

## Banc de mesure temporelle d'enveloppe calibré pour la linéarisation des amplificateurs de puissance par prédistorion numérique en bande de base

G. Nanfack Nkondem<sup>(1)</sup>, G. Neveux<sup>(1)</sup>, T. Reveyrand<sup>(1)</sup>, D. Barataud<sup>(1)</sup>, J.M. Nebus<sup>(1)</sup>, A. Mallet<sup>(2)</sup>

<sup>(1)</sup>Université de Limoges, XLIM-UMR CNRS 6172, 123 Av A. Thomas, 87060 Limoges Cedex, France

<sup>(2)</sup>CNES-Toulouse Space Center-18, Av E. Berlin, 31401 Toulouse Cedex, France

### Résumé

Cet article présente un système de génération de porteuses modulées en bande L et S et des mesures calibrées en réflexion et transmission de formes d'ondes temporelles d'enveloppes complexes de modulation. De par sa structure et son mode de calibrage, le système s'apparente à un analyseur de réseau vectoriel quatre accès pour l'enveloppe des signaux modulés ayant une bande de modulation jusqu'à 80 MHz. Une étude amont sur la linéarisation d'un amplificateur de puissance 4 watts en bande L par prédistorion numérique et utilisant ce banc est également présentée.

### I. Introduction

Ces dernières années, un grand nombre de systèmes de mesures permettant d'investiguer le comportement non linéaire des amplificateurs de puissance se sont développés. Dans ce papier, nous détaillons un système basé sur l'utilisation d'un oscilloscope numérique à 4 voies entièrement calibrées permettant d'extraire les enveloppes temporelles des signaux modulés RF. La partie II présente une description détaillée du système de mesure ainsi que les différentes procédures d'étalonnage. Les parties III et IV présentent quelques résultats obtenus par le système de mesure pour la linéarisation d'un amplificateur de puissance. Nous concluons et donnons les perspectives dans la partie V.

### II. Description du système de mesure et étapes d'étalonnage

Le synoptique du système de mesure d'enveloppe est donné figure 1. La structure de génération est conventionnelle. L'enveloppe complexe du signal modulé est générée par l'AWG autour d'une fréquence intermédiaire de 55MHz. Cette enveloppe est ensuite transposée en bande L par un modulateur IQ. L'ensemble du banc est piloté par bus GPIB utilisant le logiciel Scilab via la couche VISA d'Agilent Technologie ou de National Instrument.

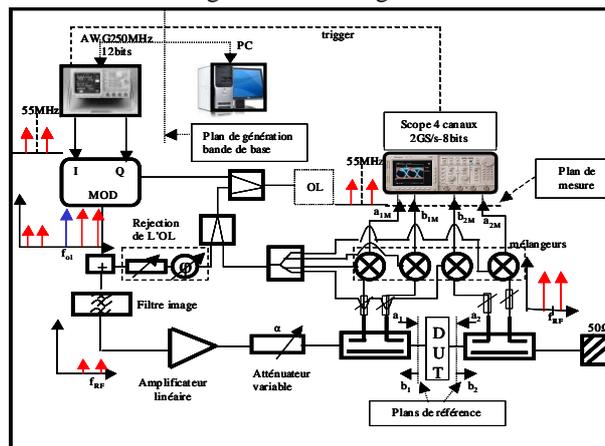
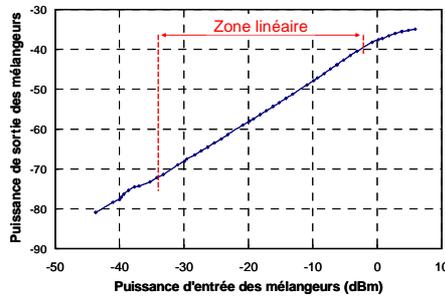


Figure 1 Synoptique du système de mesure

L'originalité de ce banc réside dans la structure du récepteur à 4 canaux calibrés comme un analyseur de réseaux vectoriel en mode récepteur. Une attention particulière est portée aussi bien sur le réglage de niveau en zone de linéarité optimale des mélangeurs que sur l'étalonnage en émission et en réception.

## II.1. caractérisation du domaine de linéarité de réception.

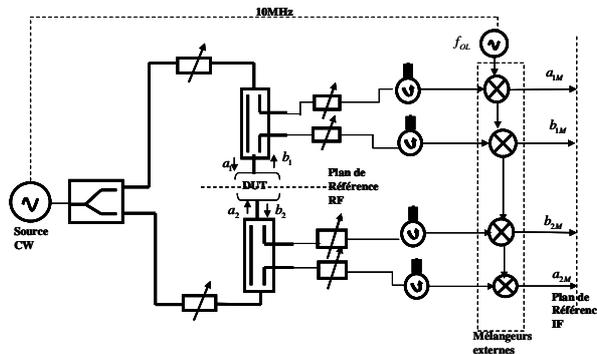
Le contrôle du niveau de puissance qui attaque les mélangeurs est assuré par des atténuateurs réglables montés en amont du mélangeur sur chaque voie de réception afin d'optimiser leur linéarité. Une caractérisation particulière de ces mélangeurs a été faite afin de déterminer leur zone non linéaire. La figure 2 présente la courbe caractéristique des quatre mélangeurs MITEQ DM0104LA1 ayant une bande passante de 1-4 GHz. Ces derniers fonctionnent dans leur zone linéaire pour une puissance d'entrée comprise entre -34dBm et -2dBm.



**Figure 2** Caractéristique en puissance des mélangeurs pour  $p_{OL}=16\text{dBm}$ ,  $f_{OL}=1835\text{MHz}$ ,  $f_{RF}=1890\text{MHz}$

## II.2. Etalonnage de la partie Réception

Pour la partie réception du système décrite sur la figure 3, la mesure simultanée des quatre ondes nous permet de réaliser un étalonnage à huit termes d'erreur en mode de génération CW sur la bande d'intérêt ( $f_{RF} - \frac{\Delta f}{2} < f_{RF} < f_{RF} + \frac{\Delta f}{2}$ ) où  $\Delta f$  désigne la bande des fréquences de l'étalonnage ( $\Delta f \leq 80\text{MHz}$ ) et  $f_{RF}$  la fréquence centrale comprise entre 1GHz et 4GHz. La forme matricielle des termes d'étalonnage obtenus pour chaque fréquence d'étalonnage  $f_i$  est représentée par l'équation (1). Les sept premiers termes ( $\beta_1, \gamma_1, \delta_1, \alpha_2, \beta_2, \gamma_2, \delta_2$ ) sont obtenus à partir d'un étalonnage relatif SOLT. L'obtention de ces termes d'erreurs est faite à partir des mesures brutes de l'étalonnage SOLT et d'une résolution mathématique matricielle par la méthode des moindres carrés [1]. Le huitième terme qui est le facteur  $|K|$  est déduit d'un étalonnage en puissance utilisant un wattmètre comme étalon de puissance.



**Figure 3** Schématique du principe d'étalonnage SOLT

Pour l'étalonnage en phase, une hypothèse de temps de propagation de groupe constant de l'une des voies de mesure est faite sur la bande de fréquence d'intérêt. La partie émission doit également être caractérisée pour connaître la distorsion linéaire de la chaîne entre la génération AWG et le plan de référence d'entrée du dispositif sous test. Ceci est fait en générant un signal multiporteuses sur les voies I et Q occupant toute la bande d'analyse et en mesurant le signal résultant corrigé ' $a_1$ ' pour les différentes positions de l'atténuateur  $\alpha$  [1].

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}_{@f_i} = |K| \cdot \begin{pmatrix} 1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \gamma_1 & \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \delta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{1M} \\ b_{1M} \\ a_{2M} \\ b_{2M} \end{pmatrix}_{@f_i} \quad (1)$$

C'est un point très important pour appliquer, par la suite, les fonctions de prédistorsion d'un amplificateur. Il est à noter que la configuration actuelle du banc impose une limite pratique maximale de dynamique de 55dB.

### II.3. Etalonnage de la partie émission.

L'étalonnage du bloc émission décrit sur la figure 4 est fondé sur un modèle à 4 termes d'erreurs: dans un premier temps, toute la chaîne d'émission est considérée comme un modulateur IQ caractérisé par le gain complexe de chaque voie RF. L'hypothèse que cette chaîne est linéaire est faite tout en prenant en compte le déséquilibre en module et phase du modulateur IQ.

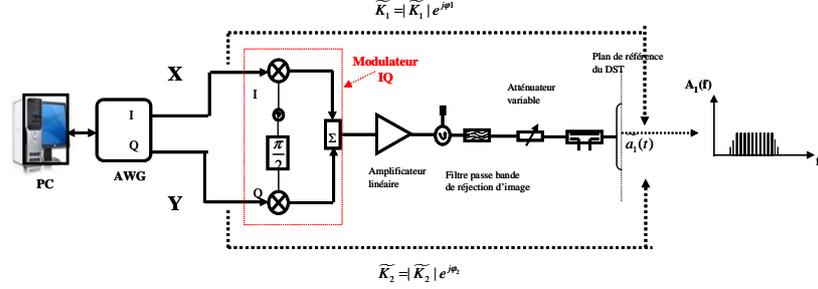


Figure 4 Modèle à 4 termes d'erreurs du bloc émission

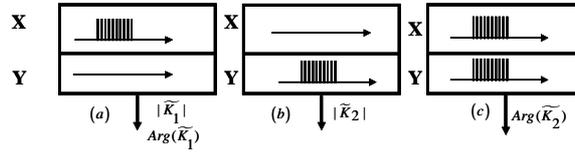


Figure 5 Description des 3 étapes nécessaires à l'étalonnage du bloc émission

Cet étalonnage se fait en trois étapes comme l'indique la figure 5 et utilise des signaux multitons générés à partir de l'AWG. La première étape figure 5(a) consiste à caractériser la voie I en module et en phase. De ce fait, le signal multitons optimisé uniquement sur le canal CH1 de l'AWG est appliqué. Sur le canal 2, un signal nul est appliqué ce qui permet de caractériser la voie 'I' indépendamment de la voie 'Q'. Le terme d'erreur obtenu en module et en phase est le suivant :

$$\widetilde{K}_1(f) = \left( \frac{A_{\text{signal}(PC)}(f)}{A_{1D}(f)} \right) \cdot e^{j(\varphi_{a1D}(f) - \varphi_{PC}(f))} \quad (2)$$

Où  $A_{1D}$  et  $\varphi_{a1D}$  représentent respectivement l'amplitude et la phase (mesurée et corrigée par le bloc récepteur étalonné) de chaque raie spectrale dans le plan de référence du DST alors que  $A_{\text{signal}(PC)}$  et  $\varphi_{PC}$  représentent l'amplitude et la phase du signal à la génération.

La deuxième étape figure 5(b) consiste à caractériser la voie Q, indépendamment de la voie I. On reprend la même procédure en appliquant le signal multitons est appliqué uniquement sur la voie CH2 de l'AWG et le signal nul sur la voie CH1. Pour cette étape seule l'amplitude du terme  $\widetilde{K}_2$  est calculée. On en déduit le module du terme d'erreur  $\widetilde{K}_2$  par :

$$|\widetilde{K}_2(f)| = \left( \frac{A_{\text{signal}(PC)}(f)}{A_{1D}(f)} \right) \quad (3)$$

La dernière étape figure 5(c) consiste à caractériser les deux voies de génération ensemble afin de connaître le déséquilibre en phase des voies du modulateur IQ entre elles. En supposant que le signal complexe sur le plan du dispositif sous test se met sous la forme :

$$\widetilde{z}(t) = \frac{\widetilde{x}(t)}{K_1 \times e^{j\varphi_1}} + \frac{\widetilde{y}(t)}{K_2 \times e^{j\varphi_2}} \quad (4)$$

On démontre [4] que l'expression de la phase du terme  $\widetilde{K}_2$  est de la forme :

$$\varphi(\widetilde{K}_2) = (-1) \times \text{Arc cos} \left( \frac{|y|^2 - |K_1^{-1} \times z|^2 - |K_2^{-1} \times z|^2}{2 \times |K_1^{-1} \times z| \times |K_2^{-1} \times z|} \right) \quad (5)$$

Cet étalonnage en émission nous permet de modifier les signaux générés par l'AWG afin de compenser les défauts présentés par la chaîne d'émission en termes de module et de phase.

### III. Application à la prédistorsion en bande de base quasi-statique d'un amplificateur de puissance

Les caractéristiques AM/AM et AM/PM d'un amplificateur de puissance 4 watts fonctionnant dans la bande de fréquence 1.8GHz-2.2GHz ont été mesurées sur ce banc en mode CW à la fréquence de 1.89GHz. Les courbes sont données figure 6.

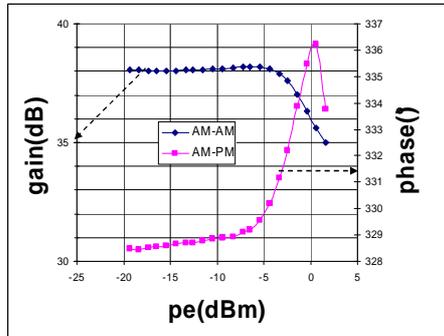


Figure 6 Courbes AM/AM et AM/PM de l'amplificateur

Les fonctions inverses pour la prédistorsion [2], [3] ont été déterminées et approximées par des splines cubiques puis appliquées au signal en bande de base dans le cas d'un signal biporteuse. Les premiers résultats indiqués sur la figure 3 montrent une amélioration de 10dB en C/I<sub>3</sub> pour une puissance d'entrée de -5.4dBm et une amélioration de 4 points de rendement lorsque la fonction de prédistorsion est appliquée. La prédistorsion a été optimisée pour un niveau de puissance de sortie égale à 32.5dBm correspondant à une puissance d'entrée de -5.4dBm. Les objectifs à moyen terme sont de réaliser une prédistorsion adaptative en fonction du niveau de puissance de sortie.

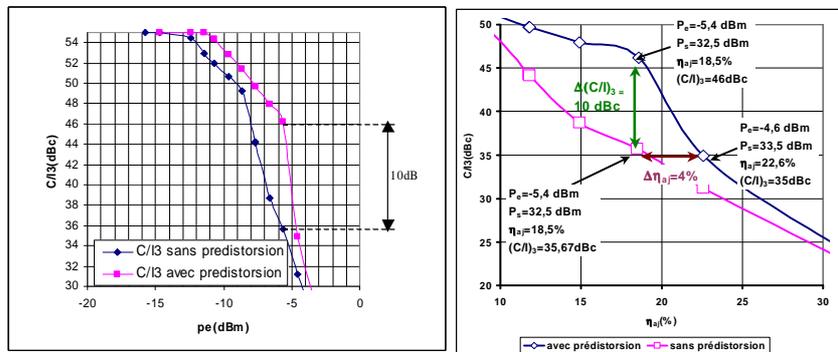


Figure 7 Evolution du C/I<sub>3</sub> avant et après prédistorsion

### IV. Conclusion

Cet article a proposé un système de mesure dans le domaine tempore calibré et dédié à la caractérisation des dispositifs non linéaires excités par des signaux modulés. Une application de ce système à la prédistorsion numérique en bande de base d'un amplificateur de puissance 4 watts en bande L a été proposée.

La suite des travaux consiste à sonder des effets dynamiques d'enveloppes plus marqués d'amplificateur, pour différents signaux modulés d'excitation afin d'analyser l'impact sur des techniques de prédistorsion.

[1] T. Reveyrand, D. Barataud, G. Neveux, J-M. Nebus, J-P Teyssier, R. Quéré, « Overview on system level simulation environment for characterization, modeling and simulation of RF and Microwave devices », IEEE InMMIC 2006 conference, University of Aveiro, Portugal, January, 30<sup>th</sup>-31<sup>st</sup>, 2006

[2] R. Marsalek, « Contributions to the power amplifier linearization using digital base-band adaptive predistortion », Thèse de doctorat, Université de Marne la Vallée, France, Décembre 2003.

[3] E. Cottais, « Linéarisation d'amplificateurs de puissance large bande par predistorsion adaptative en bande de base », Thèse de doctorat, école polytechnique de l'université de Nantes, France, Décembre 2005.

[4] F. Macraigne, « Développement d'un système de mesure temporel d'enveloppe de dispositifs non linéaires microondes » Thèse de doctorat, université de Limoges.