

Méthodologie de test et d'Étalonnage d'un banc numérique de caractérisation en enveloppes temporelles d'amplificateurs hyperfréquences de puissance

Michel Perrel, Francis Gizard, Alain Mallet, Tibault Reveyrand, Luc Lapierre
François Macraigne*, J.M. Nebus*

CNES – Centre Spatial de Toulouse – 18, Av E.Belin, 31401 Toulouse Cedex , France
(*) IRCOM – Université de Limoges -- 123, Av A.Thomas, 87060 Limoges Cedex , France

Résumé : Ce papier présente un nouveau moyen de caractérisation en enveloppes temporelles, pour amplificateurs de puissance hyperfréquences possédant des effets de mémoires.

Le banc numérique que nous présentons est opérationnel et peut fonctionner jusqu'à 40GHz. Il permet l'étalonnage, la génération sélective de signaux multi-tons, l'acquisition et la correction d'enveloppes temporelles aux deux accès d'un dispositif, ainsi que la mesure de NPR.

Deux voies identiques permettent l'acquisition en bande de base des enveloppes complexes associées aux signaux RF. Un processus d'étalonnage permet d'établir la correspondance entre les enveloppes en bande de base et les enveloppes complexes des signaux RF aux accès du dispositif sous test.

Le fonctionnement du banc, le processus d'étalonnage, l'extraction des coefficients de correction, et le mode d'application sur les enveloppes acquises seront explicités. Nous présenterons également une méthode statistique de sélection des signaux, permettant une convergence plus rapide de la mesure de NPR vers une mesure moyenne.

INTRODUCTION :

Le développement de modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance hyperfréquence s'oriente actuellement vers la prise en compte des effets mémoires Hautes et Basses Fréquences. Ces modèles sont basés sur l'apprentissage à partir de signaux complexes, modulés, réels ou simulés.

Le banc de caractérisation de Systèmes Amplificateurs Hyperfréquences de Puissance développé au CNES en collaboration avec l'IRCOM permet de générer un signal discret multi-tons (jusqu'à 50000 porteuses sur une bande pouvant atteindre 500 MHz), et d'acquérir les enveloppes complexes des signaux aux accès du D.S.T (Dispositif Sous Test).

Notre système est une évolution du banc numérique de caractérisation en NPR (Noise Power Ratio) présentée en [1],[2]. Ce banc ne possédait qu'une seule voie de démodulation en sortie du DST. Une seconde voie a été ajoutée et permet la démodulation en quadrature de phase du signal d'entrée du DST.

Nous présentons la méthode d'étalonnage et de correction permettant de connaître précisément les enveloppes complexes dans les plans d'entrée et de sortie du dispositif.

Nous présentons également une méthode de sélection statistique des signaux permettant une convergence plus rapide de la mesure. Cette méthode est applicable pour le NPR comme pour l'acquisition d'enveloppes.

I/ SELECTION STATISTIQUE DES SIGNAUX

Le signal généré est assimilé à un bruit blanc. Il se compose de N porteuses de même amplitudes et de phases aléatoires, au milieu desquelles un trou de 5 à 10% est créé pour la mesure de NPR.

La méthode proposée ici permet de quantifier le caractère aléatoire par une étude statistique des signaux. En effet, le caractère plus ou moins gaussien des signaux temporels induit une dispersion des mesures de NPR.

Nous avons retenu les estimateurs statistiques classiques moyenne m_x et variance σ_x^2 , auxquels nous avons ajouté les estimateurs de convergence vers une loi gaussienne. (LG) : Le coefficient d'aplatissement

$$\gamma_2 = \frac{\mu_4}{\sigma_x^4} \xrightarrow{LG} 3 \text{ avec } \mu_4 = \sum_{i=1}^{N+1} ((x - m_x)^4 \cdot p_i), \text{ et}$$

$$\text{le test de convergence vers une loi normale } \chi^2 \text{ [qui-} \\ \text{deux]} \chi^2 = \sum_{i=1}^{N+1} \frac{(p_i - p_{i(LG)})^2}{p_{i(LG)}} \xrightarrow{LG} 0$$

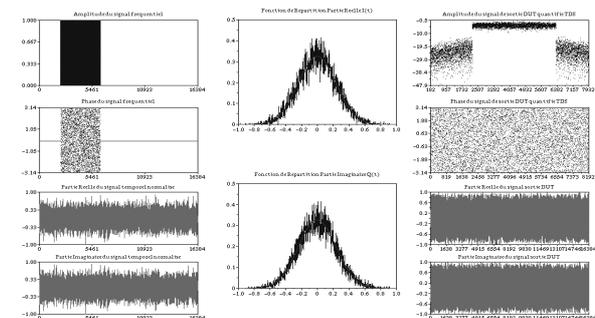


Figure 1 : Interface graphique du logiciel développée sous Scilab 2.7.2 : représentation temporelle, fréquentielle et statistique d'un signal de test à 10 000 porteuses sur une bande de 400 MHz

La sélection s'effectue simultanément sur γ_2 et χ_2^2 , à partir de seuils fixés de telle façon à conserver environ 10% des signaux générés.

II/ Le BANC de CARACTERISATION

Le synoptique du banc est représenté ci-après. En voici le fonctionnement : La voie de génération du signal est constituée d'un AWG (Arbitrary Wave Generator) permettant une grande diversité de signaux. (2 Voies échantillonnées à 1Gech/s) Les deux signaux de l'AWG sont alors modulés en quadrature de phase autour de la fréquence OL1. Une transposition via OL2 permet un fonctionnement de 4 à 31 GHz.

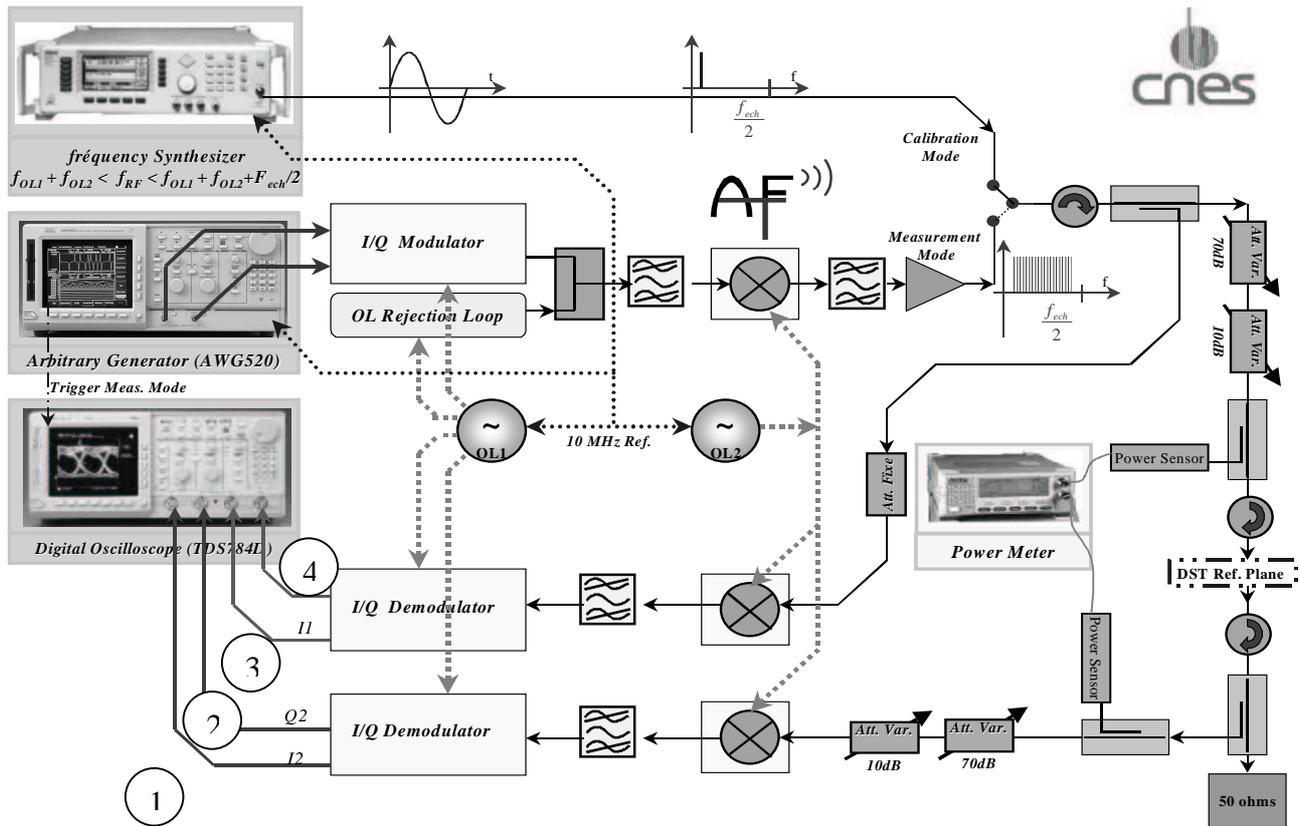


Figure 2 : Synoptique du banc de caractérisation en multi-porteuses et de mesure de NPR – Représentation du mode Calibrage et du mode Mesure

II/ PROCEDE D'ETALONNAGE

Le but de l'étalonnage du banc est d'établir la relation entre les signaux bandes de base acquis par l'oscilloscope, et l'enveloppe complexe du signal hyperfréquence aux accès du D.S.T.

La méthode que nous proposons ici est un étalonnage simultané des deux voies à partir d'un signal sinusoïdal, balayant la gamme de fréquence RF par pas discrets. Les accès pour la connexion du D.S.T. sont reliés par une ligne de transition connue ('Thru')

Deux modes de fonctionnement sont présentés avec leurs corrections respectives: Le mode hétérodyne nécessite un étalonnage entre F_{ol} et $F_{ol}+F_{e}/2$ (bande latérale supérieure) ou entre $F_{ol}-F_{e}/2$ et F_{ol} . (bande latérale

inférieure) Le mode homodyne nécessite un étalonnage symétrique entre $F_{ol}-F_{e}/2$ et $F_{ol}+F_{e}/2$.

Pour chaque fréquence, l'oscilloscope effectue l'acquisition simultanée des modules et phases sur les quatre voies. On accède ensuite à l'amplitude et à la phase des raies utiles par FFT. (Fast Fourier Transform)

Le milli-wattmètre donne la mesure de puissance du signal RF au travers d'un coupleur de mesure préalablement étalonné. Le plan de référence en amplitude est ainsi ramené dans le plan du DST. L'étalonnage sera effectué à puissance fixe, et les atténuateurs commandables seront figés à un niveau adéquat.

Le plan de référence en phase se trouve sur la voie de l'oscilloscope utilisée pour le déclenchement sur seuil de la mesure. (Trigger sur voie 1). L'acquisition s'exécute simultanément sur les 4 voies.

Les enveloppes temporelles sont transposées dans le domaine fréquentiel par FFT. On obtient alors pour chaque voie un 'dirac' à la fréquence de battement entre fréquence RF et la somme des fréquences d'oscillateurs, vecteur à partir duquel on extrait le module et la phase.

A1(f)	A2(f)	A3(f)	A4(f)
φ1(f)	φ2(f)	φ3(f)	φ4(f)

Attention : les phases sont référencées à une phase arbitraire liée au seuil de déclenchement sur la voie 1

Extraction des coefficients de correction : Kx

Les enveloppes temporelles s'écrivent :

$$\begin{aligned} \text{Sortie : } \Re\{s_1(t)\} &= K_1 \cdot A_{RF} \cdot \cos(\Omega t + \varphi_{RF} + \varphi_1) \\ \Im\{s_2(t)\} &= K_2 \cdot A_{RF} \cdot \sin(\Omega t + \varphi_{RF} + \varphi_2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Entrée : } \Re\{s_3(t)\} &= K_3 \cdot A_{RF} \cdot \cos(\Omega t + \varphi_{RF} + \varphi_3) \\ \Im\{s_4(t)\} &= K_4 \cdot A_{RF} \cdot \sin(\Omega t + \varphi_{RF} + \varphi_4) \end{aligned}$$

$\Omega = \omega_{RF} - \omega_{OL}$ est la pulsation bande de base associée à la porteuse mesurée.

Connaissant la puissance RF sous 50Ω dans le plan d'étalonnage, les modules de K_n sont déduits directement de l'amplitude du signal :

$$\|K_n(\Omega)\| = \frac{\|A_n(\Omega)\|}{\sqrt{10 \cdot \left(\frac{P_{dBm}}{10}\right) - 1}}$$

La précision en amplitude sera donc directement liée à l'étalon de puissance qu'est le milli-wattmètre.

La phase ne peut être traitée de la même façon, car nous ne possédons ni un étalon de phase, ni une référence temporelle absolue. Seules les différences de phases ont un sens $\langle \varphi_2 - \varphi_1 \rangle$, $\langle \varphi_3 - \varphi_1 \rangle$, $\langle \varphi_4 - \varphi_1 \rangle$.

Deux cas sont envisageables :

- le TPG (Temps de Propagation de Groupe) de la voie de référence est constant : le plan de phase du D.S.T est équivalent à celui de la voie 1 du TDS.
 $\varphi_1(f) = 0 \quad \forall f$
- Le TPG de la voie de référence non constant : $\varphi_1(f)$ prend alors les valeurs de distorsions de phase comprises entre le plan de calibrage D.S.T et la voie de référence (voie 1). $\varphi_1(f) = \varphi_{ref}(f)$

$\langle \varphi_2 - \varphi_1 \rangle = \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_{out}$ est l'écart de phase I/Q par rapport à une quadrature idéale.

$\langle \varphi_3 - \varphi_1 \rangle$ représente le retard entre voie3 et voie 1

$$\langle \varphi_4 - \varphi_1 \rangle = \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_{in}$$

contient à la fois l'écart du démodulateur d'entrée par rapport à une quadrature idéale et le retard entrée sortie.

• Corrections Hétérodyne des enveloppes

Pour un étalonnage en bande latérale supérieure, les coefficients de la bande latérale inférieure sont déduit par symétrie paire pour les amplitudes, impaires pour les phases

$$\begin{aligned} K_1^\pm(\Omega) &= \|K_1(\Omega)\| \cdot e^{\pm j \cdot (\varphi_{ref})} \\ K_2^\pm(\Omega) &= \|K_2(\Omega)\| \cdot e^{\pm j \cdot (\Delta\varphi_{out})} \\ K_3^\pm(\Omega) &= \|K_3(\Omega)\| \cdot e^{\pm j \cdot (\langle \varphi_3 - \varphi_1 \rangle + \varphi_{ref})} \\ K_4^\pm(\Omega) &= \|K_4(\Omega)\| \cdot e^{\pm j \cdot (\Delta\varphi_{in})} \end{aligned}$$

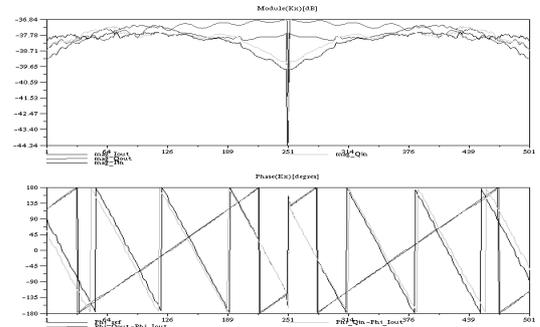


Figure 3 : Amplitude et Phase des coefficients de correction symétrisés avec correction de TPG

Les enveloppes sont corrigées comme suit. ($\Omega > 0$)

$$\Re(S(t)) = TF^{-1} \left\{ \frac{S_1(\Omega)}{K_1^+(\Omega)} \right\} \quad \Im(S(t)) = TF^{-1} \left\{ \frac{S_2(\Omega)}{K_2^+(\Omega)} \right\}$$

• Corrections Homodyne des enveloppes

La recombinaison d'enveloppes en mode homodyne nécessite un traitement séparé de la bande latérale supérieure K^+ et inférieure K^- . Les coefficients sont les suivants :

$$\begin{aligned} K_1(\Omega) &= \|K_1(\Omega)\| \cdot e^{j \cdot (\varphi_{ref})} \\ K_2(\Omega) &= \|K_2(\Omega)\| \cdot e^{j \cdot (\langle \varphi_2 - \varphi_1 \rangle + \varphi_{ref})} \\ K_3(\Omega) &= \|K_3(\Omega)\| \cdot e^{j \cdot (\langle \varphi_3 - \varphi_1 \rangle + \varphi_{ref})} \\ K_4(\Omega) &= \|K_4(\Omega)\| \cdot e^{j \cdot (\langle \varphi_4 - \varphi_1 \rangle + \varphi_{ref})} \end{aligned}$$

Les enveloppes $\tilde{x}(t) = \tilde{x}^+ e^{j\Omega t} + \tilde{x}^- e^{-j\Omega t}$ sont déduites par les équations suivantes :

$\tilde{e}^- = \frac{\tilde{s}_2 - \frac{K_2^+}{K_1^+} \cdot \tilde{s}_1}{K_2^- - \frac{K_2^+ \cdot K_1^-}{K_1^+}}$	$\tilde{s}^- = \frac{\tilde{s}_4 - \frac{K_4^+}{K_3^+} \cdot \tilde{s}_3}{K_4^- - \frac{K_4^+ \cdot K_3^-}{K_3^+}}$
$\tilde{e}^+ = \frac{\tilde{s}_1 - K_1^- \cdot \tilde{e}^-}{K_1^+}$	$\tilde{s}^+ = \frac{\tilde{s}_3 - K_3^- \cdot \tilde{s}^-}{K_3^+}$

III/VALIDATION :

L'efficacité de la sélection statistique des signaux est testée par des mesures en NPR sur un amplificateur à état solide (bande C), puis sur un tube à ondes progressives (bande Ku). Les mesures sont effectuées à partir de 100 signaux à 10000 points échantillonnés à 1GHz/s et comportant 2500 raies utiles. La dispersion des mesures de NPR passe de 3dB à 0.6 dB pour 9 tirages sélectionnés.

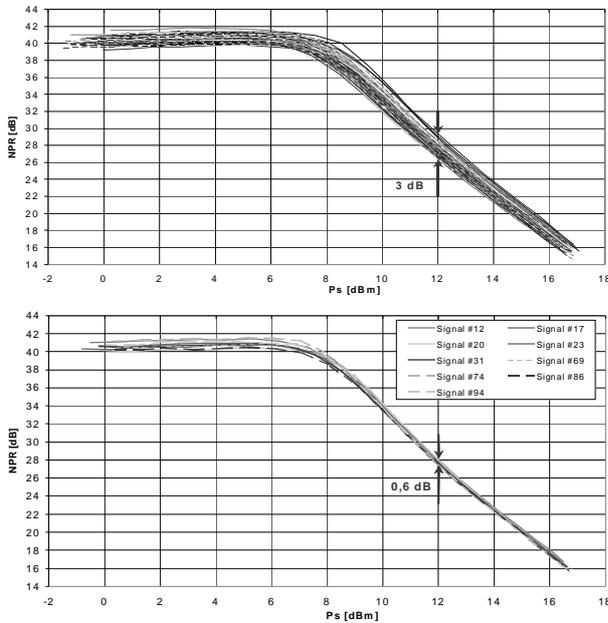


Figure 3 : Mesures de NPR avec des signaux à 10000 points non sélectionnés puis sélectionnés sur amplificateur à état solide bande C.

Une seconde mesure avec des signaux de 100000 points a permis d'obtenir une dispersion passant de 1dB à 0.4 dB. Le gain de temps de mesure est de l'ordre de 20 pour une précision de mesure équivalente.

La vérification de l'étalonnage est effectuée avec des signaux composés de 4500 porteuses réparties sur 450MHz. Les mesures sont effectuées en transmission directe 'Thru'.

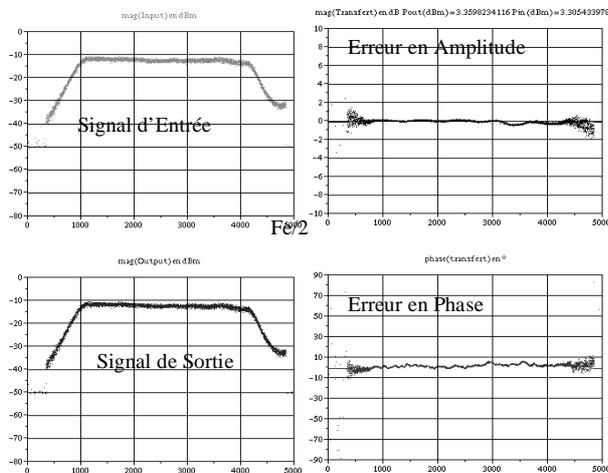


Figure 3 : Vérification de l'étalonnage en transmission directe

Enfin, la mesure d'un amplificateur Ka au moyen d'un signal bi-porteuses espacées de 1MHz a permis de mettre en évidence l'effet mémoire basse fréquence.

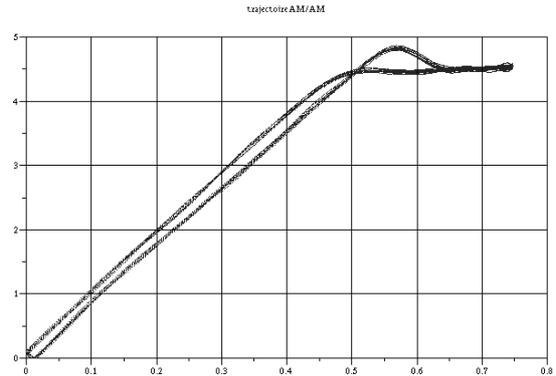


Figure 3 : Conversion AM/AM dynamique obtenue sur un amplificateur Ka avec un signal bi-porteuses (échelle linéaire)

CONCLUSION :

Ce banc de caractérisation est validé. Il permet d'acquérir les enveloppes complexes aux accès d'un dispositif hyperfréquence non linéaire. La précision obtenue est de l'ordre de 0.2dB en amplitude et 5° en phase. Cette précision est acceptable pour des applications système. Des travaux sont en cours pour mesurer divers amplificateurs possédant des effets mémoires.

La sélection statistique des signaux et l'utilisation de Scilab logiciel libre de calcul scientifique pour le traitement du signal, permettent d'optimiser le temps de mesure et la précision. L'ensemble du logiciel est sur le point d'être transposé sous ce langage, grâce notamment au développement d'une bibliothèque permettant une gestion des appareils via un bus GPIB et un transfert des données rapide.

Références :

[1] A.MALLET, F.GIZARD, T.REVEYRAND, L.LAPIERRE, J.SOMBRIN « A new satellite repeater amplifier characterization system for large bandwidth NPR and modulated signals measurements » IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IF-TH-66 06/2002

[2] F.GIZARD, A.MALLET, L.LAPIERRE, J.SOMBRIN, D.BARATAUD, J-M.NEBUS « Développement d'un banc de mesure de NPR en bande Ka » JMET 2001

[3] T.REVEYRAND « Conception d'un système de mesure d'enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance. Application à la mesure de NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs » Thèse de doctorat de l'Université de Limoges N°15-2002 Avril 2002