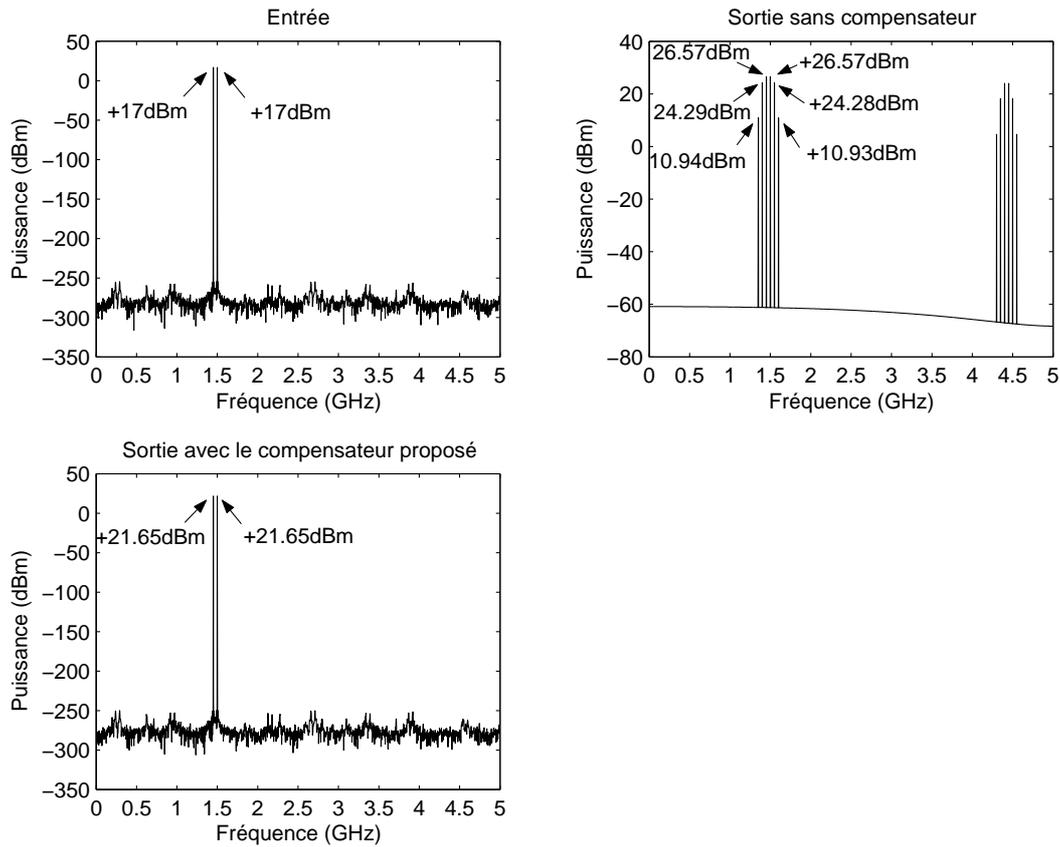


FIG. 3 – Spectres pour un signal 2-tons ($P_e = 20 \text{ dBm}$)

tion est cette fois déformée. Elle a tendance à devenir circulaire et certains états se rapprochent de leurs états adjacents, le taux d'erreur binaire sera donc élevé ainsi que l'interférence inter-symboles. La méthode proposée permet de retrouver en sortie le diagramme de constellation de l'entrée, amplifié du gain $K = 4.65 \text{ dB}$ apporté par l'amplificateur de puissance. Les états sont donc cette fois très facilement identifiables et le taux d'erreur binaire est faible, ainsi que l'interférence inter-symboles.

4 Conclusion

En conclusion, nous pouvons dire que la méthode présentée dans cet article est très performante pour compenser les distorsions générées par la non linéarité de l'amplificateur de puissance, tout en conservant le gain de ce dernier. En effet, dans le cas d'un signal 2-tons elle permet d'éliminer les produits d'intermodulation aussi bien d'ordre 3 que d'ordres supérieurs ainsi que les composantes harmoniques. Dans le cas d'un signal modulé, l'élargissement de spectre est totalement compensé et l'allure de la constellation du signal d'entrée est retrouvée en sortie.

La généralisation présentée ici permet de généraliser les amplificateurs de puissance basés sur le modèle de Hammerstein quelque soit l'ordre du polynôme représentant sa non-linéarité et quelque soit la taille de la mémoire du filtre FIR.

Références

- [1] E. Cottais, S. Nömm, Y. Wang, S. Toutain, C. Moog. *Linéarisation d'amplificateurs de puissance avec mémoire par prédistorsion adaptative*. Journées Nationales Microondes 2003, Lille, 2003.
- [2] F. Langlet, H. Abdulkader, D. Roviras, A. Mallet, F. Castanié. *Comparison of neural network adaptive predistortion techniques for satellite down links*. IJCNN'2001, Washington (USA), 2001.
- [3] S.T. Stapleton. *Amplifier linearization using adaptive digital predistortion*. Applied microwave & wireless, February 2001.
- [4] S.-Y. Yun, S.-W. Jeong, Y.-C. Jeong, C.-D. Kim. *A design of predistortive high power amplifier using carrier complex power series analysis*. 31st European Microwave Conference, London, pp. 219-222, 2001.

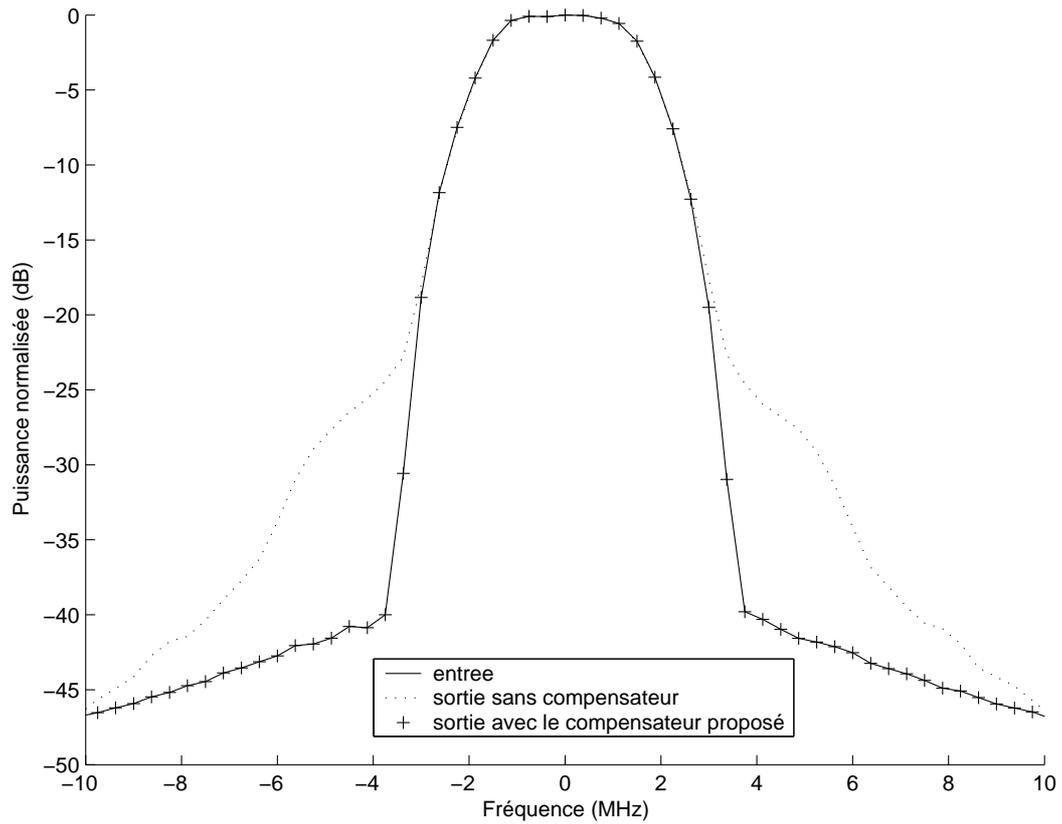


FIG. 4 – Spectres pour un signal modulé 64-QAM ($P_e = 14.6 \text{ dBm}$)

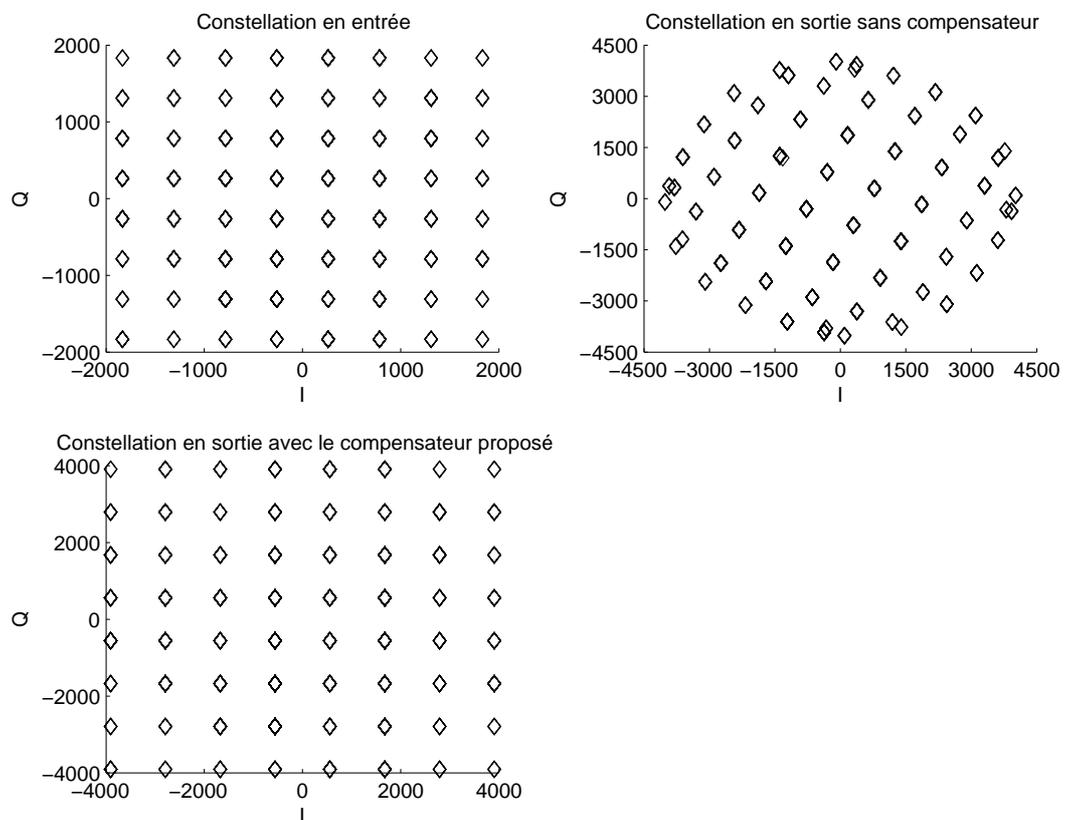


FIG. 5 – Diagrammes de constellation pour un signal modulé 64-QAM ($P_e = 14.6 \text{ dBm}$)