

NOUVELLE METHODE DE CARACTÉRISATION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE MICRO-ONDES EN FONCTIONNEMENT MULTIPORTEUSE

T. Reveyrand*, D. Barataud*, J. Lajoinie*, M. Campovecchio*,
J.-M. Nebus*, E. Ngoya*, J. Sombrin**, A. Mallet**, D. Roques***

*IRCOM - UMR n°6615 - 123, Av. Albert Thomas, 87060 LIMOGES Cedex ,

**CNES – 18, Av. E. Belin, 31401 TOULOUSE Cedex,

***ALCATEL SPACE INDUSTRIES – 26, Av. Jean-Francois Champollion, BP 1187, 31037 TOULOUSE Cedex

I. Introduction

La linéarité des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuse ne peut pas être précisément caractérisée par la seule intermodulation de troisième ordre utilisant un signal bi-porteuse. Des phénomènes complexes comme les effets de mémoire non-linéaire impliquent que la caractérisation d'amplificateurs de puissances soit réalisée en présence de signaux modulés comparables à ceux rencontrés dans des applications réelles. Le bruit blanc gaussien constitue un signal de test intéressant à partir duquel un critère de linéarité peut être défini : le NPR (Noise Power Ratio).

Les systèmes de mesure conventionnels en NPR sont construits autour d'une génération analogique du bruit blanc, (figure 1). Le bruit généré est limité en fréquence par un filtre passe bande, et un « trou » fréquentiel est également créé par filtrage au centre de la bande. Ce signal est alors translaté dans le domaine micro-onde afin d'exciter l'amplificateur sous test. En conséquence de la non-linéarité de l'amplificateur sous test, le trou est partiellement rempli. La mesure, faite à l'analyseur de spectre, du rapport entre la puissance moyenne contenu dans le signal (hors du trou) et celle contenu dans le trou fournit le NPR.

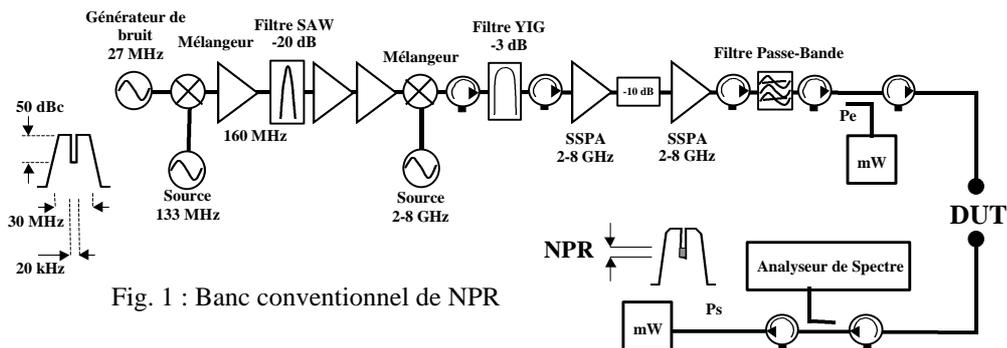


Fig. 1 : Banc conventionnel de NPR

Le système présenté ici, est basé sur une génération numérique du bruit blanc à l'aide d'un générateur arbitraire de signal (AWG). L'AWG contrôlé par ordinateur est utilisé pour synthétiser un grand nombre de porteuses (1000 à 10000) d'amplitudes égales, et de phases aléatoires (loi uniforme) dans la largeur de bande de fréquence (Continu - 100 MHz). Le nombre de porteuses augmentant, en accord avec le théorème de la limite centrale, le signal multiporteuse résultant est proche d'un bruit gaussien. Cette technique offre l'avantage de pouvoir supprimer aisément quelques porteuses (1 à 10 % du nombre total) n'importe où dans la largeur de bande fréquentielle. Par conséquent, un « trou fréquentiel » idéal peut être créé pour établir un signal approprié à l'amplificateur sous test et pour mesurer le NPR. Les paragraphes suivants sont consacrés à la description d'un nouvel outil de caractérisation en terme de NPR. Cet outil permet également la caractérisation de linéarités des amplificateurs de puissance soumis à n'importe quel genre de modulation numérique. C'est un avantage important de cette approche de caractérisation comparée à la technique analogique de source de bruit. Les compromis entre la linéarité et le rendement en puissance ajoutée (η_{aj}) des amplificateurs de puissance soumis à n'importe quel genre de signaux de transmission modernes (comme OFDM, CDMA, FM/CW pulsé logique) peuvent être aussi étudiés.

II. Principe de caractérisation en terme de NPR

La méthode de caractérisation de NPR proposée est fondée sur la génération d'un signal multiporteuse. Fondamentalement, ce signal se compose de 1000 à 10000 porteuses d'amplitudes égales et de phases aléatoires (distribution uniforme sur $[0-2\pi]$). Les porteuses sont régulièrement espacées dans une largeur de bande de canal et quelques unes (5 à 10%) sont retirées au centre de la bande pour créer un trou permettant la détermination du NPR.



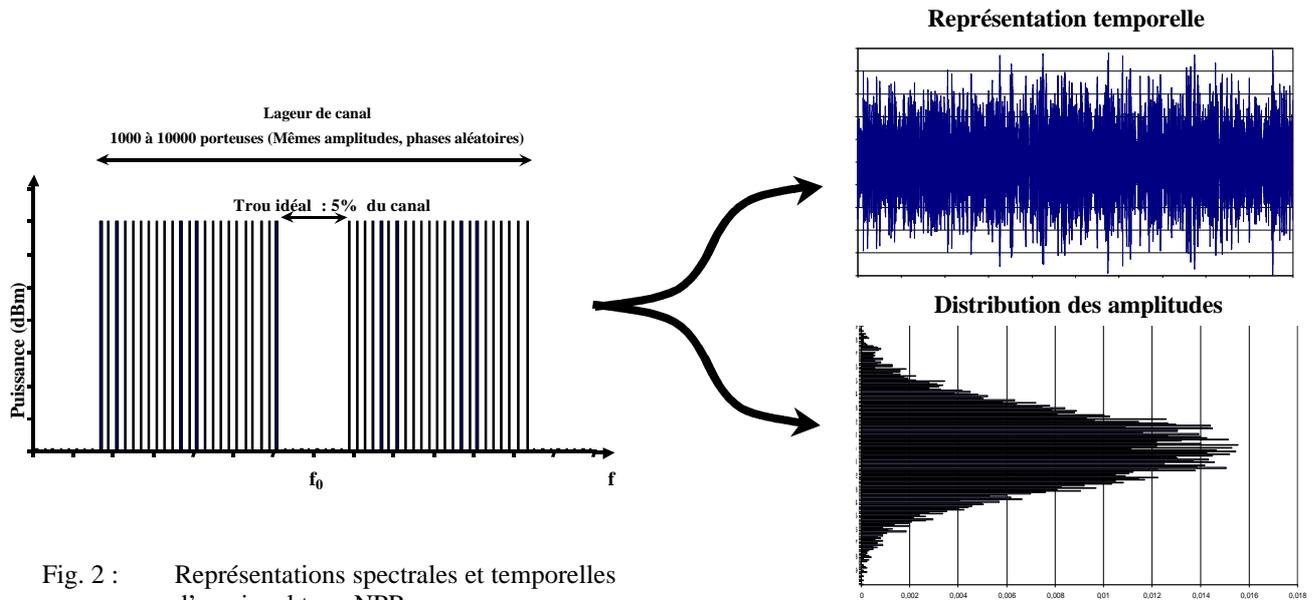


Fig. 2 : Représentations spectrales et temporelles d'un signal type NPR.

L'écriture temporelle de ce signal d'entrée est :

$$x(t) = \sum_{n=1}^{\frac{N-M}{2}} A \cos(2pf_n t + j_n) + \sum_{n=\frac{N+M}{2}}^N A \cos(2pf_n t + j_n) \quad (1)$$

(N-M) : nombre de porteuses (1000 à 10000) M : nombre de porteuses rejetées $\frac{M}{N}$: 5 à 10 % j_n : variable aléatoire uniforme sur $[0 - 2\pi]$.

Plus le nombre de porteuse est grand, plus le signal se rapproche d'un bruit gaussien. Une représentation temporelle ainsi que la distribution des amplitudes de $x(t)$ sont données figure 2.

Lorsque $x(t)$ attaque un amplificateur non-linéaire, le spectre du signal de sortie est semblable à celui fourni figure 3. Des produits d'intermodulations multiples remplissent partiellement le trou et ce signal de sortie $y(t)$ peut être écrit

comme il suit :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\frac{N-M}{2}} A_n \cos(2pf_n t + q_n) + \sum_{n=\frac{N+M}{2}}^N A_n \cos(2pf_n t + q_n) + \sum_{n=\frac{N-M}{2}}^{\frac{N+M}{2}} A_n \cos(2pf_n t + q_n) \quad (2)$$

Le NPR, est alors défini comme suit :

$$NPR = \frac{\left\{ \sum_{n=1}^{\frac{N-M}{2}} \frac{A_n^2}{2} + \sum_{n=\frac{N+M}{2}}^N \frac{A_n^2}{2} \right\} \frac{1}{N-M}}{\left\{ \sum_{n=\frac{N-M}{2}}^{\frac{N+M}{2}} \frac{A_n^2}{2} \right\} \frac{1}{M}} \quad (3)$$

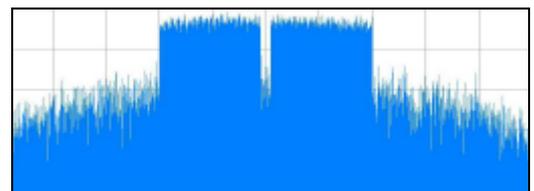


Fig. 3 : Spectre typique du signal de sortie d'un amplificateur non-linéaire

III. Description du système de mesure

Le schéma fonctionnel du système de mesure est donné figure 4. La synthèse d'un signal multiporteuse en bande de base (typiquement 40 – 60 MHz) avec un trou est réalisée en utilisant un générateur arbitraire de signaux contrôlé par ordinateur (AWG 2021 Tektronix, 12 bits – 250 MHz). Ce signal en bande de base est translaté en bande L ou S à l'aide d'un modulateur IQ. Le signal résultant est amplifié linéairement puis il est envoyé à l'entrée de l'amplificateur sous test.

Le signal de sortie est démodulé grâce à un démodulateur IQ. L'enveloppe (en bande de base) est mesurée avec un oscilloscope à échantillonnage (TDS 500 Tektronix - 8 bits - 1 Gs/s). Une FFT est exécutée pour calculer le NPR comme défini dans l'expression (3).

Un atténuateur par pas est placé à l'entrée du démodulateur I/Q pour assurer son fonctionnement dans un domaine linéaire.

Un tuner, à la sortie de l'amplificateur sous test, sert à rechercher des compromis entre NPR et rendement en puissance ajoutée (η_{aj}) en fonction de l'impédance de charge.



IV. Résultats de mesure

Des mesures de NPR ont été faites sur un amplificateur TI-HFET à 2,18 GHz (largeur de bande de 20 MHz). La technique du “transitoire d’enveloppe”, appliquée aux calculs de NPR [5], a été employée pour concevoir cet amplificateur présentant le meilleurs compromis possible entre η_{aj} et NPR.

La figure 5 montre les mesures de NPR obtenues avec 1000 porteuses régulièrement espacées en fréquence dans une bande de 20 MHz. Chaque courbe diffère par le tirage aléatoire de phase utilisé. Une variation de 3 dB dépendant des phases peut être constatée. Ainsi 1000 porteuses ne sont pas suffisantes pour une caractérisation précise en terme de NPR.

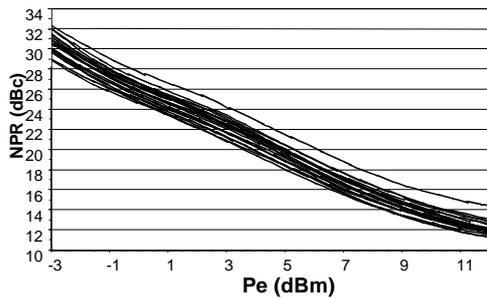


Fig. 5 : NPR = f (Pe) [1000 porteuses]

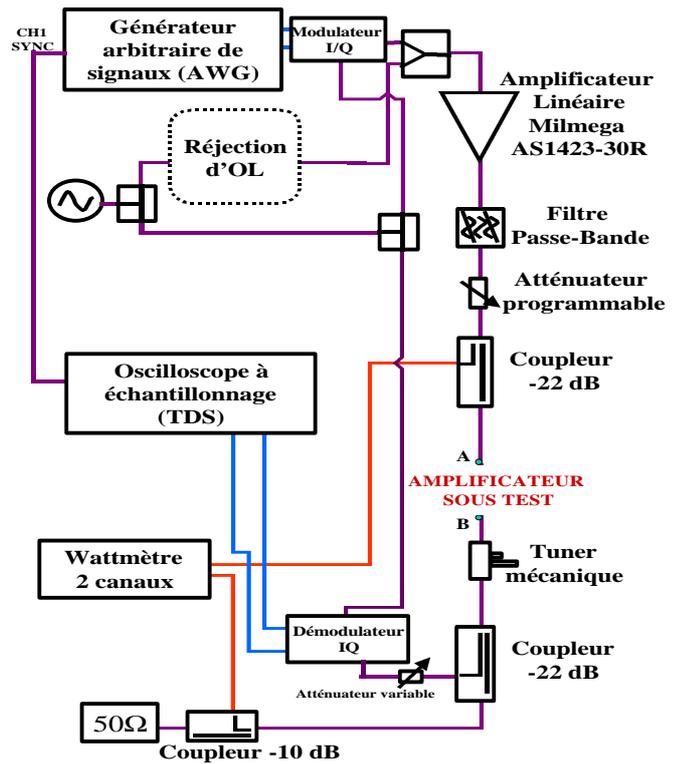


Fig. 4 : Schématique du banc NPR utilisé

En fait, pour un tirage de phase réalisé correspond une valeur du rapport « Peak to average » (Puissance crête sur puissance moyenne). Ainsi pour différents tirages de phase, la non linéarité de l’amplificateur n’est pas excitée de la même manière et le NPR diffère.

Si on utilise 10000 porteuses pour généré le bruit gaussien en bande de base, avec la même largeur de trou (5%), on n’observe plus de différence sur les mesures de NPR pour différents tirages de phases. De plus, ces mesures sont en accords avec celles obtenues par un banc de NPR conventionnel utilisant une source de bruit analogique (figure 6).

Les prédictions de NPR en simulation utilisent la même approche : elles nécessitent un grand nombre de porteuses. L’utilisation d’un nombre moins important de porteuses permet de diminuer le temps de simulation, mais il est en revanche nécessaire d’établir une moyenne des résultats obtenus pour différents tirages de phases.

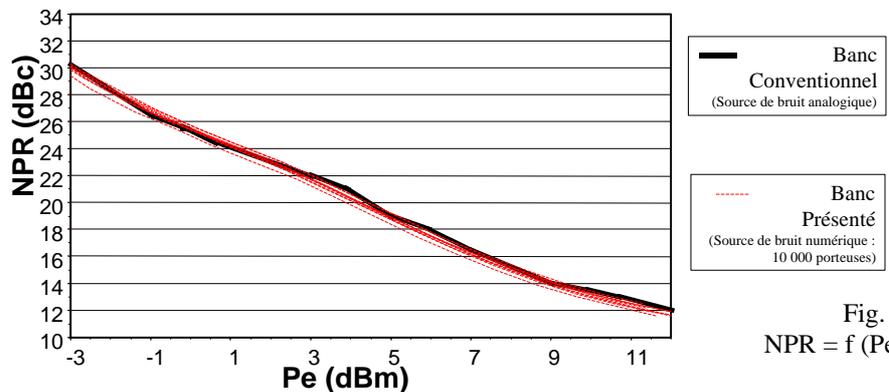
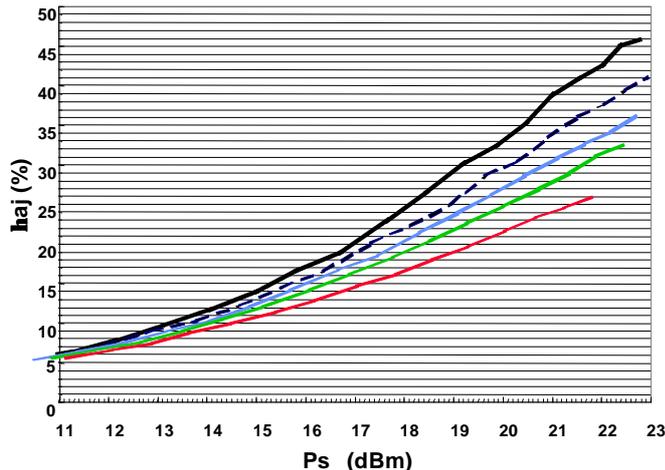
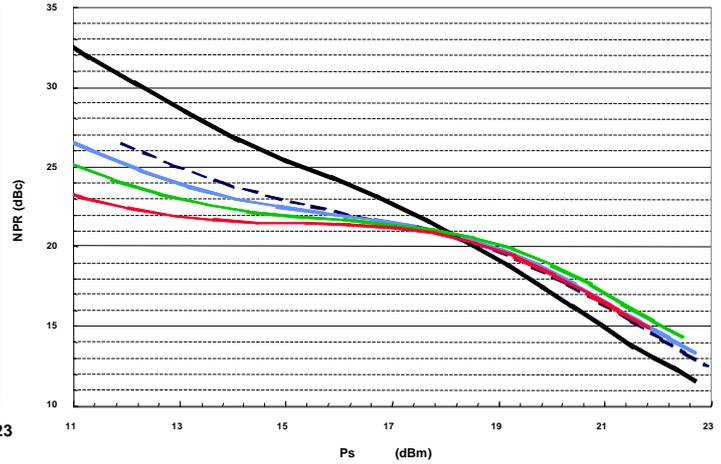
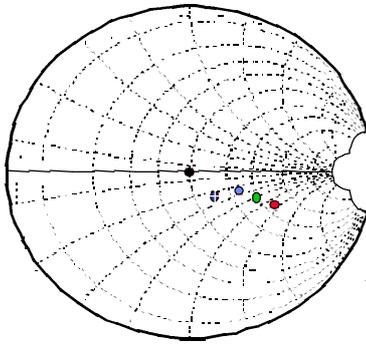
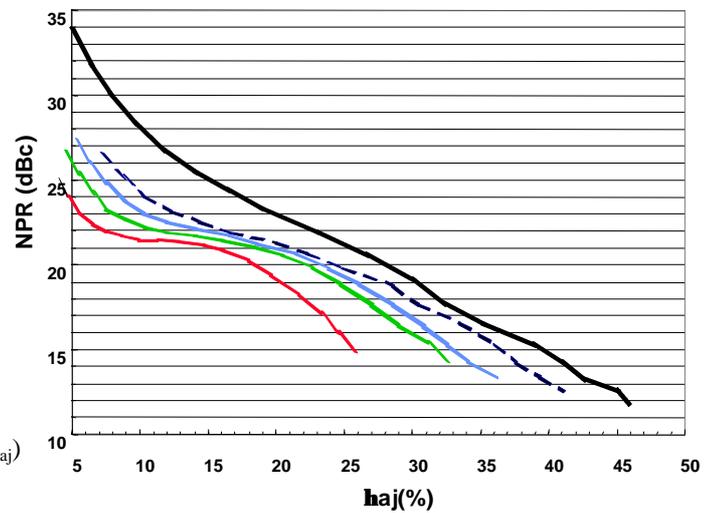


Fig. 6 NPR = f (Pe)

Les figures 7, 8 et 9 présentent les mesures de NPR, de puissance de sortie multiporteuse et de rendement en puissance ajoutée lorsque l’impédance de charge d’un amplificateur TI HFET est éloignée de 50 Ohms à l’aide d’un tuner mécanique.

Pour un NPR donné (16 dBc, par exemple), une meilleur puissance de sortie peut être obtenue, si l’amplificateur est désadapté. Par contre, le meilleur compromis entre NPR et rendement en puissance ajoutée est obtenu pour une impédance de charge de 50 Ohms, comme le montre la figure 9. Cela prouve que le circuit d’adaptation interne de l’amplificateur a bien été conçu pour un compromis optimal entre linéarité et consommation.



Fig. 7 : $\eta_{aj} = f(P_s)$ Fig. 8 : $NPR = f(P_s)$ Fig. 9 : $NPR = f(\eta_{aj})$ 

V. Conclusion

Une nouvelle approche de la caractérisation d'amplificateur en terme de NPR est ici proposée. Elle est intéressante dans le sens où elle met en jeu une génération numérique du bruit gaussien, qui correspond à celle utilisée pour des simulations en transitoire d'enveloppe. Ces mesures de NPR à partir d'un signal de test généré numériquement permet une comparaison fidèle avec les signaux modulés lors des simulations et met en place un dispositif expérimental utilisable pour d'autres modulations numériques. Il permettrait, en outre, une avancée certaine dans le cadre de la modélisation système des amplificateurs de puissance de type "boîte-noire" tenant compte des effets de mémoires de la non-linéarité lorsqu'elle est soumise à une modulation complexe.

VI. Bibliographie

- [1] A. Platzker, S. Bouthillette "Variable Output, High Efficiency-Low Distortion S-Band Power Amplifiers and Their Performances Under Single Tone and Noise Power Excitations", IEEE MTT-S Digest, 1995, pp.441-444.
- [2] F. Brasseur, L. Chapus, G. Michaud, A. Darbandi "Réalisation d'un banc de mesures NPR large bande", JNM Conference Digest, 1997, pp.454-455.
- [3] R.J. Westcott "Investigation of multiple f.m./f.d.m. carriers through a satellite t.w.t. operating near to saturation", Proc. IEE, Vol 114, No 6, June 1967, pp.726-740.
- [4] Nuno Borges Carvalho and José Carlos Pedro "Multi-Tone Intermodulation Distortion Performance of 3rd Order Microwave Circuits", IEEE MTT-S Digest, 1999, pp.763-766.
- [5] J. Lajoinie, E. Ngoya, D. Barataud, J.-M. Nebus, J. Sombrin, B. Rivierre "Efficient simulation of NPR for the optimum design of satellite transponders SSPAs.", IEEE MTT-S Digest, 1999, pp.741-744.

