

MODELISATION DES PHENOMENES DE MEMOIRE A LONG TERME DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

A. SOURY ⁽¹⁾, E. NGOYA ⁽¹⁾, J.M. NEBUS ⁽¹⁾, T. REVEYRAND ⁽²⁾

⁽¹⁾ IRCOM UMR CNRS n°6615 – Université de Limoges – 123 Av. A. Thomas, 87060 Limoges Cedex – France

⁽²⁾ CNES – 18 Av. E. Belin, 31401 Toulouse Cedex 04 – France

I. Introduction

La modélisation des phénomènes de mémoire non linéaires est, aujourd'hui, de toute première importance dans le processus de conception et de validation des systèmes de télécommunication modernes et des systèmes de détection. Il apparaît que le manque de description des phénomènes non linéaires et notamment des effets de mémoire à long terme est préjudiciable dans la précision des simulations de type système. Ce papier présente une nouvelle approche de modélisation par une notion de réponse impulsionnelle non linéaire.

II. Modèle à réponse impulsionnelle non linéaire

II-1. Modèle de Volterra

Considérons $x(t) = \Re\{\tilde{X}(t)e^{j\omega_0 t}\}$ et $y(t) = \Re\{\tilde{Y}(t)e^{j\omega_0 t}\}$, les signaux d'entrée et de sortie d'un amplificateur de puissance, où $\tilde{X}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$ sont les enveloppes complexes des signaux et ω_0 , la fréquence de référence arbitraire, souvent prise égale à la fréquence centrale de l'amplificateur. Considérant un pas d'échantillonnage Δt suffisamment petit, la sortie d'un système à mémoire finie à l'instant t_n s'écrit de la manière suivante:

$$\tilde{Y}(t_n) = f_{NL}(\tilde{X}(t_n), \tilde{X}^*(t_n), \dots, \tilde{X}(t_{n-M}), \tilde{X}^*(t_{n-M})) \quad \text{avec } t_n - t_{n-1} = \Delta t \text{ et } t_n - t_{n-M} = T_m : \text{durée de mémoire} \quad (1)$$

L'approche la plus évidente a été de considérer un développement en série de puissance de la caractéristique $f_{NL}(\dots)$. Un tel développement autour d'un point de décomposition $\tilde{X}(t_n)$ aboutit au formalisme des séries de Volterra à noyaux dynamiques (2) qui ont servi de base à la mise au point du modèle de Volterra [1], qui est une troncature de la série (2) au premier ordre.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t_n) = & f_{NL}(\tilde{X}(t_n), \tilde{X}^*(t_n), \dots, \tilde{X}(t_n), \tilde{X}^*(t_n)) + \sum_{k1=0}^M \left(\frac{\partial f_{NL}}{\partial \tilde{X}(t_{n-k1})} \frac{\partial f_{NL}}{\partial \tilde{X}^*(t_{n-k1})} \right) \times \left(\frac{\Delta \tilde{X}(t_{n-k1})}{\Delta \tilde{X}^*(t_{n-k1})} \right) \\ & + \frac{1}{2} \sum_{k1=0}^M \sum_{k2=0}^M (\Delta \tilde{X}(t_{n-k2}) \Delta \tilde{X}^*(t_{n-k2})) \times \left(\frac{\frac{\partial^2 f_{NL}}{\partial \tilde{X}(t_{n-k1}) \partial \tilde{X}(t_{n-k2})}}{\frac{\partial^2 f_{NL}}{\partial \tilde{X}(t_{n-k1}) \partial \tilde{X}^*(t_{n-k2})}} \frac{\frac{\partial^2 f_{NL}}{\partial \tilde{X}^*(t_{n-k1}) \partial \tilde{X}(t_{n-k2})}}{\frac{\partial^2 f_{NL}}{\partial \tilde{X}^*(t_{n-k1}) \partial \tilde{X}^*(t_{n-k2})}} \right) \times \left(\frac{\Delta \tilde{X}(t_{n-k1})}{\Delta \tilde{X}^*(t_{n-k1})} \right) \\ & + \dots \end{aligned} \quad (2)$$

avec $\Delta \tilde{X}(t_{n-k}) = \tilde{X}(t_{n-k}) - \tilde{X}(t_n)$.

Ce modèle a montré des aptitudes intéressantes à prédire les effets de mémoire HF même dans le cas de dispositifs fortement non linéaires. Cependant le modèle de Volterra éprouve des difficultés à traiter les effets de mémoire à long terme. La solution, qui serait de considérer les ordres de développement supérieurs, pose des problématiques d'implémentation et d'identification pratique des paramètres quasi insurmontables [2].

II-2. Réponse impulsionnelle non linéaire

Afin de permettre une prédiction précise des effets de mémoire à long terme, tout en conservant un développement au premier ordre, nous proposons un développement en série de fonctions arbitraires de $f_{NL}(\dots)$, qui est une généralisation du développement en série de puissance. On aboutit ainsi à la relation (3).

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t_n) = & f_{NL}(\tilde{Z}(t_n), \tilde{Z}^*(t_n), \dots, \tilde{Z}(t_n), \tilde{Z}^*(t_n)) + \sum_{k1=0}^M f_{k1}(\Delta \tilde{X}(t_{n-k1}), \Delta \tilde{X}^*(t_{n-k1})) \\ & + \sum_{k1=0}^M \sum_{k2=0}^M f_{k1k2}(\Delta \tilde{X}(t_{n-k1}), \Delta \tilde{X}^*(t_{n-k1}), \Delta \tilde{X}(t_{n-k2}), \Delta \tilde{X}^*(t_{n-k2})) \\ & + \dots \end{aligned} \quad (3)$$

avec $\Delta\tilde{X}(t_{n-k}) = \tilde{X}(t_{n-k}) - \tilde{Z}(t_n)$.

A la différence du développement en série de puissance, le terme d'ordre 1 n'est plus contraint d'être une fonction linéaire du déplacement du signal $\Delta\tilde{X}(t_{n-k})$. On peut ainsi penser que le formalisme (3) sera plus apte à traiter les effets de mémoire non linéaires. En considérant un développement au premier ordre autour du point $\tilde{Z}(t_n) = 0$, on aboutit à l'équation (4).

$$\tilde{Y}(t_n) = \sum_{k=0}^M f_k(\tilde{X}(t_{n-k}), \tilde{X}^*(t_{n-k})) \quad (4)$$

Dans (1), on a exprimé $\tilde{Y}(t)$ en fonction de $\tilde{X}(t)$ et de son conjugué $\tilde{X}^*(t)$. Il est également possible d'exprimer le signal de sortie en fonction de variables plus physiques qui sont l'amplitude $|\tilde{X}(t)|$ et la fréquence instantanée $\Omega_{\tilde{X}}(t)$ de l'enveloppe du signal d'entrée comme ci-dessous :

$$\tilde{Y}(t_n) = \sum_{k=0}^M f_k(|\tilde{X}(t_{n-k})|, \Omega_{\tilde{X}}(t_{n-k})) \quad (5)$$

En considérant le cas limite où $t_n - t_{n-1} \rightarrow 0$ et en appliquant le formalisme aux applications bande étroite, dans lesquelles l'influence des effets HF, donc de la fréquence instantanée $\Omega_{\tilde{X}}(t)$, sont négligeables, la relation (5) s'écrit finalement, sous la forme intégrale (6) :

$$\tilde{Y}(t) = \int_0^{T_m} \tilde{h}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau) \tilde{X}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (6)$$

La fonction $\tilde{h}(\dots)$ est appelé « réponse impulsionnelle non linéaire ». La caractérisation du dispositif revient donc à extraire la fonction $\tilde{h}(\dots)$. Cela est réalisé en excitant le dispositif par un échelon d'Heaviside modulant la porteuse. La puissance doit être balayée sur la plage de fonctionnement. La réponse impulsionnelle est déduite en considérant la dérivée par rapport au temps de l'enveloppe du signal de sortie comme reporté dans [3].

III. Application à la modélisation d'un amplificateur HFET bande L

III-1. Banc de caractérisation d'enveloppes complexes et caractérisation de amplificateur HFET

Un banc de caractérisation des enveloppes complexes présentes aux accès du dispositif a été développé, avec le soutien du CNES, afin de permettre l'extraction des signaux d'enveloppes présents aux accès des dispositifs [4]. Les signaux bande de base sont générés par un générateur de fonctions arbitraires (AWG) et l'acquisition des formes d'ondes temporelles des enveloppes est réalisée à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage (TDS). Les conversions de fréquence sont réalisées à l'aide de modulateurs / démodulateurs I/Q. La figure 1 présente l'architecture de ce banc de mesures.

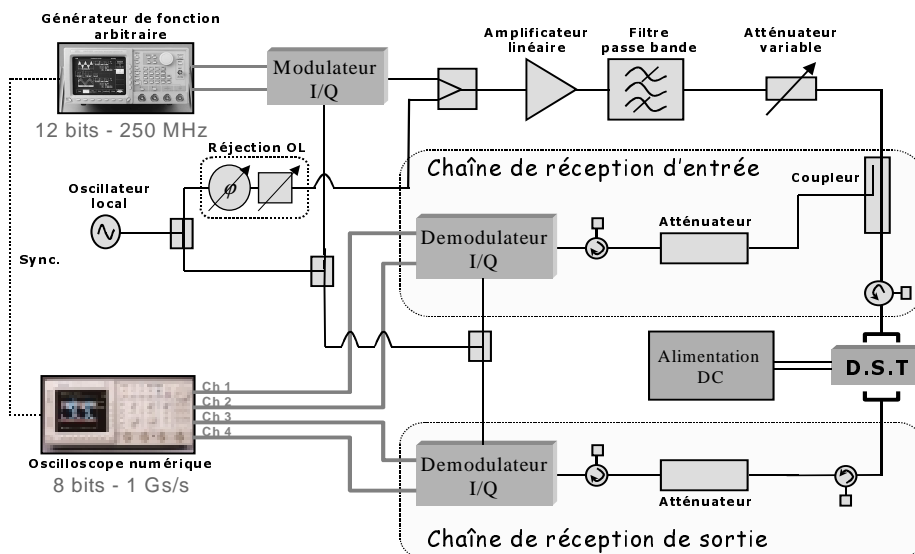


Figure 1: Banc de caractérisation d'enveloppes

Le banc est calibré afin de corriger les distorsions linéaires subies par les signaux dans les chaînes de réception. Les signaux enregistrés à l'oscilloscope sont ainsi corrigés par les fonctions de transfert des démodulateurs et des éléments passifs (isolateurs, atténuateurs,...). La figure 2 illustre le principe adopté pour identifier les enveloppes aux accès du dispositif à partir de celles mesurées au TDS.

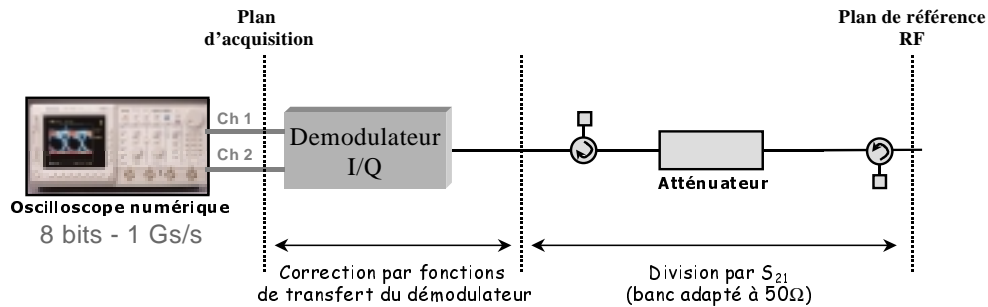


Figure 2: Principe de correction des enveloppes

Les démodulateurs I/Q sont caractérisés avec un signal CW parcourant la bande utile (échantillonnage TDS) autour de la fréquence d'OL, comme illustré par la figure 3. Les fonctions de transfert (fonctions de conversion RF→IF), ainsi caractérisées des démodulateurs IQ autour d'une fréquence d'oscillateur égale à 1.575 MHz, sont présentées sur la figure 4.

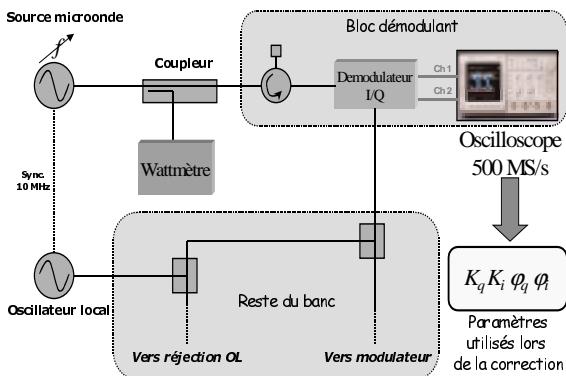


Figure 3: Calibrage des blocs démodulant

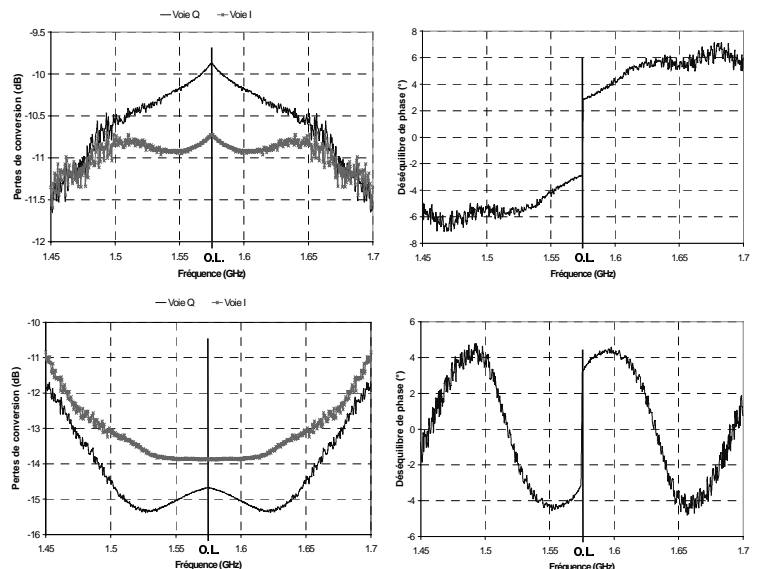


Figure 4: Caractérisation des démodulateurs d'acquisition

Un amplificateur 2 étages HFET, conçu par Alcatel Space Industries, fournissant une puissance de sortie de 350 mW à 1.6 GHz a été caractérisé en réponse indicielle à l'aide de ce banc. Les résultats de cette caractérisation sont présentés sur la figure 5.

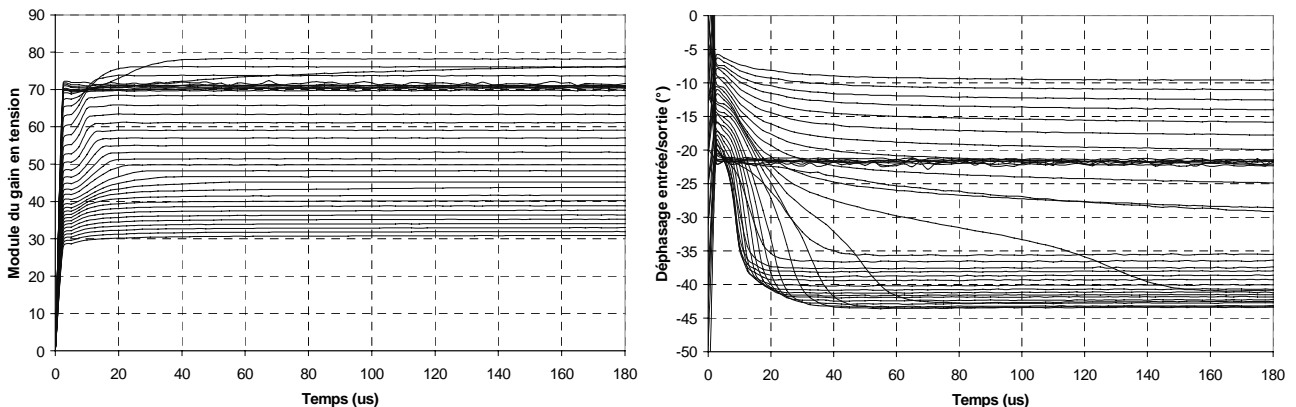


Figure 5: Réponses indicielles de l'amplificateur HFET

III-2. Comparaisons modèle à réponse impulsionnelle et mesures

Nous avons comparé les performances obtenues par mesures et à l'aide du modèle. Nous avons effectué les comparaisons de prédiction du C/I_3 (figure 6) et de prédiction d'un signal de modulation QPSK avec un débit binaire de 1 MB/s, et une puissance d'entrée de -16 dBm (figure 7).

On peut remarquer sur les caractéristiques de C/I_3 , une forte dégradation des performances pour des fréquences de battement comprises entre 10 KHz et 250 KHz. Cette résonance est provoquée par les phénomènes basse fréquence, issus, dans cet exemple (technologie HFET), des effets conjugués thermiques et de pièges.

Les résultats obtenus permettent de juger de la bonne prédiction des effets de mémoire BF sur le C/I ainsi que sur l'allure temporelle de sortie QPSK, offerte par le modèle à réponse impulsionnelle non linéaire, confortant les approches de modélisation et de caractérisation. On remarque, cependant, sur les caractéristiques de C/I_3 , des oscillations de la réponse du modèle. Cela peut s'expliquer par la dynamique encore limitée du banc de mesure, limitations principalement dues à l'oscilloscope numérique dont la quantification est réalisée sur 8 bits, offrant ainsi une dynamique théorique de 48 dBc. Cette limitation peut toutefois être repoussée par soit l'utilisation d'un meilleur oscilloscope, soit par l'adjonction de fonctions de débruitage performantes [5].

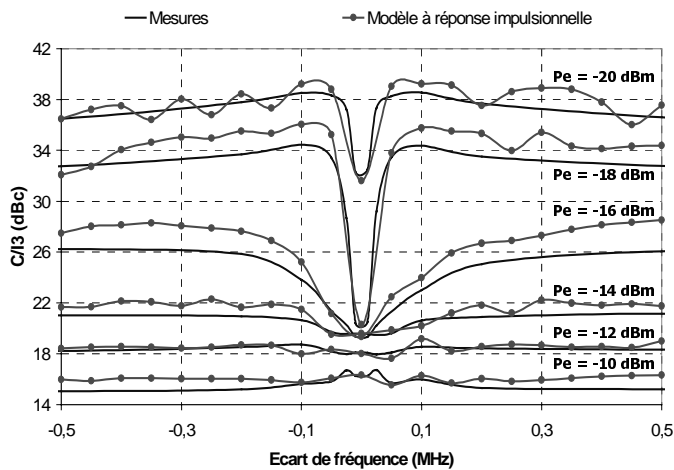


Figure 6: C/I_3 mesuré et simulé

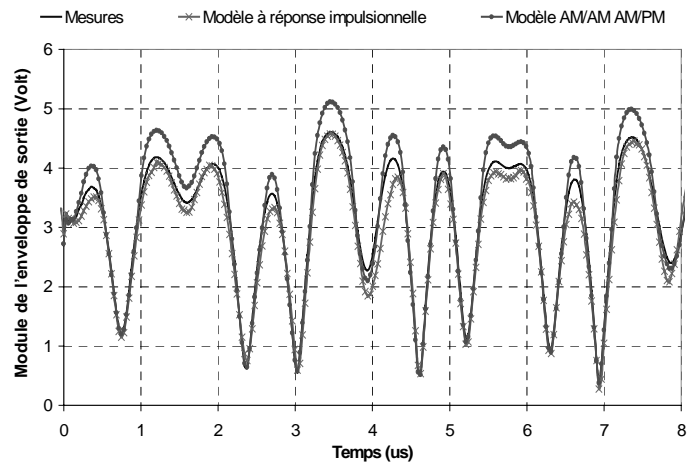


Figure 7: Signal de sortie QPSK mesuré et simulé

IV. Conclusion

Nous avons présenté dans ce papier une nouvelle approche de modélisation permettant de prendre en compte l'influence des effets de mémoire à long terme. Une extraction du modèle à partir de données expérimentales issues d'un banc de caractérisation dans le domaine temporel a permis de noter les bonnes aptitudes de prédiction des effets de mémoire longue et donc de réponses transitoires non linéaires et de valider l'approche de caractérisation expérimentale.

Remerciements

Les auteurs remercient D. ROQUES et N. LE GALLOU pour la mise à disposition de l'amplificateur HFET et le CNES pour son soutien financier dans le développement du banc de caractérisation.

Références

- [1] E. Ngoya, N. Le Gallou, J. M. Nebus, H. Buret, P. Reig "Accurate RF and Microwave System Modeling of Wide Band Nonlinear Circuits", *IEEE MTT S-digest*, pp. 79-82, 2000.
- [2] D. Mirri, & Al, "A Non-Linear Dynamic Model for Performance Analysis of Large Signal Amplifiers in Communication Systems", *Proceedings 16th IEEE instrumentation measurement technology conference, IMTC*, pp. 193-197, 1999.
- [3] A. Soury, E. Ngoya, & Al, "A New Behavioral Model tacking into account Nonlinear Memory Effects and Transient Behaviors in Wideband SSPAs", *IEEE MTT S-digest*, pp. 853-856, 2002.
- [4] T. Reveyrand, & Al, "A Calibrated Time-Domain Envelope Measurement System for the Behavioral Modeling of Power Amplifiers", *European Microwave Week, GaAs Conference*, pp. 237-240, Oct 2002.
- [5] D.L. Donoho and I.M. Johnstone, "Ideal denoising in an orthonormal basis chosen from a library of bases ", *C.R.Acad. Sci, Paris*, 319, 1994, pp. 1317-1322