

Une nouvelle méthode d'étalonnage rapide pour un banc de mesure de la linéarité basé sur des NVNAs

J. A. SILVA DOS SANTOS¹, T. REVEYRAND¹, F. GAILLARD¹, P. MEDREL¹, C. CHANG², J-M. NEBUS¹, M. PRIGENT¹, J-C. NALLATAMBY¹

¹ Université de Limoges, XLIM, 123 Av. Albert Thomas, 87000 Limoges, France

² United Monolithic Semiconductors SAS, 10 avenue du Québec, 91140 Villebon-sur-Yvette, France
jose_anderson.silva_dos_santos@unilim.fr

Résumé – Cet article traite d'une nouvelle procédure d'étalonnage pour un banc de mesure load-pull passif sous-pointes basé sur un NVNA, qui permet de trouver des impédances optimales (associées à une puissance ajoutée maximale (PAE max) ou à la linéarité maximale (NPR max)). L'originalité de ce travail réside dans une nouvelle procédure d'étalonnage, qui permet une réduction considérable du temps en comparaison avec l'étalonnage conventionnel. À cette configuration est appliqué le signal USMT (Unequally Spaced Multi Tones) qui s'est déjà avéré être un outil efficace pour mesurer le rapport puissance bruit (NPR) des dispositifs non linéaires. La recherche de l'impédance optimale pour atteindre le PAE max est effectuée sur un transistor GaN sous-pointes 4 x 50 μm de la fonderie UMS opérant dans la bande Ka.

1. Introduction

Les amplificateurs de puissance à l'État solide (SSPA) restent les éléments les plus critiques des systèmes de télécommunications et radars. La linéarité des SSPA sous 50-ohms est traditionnellement évalué par les conversions quasi-statiques AM/AM et AM/PM ou même avec les métriques complexes, tels que EVM, ACPR. Cependant, il est nécessaire de pouvoir réaliser telles caractérisations de linéarité sur des transistors de puissance non adaptés, directement sur la puce afin de répondre aux exigences de linéarité depuis la sélection et le dimensionnement des transistors jusqu'à la validation du circuit final, durant la phase de conception.

Un banc de mesure load-pull connecté sur un NVNA a été développé pour mesurer la linéarité (Noise Power Ratio : NPR) à l'aide d'un signal original, nommé Unequally Spaced Multi Tones (USMT). Il est basé sur un signal multifréquence qui utilise un ensemble spécifique de fréquences (nombre de tons ≥ 8) et dont aucun des produits d'intermodulation ne se chevauche [1].

Ce papier présente une extension du banc de mesure précédent dédié aux modules de puissance connectés aux mesures de linéarité et de load-pull de composants sous-pointes. Dans ce cas, la procédure d'étalonnage devient beaucoup plus compliquée, car il est impossible de mesurer avec des connecteurs sur le plan de référence du DUT et à cause des positions multiples du tuner. Par conséquent, une nouvelle méthode d'étalonnage est proposée dans cet article.

Ce papier est organisé comme suit : la section II décrit le banc de mesure avec la procédure d'étalonnage détaillé. La section III présente les résultats des mesures de load-pull pour déterminer la puissance ajoutée maximale.

2. Configuration du banc de mesure

La mise à niveau du banc de mesure est présentée dans la Figure 1.

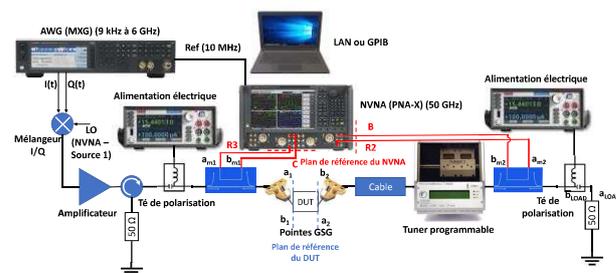


Figure 1. Banc de mesure load-pull passif pour la mesure de la linéarité

Le banc de mesure nécessite l'utilisation de coupleurs pour mesurer les ondes incidentes et réfléchies (a_{m1} , b_{m1} , a_{m2} , b_{m2} dans la Figure 1). Il est donc nécessaire d'étalonner le banc afin de déterminer les relations entre les ondes dans le plan de référence du NVNA et les ondes dans le plan de référence du DUT (Figure 1). La procédure d'étalonnage SOLR est utilisée pour trouver la matrice d'étalonnage.

Comme illustré à la Figure 2, le té de polarisation et le coupleur sont connectés à la sortie du tuner afin de réduire les pertes entre les points (plan du DUT) et le tuner.

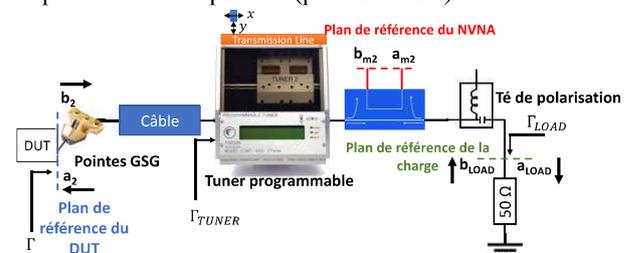


Figure 2. Configuration de la sortie avec les plans de référence

La matrice d'étalonnage M_1 (1) dépend de la position du chariot et des pointes du tuner. Ainsi, le banc doit être étalonné à chaque position du tuner. Comme le tuner a un

grand nombre de positions, l'étalonnage dans toutes les positions est une tâche chronophage.

$$\begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = [M_1] \times \begin{bmatrix} a_{m2} \\ b_{m2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

La méthode proposée consiste à établir une relation entre les paramètres S du tuner et la matrice d'étalonnage. La première étape vise à mesurer les paramètres S du tuner pour un ensemble de positions du tuner qui ne seront réalisées qu'une seule fois.

Ensuite, un étalonnage standard peut être effectué pour déterminer la matrice M_1 (1) qui relie les ondes a_2, b_2 dans le plan de référence du DUT et les ondes a_{m2}, b_{m2} dans le plan de référence du NVNA. Il convient de noter que la matrice d'étalonnage dépend de la position du tuner (x, y).

Cette relation (1) est réarrangée pour être exprimée en termes de paramètres T. La matrice T relie les paramètres T du câble, du tuner, du té de polarisation et du coupleur (2).

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = [T(x, y)] \times \begin{bmatrix} b_{m2} \\ a_{m2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

avec $[T(x, y)] = [T_{cable}] \times [T_{tuner}(x, y)] \times [T_{bias}] \times [T_{coupleur}]$.

La matrice T dépend de la position du tuner, ce qui implique que la matrice d'étalonnage doit être extraite pour chaque position du tuner, ce qui est très fastidieux. Nous proposons une solution originale en remplaçant ces mesures multiples par quatre mesures seulement.

En vectorisant la matrice T de dimension 4×4 , qui devient donc un vecteur à 4 éléments noté \vec{T} , il est possible de relier cette matrice à la matrice du tuner T_{tuner} comme dans l'équation (3). Une observation importante est que cette transformation isole la contribution du tuner des autres composants, notamment le coupleur, le té de polarisation et le câble, dont les matrices $T_{coupleur}$, T_{cable} et T_{bias} forment la matrice C , qui reste constante. L'expression peut être réarrangée comme dans l'équation (3). Une explication détaillée de ce calcul dépasse le cadre du présent papier.

$$\vec{T} = [C] \cdot \overrightarrow{T_{tuner}} \Rightarrow \begin{bmatrix} T_{11}(x, y) \\ T_{12}(x, y) \\ T_{21}(x, y) \\ T_{22}(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{11}^{tuner}(x, y) \\ T_{12}^{tuner}(x, y) \\ T_{21}^{tuner}(x, y) \\ T_{22}^{tuner}(x, y) \end{bmatrix} \quad (3)$$

La matrice C est alors indépendante de la position du tuner et dépend exclusivement des matrices du câble, du té de polarisation et du coupleur qui possèdent des valeurs fixes. Cette matrice C peut être obtenue en mesurant T seulement quatre fois pour quatre positions du tuner. L'abaque de Smith dans la Figure 3 a) montre en bleu toutes les positions du tuner où la caractérisation en paramètres S a été faite, et les positions utilisées pour calculer C sont indiquées en rouge.

À partir de la matrice C , il est possible de calculer la matrice d'étalonnage T (3) pour chaque position du tuner sans qu'il soit nécessaire d'effectuer de nouvelles mesures.

Toutefois, la matrice d'étalonnage M_1 (1) relie uniquement les ondes dans plans de mesure du DUT et du NVNA. Comme les ondes sont mesurées dans le plan de mesure du NVNA, il est donc nécessaire d'effectuer un étalonnage SOL (Short-Open-Load) pour obtenir la matrice d'étalonnage M_2 reliant les ondes a_{m2}, b_{m2} dans le

plan de référence du NVNA et les ondes a_{load}, b_{load} dans le plan de référence de la charge (4). Le coefficient Γ_{LOAD} dépend de la fréquence car la charge connectée n'est pas une charge adaptée idéale.

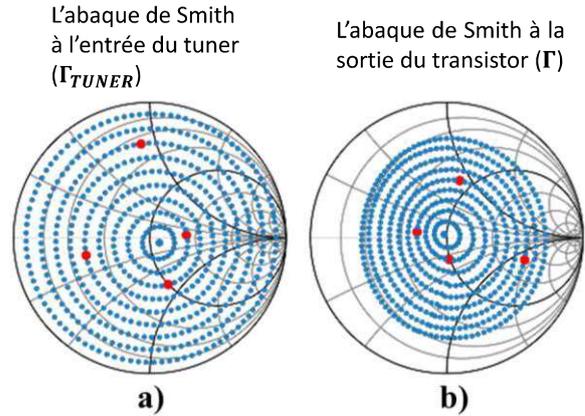


Figure 3. En bleu : Les positions du tuner où les mesures ont été faites, en rouge : les 4 positions du tuner choisies pour calculer C

$$\begin{bmatrix} a_{load} \\ b_{load} \end{bmatrix} = [M_2] \times \begin{bmatrix} a_{m2} \\ b_{m2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Les deux matrices d'étalonnage M_1, M_2 peuvent être combinées pour générer une matrice résultante M qui relie les ondes dans les plans de mesures du DUT et de la charge (5), comme indiqué dans la Figure 2.

$$\begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = [M] \times \begin{bmatrix} a_{load} \\ b_{load} \end{bmatrix} \quad (5)$$

avec $[M] = [M_1] \times [M_2]^{-1}$.

De plus, Il est évident que cette méthode permet de déterminer le coefficient de réflexion dans le plan de mesure du DUT (Γ dans la Figure 2) en fonction des positions du tuner. Le coefficient de réflexion Γ peut être relié au coefficient de réflexion Γ_{LOAD} (Figure 2) (6), et la valeur souhaitée de Γ peut être synthétisée.

$$\Gamma = \frac{1 + M'_{12} \cdot \Gamma_{LOAD}}{M'_{21} + M'_{22} \cdot \Gamma_{LOAD}} \quad \text{où } M'_{ij} = \frac{M_{ij}}{M_{11}} \quad i, j = 1, 2 \quad (6)$$

Une limitation de cette méthode est que le coefficient de réflexion ne peut être estimé que pour les coordonnées où la caractérisation en paramètres S a été réalisée (les points en bleu dans Figure 3 a)).

La Figure 3 b) montre le coefficient de réflexion Γ du tuner obtenu lors de la caractérisation en paramètres S (a)) du tuner seul et le coefficient de réflexion estimé à la sortie du DUT (b)). Les quatre coefficients de réflexion sélectionnés pour l'étalonnage sont affichés en rouge. À cette fréquence, il est démontré que, malheureusement, dans cette version du banc de mesure, les pertes du câble et des connectiques entre la pointe et le tuner diminuent la plage du module du Γ synthétisée à la sortie du composant à environ un maximum de 0,6, ce qui est insuffisant pour certains dispositifs.

3. Mesures et résultats

3.a. Mode de fonctionnement USMT

Pour mesurer le rapport puissance-bruit, le transistor est alimenté par un signal USMT expliqué en détail dans [1]. Les fréquences du signal USMT à bande de base appliqué au dispositif sont présentées dans le Tableau 1.

Ces fréquences sont translatées dans la bande supérieure de la fréquence $f_0 = 29$ GHz grâce à un modulateur I/Q externe (Figure 1).

f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	f_3 (MHz)	f_4 (MHz)
3	3.201	3.403	3.609
f_5 (MHz)	f_6 (MHz)	f_7 (MHz)	f_8 (MHz)
3.827	4.081	4.443	5.129

Tableau 1. Les huit fréquences de bande de base

En raison de la modulation en bande étroite, le module du coefficient de réflexion varie de moins de 8 % dans la bande.

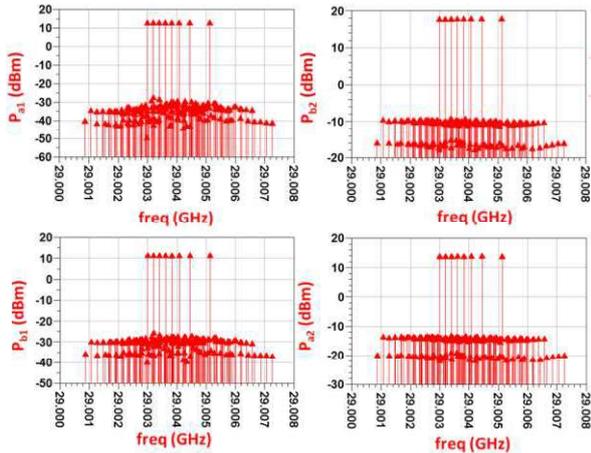


Figure 4. Spectre du signal USMT pour une puissance d'entrée de 18,6 dBm pour une impédance donnant le PAE max.

En raison des propriétés de non-chevauchement du signal USMT, les puissances moyennes sont simplement calculées comme la somme de chaque puissance des fréquences de IM₃ correspondants [1]. Pour calculer le NPR, seules les fréquences comprises entre le 1^{er} et le 8^{ème} ton sont prises en compte. La puissance d'entrée (RF) est calculée en ajoutant la puissance d'entrée de chacune des huit porteuses. De même, la puissance de sortie RF est la somme de la puissance de chacune des porteuses à la sortie du dispositif. Le NPR intrinsèque au composant est calculé en réalisant la différence entre le NPR de sortie et le NPR d'entrée. Par exemple, le spectre des ondes mesurées au plan de référence du DUT peut être visualisé dans la Figure 4 pour une puissance d'entrée de 18,6 dBm.

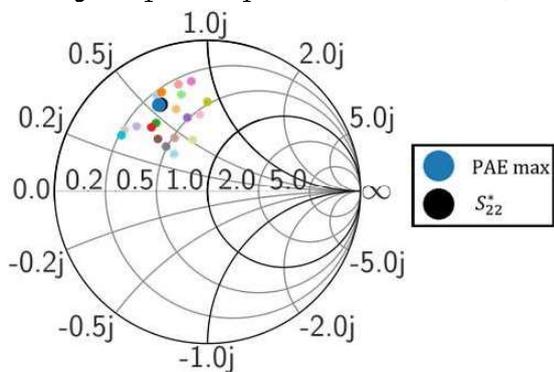


Figure 5. Les impédances de charge présentées au transistor

Les résultats suivants ont été mesurés avec de transistors HEMT GaN 4 x 50 μm de la fonderie UMS (GH15) à 150 mA/mm (Classe AB) et 20 V de tension de polarisation de drain. L'objectif est de déterminer l'impédance de charge pour la puissance ajoutée maximale (PAE max) à 29 GHz.

Pour éviter de parcourir tout l'abaque de Smith, la recherche a été effectuée autour du point S_{22}^* du transistor (en noir dans Figure 5) [4]. Les coefficients de réflexion choisis sont les plus proches autour S_{22}^* parmi les points mesurés pendant la caractérisation du tuner.

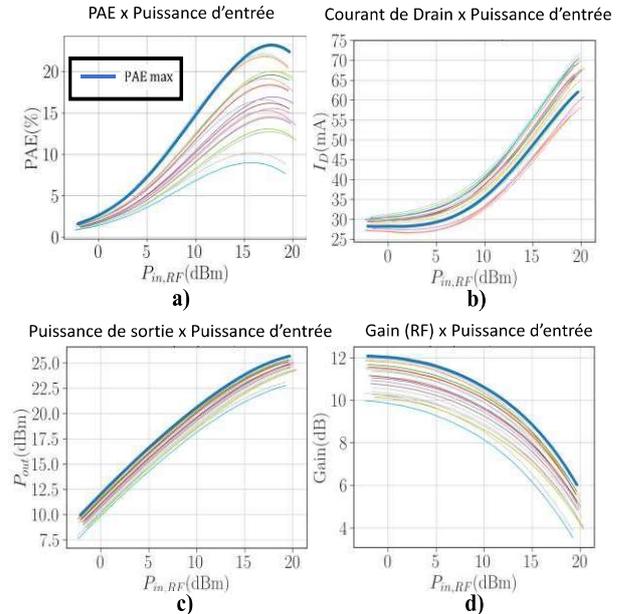


Figure 6. Puissance ajoutée maximale mesurée (a) ; courant de drain DC (b), puissance de sortie (RF) (c) et gain (d) en fonction de la puissance d'entrée pour les impédances présentées dans la Figure 5.

L'impédance donnant le PAE max est le tracé en bleu avec une valeur maximale de 23% à 29 GHz. Pour chaque point d'impédance, le gain, le courant de drain DC, la puissance de sortie ont été mesurés comme le montre la Figure 6.

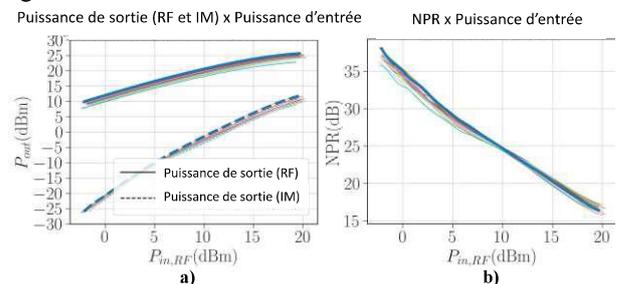


Figure 7. Puissance de sortie, puissance des IM₃ (a) et NPR (b) en fonction de la puissance d'entrée pour impédances présentées dans la Figure 5.

À cause de la limitation du banc de mesure (coefficient de réflexion maximal de 0,6 au plan de référence du DUT), il est impossible d'atteindre le PAE max de 48% mesuré par UMS à $|\Gamma| = 0.79$ à 30 GHz avec un gain de 13 dB. Une autre raison est que les mesures présentées dans la Figure 6 ont été effectuées à l'aide d'un signal

multifréquence, alors que les mesures effectuées par l'UMS ont utilisé un signal CW.

Pour l'impédance donnant le PAE max, la Figure 7 a) montre la puissance de sortie et la puissance IM3 en fonction de la puissance d'entrée. Il est vérifié que la pente des produits d'intermodulation est 3:1.

La Figure 7 b) est le NPR en fonction de la puissance d'entrée. Le NPR pour le point de PAE max est tracé en bleu.

4. Conclusion

Ce papier traite d'un banc de mesure sous-pointes amélioré basée sur un NVNA dédié à la mesure de la linéarité des transistors. La difficulté principale est l'étalonnage qui est plus complexe en comparaison avec la configuration connectisée. De plus, une procédure originale permet un gain significatif du temps de mesure en évitant la mesure systématique de tous les points du tuner à chaque mesure. Cette configuration a été utilisée pour trouver l'impédance de charge donnant le PAE max d'un transistor de la fonderie UMS. Pour chaque point mesuré, en utilisant un signal dédié, il est possible de mesurer rapidement le NPR. Les travaux futurs comprennent la recherche de l'impédance donnant le maximum NPR et le développement d'un banc load-pull actif afin d'atteindre des coefficients de réflexion avec les modules plus grands que ceux obtenus dans la Figure 3 b).

5. Remerciements

Les auteurs remercient vivement la Direction Générale de l'Armement, le projet DGA/CNRS et le Labex GaNext pour leur soutien financier.

Références

- [1] V. Gillet, J.-P. Teyssier, T. Reveyrand, S. Laurent, M. Prigent et R. Quéré, «A fully calibrated NVNA set-up for linearity characterization of RF power devices using Unequally Spaced Multi-Tone signal through IM3 & IM5 measurements,» chez *91st ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, Philadelphia, 2018.
- [2] M. Bouslama, V. Gillet, C. Chang, J.-C. Nallatamby, R. Sommet, M. Prigent, R. Quéré et B. Lambert, «Dynamic Performance and Characterization of Traps Using Different Measurements Techniques for the New AlGaIn/GaN HEMT of 0.15- μ m Ultrashort Gate Length,» *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 67, n° 17, pp. 2475-2481, 2019.
- [3] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Norwood: Artech House Microwave Library, 2006.
- [4] M. Golio, *The RF and Microwave Handbook*, BOCA RATON: CRC Press LLC, 2001.
- [5] T. Reveyrand, S. Hernández, S. Mons et E. Ngoya, «SOLT and SOLR calibration methods using a single multiport “thru” standard connection,» chez *95th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, 2020.