

Mesures étalonnées de formes d'ondes de tension dans un MMIC – Association du Large Signal Network Analyser (LSNA) aux sondes haute impédance (HIP)

T. Reveyrand^{1,2}, M. Vanden Bossche¹, A. Mallet², F. Gizard², D. Barataud³, J-M. Nébus³

¹NMDG Engineering, Fountain Business Center, Bldg. 5, Cesar van Kerckhovenstraat 110, B-2880 Bornem, Belgique

²CNES-CT/RF/HT, 18 avenue Edouard Belin, 31401 Toulouse Cedex 09, France

³IRCOM, 123 avenue Albert Thomas, 87060 Limoges Cedex, France

I. Introduction

L'accès aux formes d'ondes temporelles des signaux présents aux accès d'un dispositif RF non linéaire est un besoin fondamental en terme de test et vérification, de conception mais aussi de modélisation et de techniques de simulation. Plusieurs approches matérielles permettent à priori de combler ce besoin. On dénote ainsi des analyseurs de signaux comme l'oscilloscope à échantillonnage RF ou le Microwave Transient Analyser (MTA), mais aussi un analyseur vectoriel dans le domaine temporel : le Large Signal Network Analyser (LSNA).

Le LSNA, système de mesure initialement développé par Agilent Technologies, est actuellement commercialisé par Maury Microwave en association avec NMDG Engineering. Cet article va dans un premier temps présenter brièvement son principe de fonctionnement. Par la suite, nous l'associerons à des sondes haute impédance (HIP) afin de permettre la mesure de tension n'importe où sur un circuit MMIC. Nous verrons finalement que le LSNA permet des mesures simples et rapides (quasi temps réel) des formes temporelles de tension sondées par une pointe HIP. Un net avantage distingue alors le LSNA des autres instrumentations temporelles RF.

II. Le Large Signal Network Analyser (LSNA) [1]

II.1. Principe de mesure

Le LSNA, comme un analyseur de réseau vectoriel classique (VNA) possède un test-set qui est composé de deux réflectomètres rendant possible la mesure des ondes incidentes et réfléchies sur les ports de mesure. Il se différencie d'un VNA par sa technique d'acquisition des signaux RF. Le principe de mesure d'un VNA repose sur un mélange homodyne avec filtrage très sélectif permettant la mesure séquentielle du contenu spectral des rapports d'ondes aux accès du dispositif sous test. La conversion de fréquence du LSNA repose sur un mélange harmonique qui se traduit par une compression / translation du spectre RF vers un spectre basse fréquence. La mesure simultanée d'un signal composé de la fréquence fondamentale et de ses harmonique est alors possible.

II.2. Méthodes d'étalonnage [2]

Le LSNA permet l'acquisition des ondes absolues a et b sur les 2 ports de mesure. En plus d'un étalonnage relatif identique à celui d'un VNA, le LSNA dispose d'un étalonnage absolu grâce aux étalons d'amplitude (un wattmètre) et de phase (le générateur harmonique : MT4465A). L'étalonnage se fait selon des méthodes à 8 termes d'erreur aussi bien en connecteurs (méthode SOLT) que sous pointes (méthode LRRM). Cela conduit à une matrice d'erreur qui relie les données brutes obtenues après la conversion de fréquence (r_1 , r_2 , r_3 et r_4) aux quantités présentes dans le plan du dispositif sous test (ondes de puissance a/b ou ondes de tension courant v/i). La relation linéaire reliant les ondes a et

b au tension et courant est : $v = a + b$ et $i = \frac{a-b}{Z_0}$ où Z_0 vaut typiquement 50Ω . La matrice d'erreur s'écrit :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \gamma_1 & \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \delta_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{pmatrix}$$

III. Mesures avec des sondes haute impédance

III.1. Travaux antérieurs

Des travaux ont été établis sur l'association de sondes HIP et d'un MTA [3], mais l'étalonnage du système n'était pas assuré. Suite à cela, le NIST a lancé des investigations sur des mesures étalonnées faite avec une sonde HIP associée à un oscilloscope RF [4]. La procédure nécessite d'une part une pré-caractérisation de la sonde HIP et d'autre part l'étalonnage de l'oscilloscope RF. La pré-caractérisation de la sonde se fait à l'aide d'un VNA. La matrice [S] de la sonde est obtenue, après plusieurs mesures, par comparaison de matrice d'étalonnages [5]. Les procédures mise en jeu sont complexes et permettent d'aboutir à une relation qui peut s'exprimer de façon simple : $v_{\text{Pointe HIP}} = K \cdot v_{\text{Mesure brute}}$ où K est une fonction dépendant des paramètres [S] de la sonde HIP.

III.2. Premières expérimentations avec un LSNA

En partant de la relation précédente, l'association du LSNA à des sondes HIP est judicieuse. Le LSNA, après un premier étalonnage sous pointe (type LRRM), peut déterminer à posteriori la fonction K, ce qui évite la procédure complexe de déduction de la matrice [S] de sondes HIP mais aussi des erreurs dues aux multiples connexions déconnexions. Un port du LSNA est conservé afin de nous assurer une référence en tension tandis que l'autre est déconnecté pour utiliser une ou deux HIP en 'mode récepteur'. Le système global (LSNA+ HIP) est calibré après avoir modifié sa matrice d'erreur. Par exemple, avec une sonde HIP, on aura : $\alpha_1 = K_1$ et $\beta_1 = 0$. Les premières investigations qui ont été réalisées [6] [7] ont pu démontrer un intérêt majeur de ce type d'application pour des analyses fines, en fiabilité ou en comportemental, de circuits non linéaires.

III.3. Une nouvelle application pour l'association LSNA - HIPs

Les applications autour des sondes HIP sont maintenant disponibles dans un module supplémentaire et open source fourni avec le logiciel gérant le LSNA. Mesurer des formes d'ondes de tension n'importe où sur un circuit est dorénavant une procédure élémentaire pour tout utilisateur du LSNA.

L'intégration est telle que la versatilité de l'utilisation du LSNA est conservée. Il est maintenant possible d'avoir des mesures calibrées provenant de sondes HIP en temps réel comme ce qui est possible dans une caractérisation temps réel d'amplificateur de puissance avec le LSNA [8].

Le nouveau module permet d'étalonner un système LSNA comportant jusqu'à 4 sondes HIPs simultanément et dont les mesures sont parfaitement synchrones. Pour cela, l'utilisateur doit réaliser un étalonnage du LSNA classique, sous pointes, par la méthode LRRM. Il vient la matrice d'erreur présentée dans le paragraphe II.2. Ensuite, le port 1 du test-set sera déconnecté du boîtier de conversion de fréquence des 4 canaux récepteurs. Les canaux 1 et 2, mesurant typiquement les ondes a1 et b1 ou v1 et i1 sont connectés aux sondes HIPs. Les 2 nouvelles fonctions de transfert du système HIP associé à la conversion de fréquence sont obtenues par un balayage en fréquence. La tension de référence est alors v2 (mesure corrigée provenant du test-set préalablement étalonné en LRRM). Il vient alors la nouvelle matrice d'erreur du système LSNA associé à 2 sondes HIPs. : l'équation (1).

Une dernière étape consiste à déconnecter les 2 derniers canaux encore connectés au test-set afin d'y placer les sondes HIPs. Deux nouvelles fonctions de transfert K3 et K4 sont alors obtenues par balayage fréquentiel. Lors de cet caractérisation, la tension de référence est donnée par la tension mesurée et corrigée via le canal 1 : il faut donc placer séquentiellement les nouvelles sondes HIP à caractériser au plus près de la sonde HIP connectée sur le canal 1. Il vient alors la matrice d'erreur finale du système complet décrite équation (2).

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \delta_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_4 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{pmatrix} \quad (2)$$

Ce processus de correction ne requière aucune modification du logiciel gérant le LSNA. Le module ainsi produit est entièrement compatible avec les divers outils graphiques (dont l'affichage des mesures corrigées en temps réel). Les formes d'ondes v1, i1, v2 et i2 correspondant respectivement aux sondes HIPs 1,2, 3 et 4.

III.4. Utiliser la conversion de fréquence du LSNA comme des oscilloscopes RF

On peut regretter que l'exploitation des sondes HIPs passe nécessairement par l'utilisation d'une station sous pointes afin de réaliser un étalonnage LRRM et de disposer de la ligne 'Thru' du kit d'étalonnage pour la caractérisation des fonctions de transfert. Une autre méthode, limitée à 2 sondes HIPs, consiste à utiliser 2 canaux récepteur du LSNA

comme des oscilloscopes RF. Pour l'utiliser, il convient, d'une part, d'étalonner chaque canal récepteur selon un modèle d'erreur à 2 termes (transmission et réflexion) et d'autre part de pré-caractériser les sondes HIPs qui seront connectées aux canaux récepteurs indépendamment étalonnées.

Dans un premier temps, le LSNA, utilisé dans un mode classique (2 ports via le test-set) doit-être complètement étalonné (méthode SOLT coaxiale). Deux canaux, correspondant au port 1 du test-set, sont alors déconnectés du test set. Les termes d'erreurs des canaux récepteurs libérés sont alors mesurés en y connectant le port 2 du test-set (dont les corrections sont valables car toujours relié à la boîte de conversion de fréquence) lors d'un balayage en fréquence.

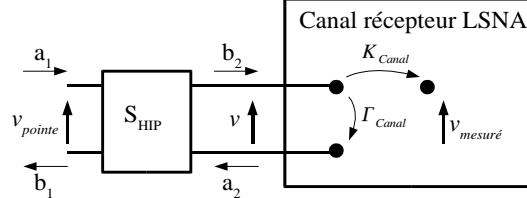


Figure 1 : Schéma équivalent pour déterminer la fonction de transfert d'une sonde HIP

Les deux termes d'erreur du canal de réception permettent d'obtenir une mesure corrigée 50 ohms (onde b2) à partir de la mesure brute $v_{mesuré}$. La tension réelle présente au bout de la sonde HIP connectée à ce canal étalonné peut être déduite de la matrice [S] de la sonde, car :

$$K_{HIP} = \frac{v_{pointe}}{b_2} = \left[\frac{1 - \Gamma_{Canal} \cdot S_{22}}{S_{21}} \right] \cdot (1 + S_{11}) + S_{12} \cdot \Gamma_{Canal}$$

Cette approche est similaire aux travaux effectués par le NIST avec un oscilloscope RF [4] [5]. La principale difficulté consiste à mesurer, sous pointes, les paramètres [S] des sondes HIP. Cette pré-caractérisation peut s'avérer extrêmement souple à l'aide d'un véritable VNA à 4 échantillonneurs : le LSNA utilisé en mode VNA. En effet, la comparaison de 2 étalonnages à 8 termes d'erreur (coaxial et sous pointes) permet d'aboutir aux matrices [S] des pointes GSG. Un deembedding automatique permet alors au LSNA, utilisé en mode VNA, de mesurer les paramètres [S] de dispositifs hybrides (dont un accès est en connecteur et l'autre est sous pointe) comme les sondes HIPs.

III.5. Obtenir la matrice [S] d'une pointe GSG

La définition des matrices [T] utilisée ici est conforme à la matrice d'erreur de l'étalonnage du LSNA. Sa définition est rappelée ici car elle n'est pas celle couramment utilisée dans la littérature. Soit un quadripôle définie par ses ondes incidentes a^1 et a^2 et ses ondes réfléchies b^1 et b^2 sur ses accès d'entrée (1) et de sortie (2), on écrira :

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} \quad \text{on a alors :} \quad [T] = \frac{1}{S_{12}} \cdot \begin{bmatrix} -\Delta S & S_{22} \\ -S_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \Delta S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

La matrice d'erreur de l'étalonnage du LSNA en mode VNA s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \gamma_1 & \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \delta_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{pmatrix}$$

A partir d'étalonnages coaxial (SOLT) et sous pointes (LRRM), on peut établir l'égalité suivante :

$$[\varepsilon] = \begin{pmatrix} 1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \gamma_1 & \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \delta_2 \end{pmatrix}_{LRRM} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \gamma_1 & \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \delta_2 \end{pmatrix}_{SOLT}^{-1} = K \cdot \begin{pmatrix} T_{11}^{GSG1} & T_{12}^{GSG1} & 0 & 0 \\ T_{21}^{GSG1} & T_{22}^{GSG1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_{11}^{GSG2} & T_{12}^{GSG2} \\ 0 & 0 & T_{21}^{GSG2} & T_{22}^{GSG2} \end{pmatrix}$$

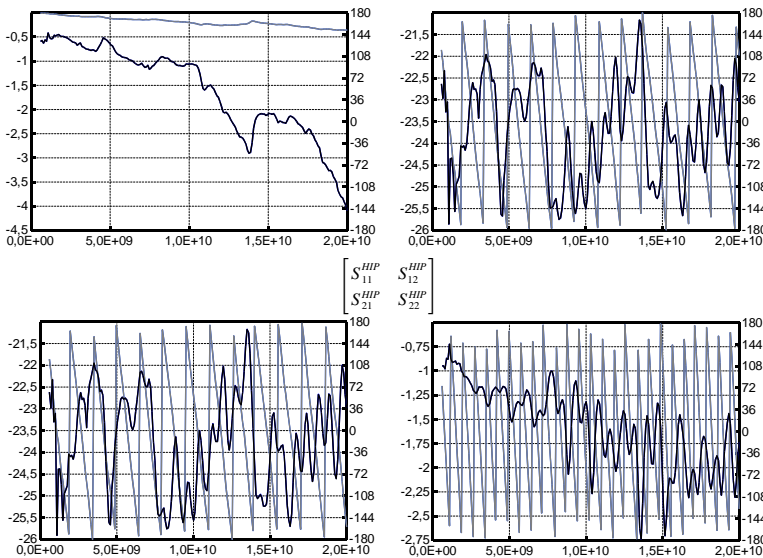
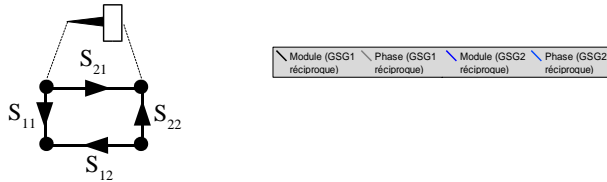
K est un facteur d'échelle inconnu permettant de relier les deux étalonnages. Les matrices [T] des pointes GSG sont définies en considérant le S_{11} comme le coefficient de réflexion du port coaxial et le S_{22} celui du port sous pointes. La résolution globale de ce système nécessite la connaissance de K, soit une équation supplémentaire. Nous allons supposer qu'une des pointes GSG est réciproque. La réciprocity de la sonde GSG1, par exemple, revient à écrire :

$$K = \pm \sqrt{\Delta \varepsilon_{Port1}} \quad \text{avec} \quad \Delta \varepsilon_{Port1} = \varepsilon_{11} \cdot \varepsilon_{22} - \varepsilon_{21} \cdot \varepsilon_{12} \quad . \quad \text{Pour le port 2, nous aurions :} \quad K = \pm \sqrt{\Delta \varepsilon_{Port2}} \quad \text{avec} \\ \Delta \varepsilon_{Port2} = \varepsilon_{33} \cdot \varepsilon_{44} - \varepsilon_{43} \cdot \varepsilon_{34} \quad .$$

Le choix du signe de la solution n'a aucune influence sur le module, mais sur la phase des paramètres [S] des pointes GSG. On choisira la solution qui produit un S_{21} dont la phase décroît en fonction de la fréquence et dont la valeur extrapolée au DC conduit à un angle minimal.

III.6. Mesurer la matrice [S] d'une sonde haute impédance

Le logiciel du LSNA inclus une procédure de deembedding automatique lors des mesures. En partant d'un étalonnage VNA coaxial (ou sous pointe) et en ajoutant (ou en retirant) une sonde GSG par deembedding, les plans de références finaux permettent la mesure de dispositifs mixtes tel que les sondes HIPs.



Ci contre sont représentés les paramètres [S] d'une sonde HIP Cascade FPS x20 [9] utilisée sans connecteur de masse en fonction de la fréquence.

Nous avons effectué des mesures similaires à ce qui a pu être présenté dans l'article [4] en utilisant le générateur harmonique du LSNA comme signal de test. Les résultats obtenus sont semblables lors d'une utilisation identique (extraction de la matrice [S] de la sonde HIP en bout de ligne Thru -circuit ouvert- et mesure au même emplacement) : comme cela avait été montré dans [4] avec un oscilloscope RF.

L'étalonnage du système de mesure doit prendre en compte les effets des sondes haute impédance dont la fonction de transfert ne peuvent être considérées comme constante dans la bande DC-20 GHz.

A ce titre, le LSNA apparaît comme le système dont l'étalonnage (§ III.3) est à la fois le plus rigoureux mais également le plus simple pour l'utilisateur (l'oscilloscope RF nécessitant des procédures supplémentaires de 'Nose to nose' et de distorsion de la base de temps).

IV. Conclusion

Cet article a pour but de présenter les investigations et méthodes qui ont été utilisées dans le module HIP distribué avec la dernière version de la partie logicielle du LSNA (version 1.1.0). Le logiciel du LSNA est développé par la société belge NMDG Engineering. Le développement du module « haute impédance » du logiciel a été financé par le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES). Ce module indépendant est, à la demande du CNES, « open source ». Les utilisateurs du LSNA pourront y accéder à travers les modules « HIP » et « HIPVNA ».

Les domaines d'applications d'un tel outil de mesures concernent aussi bien la vérification comportementale de dispositifs non linéaires après conception du circuit, l'analyse de stabilité. Des mesures ont été présentées et illustrées dans [6] et [7].

[1] Maury Microwave, « Large-Signal Network Analyser, Bringing Reality To Waveform Engineering », technical Data Sheet 4T-090 rev A, June 2003, <http://www.maurymw.com/products/rfacs/lсна/lсна1.htm>

[2] J. Verspecht, « Calibration of a measurement system for high frequency nonlinear devices », Ph.D. dissertation, Vrije Univ., Brussels, Belgium, Nov. 1995.

[3] 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.

[4] 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

[5] 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

[6] T. Reveyrand, A. Mallet, J.M. Nébus, M. Vanden Bossche, « Calibrated Measurements of Waveforms at Internal Nodes of MMICs with a LSNA and High Impedance Probes », 62nd ARFTG Conference Digest, pp. 71-76, Boulder (CO), December 2003

[7] T. Reveyrand, A. Mallet, F. Gizard, Luc Lapiere, J.M. Nébus, M. Vanden Bossche, « A new time domain waveform measurement setup to investigate internal node voltages in MMICs », Microwave Technology and Technique Workshop, ESTEC, Noordwijk, May 2004

[8] F. Verbeyst, M. Vanden Bossche, « Real-time and optimal PA characterization speeds up PA design », 34th European Microwave Conference, Amsterdam, 11-15 October 2004

[9] Cascade Microtech, « Product Guide », http://www.cascademicrotech.com/webhelp/Product_Guide_98-30.htm