

Mesures calibrées de formes d'ondes temporelles à l'intérieur d'un circuit MMIC au moyen d'un LSNA et de sondes hautes impédances

Tibault Reveyrand¹, Alain Mallet¹, Luc Lapierre¹, Francis Gizard¹,
Jean-Michel Nebus² et Marc Vanden Bossche³

¹ CNES – CT/RF/HT, 18, avenue Edouard Belin, 31401 Toulouse Cedex 09, France

² IRCOM – Université de Limoges, 123 Avenue Albert Thomas, 87060 Limoges Cedex, France

³ NMDG Engineering bvba, Fountain Business Center – Building 5, Cesar van Kerckhovenstraat 110, B-2880 Bornem, Belgium

L'accès aux formes d'ondes temporelles des signaux au cœur même d'un circuit MMIC non linéaire est essentiel pour la compréhension phénoménologique du comportement des éléments actifs du circuit. Cette thématique s'avère extrêmement enrichissante dans des domaines aussi variés que la fiabilité des circuits, l'analyse de stabilité paramétrique non-linéaire et d'une façon générale, la conception optimale de circuits MMICs. Cette approche couramment utilisée en simulation et dorénavant possible en instrumentation grâce à l'emploi de sondes haute impédance. La présentation du banc de mesure et de sa procédure d'étalonnage fait l'objet de ce papier.

I. INTRODUCTION

La mesure de formes d'ondes temporelles dans le domaine micro-onde est au cœur des investigations présentées ici. Le banc de mesure incluant les sondes haute impédance (HIP) doit donc être architecturé autour d'un système de mesure temporel multi-harmonique opérationnel et commercialement disponible. Trois instruments sont ainsi envisageables pour cette thématique : l'oscilloscope à échantillonnage RF, le Microwave Transient Analyser (MTA) et le Large Signal Network Analyser (LSNA). L'oscilloscope micro-onde, malgré sa procédure d'étalonnage rigoureuse [1] mais complexe (notamment dans la prise en compte des distorsions de la base de temps), requière un temps important pour l'échantillonnage de signaux RF périodique et ne permet pas une caractérisation rapide et efficace de dispositifs RF. Le MTA fut un analyseur de signaux novateur, développé par la société Hewlett Packard, doté de 2 canaux de réception et permettant une mesure quasi instantanée de formes d'ondes temporelles RF. Cependant la dispersion de phase des données mesurées n'était pas prise en compte et cet appareil est, de plus, obsolète. Le LSNA apparaît donc comme l'instrument idéal pour intégrer le banc de mesure à mettre en place : cet appareil commercialement disponible, distribué par Maury Microwave [2], permet un étalonnage absolu en amplitude et en phase (validé par le NIST : National Institute of Standard and Technology) des quantités mesurées sur 4 canaux de réception (c'est un analyseur vectoriel) en temps quasi-réel.

II. LE LSNA : LARGE SIGNAL NETWORK ANALYSER

Le LSNA peut être vu comme un VNA (Vector Network Analyser) étendu au non-linéaire. Non seulement cet appareil

permet la mesure des ondes de façon absolue (alors qu'un VNA classique mesure des rapports d'ondes) mais, en plus il permet une analyse simultanée de plusieurs fréquences comme un signal CW associé à ses harmoniques : critère essentiel pour l'étude de dispositifs non-linéaires.

A. Présentation de l'appareil

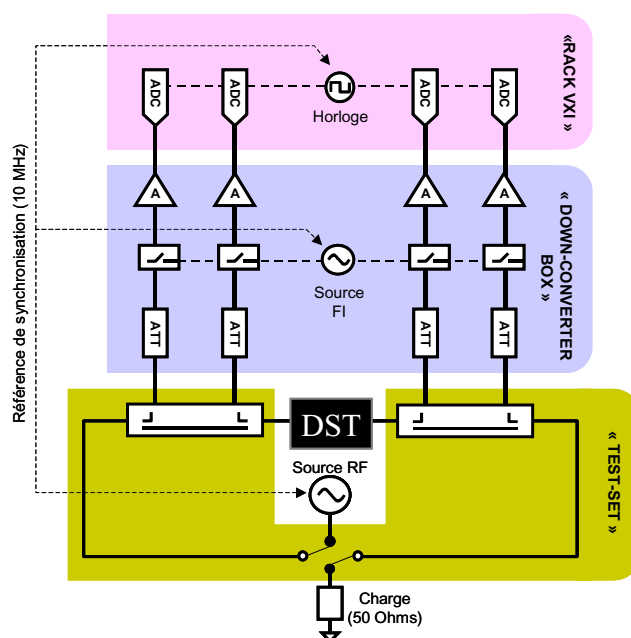


Fig 1 – Schéma simplifié du système LSNA.

La structure du LSNA diffère de celle d'un VNA au niveau de la réception des ondes RF. Le mélange hétérodyne des VNA est remplacé ici par un mélange harmonique dont le fondamental est environ à 20 MHz (source FI du

“downconverter box”) et conduit à un sous-échantillonnage RF sous la forme d’une compression de spectre. Un signal CW et ses harmoniques sont alors accessibles en fréquence intermédiaire (FI en sortie du ‘down-converter box’) dans une bande de 10 MHz. La détection des signaux FI est exécutée via des convertisseurs analogique-numérique.

B. Procédure d’étalonnage

Le LSNA dispose d’une procédure d’étalonnage relatif identique à celle des VNA, de type SOLT en coaxial et LRRM sous pointes. A cette procédure, sont adjoints un étalonnage en amplitude (l’étalon est le wattmètre) et un étalonnage en phase (l’étalon est le générateur de référence) qui permettent de compléter, de façon absolue, la matrice d’étalonnage à 8 termes d’erreur du LSNA.

Le générateur de référence (ou HPR : Harmonic Phase Reference) est une diode SRD qui génère une impulsion riche en harmoniques. La relation de phase entre ces harmoniques a été préalablement mesurée, soit par un oscilloscope RF calibré suivant la procédure du ‘nose to nose’ [1](méthode de caractérisation du HPR validée par le NIST jusqu’à 20 GHz), soit par un système de mesure électro-optique [3](méthode validée par le NIST jusqu’à 50 GHz).

III. UTILISATION DE SONDES HIP

A. Rappels théoriques

Les sondes HIP, si elles sont calibrées, permettent la mesure de la tension au point de mesure (v).

Les quantités physiques mesurées par le LSNA sont soit les tension/courant (v et i), soit les pseudo-ondes [4] incidente (a) et réfléchi (b) normalisées en tension dans un plan de référence calibré telles que :

$$\begin{cases} a = V_+ \\ b = V_- \end{cases} \text{ et } \begin{cases} v = a + b \\ i = \frac{a - b}{Z_0} \end{cases} \text{ où typiquement } Z_0 = 50\Omega \quad (1)$$

En considérant 2 points de mesure distincts sur une ligne de propagation et compte tenu des équations des télégraphistes, il est possible de déduire les ondes a et b , et donc le courant i , à partir de sondes HIP calibrées :

$$\begin{cases} V_+ = \frac{v_1 \cdot e^{+\gamma L} - v_2}{2 \cdot \text{Sinh}(\gamma L)} \\ V_- = \frac{v_1 \cdot e^{-\gamma L} - v_2}{-2 \cdot \text{Sinh}(\gamma L)} \end{cases} \quad (2)$$

avec v_1 et v_2 les tensions mesurées par des HIPs calibrées posées sur une même ligne de constante de propagation γ et distantes d’une longueur L .

B. Travaux antérieurs

Les premiers travaux concernant la mesure de formes d’ondes temporelles au moyen de sondes HIP ont été publiés par l’université Lehigh (PA, USA) [5][6][7]. Les mesures s’opéraient autour d’un MTA et le processus d’étalonnage n’était pas clairement défini.

Le NIST a publié des travaux dans cette même thématique [8] autour d’un oscilloscope RF. L’effet d’une sonde HIP peut être assimilé dans ce cas à une fonction de transfert $\tilde{K}(f)$ en tension :

$$\tilde{V}_{\text{Point e HIP}}(f) = \tilde{K}(f) \cdot \tilde{V}_{\text{Mesure brute}}(f) \quad (3)$$

où $\tilde{K}(f)$ dépend des paramètres $[S]$ de la sonde HIP. Ces paramètres $[S]$ doivent être mesurés via un VNA en réalisant une comparaison d’étalonnages multiples sous pointes [9]. Cette procédure complexe peut être évitée grâce à une utilisation judicieuse du LSNA en conservant l’hypothèse (3).

IV. ETALONNAGE DU BANC

A. Procédure d’étalonnage

Le banc de mesure est représenté figure 2. Le principe consiste à conserver le port 2 du test-set tel qu’il doit être pour une utilisation conventionnelle du LSNA; en revanche, le port 1 n’est plus relié au test-set : 2 sondes HIP sont utilisées sur le “down-converter box” en “mode récepteur” et forment ainsi un coupleur localisé.

La procédure d’étalonnage du système total (LSNA + HIP) se déroule en 2 étapes.

La première étape consiste à réaliser un étalonnage conventionnel du LSNA (de type LRRM avec des pointes GSG). On obtient alors une matrice de étalonnage à 8 termes d’erreur, composée de 2 sous-matrices à 4 termes correspondant chacune à un port du test-set.

La seconde étape consiste à connecter les sondes HIP en “mode récepteur” sur les canaux correspondant au port 1 du LSNA. Le port 2 du test-set est toujours opérationnel et calibré. Il va donc constituer notre étalon en tension. Chaque sonde HIP est caractérisée indépendamment et séquentiellement. On place la sonde HIP sur la ligne “Thru” au niveau du plan de référence associé au port 2, puis on réalise un balayage fréquentiel de type “sweep-sin” (balayage en fréquence avec variation de puissance) afin de déterminer pour chaque fréquence la valeur complexe de $\tilde{K}(f)$ décrite dans l’expression (3).

Il faut alors remplacer les résultats obtenus pour chacune des sondes dans la matrice d’étalonnage du système. L’accès aux tensions sur les pointes des sondes HIP est possible en remplaçant les termes de la sous-matrice associée au port 1 telle que (cf. figure 2) :

$$\alpha_1^{\text{HIP}} = \tilde{K}_1(f), \delta_1^{\text{HIP}} = \tilde{K}_2(f) \text{ et } \beta_1^{\text{HIP}} = \gamma_1^{\text{HIP}} = 0 \quad (4)$$

De la sorte, les tensions peuvent être visualisées en temps quasi-réel en demandant v_1 ou i_1 dans le logiciel pilotant initialement le système LSNA.

Notons qu’il est possible d’être cohérent avec la sous matrice d’étalonnage du LSNA et fournir tension et courant déduits des mesures par sondes HIP en utilisant les relation (1) et (2) et en spécifiant la distance entre les points de mesure ainsi que la constante de propagation de la ligne sondée lors de la modification de la matrice d’étalonnage.

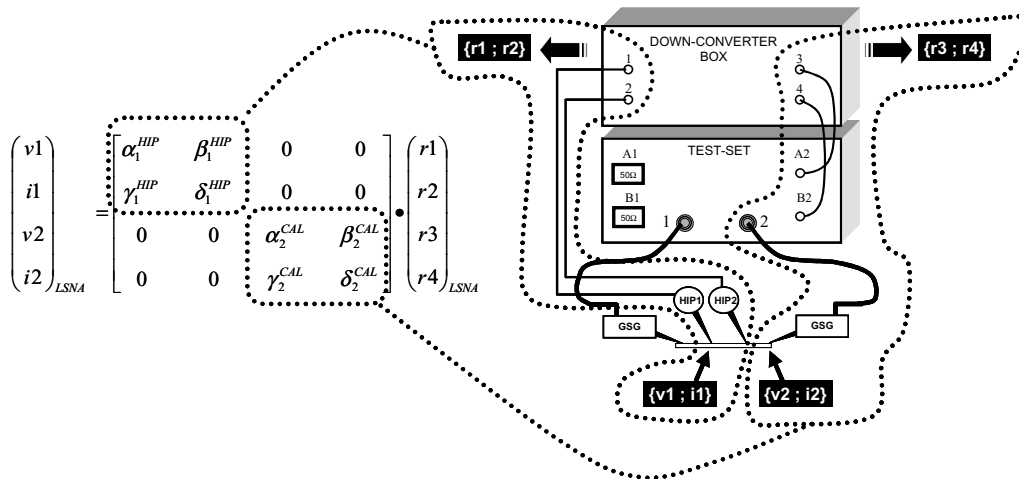


Fig 2 – Le LSNA utilisé avec des sondes HIPs. Ce banc de mesure est associé à sa matrice d’erreur 8 termes qui définit les relations entre les quantités physiques (v et i) et celles mesurées après la conversion de fréquence (r).

Le étalonnage du LSNA se fait sur une grille fréquentielle définie par une fréquence fondamentale et un nombre d’harmoniques possible dans la bande d’analyse (limitée par le HPR, ici à 20 GHz). La figure 3 représente la fonction de transfert $\tilde{K}(f)$ obtenue lors d’un étalonnage dont le fondamental est 1 GHz et avec 20 harmoniques mesurées. $\tilde{K}(f)$ ne prend pas seulement compte de la sonde HIP mais également d’un DC block (qui protège le ‘down-converter box’) et du processus de conversion de fréquence : c’est un rapport entre la véritable tension $v1$ et les données brutes $r1$ dans le domaine fréquentiel.

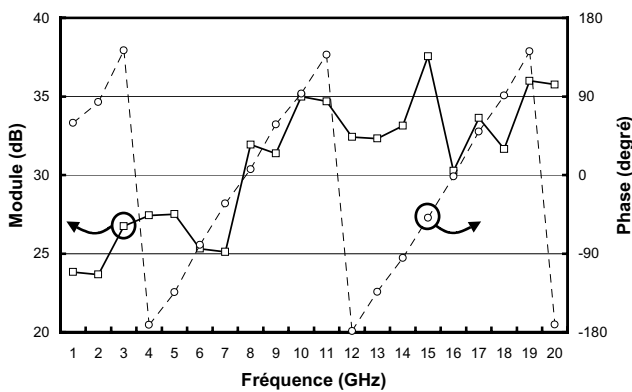


Fig 3 – Module et phase de la fonction de transfert $\tilde{K}(f)$.

B. Vérification de l’étalonnage

Une vérification possible consiste à mesurer une ligne coplanaire différente de celles utilisées lors de l’étalonnage de l’appareil. La figure 3 représente dans le domaine fréquentiel la tension mesurée (en module et phase) dans le plan de référence du port 1 avec le test-set puis avec une sonde HIP lors d’un “sweep-sin”. La synchronisation temporelle se fait dans les deux cas sur l’onde mesurée via le port 2 afin de rendre ces deux courbes comparables.

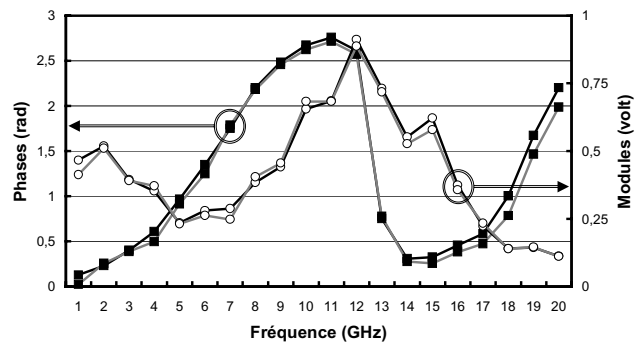


Fig 4 – Comparaison GSG (courbe noire) / HIP (courbe grise) sur des mesures de tension lors d’un sweep-sin

V. MESURES SUR UN DISPOSITIF NON-LINEAIRE

A. Dispositif sous test

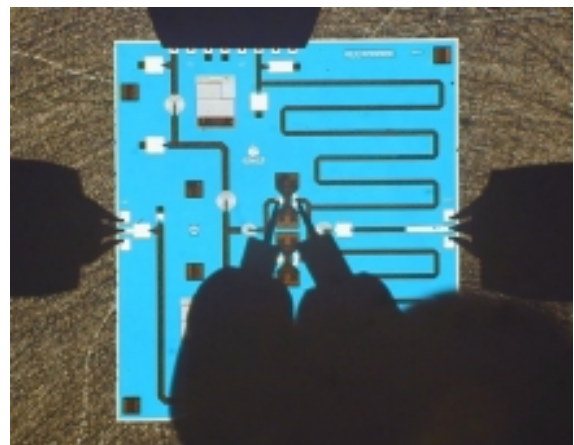


Fig 5 – Vue au microscope de l’amplificateur classe-F en caractérisation

Un amplificateur classe-F a été mesuré afin de vérifier que les formes d’ondes en tensions à la sortie des transistors sont carrées. La figure 5 représente cet amplificateur en caractérisation. Les formes d’ondes ont été mesurées : en

entrée des transistor, en sortie des transistors et en sortie du circuit MMIC.

Les procédures d'étalonnage ainsi que les mesures sont faites pour un fondamental à 2.15 GHz et tenant compte de 8 harmoniques (la limite de notre HPR étant de 20 GHz).

B. Résultats de mesure

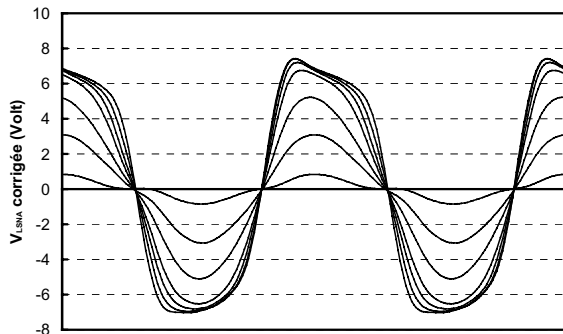


Fig 6 – Tension en sortie de circuit MMIC

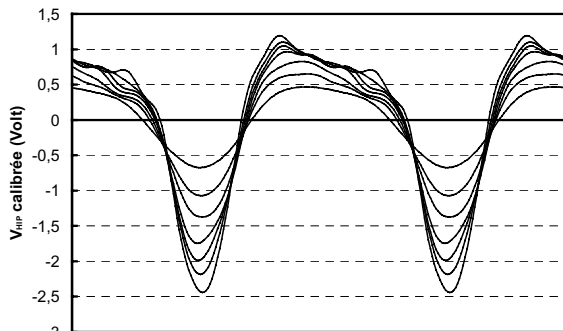


Fig 7 – Tension en entrée de transistor HBT

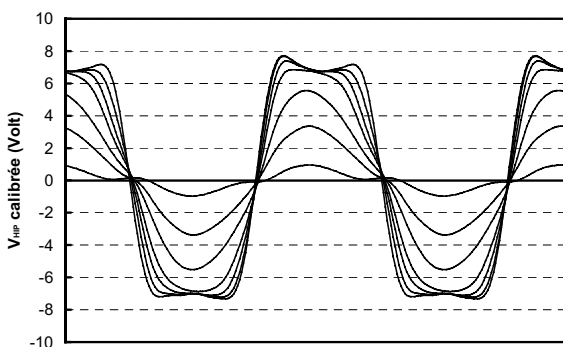


Fig 8 – Tension en sortie de transistor HBT

Les figures 6, 7 et 8 représentent, sur 930 ps (2 périodes du fondamental CW), les formes d'ondes temporelles mesurées pour différents niveaux de puissance disponible injectés en entrée de l'amplificateur : 5, 8, 10, 12, 13, 14 et 15 dBm.

On remarquera que la tension n'est pas vraiment carrée en sortie du circuit et l'est bien plus en sortie des transistors : cela valide les méthodes de conception qui ont été utilisées pour ce circuit de test [10]. Notons également la forme temporelle de la tension en entrée des transistors qui caractérise la diode d'entrée couramment utilisée dans les modèles de HBT.

Le 'down-converter box' ne permet pas de mesurer l'information au continu (ce qui explique que ces ondes sont centrées autour de zéro volt) mais la mesure du continu est possible simultanément avec les sondes HIP en utilisant un té de polarisation : relié à un voltmètre, il protège le 'down-converter box' du continu tout en permettant sa mesure. Notons que les sondes HIP ne sont pas connectées à un plan de masse ni lors de l'étalonnage, ni lors des mesures [8].

VI. CONCLUSION

Une méthode permettant la mesure de formes d'ondes temporelles en des points arbitraires d'un circuit MMIC a été présentée. Les potentialités offertes par une telle instrumentation concernent non seulement la validation de conceptions mais aussi la fiabilité et l'analyse d'instabilités paramétriques des circuits non-linéaires. En effet, la mesure des ondes absolues (incluant la phase) fait de cet outils de caractérisation le seul moyen de détection de modes d'instabilités pair ou impair.

D'une façon générale, le LSNA, couplé à des sondes HIP, renforce les ponts entre des aspects de simulation et de caractérisation, et participe de ce fait à une meilleure compréhension des phénomènes non-linéaire dynamique mis en jeu pour s'ouvrir vers des méthodes efficaces de conception de systèmes intégrés fiables et optimisés et d'expertises de défaillances des circuits.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. Verspecht, "Calibration of a measurement system for high frequency nonlinear devices", Ph.D. dissertation, Vrije Univ., Brussels, Belgium, Nov. 1995.
- [2] Maury Microwave, "Large-Signal Network Analyser, Bringing Reality To Waveform Engineering", technical Data Sheet 4T-090 rev A, june 2003, <http://www.maurymw.com>
- [3] D.F. Williams, P.D. Hale, T.S. Clement, and J.M. Morgan., "Calibrating Electro-Optic Sampling Systems", IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, pp. 1527-1530, May 20-25, 2001
- [4] R.B. Marks, D.F. Williams, "A General Circuit Waveguide Theory", Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology, vol. 97, n°5, pp. 533-562, September-October 1992.
- [5] C.J. Wei, Y.A. Tkachenko and J.C.M.Hwang, "Non-invasive waveform probing for nonlinear network analysis", IEEE MTT-S Digest 1993
- [6] C.J. Wei, Y.A. Tkachenko, J.C.M. Hwang, K.R. Smith and A.H. Peake, "Internal-Node Waveform Analysis of MMIC Power Amplifier", IEEE Trans. On MTT, vol.43, n°12, dec 1995, pp. 3037-3042
- [7] J.C.M. Hwang, "Internal Waveform Probing of HBT and HEMT MMIC Power Amplifiers", 60th ARFTG Conference Digest, Fall 2002, December 5th & 6th 2002, Washington DC, pp.111-112
- [8] P. Kabos, H.C. Reader, U. Arz, and D.F. Williams, "Calibrated Waveform Measurement with High impedance Probes", Trans. on MTT, vol.51, n°2, February 2003, pp. 1095-1098
- [9] U. Arz, H.C. Reader, P. Kabos, and D.F. Williams, "Wideband frequency-domain characterization of high impedance probes", 58th ARFTG Conference Digest, San Diego, CA, USA, November 2001
- [10] A. Mallet, T. Peretallade, R. Sommet, D. Floriot, S. Delage, J.M. Nébus and J. Obregon "A design methode for high efficiency class F HBT amplifiers", IEEE MTT-S 96, San Fransisco, CA, june 17-21, 1996, WE3F-12, pp.855-858