

Conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en présence de signaux modulés à l'aide de réflectomètres six-portes

Souheil Bensmida

▶ **To cite this version:**

Souheil Bensmida. Conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en présence de signaux modulés à l'aide de réflectomètres six-portes. domain_other. Télécom ParisTech, 2005. English. NNT : . pastel-00001368

HAL Id: pastel-00001368
https://pastel.hal.science/pastel-00001368

Submitted on 14 Sep 2005

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.





École Doctorale
d'Informatique,
Télécommunications
et Électronique de Paris

Thèse

présentée pour obtenir le grade de Docteur
de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications

Spécialité : **Électronique et Communications**

SOUHEIL BENSMIDA

Conception d'un système de Caractérisation Fonctionnelle d'Amplificateur de Puissance en présence de Signaux Modulés à l'aide de Réflectomètres Six-Portes

Soutenue le 28 janvier 2005 devant le jury composé de

Bernard HUYART	Président
Christophe GAQUIERE	Rapporteurs
Michel CAMPOVECCHIO	
Alain PEDEN	Examinateurs
Alain MALLET	
Eric BERGEAULT	Directeur de thèse

A Mohamed Béchir BENSMIDA

A Mechria GHLALA

A Dhouha MASTOURI

Remerciements

Je tiens d'abord à remercier Monsieur Eric BERGEAULT, professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications à Paris (ENST Paris), d'avoir accepté de diriger ce travail, et pour les conseils et les encouragements qu'il a su me prodiguer pendant toute la durée de cette étude. Je tiens à saluer son soutient et son appui permanent qui ont contribuer énormément à ce travail.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur Bernard HUYART, professeur à l'ENST, pour son aide et ses conseils grâce auxquels j'ai énormément appris. Je le remercie également, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le Jury.

Je remercie Monsieur Christophe GAQUIERE, professeur à l'Université de Lille I d'avoir bien voulu accepter d'être rapporteur pour cette thèse.

Je remercie Monsieur Michel CAMPOVECCHIO, professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepter de juger ce travail en tant que rapporteur.

Je remercie Monsieur Alain MALLET, ingénieur d'études au Centre Nationale des Etudes Spatiales (CNES) à Toulouse, pour sa collaboration scientifique et son aide judicieuse dans la réalisation de ce travail et d'avoir accepter de juger ce travail.

Je remercie également Monsieur Alain PEDEN, maître de conférences à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications à Brest (ENST Bretagne), d'avoir bien voulu se joindre au Jury.

Par ailleurs, je tiens à remercier tous les permanents du groupe Radio-Fréquences et Micro-ondes (RFM) pour leur accueil chaleureux et leurs aides, plus particulièrement je remercie Monsieur Louis JALLET pour l'amitié et la confiance qu'il m'a témoignée.

J'associe à ces remerciements l'ensemble du département COMELEC de l'ENST Paris, notamment Monsieur Alain CROULLEBOIS, Madame Marie BAQUERO, Madame Chantal CADIAT, Madame Danielle CHILDZ ainsi que Monsieur Stéphane BONENFANT responsable de gestion à la direction de la formation et la recherche pour leurs aides et gentillesses.

Je remercie de tout mon cœur mes collègues thésards et stagiaires qui ont su créer une ambiance très amicale et détendue. Merci à mon cher ami Guillaume NEVEUX pour son soutient et aide inestimables. Je n'oublie pas mon cher ami Ghalid Idir ABIB pour son aide et sa disponibilité ainsi que mes collègues de bureau pour leur soutient morale.

Enfin, j'exprime ma reconnaissance à tous mes professeurs de l'Ecole Supérieure des Sciences et des Techniques de Tunis (ESSTT) pour leurs aides et je serais très honoré de collaborer avec eux dans le futur.

RESUME

De manière classique, une caractérisation large signal des amplificateurs de puissance s'effectue en présence d'un signal sinusoïdal CW dans le but de fournir aux concepteurs les informations nécessaires permettant un compromis entre puissance de sortie et rendement en puissance ajoutée. Cependant, Dans les systèmes de communications modernes, les amplificateurs de puissance sont soumis à des signaux de plus en plus complexes (modulations numériques) pour lesquels la linéarité est un critère capital supplémentaire pour les performances globales de ces systèmes. Il est donc indispensable de disposer d'outils de caractérisation fonctionnelle permettant de mesurer l'ensemble de ces critères en présence de ces signaux complexes afin de rendre compte au mieux du comportement du dispositif sous test en le plaçant dans ses conditions réelles de fonctionnement.

Ce mémoire présente l'étude et la mise en oeuvre d'un banc de caractérisation fonctionnelle de type « load-pull » pour la mesure de l'ensemble des critères de puissance, rendement et linéarité en présence de tous types de signaux (CW, CW-pulsés, GMSK, QPSK, QAM, etc.).

L'ENST dispose d'un banc de mesure « source-pull » et « load-pull » multi-harmonique capable d'optimiser la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée en mode CW. Ce banc est constitué de réflectomètres six-portes, pour la mesure des impédances et des puissances. Afin de permettre l'utilisation de signaux modulés nous avons implémenté des détecteurs de puissance rapides bas coût à base de diodes Schottky non polarisées pour la détection de puissance au niveau des jonctions six-portes. Pour l'optimisation de la linéarité en plus, nous avons ajouté des modules de contrôle des impédances basses fréquences en entrée et en sortie du composant à tester.

Un transistor de puissance MESFET a été testé à la fréquence 1.575 GHz en présence d'un signal modulé QPSK de largeur 1.25 MHz et d'un signal bi-porteuses séparées de 800 kHz pour une polarisation de type A et AB. L'ensemble des mesures effectuées permet d'aboutir aux trois principales conclusions montionnées ci-dessous.

Premièrement, les contours « load-pull » d'iso-puissances, d'iso-rendement, d'iso-ACPR et d'iso-produits d'intermodulation d'ordre 3 et 5 montrent que les conditions optimales de puissance, de rendement et de linéarité sont différentes d'où la nécessité de trouver des compromis entre les différents critères. D'autre part, ces résultats montrent qu'il existe une forte corrélation entre l'ACPR et le produit d'intermodulation d'ordre 3 en classe A mais pas en classe AB. De toute façon, quel que soit le degré de corrélation, il apparaît difficile de prédire l'ACPR à partir de la connaissance des produits d'intermodulation.

Deuxièmement, l'effet des impédances de source BF n'est notable qu'en classe AB dans la zone de saturation. Cet effet se fait sentir uniquement sur la linéarité (variation de 5 dB pour l'ACPR).

Finalement, l'effet des impédances de charge BF apparaît quelle que soit la classe de fonctionnement avec évidemment un effet très prononcé pour les classes fortement non-linéaire comme la classe AB pour laquelle on a observé des variations de 5 à 20 dB pour l'ACPR sur toute la dynamique de mesure. Notons que l'impédance optimale n'est pas obligatoirement un court-circuit, et que cette impédance optimale n'est pas toujours l'impédance minimisant la dissymétrie. Par ailleurs, ces impédances ont également une grande influence sur le rendement (variation observée de 10 points) et sur la puissance de sortie (variation de 1 dB).

ABSTRACT

In general, power amplifier large signal characterization is done in presence of a continuous wave (CW) signal in order to deliver information that will reach a compromise between output power and power added efficiency (PAE). However, in modern telecommunication systems, power amplifier is excited by digital modulated signals, thus his linearity is a capital criterion for the global performance of the system. It is then important to have a large signal characterization tool allowing to measure the device performance under realistic conditions.

In this work, we show the study and the implementation of a load-pull measurement system for power amplifier characterization using complex modulated signals. The output power, the power added efficiency (PAE) and the linearity can be optimized by varying fundamental load impedance and low frequency source/load impedances. These optimizations can be carried out using RF signals such as CW, CW-pulsed, multi-carried and modulated (GMSK, QPSK, QAM, etc.) signals.

A multiharmonic source-pull and load-pull measurement system has been developped at the ENST. This system is based on a six-port reflectometers technique, and is capable of optimizing the output power and the PAE in CW mode. In order to use modulated signals, fast and low-cost power detectors based on non-polarised Schottky diodes have been implemented for the power measurement of six-port connections. In addition, to optimise linearity, low frequency impedance control modules have been added at the input and the output of the device under test (DUT).

A MESFET power transistor has been tested in class A and AB operation in the presence of a QPSK modulated signal centered at 1.575GHz with a 1 MSps symbol-rate, and a bi-carried signal with 800 KHz separation. The measurements performed lead us to the following three conclusions.

The first one is that ; the Output power, the PAE, the ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) and the third (IM3) and fifth (IM5) intermodulation product load-pull contours show that the optimal output power, PAE and linearity fundamental impedances are different. So it is necessary to find a compromise between the different performances. On the other hand, the results show that there exists a strong correlation between the ACPR and the IM3 in class A operation (not in class AB). Therefore predicting the ACPR from the IM3 seams to be a difficult task.

The second one is the significant influence of low frequency source impedances for class AB operation in the saturation zone. This influence effects only the linearity (5dB on ACPR).

The last conclusion is the influence of low frequency load impedances that occurs significantly in class A and AB operation. This influence is more important in class AB. For instance, we observe 5 to 20 dB variations on the ACPR. Note that the optimal impedance is not necessarly a short circuit. However these impedances have a great influence on the PAE (a variation of 10 points) and the output power (variation of 1 dB).

Table des matières

Introduction générale..……13

1. Définitions et état de l'art……...19

1.1 Introduction…..…...……..21

1.2 Caractéristiques des signaux RF…..…….21

1.2.1 Cas d'un signal CW (Continuous Wave)……21
1.2.2 Cas d'un signal CW pulsé (Pulsed Continuous Wave)…….……..…23
1.2.3 Cas d'un signal RF à enveloppe complexe…….27

1.3 Les effets non linéaires des amplificateurs de puissance……..……32

1.3.1 Distorsions d'un amplificateur de puissance en présence d'un signal CW.....32
1.3.2 Distorsions d'un amplificateur de puissance en présence de deux signaux CW....37
1.3.3 Distorsions d'un amplificateur de puissance en présence d'un signal à enveloppe complexe …….40

1.3.3.1 L'ACPR…..…….40
1.3.3.2 Le NPR (Noise Power Ratio)…….....…….……41
1.3.3.3 L'EVM (Error Vector Magnitude)……..…….……42

1.4 Caractérisation des amplificateurs de puissance…….…….…….44

1.4.1 Bans de mesure Source-Pull/Load-Pull……..44

1.4.1.1 Méthode de la charge passive…..…….……45
1.4.1.2 Méthode de la charge active……..……..47

1.4.2 Systèmes mesurant la forme d'onde : domaine temporel……...50
1.4.3 Caractérisation d'enveloppes temporelles : banc de mesure de l'IRCOM……53

1.5 Conclusion……....54

Bibliographie…….…….57

2. Banc de caractérisation multiharmonique de l'ENST en mode CW…….65

2.1 Introduction……...67

2.1.1 Théorie du réflectomètre six-portes……68

2.1.1.1 Principe d'un simple réflectomètre six-portes…….68
2.1.1.2 Principe d'un double réflectomètre six-portes…….73

2.1.2 Calibrage d'un double réflectomètre six-portes…….76
2.1.3 Conclusions…….81

2.2 Le banc de caractérisation multiharmonique Source-Pull/Load-Pull de l'ENST en mode CW ……82

2.2.1 Mesure simultanée des impédances de source et d'entrée par un réflectomètre six-portes……...82
2.2.2 Description du banc de mesure de l'ENST……84

2.3 Caractérisation multiharmonique du transistor de puissance HBT (HT21670 2W).....90

2.3.1 Introduction……90
2.3.2 Mesures statiques……90
2.3.3 Principe des mesures large signal source-pull/load-pull……...92
2.3.4 Optimisation de la puissance……..93
2.3.5 Optimisation du rendement en puissance ajoutée……...96

2.4 Conclusion……...100

Bibliographie……101

3. Caractérisation large signal d'amplificateur de puissance en présence de signaux modulés ….……105

3.1 Introduction…….....107

3.2 Détecteurs de puissance……..108

3.2.1 Détection quadratique en présence de signaux CW……108
3.2.2 Linéarisation des détecteurs à diode Schottky……110
3.2.3 Détection de signaux à enveloppe variable……..116

3.2.3.1 Principe……..116
3.2.3.2 Exemple de mesure en présence de signaux CW pulsés……122
3.2.3.3 Exemple de mesure en présence de signaux modulés QPSK……124

3.3 Contrôle de impédances basse fréquence……126

3.4 Architecture du banc de caractérisation fonctionnelle proposée…….129

3.5 Calibrage du banc de mesure Load-Pull……135

3.5.1 Calibrage des réflectomètres six-portes……...135
3.5.2 Calibrage en puissance……140

3.5.2.1 Calibrage en puissance des réflectomètres six-portes……140
3.5.2.2 Calibrage en puissance de l'analyseur de spectre……..144

3.5.3 Conclusions……...148

3.6 Conclusion……..152

Bibliographie……155

4. Caractérisation fonctionnelle en présence de signaux modulés : Application à un transistor à effet de champ…..……..159

4.1 Introduction……161

4.2 Caractérisation en classe A……162

4.2.1 Mesures « load-pull »……...162
4.2.2 Evolution des performances du transistor en fonction de la puissance d'entrée.168
4.2.3 Influence des impédances de charge basse fréquence en sortie sur les performances du transistor ……..170
4.2.4 Conclusions……...174

4.3 Caractérisation en classe AB……...175

4.3.1 Influence des impédances de charge basse fréquence en sortie sur les performances du transistor……...175
4.3.2 Influence des impédances de source basse fréquence sur les performances du transistor……...178
4.3.3 Mesures « load-pull »……...182
4.3.4 Conclusions……...185

4.4 Conclusions……186

Bibliographie……189

Conclusion générale……191

Annexe A……..199

Annexe B……..207

Publications…..……217

Introduction générale

Au cours des dernières années, les systèmes de télécommunications ont évolué de façon spectaculaire que ce soit des applications grand public, satellite ou radar. Cette évolution se traduit notamment par une amélioration de la qualité des services qui requièrent une quantité considérable d'information à transmettre. Pour répondre à ce besoin, les systèmes de télécommunications modernes ont vu leurs architectures modifiées afin de pouvoir utiliser des modulations numériques capables de transmettre des débits binaires de plus en plus élevés. Dans tous ces systèmes, la partie émission contient l'un des éléments le plus délicat à concevoir : l'amplificateur de puissance qui présente un comportement fortement non-linéaire et qui nécessite donc une caractérisation expérimentale fine et efficace.

De manière classique, une caractérisation large signal des amplificateurs de puissance s'effectue en présence d'un signal sinusoïdal CW dans le but de fournir aux concepteurs les informations nécessaires permettant un compromis entre puissance de sortie et rendement en puissance ajoutée. La linéarité est généralement spécifiée en termes de produits d'intermodulation obtenus par excitation de l'amplificateur en mode bi-porteuses. Cependant, dans les systèmes de communications modernes, les amplificateurs sont soumis à des signaux de plus en plus complexes (modulation numérique, multi-porteuses modulés,…) pour lesquels la linéarité est un critère capital supplémentaire pour les performances globales de ces systèmes. Il est donc nécessaire de pouvoir quantifier la linéarité d'un amplificateur de puissance à l'aide de nouveaux critères tels que l'ACPR « Adjacent Channel Power Ratio », ou l'EVM « Error Vector Magnitude ». Chacun de ces critères, puissance, rendement et linéarité est fixé pour chaque système et chaque application selon des normes de plus en plus contraignantes en termes de coût et de performance. Il est donc indispensable de disposer d'outils de caractérisation fonctionnelle permettant de mesurer l'ensemble de ces critères en présence de ces signaux de plus en plus complexes afin de rendre compte au mieux du comportement du dispositif sous test en le plaçant dans ses conditions réelles de fonctionnement. L'ensemble de la caractérisation permet éventuellement la validation d'un modèle électrique non-linéaire utilisé dans les logiciels de simulation non-linéaire (ADS par exemple). Par ailleurs, la caractérisation expérimentale permet au concepteur, dans le cas où un modèle fiable n'est pas disponible, d'obtenir à partir des mesures le meilleur compromis entre puissance, rendement et linéarité selon l'application visée. L'objectif principal de cette thèse est de mettre en oeuvre un banc de caractérisation fonctionnelle de type « load-pull » pour la mesure de l'ensemble des critères de puissance, rendement et linéarité en présence de

tous types de signaux : signaux CW, signaux « CW-pulsés » ou encore signaux modulés (GMSK, QPSK, QAM, etc).

Le premier chapitre est consacré à des rappels sur les caractéristiques et grandeurs des différents signaux de test utilisés dans les systèmes de communications. Nous nous attacherons à étudier plus particulièrement les distorsions engendrées par les non-linéarités des amplificateurs de puissance. La dernière partie de ce chapitre décrit les différents systèmes de caractérisation expérimentale développés dans les différents laboratoires de recherche.

La seconde partie de la thèse est dédiée à la description complète du banc de mesure « source-pull » et « load-pull » multi-harmonique de l'ENST tel qu'il existait avant que ne débutent les travaux effectués dans le cadre de cette thèse. Ce banc est constitué de réflectomètres six-portes, pour la mesure des impédances et des puissances, et dont le principe de fonctionnement est décrit dans la première partie. La deuxième partie, démontre l'ensemble des potentialités de ce système de mesure, en détaillant les résultats d'une optimisation en puissance et en rendement en puissance ajoutée d'un transistor bipolaire à hétérojonction, par variations des impédances de charge et de source à la fréquence fondamentale ainsi qu'à la seconde fréquence harmonique mais en présence d'un seul signal sinusoïdal.

Le troisième chapitre présente les modifications et améliorations apportées au banc de mesure décrit dans le deuxième chapitre afin d'effectuer des mesures de linéarité en présence de signaux modulés. Ce chapitre commence par décrire l'amélioration indispensable de la technique de détection de puissance dans les systèmes six-portes, à l'aide de détecteurs à diode Schottky communément utilisés pour ce type d'application. Dans un deuxième temps, ce chapitre montre l'ensemble des corrections apportées au système de caractérisation fonctionnelle : méthode de calibrage, mesure de la linéarité (ACPR) ainsi que le contrôle et la mesure des impédances basses fréquences (en plus des impédances HF) pour étudier leur influence sur les performances des transistors de puissance. Les modifications apportées sont ensuite validées par des mesures de facteur de réflexion et de puissance en présence de signaux CW-pulsés et de signaux modulés (QPSK).

Le quatrième et dernier chapitre présente les résultats de mesure d'un transistor à effet de champ MESFET à 1.575GHz, afin de montrer l'évolution de ses performances en présence d'un signal modulé. Ces mesures ont été effectuées pour deux classes de fonctionnement du transistor (A et AB). Pour chaque classe, nous présentons les contours « load-pull » de puissance de sortie, du rendement en puissance ajoutée, de l'ACPR et des produits d'intermodulations d'ordre 3 et 5. Ensuite, nous présentons l'évolution de toutes ces performances, pour les différentes impédances de charge optimales, en fonction de la puissance d'entrée du transistor. Toujours pour chaque classe de fonctionnement, nous présentons les effets des impédances de source et de charge basse fréquence sur les performances du transistor, et ce en variant la puissance d'entrée pour une impédance de charge à la fréquence fondamentale de 50 Ω.

Finalement, la conclusion générale de cette thèse résume les travaux effectués et présente les principales perspectives comme :

- L'extension du banc pour effectuer des mesures multiharmoniques en entrée/sotie pour améliorer les performances du composant à caractériser.
- Remplacer l'analyseur de spectre par un démodulateur homodyne pour accéder en plus de l'ACPR à la mesure de l'EVM.

Chapitre I : Définitions et état de l’art

1.1 INTRODUCTION :

Le développement extraordinaire des systèmes de communication sans fils au cours des dernières années se traduit par l'évolution des techniques et des technologies de plus en plus performantes. En effet, l'accès à plusieurs nouveaux services tels que la téléphonie mobile de troisième génération (**WAP** (Wireless Application Protocol)), les réseaux locaux sans fils (**HiperLAN**, WLAN, etc)… requière l'utilisation de signaux RF (Radio Fréquences) complexes traités par les circuits micro-ondes présents dans les systèmes d'émission et de réception. L'un des éléments le plus critique à concevoir dans une chaîne de transmission RF est l'amplificateur de puissance placé en amont de l'antenne d'émission. Les méthodes de caractérisation expérimentale des amplificateurs de puissance ne cessent parallèlement de s'améliorer dans le but d'offrir toutes les caractéristiques et grandeurs indispensables aux concepteurs de circuits. Dans ces méthodes de caractérisation, il est primordial que le composant soit placé dans les conditions les plus proches possibles de son utilisation future. De tels systèmes doivent donc permettre d'effectuer des mesures d'amplificateurs ou de transistors en présence de signaux RF plus ou moins complexes (CW, RF pulsé, modulations numériques QPSK etc…). Il est donc intéressant de rappeler d'une part les caractéristiques de ces signaux, et d'autre part, les distorsions qu'ils subissent à cause des non-linéarités des amplificateurs de puissance. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la description des principales méthodes de caractérisations expérimentales développées dans les laboratoires de recherche.

1.2 CARACTERISTIQUES DES SIGNAUX RF :

Dans ce paragraphe, nous présentons les caractéristiques en terme de puissance RF et de densité spectrale de puissance (DSP) de principaux formes de signaux utilisés dans des applications RF ou micro-ondes.

1.2.1 *Cas d'un signal CW (Continuous Wave):*

En présence d'un seul signal sinusoïdal (CW) la puissance électrique instantanée ($P_{ins(t)}$) est le produit de la tension et du courant, comme le montre la figure I-1**[1]**.

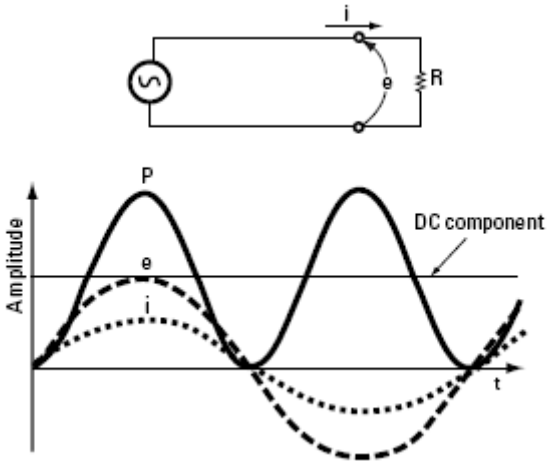


Figure I - 1 : Formes de la tension e, du courant i et de la puissance P consommée par une charge résistive en présence d'un signal sinusoïdal.

La puissance moyenne (P_{avg}) d'un signal sinusoïdal consommée par une charge quelconque s'exprime par la relation suivante :

$$P_{avg}=\frac{1}{nT_0}\int_0^{nT_0}P_{ins}(t)\ dt=\frac{1}{nT_0}\int_0^{nT_0}e_{\max}\sin(\frac{2\pi}{T_0}t)\ i_{\max}\sin(\frac{2\pi}{T_0}t+\Phi)\ dt \qquad \textbf{(I - 1)}$$

Où T_0 est la période du signal, n un entier, et e_{max} l'amplitude de la tension aux bornes de la charge, i_{max} l'amplitude du courant qui traverse la charge et Φ le déphasage entre courant et tension dû à son effet réactif.

Par transformation trigonométrique on obtient :

$$P_{avg} = \frac{1}{2} e_{\max}\, i_{\max}\ \cos(\ \Phi\ ) \qquad \textbf{(I - 2)}$$

Pour un signal sinusoïdal on a $e_{\max} = \sqrt{2}\ \ e_{eff}$ et $i_{\max} = \sqrt{2}\ \ i_{eff}$.

Alors l'expression de la puissance moyenne devient :

$$P_{avg} = e_{eff}\, i_{eff}\ \cos(\ \Phi\ ) \qquad \textbf{(I - 3)}$$

Ceci démontre qu'en présence de signaux CW la puissance moyenne est confondue avec la puissance efficace consommée par une charge.

Donc pour une charge résistive on peut écrire :

$$P_{avg} = \frac{e_{eff}^{\ 2}}{R} \qquad \textbf{(I - 4)}$$

La densité spectrale de puissance est présentée sur la figure suivante :

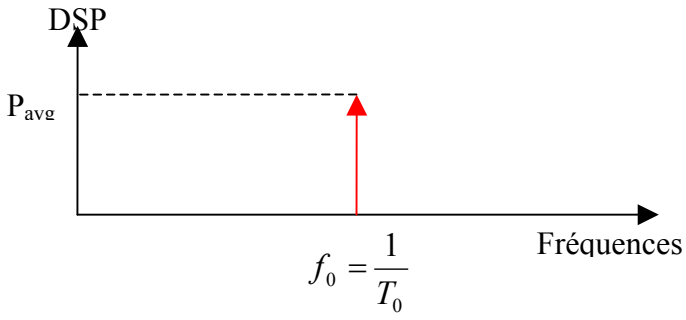


Figure I - 2 : Densité spectrale de puissance d'un signal CW

1.2.2 *Cas d'un signal CW pulsé (Pulsed Continuous Wave) :* **[14],[15]**

Dans les applications radars, on émet un signal CW durant un laps de temps très court, mais de façon récurrente. Un signal CW pulsé peut donc être représenté mathématiquement dans le domaine temporel par une sinusoïde de période $\mathbf{T_0}$, d'amplitude **A**, multipliée par un signal carré (ou pulse) de largeur $\boldsymbol{\tau}$. Le produit de ces deux signaux est ensuite convolué par un peigne de Dirac de récurrence ***T***. La figure I-3 explicite cette représentation mathématique

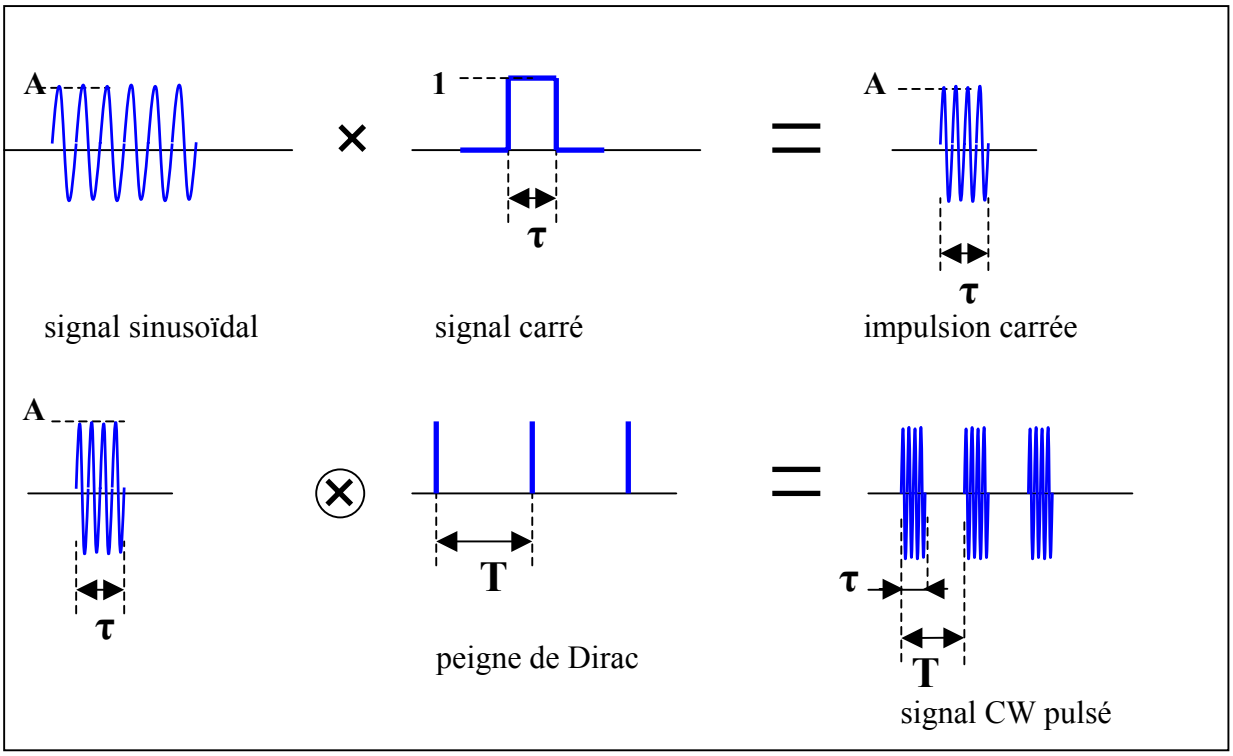


Figure I - 3 : Représentation d'un signal CW pulsé idéal.

La représentation mathématique d'un signal CW pulsé idéal est la suivante :

$$s(t) = A\cos\left(\frac{2\pi}{T_0}t\right) \times \left[\sum_K rect_\tau (t - KT)\right] \quad \textbf{(I - 5)}$$

Cependant, une impulsion réelle est plus complexe comme la montre la figure suivante :

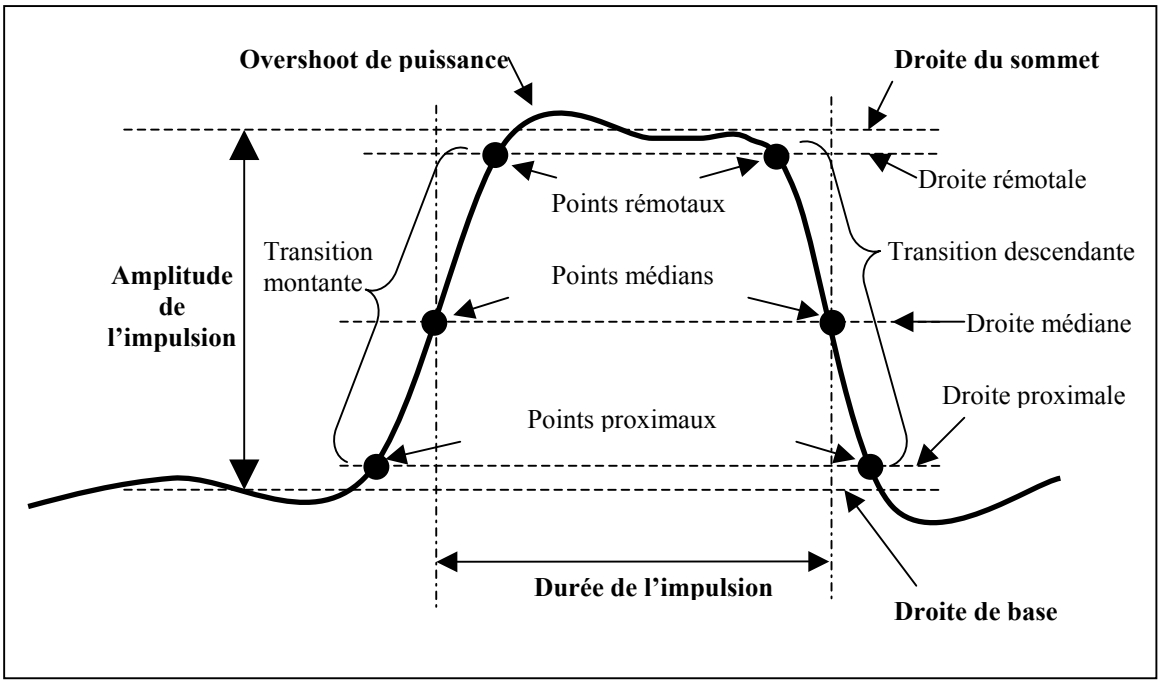


Figure I - 4 : Forme d'onde d'un signal CW pulsé réel.

On peut définir les grandeurs suivantes :

- **La largeur d'impulsion**, notée **τ**, correspond au temps d'excitation. Pour une impulsion idéalement carrée, les temps de transition de montée et de descente sont nuls. Par contre, pour un signal non idéal, on définira la largeur d'impulsion selon le schéma de la figure I.4 à mi-hauteur des temps de transition.
- **La période des impulsions**, notée **T**, est le temps entre deux débuts d'impulsions consécutives.
- On définit alors le **rapport cyclique** du signal. Il correspond au rapport, en pourcentage, de la largeur d'une impulsion sur la période des impulsions :

$$\rho = \frac{\tau}{T} \quad \textbf{(I - 6)}$$

- **L'amplitude de l'impulsion** se définit comme la valeur absolue de la différence algébrique entre le niveau du sommet et celui de la base d'une impulsion.

- **La transition** est l'allure caractéristique des fronts de montée ou de descente de l'impulsion. Elle peut être par exemple linéaire, gaussienne, en escalier ou exponentielle. On la considère incluse dans l'impulsion.

On définit plusieurs puissances caractéristiques d'un signal CW pulsé :

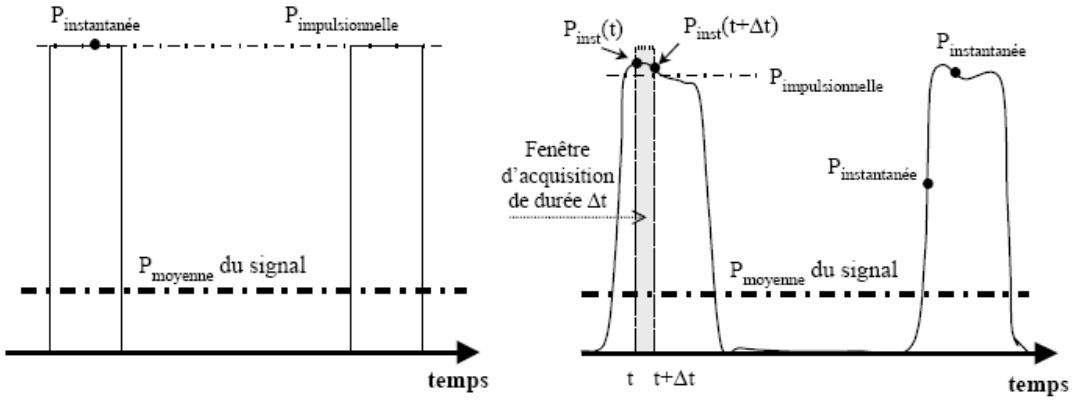
- La puissance CW pulsée P_{puls} (puissance du signal contenue dans le pulse, que nous nous appelons puissance impulsionnelle) qui est égale à la puissance efficace (ou moyenne) du signal CW durant la largeur de l'impulsion. Elle s'exprime pour un signal d'amplitude A, en normalisant sur 1Ω, comme suit :

$$P_{puls} = P_{avg} = \frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} v(t)i(t)dt = \frac{A^2}{2} \qquad \textbf{(I - 7)}$$

- La puissance moyenne du signal pulsé P_{moy}, qui est le résultat d'intégration de la puissance instantanée du signal CW pulsé sur $\boldsymbol{T}$. Pratiquement c'est la grandeur la plus facile à mesurer. La relation qui relie cette puissance à la puissance CW pulsée est :

$$P_{moy} = P_{puls}\ \rho \qquad \textbf{(I - 8)}$$

- Enfin, **la puissance instantanée** dans l'impulsion correspond à la puissance à un instant t précis ; Cette puissance n'est cependant pas mesurable physiquement (puisqu'il faudrait une mesure de durée nulle). Dans le cas idéal (Figure I-5-a) on a égalité entre la puissance instantanée et la puissance impulsionnelle (quelque soit l'instant t pendant l'impulsion). Par contre, dans le cas réel, la puissance instantanée subit des fluctuations (figure I-4-b), on considère donc que la puissance impulsionnelle est égale à la moyenne de la puissance instantanée durant le pulse, voir figure I-5-b.



-a- Cas idéal **-b- Cas réel**

Figure I - 5 : Evolution de la puissance instantanée d'un signal CW pulsé.

La densité spectrale de puissance d'un signal CW pulsé idéal n'est autre que le spectre d'une impulsion translaté à la fréquence f_0 du signal sinusoïdal contenu dans ce pulse comme le montre la figure I-6. C'est un spectre de raies dont l'enveloppe décrit un sinus cardinal. Le lobe principal contient 90% de la puissance moyenne totale.

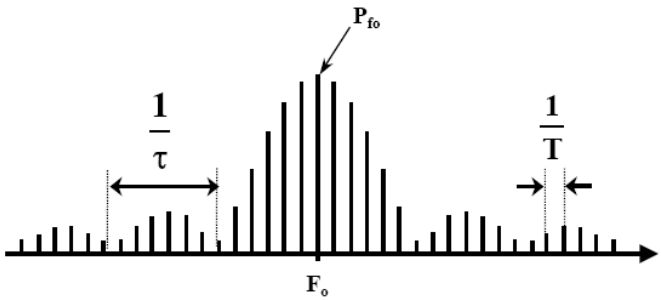


Figure I - 6 : Densité spectrale de puissance d'un signal CW pulsé.

On peut montrer par calcul que la puissance de la raie à f_0, fréquence du signal CW à l'intérieur de l'impulsion s'exprime de la façon suivante :

$$P_{fo} = \frac{A^2}{2}\left(\frac{\tau}{T}\right)^2 = P_{moy}\rho = P_{puls}\rho^2 \qquad \textbf{(I - 9)}$$

La puissance totale du signal, ou plus précisément la somme des puissances de chaque raie du spectre, correspond à la puissance moyenne du signal dans le domaine temporel. D'autre part, on peut définir, à partir du rapport cyclique, les **pertes dynamiques** du signal par l'expression $20\log\left(\frac{\tau}{T}\right)$. Ces pertes caractérisent la différence de niveaux de puissance de la raie centrale dans le domaine spectral qui existe entre le mode CW pulsé et le mode CW entretenu.

1.2.3 *Cas d'un signal RF à enveloppe complexe:*

Généralement, les signaux RF à enveloppe complexe, utilisés pour la caractérisation des amplificateurs de puissance, utilisent des techniques de modulations numériques. L'utilisation de ce type de signaux est justifiée par la capacité de ces derniers à contenir une importante quantité d'information sans consommer des ressources physiques considérables, comme la largeur de bande ou la puissance. Un signal RF modulé s'écrit sous la forme suivante **[2]** :

$$v(t) = A(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \qquad \textbf{(I - 10)}$$

Où ***A(t)*** représente la variation d'amplitude instantanée, ***φ(t)*** la variation de phase instantanée et f_0 représente la fréquence de la porteuse située au centre de la bande du signal. Analytiquement, l'écriture complexe de ***v(t)*** est la suivante :

$$\tilde{v}(t) = \tilde{V}_{ENV}(t)\ e^{j2\pi f_0 t} \qquad \textbf{(I - 11)}$$

Où $\tilde{V}_{ENV}(t)$ représente l'enveloppe complexe, de variation lente par rapport à la fréquence porteuse du signal. $\tilde{V}_{ENV}(t)$ s'exprime en fonction de ***A(t)*** et ***φ(t)*** :

$$\tilde{V}_{ENV}(t) = A(t)\ e^{j\varphi(t)}$$

$$= \underbrace{A(t)\cos(\varphi(t))}_{\boldsymbol{I(t)}} + j\ \underbrace{A(t)\sin(\varphi(t))}_{\boldsymbol{Q(t)}} \qquad \textbf{(I - 12)}$$

Les parties réelle et imaginaire de l'enveloppe complexe sont souvent appelées composantes ***IQ***, et le signal réel ***v(t)*** s'exprime en fonction de ***I(t)*** et ***Q(t)*** de la façon suivante :

$$v(t) = I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t) \qquad \textbf{(I - 13)}$$

Cette expression peut s'appliquer à n'importe quel type de signal à bande étroite. Par exemple, pour un signal CW il suffit de prendre ***I(t)=cte*** et ***Q(t)=0***. Pour obtenir un signal CW pulsé, il faut prendre pour ***I(t)*** la représentation de l'impulsion et ***Q(t)=0***.

Pour les différentes modulations numériques existantes (QPSK, 16 QAM, BPSK etc.), le schéma de principe est relativement simple **[16]** (équation (I-13)) :

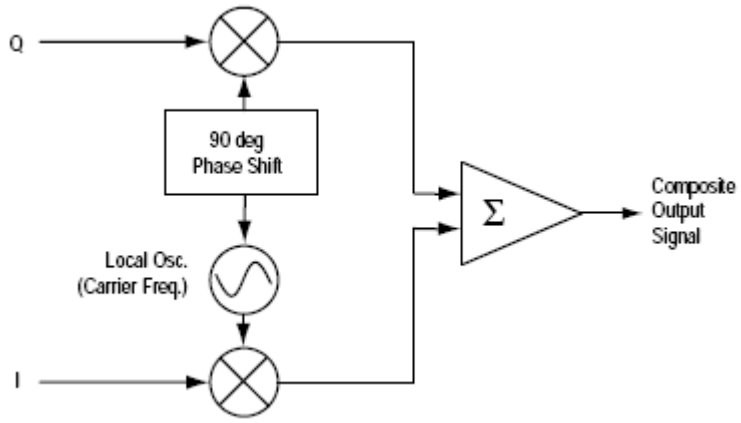


Figure I - 7 : Principe de la mise en œuvre d'une modulation numérique.

Puisque la forme des signaux sur les voies I et Q décide de la variation ou non de l'enveloppe du signal, on définit le diagramme de constellation comme étant la variation du signal sur la voie Q en fonction de celui sur la voie I. ce diagramme va permettre de savoir si l'enveloppe du signal varie ou pas. Voici quelques exemples de diagrammes de constellation de quelques modulations numériques :

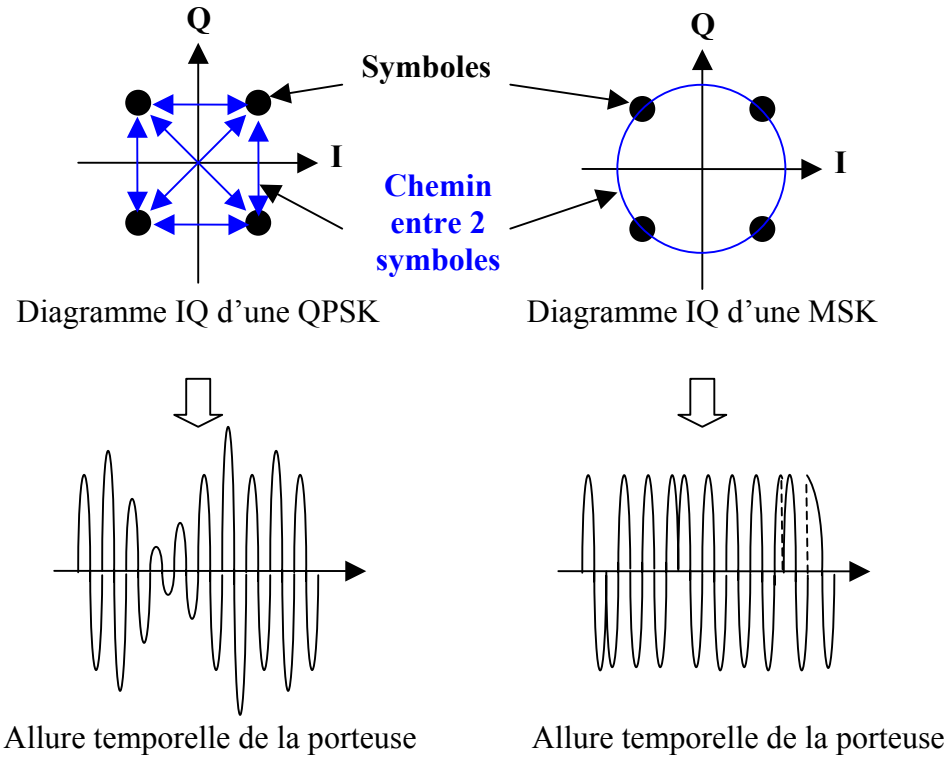
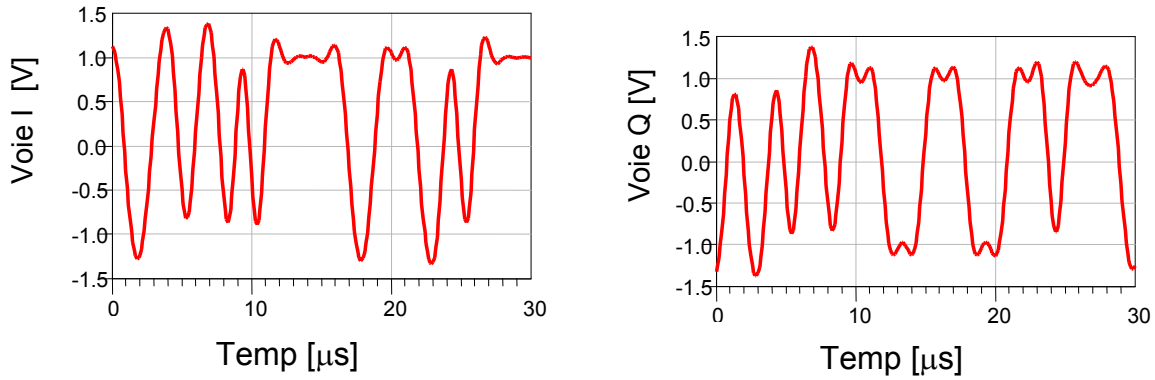


Figure I - 8 : Exemples de diagrammes de constellations et mise en évidence de leurs effets sur l'enveloppe du signal.

On remarque ici que pour un diagramme de constellation donné, suivant le chemin parcouru d'un symbole à l'autre, l'enveloppe du signal modulé peut varier ou non. Les composantes ***I(t)*** et ***Q(t)*** peuvent prendre plusieurs états et varient au rythme des débits de

données à transmettre comme le montre l'exemple suivant d'un signal modulé QPSK (figure I-9 a et b).



a) *b)*

Figure I - 9 : Variation des voies I et Q en fonction du temps pour une modulation QPSK avec un débit de symbole de 1MHz et filtrée avec un cosinus surélevé (α = 0.35).

Le diagramme de constellation IQ correspondant est le suivant :

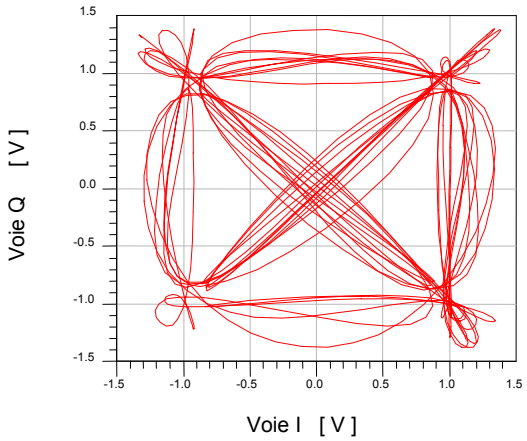


Figure I - 10 : Diagramme de constellation IQ d'une modulation QPSK.

On remarque l'effet du filtrage qui transforme le lieu des symboles en un nuage de points, afin de limiter la largeur de bande du signal modulé

Dans ce type de signal, il apparaît une variation de l'amplitude de l'enveloppe du signal RF (figure I-11), définie comme la partie réelle de l'enveloppe complexe. Cela se traduit par une variation de la puissance instantanée. On définit alors la puissance moyenne, la puissance maximale (ou crête), (figure I-12).

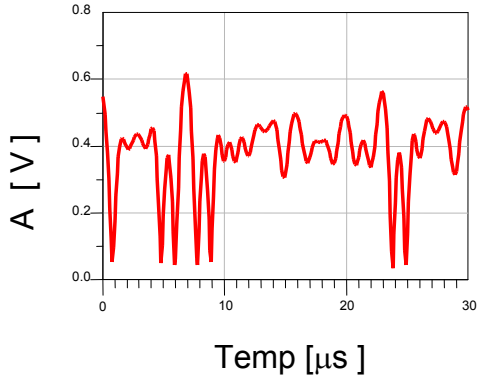


Figure I - 11 : Variation de l'enveloppe du signal RF *v(t)* en fonction du temps pour une modulation QPSK.

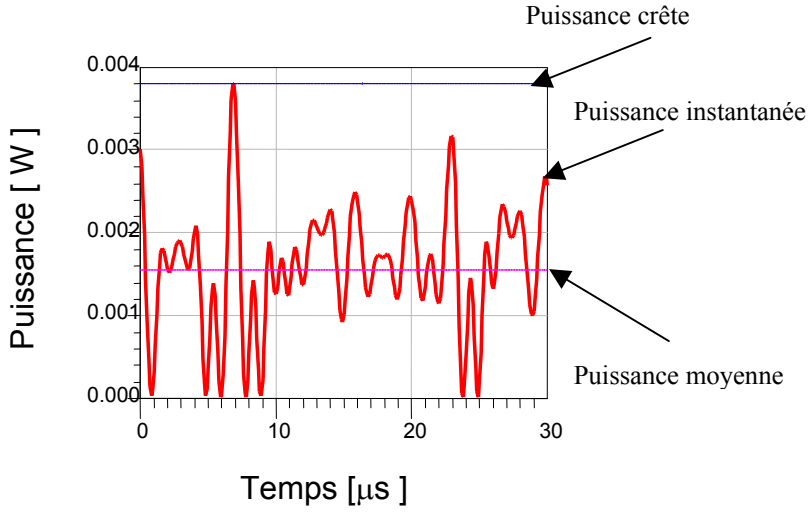


Figure I - 12 : Evolution de la puissance d'un signal QPSKen fonction du temps

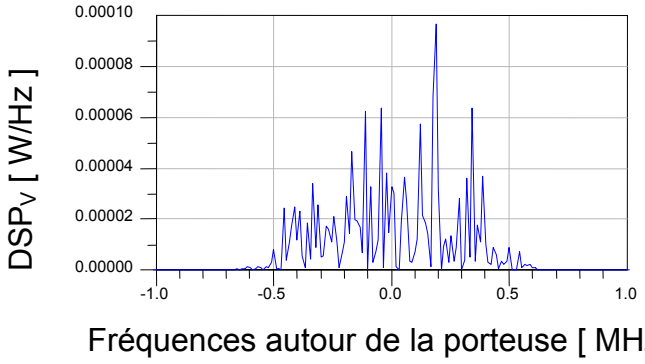


Figure I - 13 : Densité spectrale de puissance du signal *v(t)*.

Sachant que le signal ***v(t)*** est aléatoire, stationnaire et ergodique **[3]**, d'après le théorème de Wiener-Kintchine, on peut dire que la densité spectrale de puissance d'un signal aléatoire à travers une charge résistive de 1 Ω,, est la transformée de Fourrier de sa fonction d'auto corrélation :

$$DSP_V(f) = TF[R_{vv}(\tau)] \quad \textbf{(I - 14)}$$

D'autre part la puissance moyenne du signal ***v(t)*** est donnée par la relation suivante :

$$P_{moy} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} v(t)v(t)dt \quad \textbf{(I - 15)}$$

Donc :

$$P_{moy} = \left[R_{vv}(\tau)\right]_{\tau=0} \quad \textbf{(I - 16)}$$

Selon l'équation I-14, on a :

$$P_{moy} = TF^{-1}[DSP_V(f)] \quad \textbf{(I - 17)}$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} DSP_V(f)df \quad \textbf{(I - 18)}$$

On définit le facteur de crête, dit PAR (Peak to Average Ratio) comme étant le rapport de la puissance instantanée maximale (puissance crête) sur la puissance moyenne :

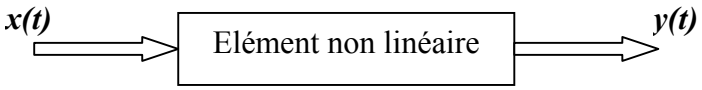
$$PAR_{[dB]} = 10\log_{10}\left(\frac{Puissance\ \ crête}{Puissance\ \ moyenne}\right) \quad \textbf{(I - 19)}$$

Le PAR nous renseigne sur la dynamique du signal en terme de puissance. Cette grandeur est très utile, puisqu'en connaissant la puissance moyenne et le PAR d'un signal, on peut éviter de faire fonctionner un amplificateur de puissance dans la zone de saturation.

L'équation (I-18) montre que la puissance moyenne est égale à l'intégrale de la Densité Spectrale de Puissance $DSP_V(f)$ communément appelée puissance de canal. Cette notion de puissance de canal est très importante lors de mesure d'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio). L'ACPR est l'un des critères qui décrit la linéarité des amplificateurs de puissance RF en présence de signaux RF à enveloppe complexe. Les non-linéarités engendrées dans les transistors font faire subir aux signaux d'origine un certain nombre de distorsions que nous allons maintenant décrire.

1.3 LES EFFETS NON LINEAIRES DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE :

Après avoir décrit les différentes formes de signaux RF, nous nous attachons à décrire les différentes distorsions qu'ils subissent lorsqu'ils sont soumis aux non-linéarités des composants ou des amplificateurs. Tout élément non-linéaire et sans mémoire (dans un premier temps), peut être représenté par une boite noire, et on peut exprimer le signal de sortie ***y(t)*** en fonction du signal d'entrée ***x(t)*** par un polynôme de degré ***n*** :



$$y(t) = b_0 + b_1 x(t) + b_2 x^2(t) + b_3 x^3(t) + \ldots + b_n x^n(t) \qquad \textbf{(I - 20)}$$

Généralement 3 termes suffisent pour décrire le comportement non-linéaire d'un amplificateur de puissance. De plus, la puissance du signal ***y(t)*** ne peut pas dépasser la puissance saturation, ce qui implique forcément que le terme b_3 est négatif.

Nous allons définir la conversion (AM-AM), (AM/PM), le produit d'intermodulation d'ordre 3 (C/I_3) en présence de deux signaux CW de fréquences décalées et finalement l'ACPR et le NPR (Noise Power Ratio) en présence d'un signal multi-porteuses.

1.3.1 *Distorsions d'un amplificateur de puissance en présence d'un signal CW :*

En présence d'un seul signal CW, les caractéristiques mono-porteuse sont couramment mesurées, à savoir les courbes de conversions AM/AM (conversion d'amplitude) et AM/PM (conversion de phase), ainsi que les courbes de rendement et de puissance. Ces caractéristiques mesurées pour plusieurs niveaux de la puissance d'entrée, permettent de délimiter grossièrement les zones optimales de fonctionnement en matière de gain, rendement et linéarité.

Dans ce cas le signal d'entrée de l'amplificateur s'écrit :

$$x(t) = a\cos(2\pi f_0 t) \qquad \textbf{(I - 21)}$$

En prenant ***n*** = 3 dans l'expression I-20 :

$$y(t) = b_0 + b_1 a\cos(2\pi f_0 t) + b_2 a^2 \cos^2(2\pi f_0 t) + b_3 a^3 \cos^3(2\pi f_0 t) \quad \textbf{(I - 22)}$$

$$= \left[b_0 + \frac{b_2 a^2}{2}\right] + \left[b_1 a + \frac{3b_3 a^3}{4}\right]\cos(2\pi f_0 t) + \frac{b_2 a^2}{2}\cos(2\times 2\pi f_0 t) + \frac{b_3 a^3}{4}\cos(3\times 2\pi f_0 t) \quad \textbf{(I - 23)}$$

Cette équation met en évidence l'apparition d'une composante DC et de fréquences harmoniques en sortie de l'amplificateur de puissance, comme illustré sur la figure I-14 :

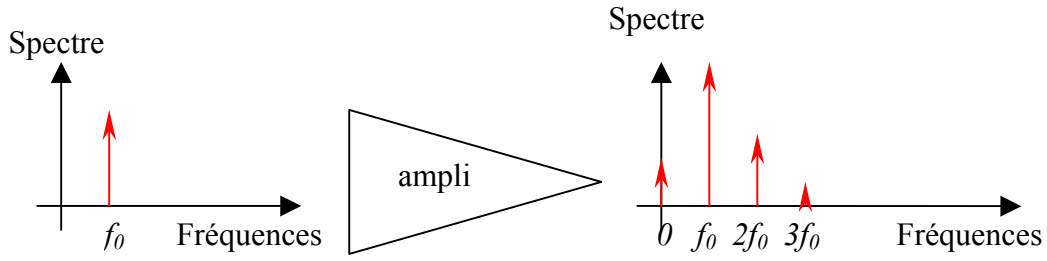


Figure I - 14 : Distorsion par l'apparition des fréquences harmoniques.

Par un simple filtrage on peut se débarrasser de la composante DC du signal de sortie ***y(t)***, et on peut alors réécrire l'équation (I-23) de la façon suivante :

$$y(t) = G_1\cos(2\pi f_0 t) + G_2\cos(2\times 2\pi f_0 t) + G_3\cos(3\times 2\pi f_0 t) \quad \textbf{(I - 24)}$$

Avec :

$$G_1 = \left[b_1 a + \frac{3b_3 a^3}{4}\right] \quad \textbf{(I - 25)}$$

$$G_2 = \frac{b_2 a^2}{2} \quad \textbf{(I - 26)}$$

$$G_3 = \frac{b_3 a^3}{4} \quad \textbf{(I - 27)}$$

On remarque que la composante fondamentale du signal de sortie a une amplitude G_1, inférieure à $b_1 a$ (gain linéaire) comme $b_3 < 0$. Ce phénomène est appelé la compression de gain (ou expansion de gain si b3>0). D'autre part le gain à la fréquence fondamentale est donné par :

$$G = 20\log\left(\frac{b_1 a + \frac{3b_3 a^3}{4}}{a}\right) \quad \textbf{(I - 28)}$$

$$= 20\log\left(b_1 + \frac{3b_3 a^2}{4}\right) \quad \textbf{(I - 29)}$$

On définit alors le gain linéaire $\boldsymbol{G_0}$ comme suit :

$$G_0 = 20\log(b_1) \quad \textbf{(I - 30)}$$

L'équation (I-29) montre que pour des valeurs d'amplitudes du signal d'entrée importantes le gain en tension (ou en puissance) diminue. Quand $\boldsymbol{G}$ diminue de 1dB, on parle du gain à 1dB de compression. Cet effet non-linéaire est caractérisé par la courbe de conversion AM-AM ou l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée comme le montre la figure I-15 :

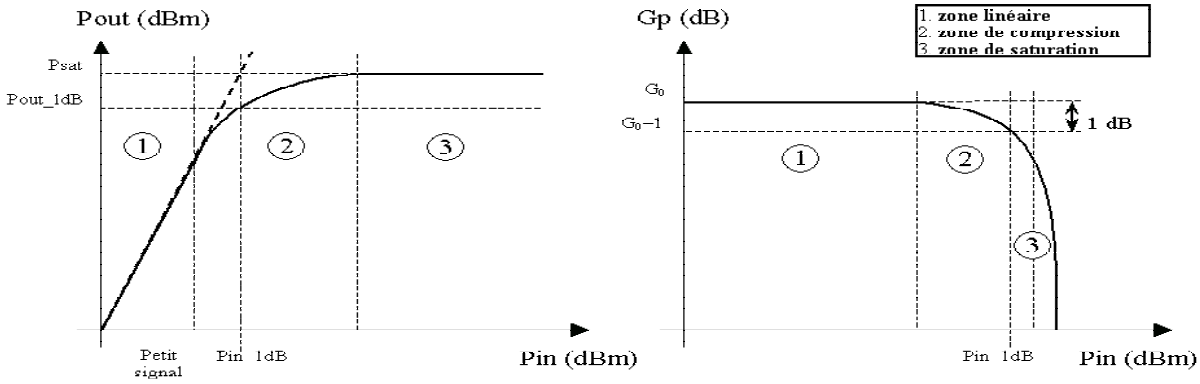


Figure I - 15 : Courbes typiques de la puissance de sortie P_{out} et du gain G en fonction de la puissance d'entrée P_{in}.

On peut donc comparer les performances des amplificateurs de puissance entre eux grâce à ce type de courbes. Néanmoins, la diversité des applications fait que cette comparaison devient difficile en utilisant les valeurs absolues des puissances mises en jeu. Il est plus cohérent d'utiliser des figures de mérite, ou points remarquables, que sont les points de puissance (entrée et sortie), correspondant à 1 ou 2dB de compression de gain. Les puissances d'entrée et de sortie de l'amplificateur sont alors définies par rapport à ces points remarquables.

On définit alors le niveau de recul de puissance d'entrée (ou de sortie), communément appelé IBO (Input Back Off) (ou OBO (Output Back Off)), comme étant l'écart en dB par rapport à la puissance d'entrée (ou de sortie) à 2dB de compression de gain :

$$IBO_{2dB}[dB] = P_{IN}[dBm] - \{P_{IN}[dBm]\}_{2dB}$$
$$OBO_{2dB}[dB] = P_{OUT}[dBm] - \{P_{OUT}[dBm]\}_{2dB} \quad \textbf{(I - 31)}$$

On peut aussi prendre en compte les distorsions de phase introduites par la non-linéarité de l'amplificateur de puissance en réécrivant le signal d'entrée sous la forme suivante:

$$x(t) = a\cos(2\pi f_0 t + \varphi) \quad \textbf{(I - 32)}$$

$$= a\cos(\Psi) \quad \textbf{(I - 33)}$$

Le signal de sortie peut être modélisé par une relation périodique en **Ψ** et décomposable en série de Fourrier :

$$y(t) = T(a, \Psi) \quad \textbf{(I - 34)}$$

$$= 0.5b_0(a) + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n(a)\cos(n\Psi) + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n(a)\sin(n\Psi) \quad \textbf{(I - 35)}$$

Avec $b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} T(a,\Psi)\cos(n\Psi)d\Psi$ et $c_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} T(a,\Psi)\sin(n\Psi)d\Psi$.

Si on ne considère que la composante à la fréquence fondamentale, on obtient une relation, entre le signal d'entrée et celui de la sortie, qui correspond à un gain complexe :

$$y_{f_0}(t) = b_1(a)\cos(2\pi f_0 t + \varphi) + c_1(a)\sin(2\pi f_0 t + \varphi) \quad \textbf{(I - 36)}$$

$$= f(a)\cos(2\pi f_0 t + \varphi + \Phi(a)) \quad \textbf{(I - 37)}$$

La formule (I-37) montre que lorsque l'amplitude du signal d'entrée augmente la phase du signal de sortie varie. On parle alors de la conversion AM-PM illustrée sur la figure suivante :

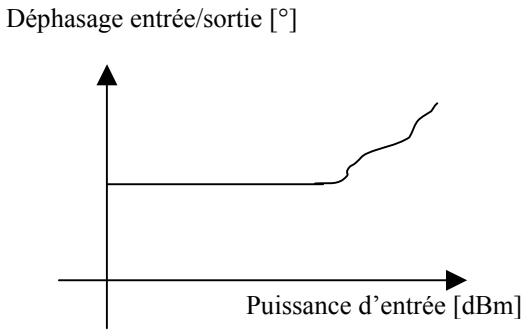


Figure I - 16 : Conversion AM-PM.

Comme nous venons de le voir, les caractérisations AM-AM et AM-PM constituent les figures de mérite usuelles pour la caractérisation des amplificateurs en présence d'un seul signal CW. D'autre part, ces figures dépendent de la fréquence du signal CW de test, c'est ce qu'on appelle les effets mémoire haute fréquence. Les effets de mémoire proviennent des constantes de temps courtes du même ordre de grandeur que la période de la porteuse HF. Ces constantes de temps sont principalement liées à la structure physique de l'amplificateur comme les éléments semi-conducteurs du composant et les circuits d'adaptations. La figure suivante montre une variation typique du gain (un point de la courbe de caractérisation AM-AM) en fonction de la fréquence d'un amplificateur de puissance :

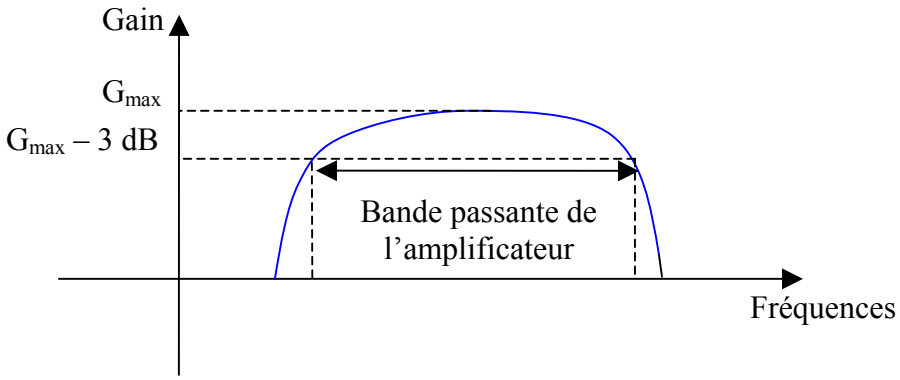


Figure I - 17 : Illustration des effets mémoire HF d'un amplificateur.

Bien qu'indispensables, ces courbes ne sont cependant, pas suffisantes pour une caractérisation complète des dispositifs non-linéaires excités par des signaux de forme quelconque. Pour cela, on fait appel à des figures de mérite à deux ou plusieurs porteuses.

1.3.2 *Distorsions d'un amplificateur de puissance en présence de deux signaux CW :*

Les mesures à 2 porteuses sinusoïdales non modulées permettent une quantification au premier ordre de la distorsion apportée à une transmission multi-utilisateurs ou multi-canaux, du fait de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance. Dans ce cas le signal d'entrée s'écrit sous la forme suivante :

$$x(t) = a\cos(\omega_1 t) + a\cos(\omega_2 t + \varphi) \quad \textbf{(I - 38)}$$

L'équation (I-20) développée à l'ordre 3 donne :

$$\begin{aligned} y(t) &= b_0 + b_1 a\cos(\omega_1 t) + b_1 a\cos(\omega_2 t + \varphi) \\ &+ b_2 a^2\left[\frac{1}{2}\cos(2\omega_1 t) + \cos((\omega_1+\omega_2)t+\varphi) + \cos((\omega_1-\omega_2)t-\varphi) + \frac{1}{2}\cos(2\omega_2 t + 2\varphi)\right] \\ &+ \frac{b_3 a^3}{4}\begin{bmatrix} \cos(3\omega_1 t) + 3\cos((2\omega_1+\omega_2)t+\varphi) + 3\cos((2\omega_1-\omega_2)t-\varphi) \\ + 3\cos((\omega_1+2\omega_2)t+2\varphi) + 3\cos((2\omega_2-\omega_1)t+2\varphi) \\ + 9\cos(\omega_1 t) + \cos(3\omega_2 t + 3\varphi) + 9\cos(\omega_2 t + \varphi) \end{bmatrix} + \cdots \end{aligned}$$

(I - 39)

Cette équation met en évidence l'apparition de composantes parasites dues à la non-linéarité de l'amplificateur, (figure I-18), appellées produits d'intermodulation. Les produits d'intermodulation correspondent à une combinaison linéaire des fréquences fondamentales ω_1 et ω_2. On distingue alors :

- Les produits d'intermodulation du second ordre IM_2 situés à $\omega_1+\omega_2$ et à $\omega_1-\omega_2$.
- Les produits d'intermodulation du troisième ordre IM_3 situés à $2\omega_1+\omega_2$, $2\omega_1-\omega_2$, $2\omega_2+\omega_1$ et $2\omega_2-\omega_1$.
- Les produits d'intermodulation du cinquième ordre IM_5 situés à $3\omega_1+2\omega_2$, $3\omega_1-2\omega_2$, $3\omega_2+2\omega_1$ et $3\omega_2-2\omega_1$.

Les produits d'ordre impair ($2\omega_1-\omega_2$, $2\omega_2-\omega_1$, $3\omega_1-2\omega_2$ et $3\omega_2-2\omega_1$) se trouvent dans la bande utile du signal de sortie comme le montre la figure suivante :

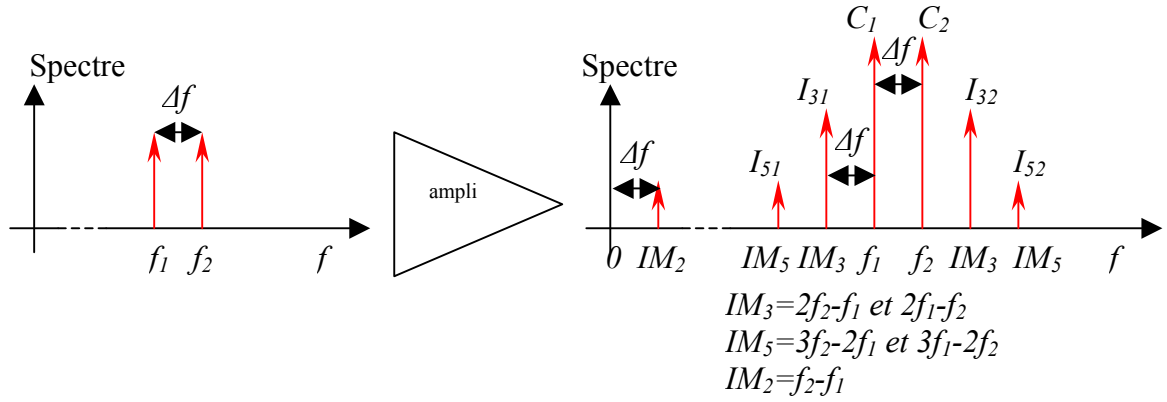


Figure I - 18 : Spectre de sortie d'un signal deux tons et distorsions dues à un amplificateur de puissance.

On définit alors les rapports de puissance des raies porteuses sur les produits d'intermodulation d'ordre 3 (C/I_3) et d'ordre 5 (C/I_5) comme ci-dessous qui sont des grandeurs caractéristiques de la non-linéarité d'un amplificateur de puissance :

$$C/I_3[dBc] = 10\log\left[\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_{31}|^2 + |I_{32}|^2}\right] \quad \textbf{(I - 40)}$$

$$C/I_5[dBc] = 10\log\left[\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_{51}|^2 + |I_{52}|^2}\right] \quad \textbf{(I - 41)}$$

D'autre part, on peut tracer les caractéristiques AM-AM des raies C_1+C_2 et des raies I_{31}+I_{32} sur le même graphe, (figure I-18), en prolongeant les deux courbes en partant de la zone linéaire pour obtenir un point imaginaire appelé point d'interception d'ordre 3, (on peut aussi de la même façon définir le point d'interception d'ordre 5).

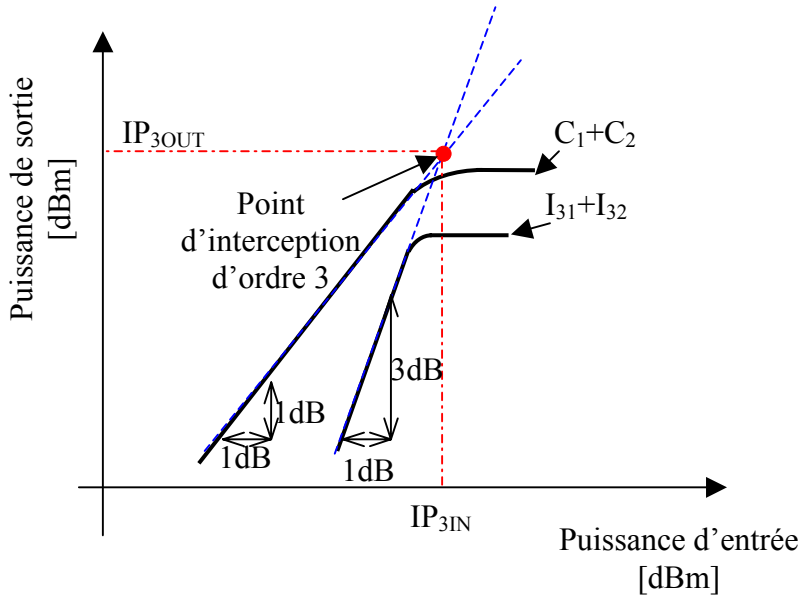


Figure I - 19 : Détermination du point d'interception d'ordre 3.

Un signal à deux porteuses sinusoïdales n'est évidemment pas pleinement représentatif des signaux réellement utilisés dans les applications de télécommunications, notamment parce que son rapport puissance crête sur puissance moyenne n'est que de 3 dB d'une part et sa densité spectrale de puissance est donc trop simple pour représenter le cas de signaux réels. D'autre part des figures de mérite tel que le point d'interception d'ordre 3 (figure I-19), sont étroitement liées à l'écart en fréquence entre les raies du signal bi-porteuses utilisé lors de ce type de caractérisation. Ce phénomène est causé par les effets mémoire basses fréquences. Ces effets sont dus à des constantes de temps longues, c'est-à-dire du même ordre de grandeur que la période de l'enveloppe du signal bi-porteuses. Ces constantes de temps sont la manifestation de phénomènes électriques et électro-thermiques propres à l'amplificateur. Les phénomènes électriques proviennent essentiellement des éventuels effets de piège existants dans les transistors, ainsi que des circuits de polarisation et d'adaptation à leurs accès. Quant aux phénomènes électro-thermiques, ils sont dus à la dépendance de la température des éléments semi-conducteurs. Les effets de mémoire basses fréquences n'apparaissent qu'en présence d'un signal à enveloppe variable.

Des grandeurs plus représentatives pour les signaux à enveloppe complexe ont été définis tel que l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), le NPR (Noise Power Ratio) ou l'EVM (Error Vector Measurement). Observer l'effet non-linéaire d'un amplificateur de puissance sur ces grandeurs est donc indispensable pour le caractériser le plus fidèlement possible.

1.3.3 Distorsions d'un amplificateur de puissance en présence d'un signal à enveloppe complexe :

Les effets non linéaires d'un amplificateur de puissance sur un signal à enveloppe complexe se manifestent en HF par un étalement spectral significatif ce qui implique une dégradation de l'ACPR et du NPR. Ces effets sont également ressentis en bande de base, ce qui implique une distorsion du diagramme IQ et quantifie par la mesure de l'EVM.

1.3.3.1 L'ACPR :

La dégradation de l'ACPR à travers un amplificateur de puissance est illustrée sur la figure I-20. L'ACPR droit, (respectivement l'ACPR gauche), est définie comme étant le rapport de la puissance dans le canal adjacent droit, (respectivement gauche), sur la puissance dans le canal principal. On définit également l'ACPR *alternate* droit ou gauche comme étant le rapport de la puissance dans le canal *alternate* droit ou gauche sur la puissance dans le canal principal. Le canal *alternate* est le canal adjacent au canal adjacent **[4]**. Cette grandeur, rend compte de la puissance rejetée dans le canal suivant et est nécessaire dans le cas de normes très exigeantes en termes de linéarité.

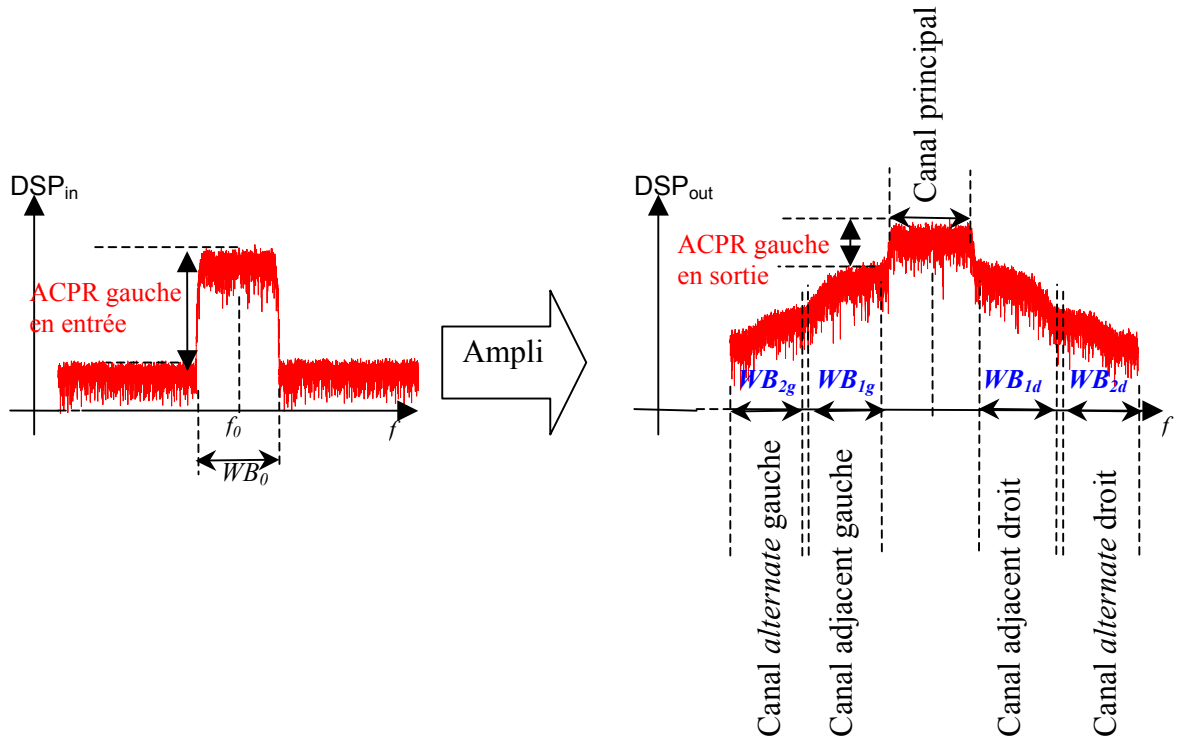


Figure I - 20 : Dégradation de l'ACPR d'un signal à enveloppe complexe à la sortie d'un amplificateur de puissance.

Les expressions de l'ACPR droit et l'ACPR *alternate* droit sont les suivantes :

$$ACPR_{droit}[dBc] = \frac{Puissance\ \ du\ \ canal\ \ adjacent\ \ droit}{Puissance\ \ du\ \ canal\ \ principal}$$

$$= \frac{\int_{BW_{1d}} DSP_{out}(f)\,df}{\int_{BW_0} DSP_{out}(f)\,df} \qquad \textbf{(I - 42)}$$

$$ACPR_{alternate}[dBc] = \frac{Puissance\ \ du\ \ canal\ \ alternate\ \ droit}{Puissance\ \ du\ \ canal\ \ principal}$$

$$= \frac{\int_{BW_{2d}} DSP_{out}(f)\,df}{\int_{BW_0} DSP_{out}(f)\,df} \qquad \textbf{(I - 43)}$$

On peut aussi définir l'ACPR total comme étant le rapport entre le double de la puissance moyenne observée dans le canal principal et la puissance moyenne observée dans les canaux adjacents **[5]** :

$$ACPR_{total}[dBc] = \frac{2 \times \int_{BW_0} DSP_{out}(f)\,df}{\int_{BW_{1d}} DSP_{out}(f)\,df + \int_{BW_{1g}} DSP_{out}(f)\,df} \qquad \textbf{(I - 44)}$$

Remarque : La distance de fréquence entre les différents canaux dépend de l'application visée et donc du débit des données à transmettre.

1.3.3.2 Le NPR (Noise Power Ratio) :

Pour simuler un nombre important de canaux de modulation numérique multiplexés en fréquence, on caractérise les amplificateurs de puissance à l'aide d'un bruit blanc gaussien à bande limitée. On applique à l'entrée d'un amplificateur de puissance un signal contenant de multiples porteuses d'amplitudes égales et de phases aléatoires dans le canal principal de façon à utiliser toute la largeur du canal sauf au milieu où quelques porteuses sont omises. Le trou au centre de la bande en entrée permet d'estimer le bruit d'intermodulation en sortie au centre de la bande (il est ici maximum). A la sortie du système, le NPR est alors égal au rapport entre la puissance moyenne utile dans le canal principal ($BW_{porteuses}$) et la puissance

moyenne apparue au milieu du canal principal (BW_{trou}) générée par les non-linéarités, comme le montre la figure I-21.

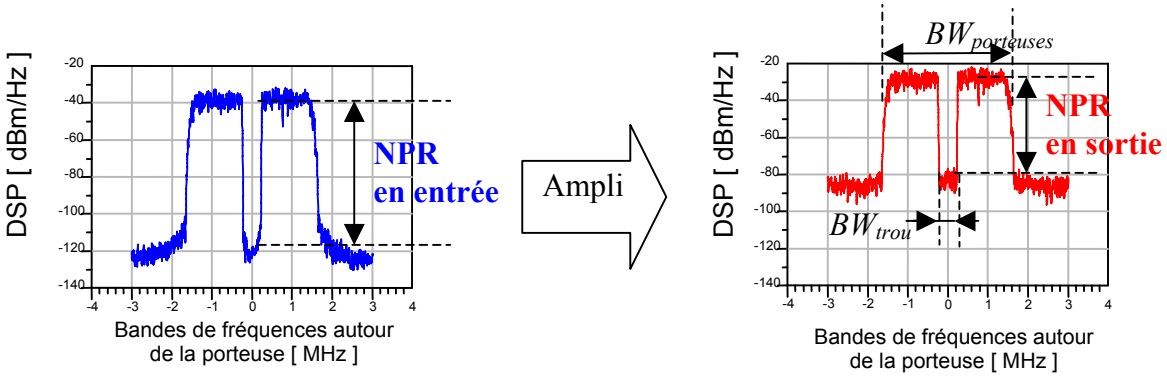


Figure I - 21 : Dégradation du NPR à travers un amplificateur de puissance.

Tout comme l'ACPR, le NPR s'exprime en dBc de la manière suivante :

$$NPR_{[dBc]} = 10\log_{10}\left(\frac{\int_{porteuses} DSP(f)df}{\int_{trou} DSP(f)df} \cdot \frac{BW_{trou}}{BW_{porteuses}}\right) \quad \textbf{(I - 45)}$$

1.3.3.3 L'EVM (Error Vector Magnitude):

L'EVM représente les distorsions, que peut apporter un amplificateur de puissance, d'amplitude et de phase sur le diagramme de constellation I/Q d'une modulation numérique. En sortie de l'amplificateur il faut démoduler le signal comme le montre la figure suivante :

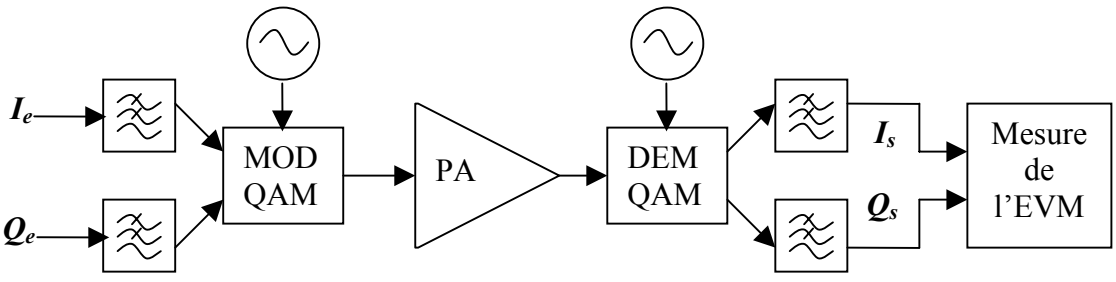


Figure I - 22 : Représentation de la mesure d'EVM.

On s'intéresse au $K^{ième}$ symbole (normalisés à l'unité) reçu ($\widetilde{S}_{in}(K)$) et transmis ($\widetilde{S}_{out}(K)$) représenté par un diagramme polaire (figure I-23). Le vecteur erreur sur ce symbole est définit par la relation vectorielle suivante :

$$\widetilde{E}(K) = \widetilde{S}_{out}(K) - \widetilde{S}_{in}(K) \qquad \textbf{(I - 46)}$$

L'EVM est définit sur N symboles, normalisés à l'unité, par l'erreur quadratique moyenne de $\widetilde{E}(K)$:

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{K=1}^{N}\left|\widetilde{E}(K)\right|^2} \qquad \textbf{(I - 47)}$$

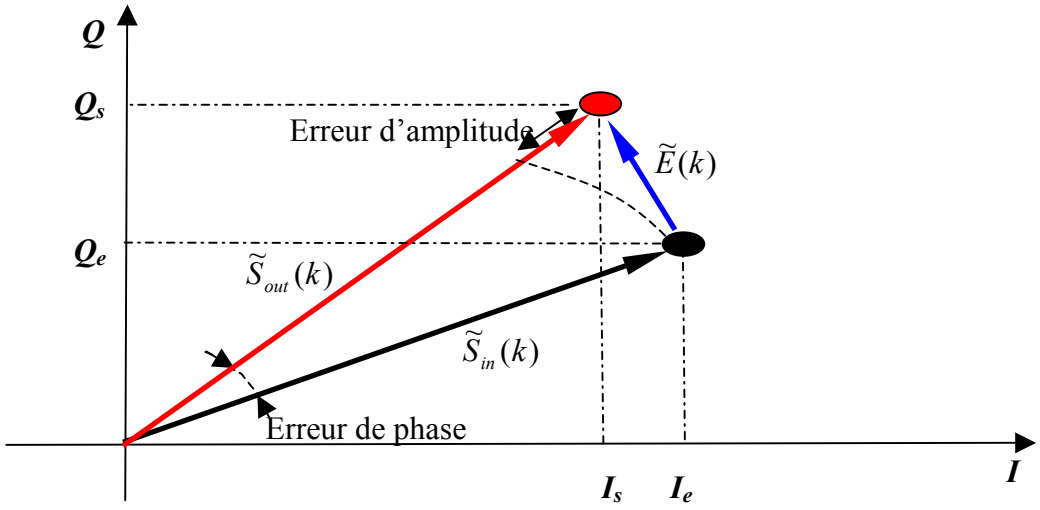


Figure I - 23 : Symbole reçu et émis par un amplificateur de puissance.

Les non-linéarités de l'amplificateur vont générer une déformation de la constellation entraînant ainsi des interférences entre symboles.

Nous nous attacherons dans le paragraphe suivant à décrire les différentes méthodes de caractérisation expérimentale des amplificateurs de puissance et à présenter les bancs de mesures mis en ouvre.

1.4 CARACTERISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE :

Nous avons vu les différents effets des non-linéarités des amplificateurs de puissance sur différents types de signaux. Ces effets non-linéaires sont mis en évidence par différentes grandeurs (rapport C/I, ACPR, etc) pour lesquelles il convient de mettre en œuvre des bancs de caractérisation fonctionnelle permettant leur mesure. Ces caractérisations expérimentales sont indispensables pour vérifier la précision des modèles utilisés dans les logiciels de CAO garantissant ainsi aux concepteurs la validité des résultats obtenus par simulation. De plus, lorsque les modèles n'existent pas ou ne sont pas encore fiables, le concepteur pourra directement tirer partie de ces mesures pour concevoir des circuits répondant aux spécifications visées. Il est également primordial que les systèmes de caractérisation fonctionnelle ainsi que les méthodes de simulation soient au même niveau de maturité garantissant ainsi un résultat optimum. Par exemple, la méthode dite due transitoire enveloppe permet de simuler efficacement le comportement des composants en présence de signaux complexes. Nous allons dans le prochain paragraphe décrire les principaux bancs de caractérisation développés dans divers laboratoires.

1.4.1 *Banc de mesure Source-Pull/Load-Pull :*

Les mesures source-pull/load-pull sont des méthodes de caractérisation expérimentale qui consistent à placer un amplificateur de puissance dans des conditions réelles de fonctionnement (fréquence, polarisation, puissance d'entrée,…) et à étudier son comportement en fonction des impédances de charge et/ou de source présentées à ces accès, au différentes fréquences.

Cette technique s'applique principalement lorsque :

- On ne dispose pas de modèle non linéaire précis du composant, décrivant de manière fiable son comportement pour toutes les conditions d'opérations. Dans ce cas, on cherche à optimiser ces conditions de fonctionnement de manière expérimentale.

- On cherche à valider un modèle non-linéaire, habituellement développé à partir de mesures statiques, en impulsion et de mesures de paramètres S. La caractérisation source-pull/load-pull fournit les mesures complémentaires afin de le vérifier.

Une optimisation expérimentale plus avancée et une vérification plus fine des modèles sont possibles si le système permet de faire varier les impédances aux fréquences harmoniques nf_0 et de mesurer les niveaux de puissance associées. On peut schématiser un banc de caractérisation source-pull/load-pull multiharmonique de la façon suivante :

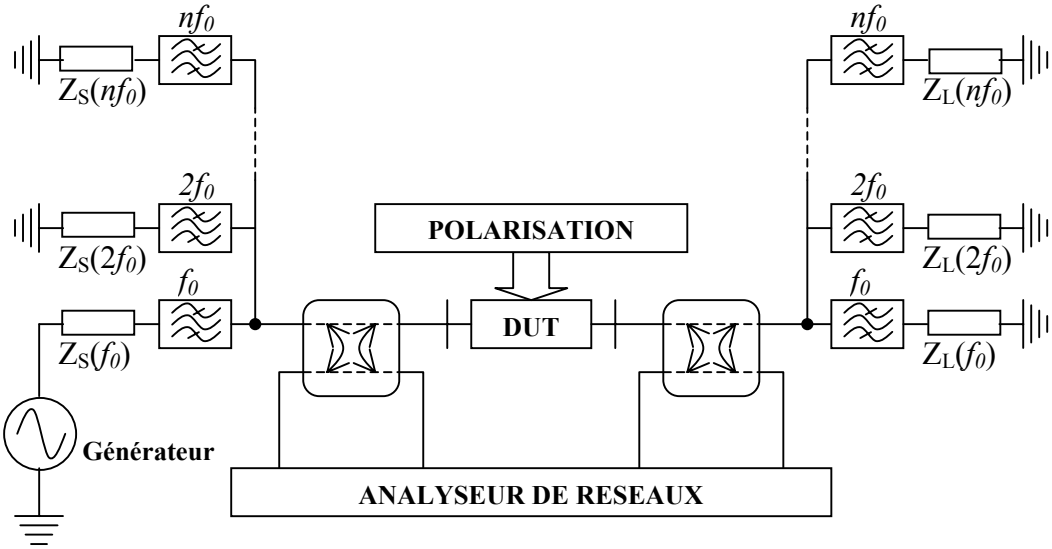


Figure I - 24 : Schéma de principe d'un banc de mesures source-pull/load-pull.

Les deux éléments clefs de cette méthode sont d'une part, l'accès à la mesure des facteurs de réflexion et des puissances aux accès du DUT (via un analyseur de réseaux ou un tuner précaractérisé associé à un wattmètre) et d'autre part, la technique de variation des impédances de charge (Z_L) et de source (Z_S) utilisée : méthode de la charge active ou méthode de la charge passive.

1.4.1.1 Méthode de la charge passive :

La méthode de la charge passive consiste à faire varier la charge vue par le DST au moyen d'un adaptateur passif (tuner). Un tuner contient des éléments réactifs qui peuvent être réalisés par une ligne fendue (coaxiale ou guide d'onde) avec des plongeurs mobiles **[26]**, ou par des circuits constitués de composants semi-conducteurs **[27]**. Les tuners passifs sont très répandus car plusieurs types sont disponibles dans le commerce. On peut connecter un tuner à la sortie du DST des deux manières (voir figure I-25). L'impédance de charge présentée au DST et la puissance mesurée par le wattmètre (voir figure I-25-a) dépendent des paramètres de dispersion du tuner. Si ceux-ci sont précisément connus en fonction des réglages (tuners précaractérisés), la puissance de sortie du DST en fonction de l'impédance de charge peut être

déterminée. Les avantages d'un tel système de mesure sont sa simplicité et son coût relativement faible, puisqu'il ne nécessite pas un analyseur de réseaux. L'inconvénient majeur d'un système à tuner est la limitation en module du facteur de réflexion que le tuner présente à l'accès du DST. Cette limitation est due aux pertes du tuner et des autres éléments qui le relient à l'accès du DST (câbles, té de polarisation, pointes …). Cet inconvénient est d'autant plus critique si on désire caractériser un DST fortement désadapté qui nécessite un facteur de réflexion optimum élevé.

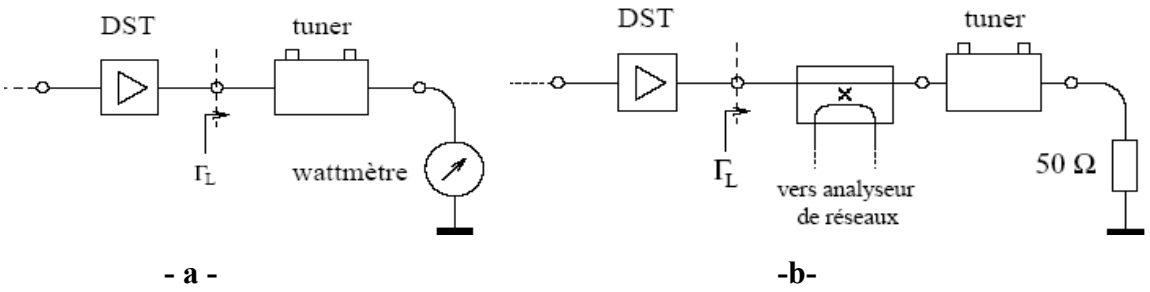


Figure I - 25 : Connexion d'un tuner précaractérisé (figure -a-), et connexion d'un tuner et d'un analyseur de réseaux (figure -b-).

Si on connecte un analyseur de réseaux au moyen d'un coupleur entre le plan d'accès du DST et celui du tuner (figure I-25-b), on obtient un système plus précis, qui ne nécessite pas un tuner précaractérisé. Grâce à un calibrage approprié, l'analyseur de réseaux est capable de mesurer le facteur de réflexion ainsi que la puissance à l'accès du DST. L'avantage de cette architecture par rapport à la précédente est la précision des mesures grâce à l'analyseur de réseaux. Néanmoins, les inconvénients principaux restent les mêmes.

Des solutions commercialisées par certains industriels comme FOCUS **[39]** (voir figure I-26), ou ATS (Maury) **[40]** proposent des solutions d'architecture de bancs de mesures de type source pull/load pull à tuners précaractérisés.

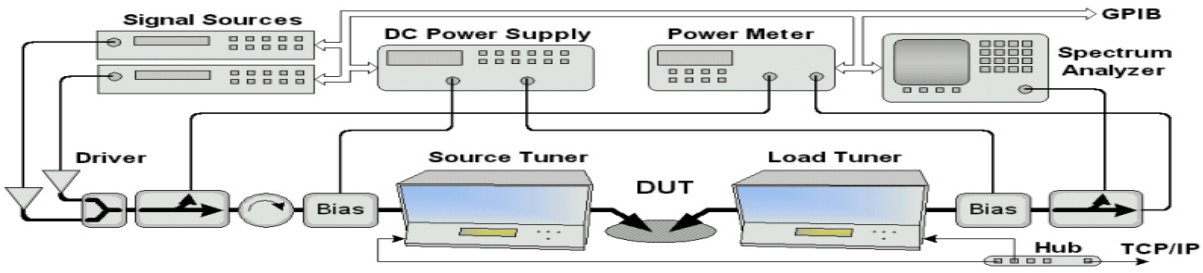


Figure I - 26 : Banc de mesure « load pull » proposé par FOCUS.

Le principal avantage de ces bancs de mesure est leur commercialisation avec des logiciels de contrôle avancés qui facilitent grandement leur utilisation. D'autres solutions qui offrent des

mesures source-pull/load-pull plus précises (utilisation d'un analyseur de réseaux) obéissent au principe de la figure I-25-b **[28][29]**. Par ailleurs, ces systèmes avec un seul tuner en entrée-sortie ne permet le contrôle des impédances présentées aux fréquences harmoniques. Celles-ci sont même inconnues et varient avec l'impédance présentée à la fréquence fondamentale.

Malgré l'extension appréciable de la méthode de la charge passive aux fréquences harmoniques **[27][38]**, les capacités d'un tel système restent limitées : le contrôle des impédances aux différentes fréquences harmoniques ne se fait pas de manière indépendante, et si on veut régler ce problème avec l'ajout de filtres passe-bande et de circulateurs, le problème des pertes s'aggrave.

Une autre technique de variation d'impédance de charge existe pour palier à tous les inconvénients que l'on vient d'énumérer. C'est la méthode dite de la charge active.

1.4.1.2 Méthode de la charge active :

Le principe de cette technique de caractérisation en fort signal a été initiée par Takayama **[30].** Elle est représentée sur la figure suivante :

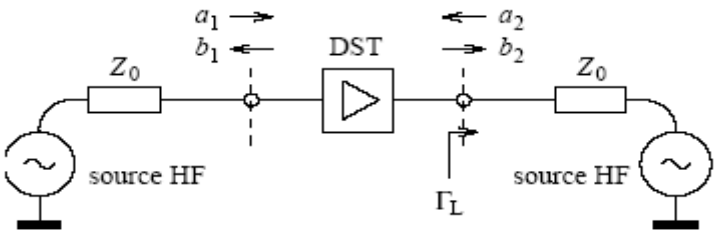


Figure I - 27 : Principe de la charge active.

Cette méthode consiste à injecter simultanément deux ondes a_1 et a_2 à l'entrée et à la sortie du DST à l'aide de deux sources cohérentes d'impédance interne 50 Ω. L'impédance de charge est synthétisée électroniquement en réglant l'amplitude et la phase de l'onde a_2 par rapport à l'onde b_2.

Le coefficient de réflexion de cette charge est donné par le rapport complexe des ondes incidente et réfléchie pris à la fréquence fondamentale:

$$\Gamma_L = \frac{a_2(f_0)}{b_2(f_0)} \qquad \textbf{(I - 48)}$$

La valeur de Γ_L ainsi simulée peut atteindre et même dépasser un module égal à 1, ce qui représente le principal avantage de la technique de la charge active. En pratique, il existe deux façons différentes pour mettre en oeuvre le principe de la boucle active.

La première consiste à utiliser une seule source micro-onde et un diviseur de puissance pour envoyer deux ondes de puissance cohérentes à l'entrée et à la sortie du DST, cette technique est appelée "technique des générateurs synchrones" (voir figure I-28). L'onde issue du générateur est envoyée simultanément à l'entrée et à la sortie du DST grâce au diviseur de puissance. L'atténuateur sur la voie d'entrée permet de régler l'amplitude de l'onde a_1, tandis que l'atténuateur et le déphaseur sur la voie de sortie permettent de régler respectivement l'amplitude et la phase de l'onde a_2. Cette technique est particulièrement intéressante car elle permet de synthétiser toutes les impédances de l'abaque de Smith. En revanche, la mesure des caractéristiques de puissance, ou de rendement en fonction de la puissance d'entrée pour des impédances de charge constantes se révèle difficile.

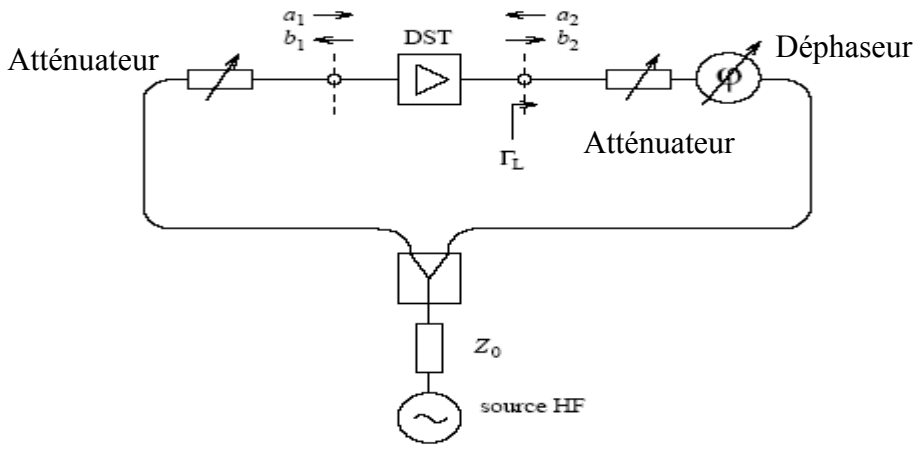


Figure I - 28 : Principe de la méthode des générateurs synchrones.

En effet, une variation en amplitude et en phase des ondes incidentes entraînera une variation de Γ_L. Pour pallier à cet inconvénient majeur, on a recours à l'utilisation de la deuxième méthode qui consiste à réinjecter une partie du signal transmis par le DST à la sortie de celui-ci, on parle alors de "méthode de la boucle active" (Figure I-29) :

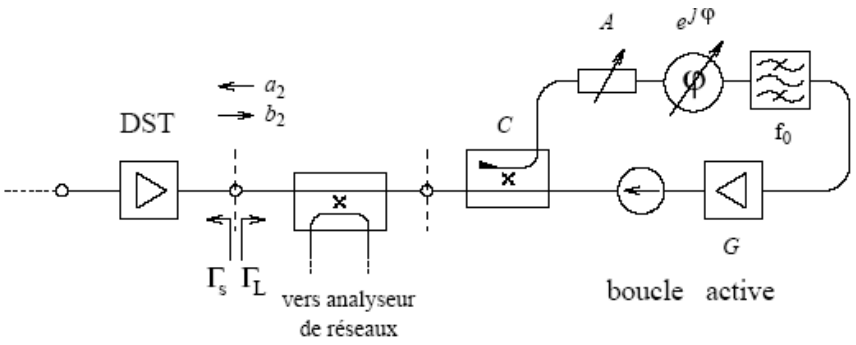


Figure I - 29 : Principe de la méthode de la boucle active.

La méthode de la boucle active consiste à prélever avec un coupleur unidirectionnel une fraction de l'onde b_2 générée par le dispositif sous test. Ensuite, cette onde est atténuée, déphasée et amplifiée, puis réinjectée vers la sortie du DST. La boucle est constituée donc d'un atténuateur variable A et d'un amplificateur à grand gain G afin de contrôler le module du facteur de réflexion Γ_L. La phase est contrôlée au moyen d'un déphaseur variable φ. Le filtre passe bande sert à sélectionner la fréquence de travail de la boucle d'une part, et à éviter ses éventuelles oscillations à des fréquences qui peuvent être aléatoires, ce qui implique que la bande passante du filtre doit être relativement étroite. Toute variation de l'onde b_2 entraîne alors une variation proportionnelle de l'onde a_2 de telle sorte que le rapport Γ_L reste constant :

$$a_2 = b_2 CAG \quad e^{j\varphi} \qquad \textbf{(I - 49)}$$

En effet, le coefficient de réflexion Γ_L, vu par le DST, ne dépend alors que des paramètres de la boucle :

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} = CAG \quad e^{j\varphi} \qquad \textbf{(I - 50)}$$

En conclusion, on peut dire que cette méthode offre les avantages suivants :

- La possibilité de balayage de la totalité de l'abaque de smith.
- La maîtrise des impédances de source et de charge aux différents harmoniques de façon indépendante, quelque soit la forme et le niveau du signal d'excitation, ce qui rend possible l'extraction des caractéristiques de puissance et de rendement d'un amplificateur de puissance.

Les inconvénients majeurs de cette méthode sont le risque d'instabilité de la boucle active et l'obligation d'avoir dans cette boucle un amplificateur à fort gain présentant une dynamique linéaire plus élevée que celle du DST. D'autre part l'utilisation d'un analyseur de

réseaux est indispensable. L'analyseur de réseaux peut être de type homodyne (à base de reflectomètre six-portes) ou hétérodyne (analyseur de réseaux vectoriel).
Les systèmes load-pull à base de reflectomètres six-portes (**[31]** à 2 GHz, **[32]** de 18 à 40 GHz) ainsi qu'à base d'analyseur de réseaux vectoriel (**[33]** : 26 à 40 GHz, **[34]** : 8 à 12 GHz), ont été développés offrant toutes les possibilités de variation de charge et de mesures à la fréquence fondamentale en présence d'un signal CW. Les systèmes les plus appropriés à la caractérisation et à l'optimisation expérimentale sont ceux qui sont capables de faire varier l'impédance de charge aux fréquences harmoniques de manière indépendante en couvrant tout l'abaque de Smith. Dans la pratique, on contrôle la deuxième ou la troisième fréquence harmonique si la fréquence du fondamental n'est pas trop élevée (**[35] [36]**, en utilisant un analyseur de réseaux hétérodyne en mode CW, ou **[37]**, **[6]** et **[7]** en utilisant un analyseur de réseaux six-portes en présence d'un signal CW, ou encore **[14]** en utilisant un analyseur de réseaux hétérodyne en mode CW pulsé).

1.4.2 *Systèmes mesurant la forme d'onde : domaine temporel :*

L'intérêt principal du travail dans le domaine temporel est la possibilité de mesurer la forme d'onde aux accès du composant. Cela est généralement impossible à partir de mesures dans le domaine fréquentiel. Mêmes si les composantes harmoniques du signal sont connues en amplitude, il manque l'information sur la relation de phase entre elles. Une reconstruction correcte du signal temporel par une transformation de Fourier inverse n'est donc pas possible. Plusieurs systèmes ont été proposés qui travaillent dans le domaine temporel, en utilisant des dispositifs de mesure à échantillonnage : oscilloscopes numériques à échantillonnage **[17]**, analyseurs de transitions micro-ondes (MTA : Microwave Transition Analyser) **[18][19][20][21],** ou un analyseur de réseaux vectoriel large signal (NNMS : Non linear Network Measurement System) mis au point par Agilent Technologies à Bruxelles **[22]**. Un certain nombre de bancs de mesure ont été développés mais ils opèrent tous dans un environnement 50 Ω ce qui limite considérablement leur intérêt.

Les systèmes les plus efficaces permettent la mesure des formes d'ondes temporelles des tensions et courants aux accès du composant dans un environnement d'impédances de fermeture variables aux trois premières fréquences harmoniques (méthode "Load-Pull"). En effet, une telle caractérisation permet au concepteur une validation fine des modèles non linéaires du composant ainsi qu'une optimisation visuelle des classes de fonctionnement.

C'est ainsi qu'un tel système a été mis au point à l'IRCOM **[23]** à partir d'un NNMS. Le NNMS est fondé sur l'utilisation de deux analyseurs de transition synchronisés et sur le principe d'un étalonnage rigoureux permettant de connaître les relations d'amplitude et de phase entre les composantes à la fréquence fondamentale et celles aux fréquences harmoniques. Le principe de la mesure est représenté la figure suivante :

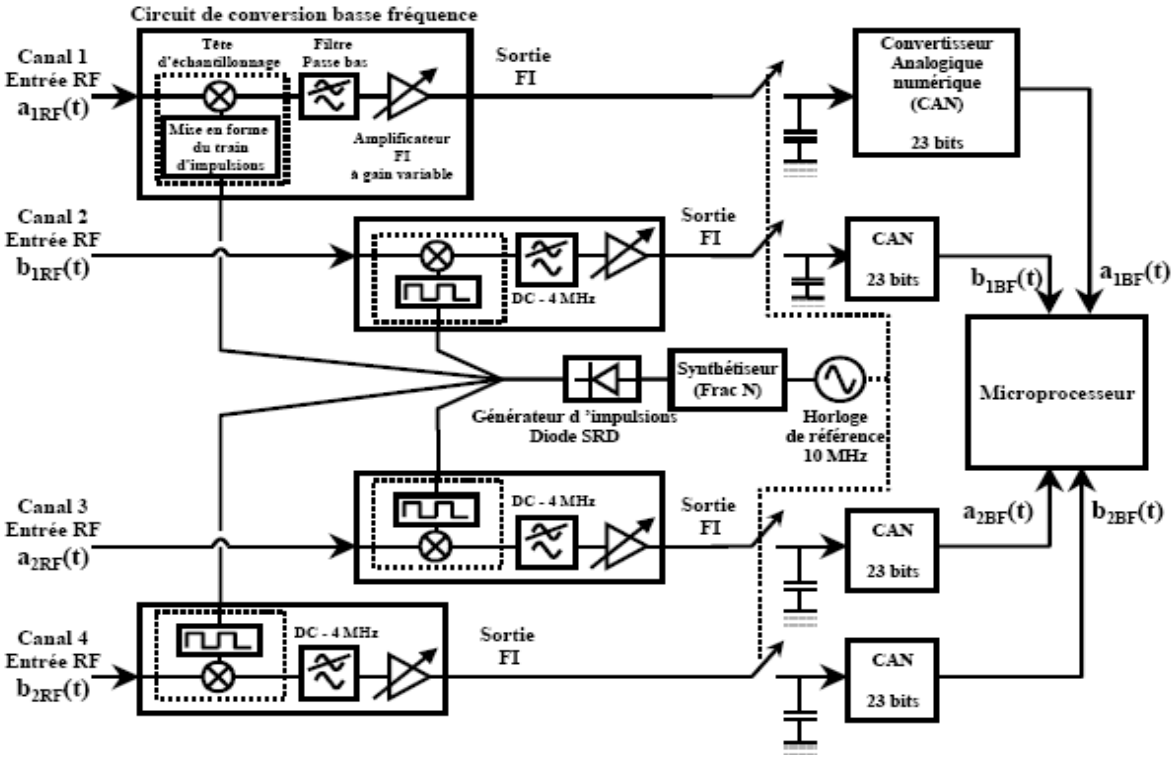


Figure I - 30 : Principe de mesures du banc NNMS de l'IRCOM.

Le système possède 4 canaux identiques dans le but d'effectuer une conversion des hautes fréquences vers la basse fréquence par un système de mélange harmonique (sous échantillonnage). Ces signaux BF sont ensuite échantillonnés et numérisés de manière synchrone permettant ainsi des mesures de phase très précises entre les canaux. En respectant certaines contraintes sur les fréquences RF, du synthétiseur et la fréquence d'échantillonnage des convertisseurs analogique-numérique (CAN) alors les signaux BF numérisés représentent bien les images des signaux RF prélevés aux accès du DUT.

L'horloge de référence à 10 MHz alimente un synthétiseur Frac N capable de générer un signal dont la fréquence est comprise entre 10 et 20 MHz avec une résolution de 1 Hz. Le signal de sortie sinusoïdal de période TH attaque alors une diode Step Recovery Diode (SRD) qui le convertit en un train d'impulsions rectangulaires très étroites (largeur d'impulsion égale à 10 ps) et très riches en harmoniques et dont la période de répétition est TH. Ce train d'impulsions caractérisé dans le domaine fréquentiel par un peigne est ensuite

envoyé vers les têtes d'échantillonnage qui effectuent un mélange entre les signaux micro-ondes d'entrée et le signal issu de la diode SRD. On effectue alors un filtrage BF pour satisfaire au critère de Shannon car les signaux BF sont ensuite échantillonnés à 10 MHz (4MHz<10 MHz/2). Ces signaux sont ensuite amplifiés afin de compenser les pertes. Dans ce système tous les signaux mis en oeuvre (BF ou RF) sont synchronisés sur un même signal de référence de 10 MHz. Il permet donc la mesure des signaux BF représentatifs des signaux RF ou micro-ondes. Une FFT donne la représentation temporelle des signaux. Un exemple de représentation spectrale et temporelle est proposé sur la figure I-31.

La procédure complète d'étalonnage comprend un étalonnage classique à celui réalisé avec un analyseur de réseau vectoriel, un étalonnage en puissance et un étalonnage en phase à partir d'un générateur étalon. Le générateur de référence, une diode SRD, est caractérisée à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage numérique qui a été lui-même pré-étalonné par la technique du « nose to nose » **[24]**. Ainsi les relations de phase entre les composantes harmoniques qu'elle génère sont connues.

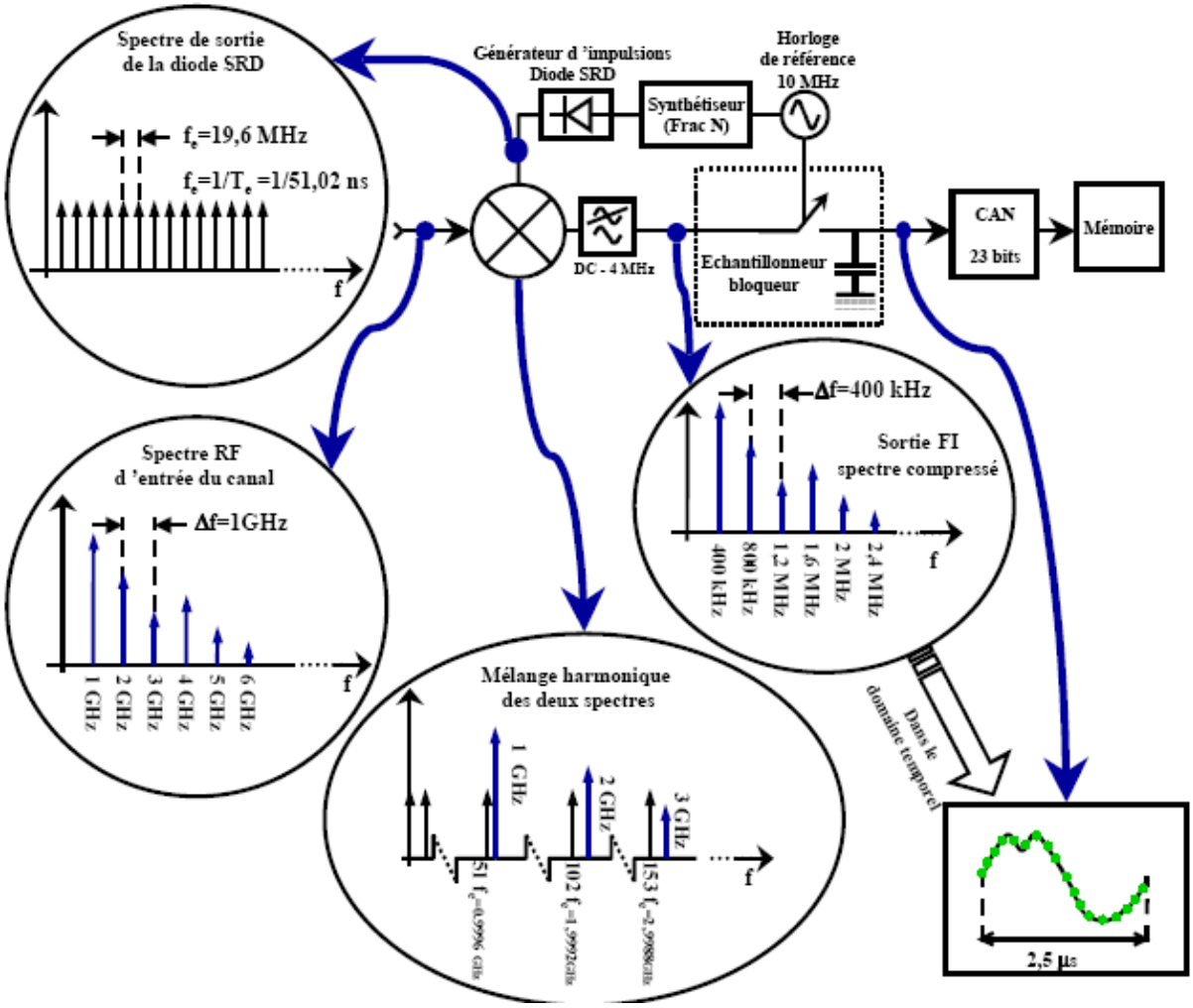


Figure I - 31 : Exemple de reconstitution spectrale et temporelle.

Afin d'effectuer des mesures d'ondes temporelles avec des impédances de charge variable, le système NNMS a été couplé avec un environnement de type « load-pull » multi-harmonique pour un contrôle des trois premiers harmoniques. La bande de fréquence CW fondamentale est comprise entre 0,5 et 2 GHz. L'utilisation du banc de mesure pour des dispositifs soumis à des signaux d'excitation plus complexes (multi-porteuses, signaux modulés) présente des limites notamment pour obtenir certaines relations de commensurabilité entre les différentes fréquences ainsi que pour des phénomènes de recouvrement de spectre pour des fréquences de modulation supérieures à 4 GHz.

1.4.3 Caractérisation d'enveloppes temporelles : Banc de mesure Telecom de l'IRCOM :

L'idée consiste à placer le composant ou l'amplificateur à caractériser dans une chaîne de transmission simplifiée comprenant la partie modulation-démodulation et d'analyser dans le domaine temporel les signaux d'enveloppes du fait des fréquences mises en jeu (quelques MHz). Le principe repose sur la génération et une acquisition numériques en bande de base des enveloppes de modulation. Le modulateur I/Q translate fréquentiellement les enveloppes complexes du domaine bande de base RF vers le domaine RF.

Le schéma du banc Télécom de l'IRCOM est présenté par la figure I-32 **[9]**. Une enveloppe complexe est générée à l'aide d'un générateur de fonctions arbitraires à 2 canaux indépendants AWG (Arbitrary Wave Generator). Le signal numérique est convertit en analogique sur les sorties de l'AWG. Sa fréquence d'échantillonnage est typiquement de 250 MHz et la quantification s'effectue sur 12 bits. Ces 2 voies sont envoyées vers un modulateur IQ, d'où une translation de fréquence du spectre bande de base vers le domaine des micro-ondes. Un système de réjection d'OL composé d'un atténuateur et d'un déphaseur variables, permet de s'affranchir de la composante à la fréquence d'OL en sortie du modulateur I/Q.

Le signal est plus ou moins amplifié avec des atténuateurs programmables et un ampli TOP avant d'être acheminé à l'amplificateur de puissance. La chaîne de réception utilise le même procédé : un démodulateur IQ accède aux parties réelles et imaginaires de l'enveloppe complexe. La connaissance des enveloppes complexes dans les plans du DST nécessite un calibrage de la chaîne de réception uniquement par calibrage des éléments passifs (connaissance des paramètres S) et du démodulateur I/Q (en monoporteuse CW de fréquence variable).

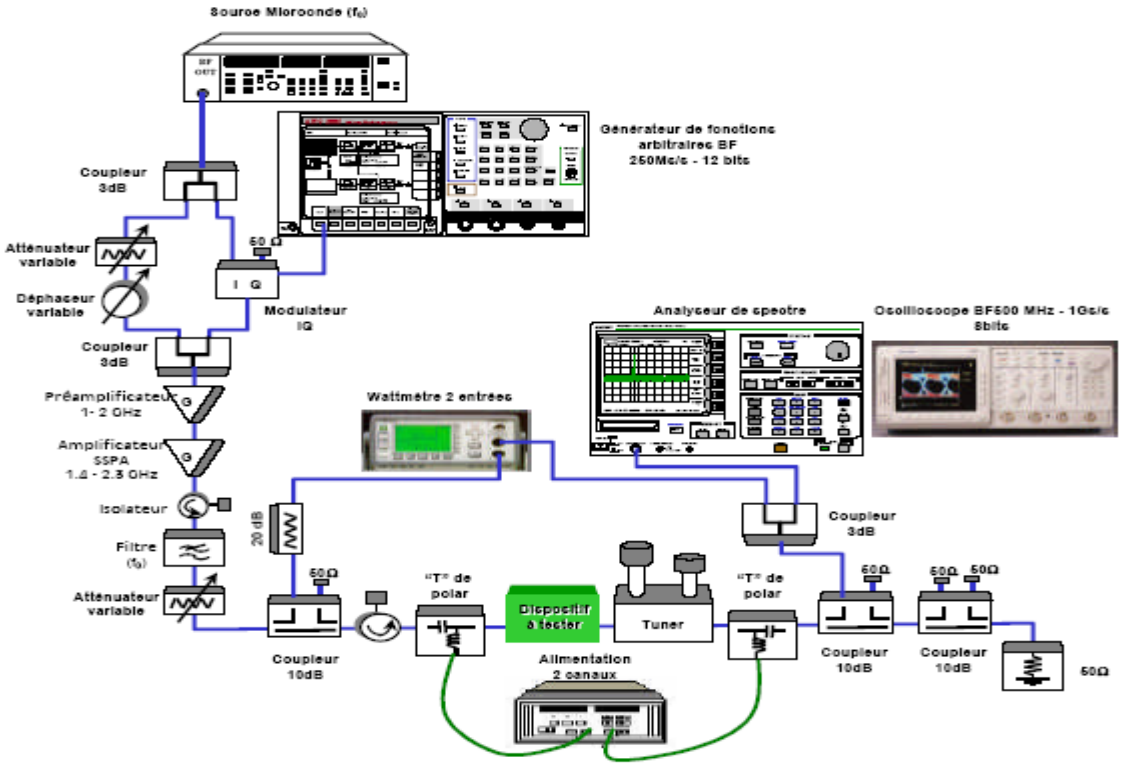


Figure I - 32 : Banc de mesures Telecom de l'IRCOM.

Ce type de banc, par le contrôle précis de la modulation RF injectée à l'entrée du DUT et la démodulation réciproque effectuée en sortie, apporte une visualisation des effets des non-linéarités des transistors ou des amplificateurs comme l'ACPR, le NPR ou l'EVM. On peut donc qualifier avec des signaux plus réalistes le comportement d'un transistor ou d'un amplificateur dans un système. Ce banc a été également utilisé en vue de la modélisation d'amplificateurs de puissance à partir des séries de Volterra **[10][12]**. La bande de fréquence couverte est de 1-4 GHz mais un banc semblable dans le domaine des ondes millimétriques a été mis au point au CNES **[9].** Malheureusement, ce dispositif ne fonctionne que dans un environnement de 50 Ω ce qui interdit toute variation des impédances de source et de charge.

1.5 CONCLUSION :

Nous avons évoqué dans ce chapitre la complexité que pose la caractérisation fine et complète des amplificateurs ou transistors de puissance. Au début de ce chapitre, nous avons décrit les différents types signaux radiofréquences utilisés pour la caractérisation des amplificateurs de puissance, ainsi que leur représentation temporelle et fréquentielle. Ensuite nous avons expliqué et analysé les différentes distorsions engendrées par un amplificateur

non-linéaire sur ces types de signaux. Enfin nous avons étudié les différents bancs de caractérisation expérimentale mis au point en vue de mesurer les performances des composants ou amplificateurs. La majorité de ces bancs de mesure permettent d'effectuer des mesures de puissance ou de rendement dans un environnement à impédances variables qu'en présence de signaux CW voir CW-pulsés. Les mesures de linéarité se résument souvent à des mesures bi-porteuses et ne permettent pas une caractérisation en présence de signaux plus complexes d'où la nécessité de rendre ces dispositifs les plus universels possibles pour avoir accès à de nouvelles grandeurs indispensables dans les systèmes modernes de communications comme par exemple l'ACPR.

L'équipe hyperfréquence, du département COMELEC à l'Ecole Supérieure Nationale des Télécommunications à Paris, a fait de la caractérisation des amplificateurs de puissance l'un de ses axes de recherche. Nous consacrons le chapitre suivant à la description du banc de mesures multi-harmonique « source pull » et « load pull » de l'ENST en mode CW avant d'aborder son extension à des signaux complexes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] « Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements »

Application Note 64-1A, Page 5.

[2] Thibault REVEYRAND

« Conception d'un système de mesure d'enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance. Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs »

Thèse soutenue le 25 avril 2002 à L'UNIVERSITE DE LIMOGES, numéro d'ordre 15-2002.

[3] Saïd MAMMAR

http://lsc.cemif.univ-evry.fr:8080/~smam/chapitre2_ts31.html#tth_sEc2.5

[4] Direction de Martine VILLEGAS

« Radiocommunications numériques 2 : Conception de circuits intégrés RF et micro-ondes »

Edition DUNOD 2002. Pages 143-158.

[5] Arnaud SOURY

« Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunication »

Thèse soutenue le 28 octobre 2002 à L'UNIVERSITE DE LIMOGES, numéro d'ordre 39-2002.

[6] G.BERGHOFF; O.GIBRAT; E.BERGEAULT; B.HUYART; L.JALLET

« Source-pull and multiharmonic load-pull measurements based on six-port techniques» Precision Electromagnetic Measurements Digest, 1998 Conference on , Washington D.C., USA 6-10 July 1998. Pages:492 – 493.

[7] O.GIBRAT; E.BERGEAULT; B.HUYART; L.JALLET

« Banc de mesure Load-Pull/Source-Pull multiharmonique en technique six--portes pour la caractérisation de transistors de puissance »
Onzièmes Journées Nationales Microondes, JNM 99, Arcachon mai 1999.

[8] P. BOUYSSE ; J.M. NÉBUS ; J.M. COUPAT ; J.P. VILLOTTE

« A novel accurate load-pull set-up allowing the characterization of highly mismatched power transistors »

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on ,Volume: 42 , Issue: 2 , Feb. 1994. Pages:327 - 332

[9] Stéphane AUGAUDY
« Caractérisation et Modélisation des Transistors Micro-ondes, Application à l'étude de la Linéarité des Amplificateurs à fort Rendement »

Thèse soutenue le 6 mars 2002 à L'UNIVERSITE DE LIMOGES, numéro d'ordre 8-2002.

[10] E. NGOYA; N. LE GALLOU; J.M. NEBUS; H. BURET; P. REIG

« Accurate RF and Microwave System Level Modeling of Wide Band Nonlinear Circuits»

Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International ,Volume: 1 , 11-16 June 2000 Anaheim CA. Pages:79 - 82 vol.1.

[11] N. LE GALLOU; J.M. NEBUS; E. NGOYA; H. BURET;

« Large signal characterization and modeling of power amplifiers driven by modulated signals »

Paper 7, Part II, Workshop on " New large signal characterization and modeling techniques for RF and microwave circuits and systems ", 30th European Microwave Conference EuMc2000, Paris.

[12] N. LE GALLOU; E. NGOYA; H. BURET; D. BARATAUD; J.M. NEBUS;

« An improved behavioral modeling technique for high power amplifiers with memory » Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, Volume: 2 , 20-25 May 2001 Phoenix, Az. Pages:983 – 986.

[13] Nicolas LE GALLOU

« Modélisation par Séries de Voltera Dynamique des phénomènes de mémoire nonlinéaires pour la simulation système d'Amplificateur de Puissance »

Thèse soutenue le 13 novembre 2001 à L'UNIVERSITE DE LIMOGES, numéro d'ordre 55-2001.

[14] Caroline ARNAUD

« Etude et conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en mode pulsé »

Thèse soutenue le 12 juillet 2001 à L'UNIVERSITE DE LIMOGES, numéro d'ordre xx-01.

[15] Norme Internationale de la Commission Electrotechnique Internationale, réf 469-16, Deuxième édition, 1987.

[16] Digital Modulation in Communications System – An Introduction.
Agilent Application Note 1298.

[17] M. SIPILÄ; K. LEHTINEN; V. PORA

« High frequency periodic time-domain waveform measurement system »
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 36 , Issue: 10 , Oct. 1988. Pages:1397 – 1405.

[18] S. REHNMARK

« On the calibration process of automatic network analyzer systems »

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 22 , Issue: 4 , Apr 1974. Pages:457 - 458

[19] G. KOMPA; M. SCHLECHTWEG; F. VAN RAAY

« Precisely calibrated coaxial to microstrip transitions yield improved performance in GaAS FET characterization »
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on ,Volume: 38 , Issue: 1 , Jan. 1990. Pages: 62 – 68.

[20] J.G. LECKEY; A.D. PATTERSON; J.A.C. STEWART

« A vector corrected waveform and load line measurement system for large signal transistor characterization »
Conference record of the IEEE Microwave theory and techniques symposium 1995, Orlando, Florida, U.S.A., pp. 1243-1246, May 1995.

[21] F. VAN RAAY; G. KOMPA

« Combination of waveform and load-pull measurements »
International IEEE Workshop on Experimentally based FFT device Modelling & Related Nonlinear circuit design, pp. 10.1-10.11, Kassel, July 1997.

[22] J. VERSPECHT; P. DEBIE; A. BAREL; L. MARTENS

« Accurate on wafer measurement of phase and amplitude of the spectral components of incidents and scattered voltage waves at the signal ports of a non linear microwave device »
Conference record of the IEEE Microwave theory and techniques symposium 1995, Orlando, Florida, U.S.A., pp. 1029-1032, May 1995.

[23] Denis BARATAUD
« Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel des transistors de puissance radiofréquences et microondes »

Thèse soutenue le 13 octobre 1998 à L'UNIVERSITE DE LIMOGES, numéro d'ordre 42-98.

[24] J. VERSPECHT; K. RUSH

« Individual Characterization of broadband sampling oscilloscopes with a nose-to-nose calibration procedure »
Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on ,Volume: 43 , Issue: 2 , Apr 1994. Pages: 347 – 354.

[25] A. MALLET; F. GIZARD ; T. REVEYRAND ; L. LAPIERRE ; J. SOMBRIN

« A new satellite repeater amplifier characterization system for large bandwith NPR and modulated signals measurements »
Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International,Volume: 3 , 2-7 June 2002. Pages:2245 – 2248.

[26] C. TSIRONIS

« A Computer-Controlled Tuner for Accurate Oscillator Load-Pull Measurements »

Microwave Journal, pages 314 – 316, May 1991.

[27] ATN Microwaves Inc.

« A Load Pull System with Harmonic Tuning »

Microwave Journal, pages 128 – 132, March 1996.

[28] R.S. TUCKER; P.D BRADLEY

« Computer-Aided Error Correction of Large-Signal Load-Pull Measurements »

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 32, Issue: 3, Mar 1984. Pages: 296 – 301.

[29] J. E. MULLER; M. LAUDIEN; H. MULLER

« On-Wafer Load-Pull Characterization of Self-Aligned GaAs Power MESFETs »

In 21th European Microwave Conference Proceedings, EuMC'91, volume2, pages 1379-1384, 1991.

[30] Y TAKAYAMA

« A new Load-Pull characterization method for microwave power transistor »

Microwave Symposium Digest, MTT-S International, Volume: 76, Issue: 1, Jun 1976 Pages:218 – 220.

[31] Frédérique DESHOURS

« Mise en œuvre d'un système de mesure Load-Pull à partir d'un analyseur de réseau à six-portes pour la caractérisation expérimentale des transistors de puissance »

Thèse soutenue le 4 mars 1996 à l' ENST Paris, numéro d'ordre (ENST 2002 E005).

[32] F. M. GHANNOUCHI; R. G. BOSISIO

« An Automated Millimeter-Wave Active Load-Pull Measurement System Based on Six-Port Technique »

Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, Volume: 41, Issue: 6 , Dec. 1992. Pages: 957 – 962.

[33] C. GAQUIERE; E. BOURSIER; B. BONTE; Y.CROSNIER

« A Novel 26-40GHz Active Load-Pull System »

In 25th European Microwave Conference Proceedings, EuMC '95, volume1, pages 339-342, September 1995 Bologna, Italy.

[34] D. M. DRURY; D. C. ZIMMERMANN; W. A. DAVIS

« Large-Signal Characterization of Dual-Gate Field Effect Transistors Using Load-Pull Measurement »

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 41, Issue: 2, Feb. 1993. Pages: 183 – 189.

[35] A. FERRERO; U. PISANI

« A Generalized Harmonic Load-Pull System »

In the 3rd Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC 1990, pages 449-452, september 1990, Tokyo, Japan.

[36] F. BLACHE; J. M. COUPAT; P. BOUYSSE; J. M. NEBUS; J. P. VILLOTTE

« Système de Mesures "Load-Pull" multiharmonique automatique pour la caractérisation de transistors de puissance »

Neuvième Journée Nationales Microondes, Paris, avril 1995.

[37] F. M. GHANNOUCHI; R. LAROSE; R. G. BOSISIO

« A New Multiharmonic Loading Method for Large-Signal Microwave and Millimeter-Wave Transistor Characterization »

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on ,Volume: 39 , Issue: 6 , June 1991. Pages: 986 – 992.

[38] FOCUS Microwaves

« Load Pull Measurements on Transistors with Harmonic Impedance Control »

Application Note 11

[39] M. TUTT, D. PAVLIDIS, C. TSIRONIS

« An automatic on wafer noise and load-pull characterization using precision computer controlled electromagnetical tuners »

37th ARFTG, Boston, pp. 66-75, June 1991

[40] Article MAURY Microwaves

« A.T.S. for Power and Noise Characterization using PC-at based Software »

Microwave Journal, Vol. 36, N°5, January 1993.

Chapitre II : Banc de caractérisation multiharmonique de l'ENST en mode CW

2.1 INTRODUCTION :

Nous avons vu dans le chapitre précédent les différentes caractéristiques des signaux radiofréquences qui permettent de modéliser les effets non-linéaires des amplificateurs de puissance. Nous avons également décrit les principaux bancs de caractérisation expérimentale des amplificateurs. Nous nous attacherons dans ce chapitre à décrire le banc de mesure multiharmonique « source-pull » et « load-pull » basé sur la technique des réflectomètres six-portes tel qu'il existait avant les travaux effectués dans le cadre de cette thèse. Le double réflectomètre à six-portes est particulièrement bien adapté à ce type de caractérisation car il utilise déjà le principe de la charge active et il permet de déterminer les puissances aux accès de mesure du transistor sans utiliser de wattmètre.

Le laboratoire a mis au point un système de mesure étendu à la caractérisation multiharmonique, source-pull et load-pull dans la bande de fréquence (1 - 2,5 GHz) (**[3][4][5]**) permettant l'optimisation de transistors de puissance dans le cadre de la conception d'amplificateurs de puissance à forts rendements.

Les potentialités de ce banc de mesure seront ensuite illustrées à l'aide d'une caractérisation complète d'un transistor HBT (Heterojonction Bipolar Transistor) forte tension. Cette caractérisation effectuée pour le CNES dans le cadre d'une convention m'a permis d'appréhender au mieux la maîtrise et le contrôle de ce banc de mesure d'utilisation complexe. Mais auparavant, nous allons décrire le principe de fonctionnement d'un analyseur de réseaux six-portes utilisant le principe de deux réflectomètres à six accès.

ANALYSEUR DE RESEAU SIX-PORTES

En association avec le Laboratoire Central des Industries Electriques (LCIE), le laboratoire hyperfréquences de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST) a réalisé un analyseur de réseaux à base de réflectomètre six-portes dédié aux applications métrologiques dans la bande de fréquence 1-18 GHz **[1][2]**. Ce dispositif permet de mesurer les paramètres de dispersion S_{ij} d'un quadripôle passif ou actif (DST : Dispositif Sous Test) en régime de fonctionnement linéaire.

2.1.1 *Théorie du réflectomètre six-portes :*

2.1.1.1 Principe d'un simple réflectomètre six-portes :

Un réflectomètre six-portes, voir figure II-1, est un système passif et linéaire. C'est un circuit interférométrique qui sert à mesurer, le facteur de réflexion présenté par une charge inconnue d'une part, et d'autre part, la puissance incidente sur cette charge.

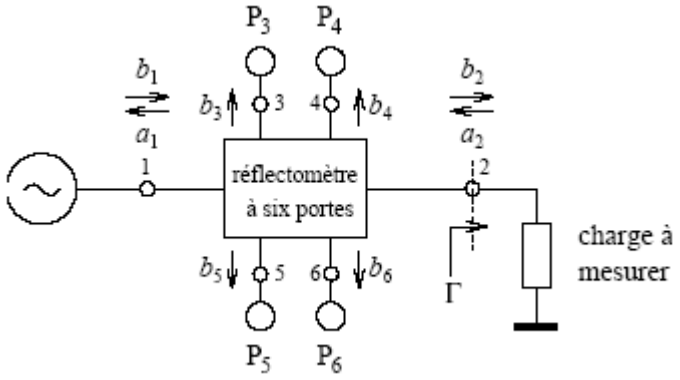


Figure II- 1 : Le réflectomètre six-portes.

Un tel dispositif comme son nom l'indique présente six accès. L'accès 1 est connecté à un générateur HF et l'accès 2 est connecté à la charge à mesurer. Les autres accès 3, 4, 5 et 6 sont reliés à des détecteurs de puissance. Les ondes incidentes sur les détecteurs peuvent s'exprimer sous la forme d'une combinaison linéaire des ondes incidentes et réfléchies par la charge à mesurer :

$$\begin{cases} b_3 = \alpha_3 a_2 + \beta_3 b_2 \\ b_4 = \alpha_4 a_2 + \beta_4 b_2 \\ b_5 = \alpha_5 a_2 + \beta_5 b_2 \\ b_6 = \alpha_6 a_2 + \beta_6 b_2 \end{cases} \qquad \textbf{(II - 1)}$$

Les constantes complexes α_i et β_i dépendent de la structure physique du circuit interférométrique. En supposant que les détecteurs de puissance sont parfaitement adaptés, les puissances détectées aux accès 3, 4, 5 et 6 s'écrivent :

$$\begin{cases} P_3 = \frac{1}{2}|b_3|^2 = \frac{1}{2}|\alpha_3 a_2 + \beta_3 b_2|^2 \\ P_4 = \frac{1}{2}|b_4|^2 = \frac{1}{2}|\alpha_4 a_2 + \beta_4 b_2|^2 \\ P_5 = \frac{1}{2}|b_5|^2 = \frac{1}{2}|\alpha_5 a_2 + \beta_5 b_2|^2 \\ P_6 = \frac{1}{2}|b_6|^2 = \frac{1}{2}|\alpha_6 a_2 + \beta_6 b_2|^2 \end{cases} \quad \textbf{(II - 2)}$$

En introduisant le facteur de réflexion à mesurer $\Gamma = \frac{a_2}{b_2}$, le système d'équations précédent devient :

$$\begin{cases} P_3 = \frac{1}{2}|\alpha_3|^2|b_2|^2\left|\Gamma + \frac{\beta_3}{\alpha_3}\right|^2 \\ P_4 = \frac{1}{2}|\alpha_4|^2|b_2|^2\left|\Gamma + \frac{\beta_4}{\alpha_4}\right|^2 \\ P_5 = \frac{1}{2}|\alpha_5|^2|b_2|^2\left|\Gamma + \frac{\beta_5}{\alpha_5}\right|^2 \\ P_6 = \frac{1}{2}|\alpha_6|^2|b_2|^2\left|\Gamma + \frac{\beta_6}{\alpha_6}\right|^2 \end{cases} \quad \textbf{(II - 3)}$$

En plaçant le détecteur de puissance 3 judicieusement à l'un des accès du circuit interférométrique, on peut faire l'approximation que la puissance détectée par ce détecteur est directement proportionnelle à l'onde incidente sur la charge. Ceci donne la relation suivante :

$$\alpha_3 = 0 \Rightarrow P_3 = |\beta_3 b_2|^2 \quad \textbf{(II - 4)}$$

En normalisant les puissances détectées aux accès 4, 5 et 6 par rapport à celle détectée à l'accès 3, on rend la mesure indépendante du niveau du signal délivré par le générateur et le système d'équation (II-3) devient :

$$p_{i3} = \frac{P_i}{P_3} = k_i|\Gamma - q_i|^2 \qquad (i = 4,5,6)$$

$$avec: \quad q_i = -\frac{\beta_i}{\alpha_i} \quad et \quad k_i = \left|\frac{\alpha_i}{\beta_3}\right|^2$$

(II - 5)

Ce système d'équation représente trois cercles de centres q_4, q_5 et q_6 et de rayons respectifs $R_4 = \sqrt{\frac{P_4}{k_4 P_3}}$, $R_5 = \sqrt{\frac{P_5}{k_5 P_3}}$ et $R_6 = \sqrt{\frac{P_6}{k_6 P_3}}$. Le facteur de réflexion de la charge est ainsi déterminé sans ambiguïté par le point d'intersection de trois cercles dans le plan complexe, comme illustré sur la figure suivante :

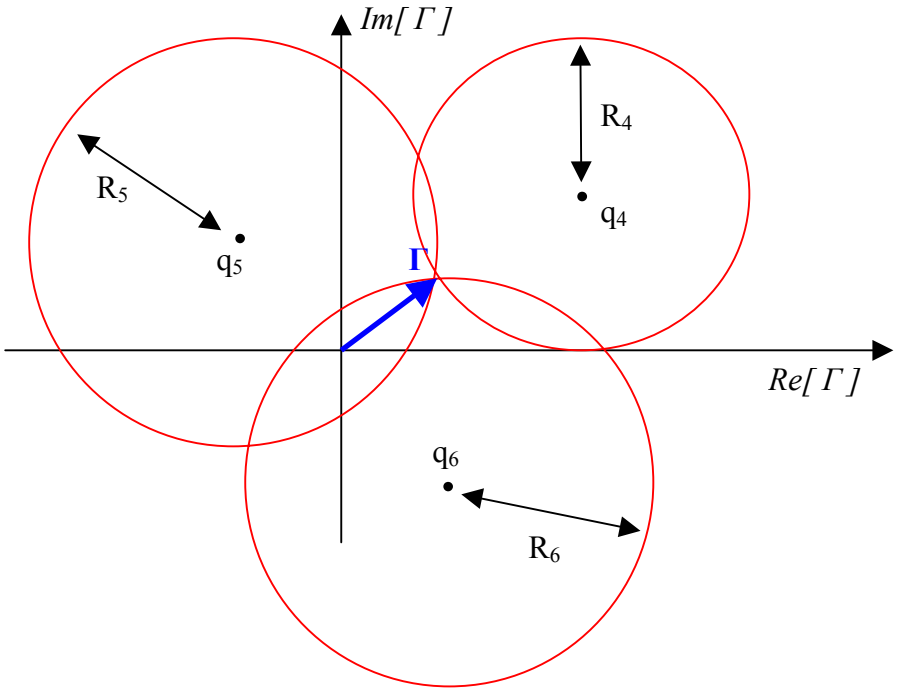


Figure II- 2 : Interprétation graphique de Γ selon le système d'équation (II-5).

On peut constater que la précision de mesure du facteur de réflexion est corrélée avec la position des points q_i dans le plan complexe. Pour avoir une précision optimale, il faut que les centres des cercles q_i forment un triangle équilatéral, ce qui signifie que leur déphasage respectif est de 120 degrés. D'autre part, il est préférable que le module de ces points soit supérieur à l'unité. Cette analyse est en réalité complexe du fait des réflexions multiples des ondes a_2 et b_2 et de la difficulté de l'évaluation de leurs chemins parcourus. C'est pourquoi, on modélise le réflectomètre six-portes à l'aide d'une boite noire à six accès, fermés par six impédances complexes Z_i (i = 1,2,3,4,5,6), comme le montre la figure suivante :

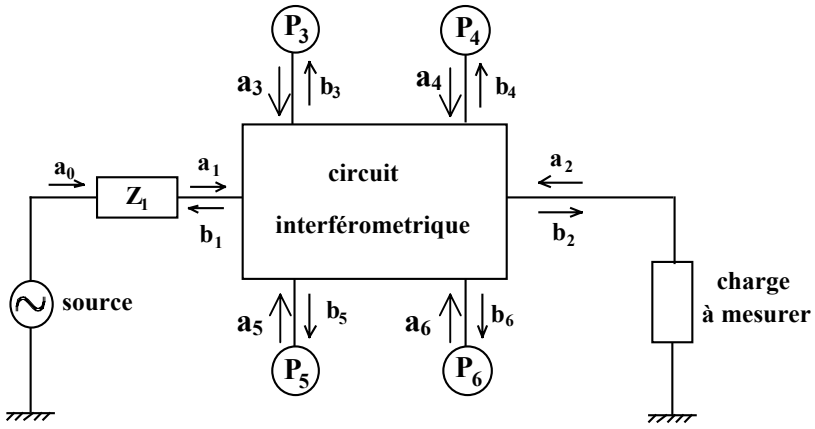


Figure II- 3 : Modélisation du réflectomètre à six-portes.

Il est donc possible d'analyser le circuit à l'aide des paramètres de dispersion en tenant compte des imperfections de chaque composant le constituant. La matrice de répartition [S] de dimension (6x6), qui relie les ondes sortantes b_i aux ondes entrantes a_i s'écrit :

$$B = S \cdot A \qquad \textbf{(II - 6)}$$

avec :

$$B = \begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_6 \end{pmatrix},\ S = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{16} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{61} & \cdots & S_{66} \end{pmatrix} \text{ et } A = \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_6 \end{pmatrix}.$$

En normalisant les ondes aux accès 3 à 6 sur les impédances complexes conjuguées des impédances d'entrée des détecteurs (c'est-à-dire qu'on ne fait aucune hypothèse sur l'adaptation des détecteurs). La relation matricielle précédente s'écrit :

$$b_i = S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2 \qquad (i = 1,2,3,4,5,6) \qquad \textbf{(II - 7)}$$

En particulier l'onde réfléchie par la charge à mesurer s'écrit :

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \qquad \textbf{(II - 8)}$$

On réécrit alors le système d'équation (II-1) sous forme indicielle :

$$b_i = \alpha_i a_2 + \beta_i b_2 \qquad (i = 3,4,5,6) \qquad \textbf{(II - 9)}$$

En remplaçant b_2 donnée par l'équation (II-8) dans l'équation (II-9), on obtient alors par identification :

$$\alpha_i = S_{i2} - \frac{S_{i1}S_{22}}{S_{21}} \qquad \text{et} \qquad \beta_i = \frac{S_{i1}}{S_{21}} \qquad \textbf{(II - 10)}$$

Ces relations démontrent que les constantes complexes α_i et β_i ne dépendent que des caractéristiques physiques du circuit interférometrique du six-portes puisqu'on peut les exprimer exclusivement en fonction des paramètres de dispersion de ce dernier.
Les puissances détectées aux accès 3, 4, 5 et 6 données par l'équation (II - 2) peuvent s'écrire :

$$P_i = \frac{1}{2}|\beta_i|^2 |b_2|^2 \left|1 + \frac{\alpha_i}{\beta_i}\Gamma\right|^2 \qquad (i = 3,4,5,6) \qquad \textbf{(II - 11)}$$

En normalisant par rapport à la puissance détectée à l'accès 3, on obtient les **équations vraies** du circuit interférometrique :

$$P_{i3} = \frac{P_i}{P_3} = k_i \left|\frac{1 + A_i\Gamma}{1 + A_3\Gamma}\right|^2 \qquad (i = 4,5,6) \qquad \textbf{(II - 12)}$$

avec :

$$\begin{cases} k_i = \left|\dfrac{\beta_i}{\beta_3}\right|^2 & (i = 4,5,6) \\ A_i = \dfrac{\alpha_i}{\beta_i} & (i = 3,4,5,6) \end{cases} \qquad \textbf{(II - 13)}$$

Les valeurs de A_i et k_i représentent respectivement quatre constantes complexes et trois constantes réelles qui dépendent du circuit interférometrique et des facteurs de réflexion des détecteurs de puissance. Nous avons donc onze constantes à déterminer par un étalonnage du réflectomètre six-portes, pour calculer le facteur de réflexion d'une charge connectée à l'accès de mesure.

En plus de sa capacité à mesurer le facteur de réflexion d'une charge inconnue, le six-portes permet également de mesurer la puissance absolue incidente à l'accès de mesure. En se référant à la figure II-3, la puissance incidente sur une charge connectée à l'accès de mesure s'écrit :

$$P_{inc} = \frac{1}{2}|b_2|^2 \qquad \textbf{(II - 14)}$$

Or, la puissance détectée à l'accès 3 d'après l'équation (II-11), est :

$$P_3 = \frac{1}{2}|\beta_3|^2 |b_2|^2 |1 + A_3\Gamma|^2 \qquad \textbf{(II - 15)}$$

En combinant les deux dernières équations, on obtient :

$$P_{inc} = k_p \frac{P_3}{\left|1 + A_3\Gamma\right|^2} \qquad \text{avec} \quad k_p = \frac{1}{\left|\beta_3\right|^2} \qquad \textbf{(II - 16)}$$

Cette équation montre qu'on peut connaître la puissance incidente sur la charge. Il suffit de déterminer le coefficient de proportionnalité k_p entre cette puissance incidente et celle détectée à l'accès 3. Une procédure d'étalonnage en puissance est donc nécessaire à l'aide d'un wattmètre de référence.

Pour résumer ce paragraphe, nous avons vu comment, à partir des mesures des puissances incidentes aux détecteurs de puissance 3,4,5 et 6 on peut calculer le facteur de réflexion présenté par une charge connectée à l'accès de mesure ainsi que la puissance incidente sur cet accès. Toutefois pour caractériser un quadripôle, une architecture plus développée est nécessaire : le double réflectomètre six-portes dont le principe de fonctionnement va être présenté dans le paragraphe suivant

2.1.1.2 Principe d'un double réflectomètre six-portes :

Un double réflectomètre six-portes est un analyseur de réseaux constitué de deux jonctions six-portes, d'un diviseur de puissance et d'un déphaseur variable, comme le montre la figure suivante :

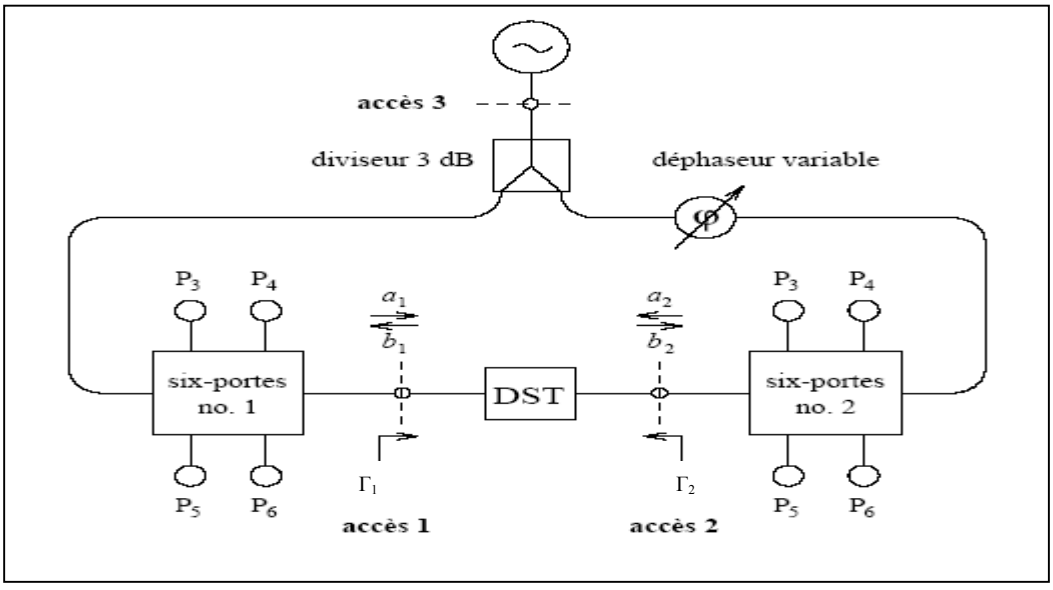


Figure II- 4 : Analyseur de réseaux constitué d'un double réflectomètre six-portes.

Le signal hyperfréquence est appliqué simultanément aux deux six-portes par l'intermédiaire du diviseur. Les deux réflectomètres mesurent respectivement, pour chaque état de phase du déphaseur variable, les rapports d'onde en entrée Γ_1 et en sortie Γ_2 définis par :

$$\begin{cases} \Gamma_1 = \dfrac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12}\dfrac{a_2}{a_1} \\ \Gamma_2 = \dfrac{b_2}{a_2} = S_{22} + S_{21}\dfrac{a_1}{a_2} \end{cases} \quad \textbf{(II - 17)}$$

Les rapports d'onde complexes Γ_1 et Γ_2 ne sont pas des facteurs de réflexion au sens de la théorie des lignes mais traduisent seulement deux ondes se propageant dans des directions opposées. En combinant les deux équations précédentes, on peut éliminer le rapport a_2 / a_1 pour obtenir une équation en fonction de S_{11}, S_{22} et du produit $S_{12}S_{21}$:

$$\Gamma_1 S_{22} + \Gamma_2 S_{11} - \Delta = \Gamma_1\Gamma_2 \quad \textbf{(II - 18)}$$

$$\text{avec : } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad \textbf{(II - 19)}$$

qui représente donc le déterminant de la matrice de dispersion.

A l'aide du déphaseur variable, on peut générer un système de quatre équations de ce type (associées à quatre états de phase différents) dont la résolution par la méthode des moindres carrées dans le plan complexe, donne les valeurs des paramètres S_{11}, S_{22} et du produit $S_{12}S_{21}$. Si le quadripôle à mesurer est réciproque, on a : $S_{12} = S_{21} = \pm\sqrt{S_{12}S_{21}}$. Les paramètres de dispersion sont déterminés à $\pm$ 180° pour la phase du facteur de transmission.

Si le quadripôle est non réciproque ou pour lever l'ambiguïté sur le signe de S_{12} (dans la cas réciproque), les valeurs de S_{12} et S_{21} doivent être calculées à partir des équations suivantes :

$$\begin{cases} S_{12} = (\Gamma_1 - S_{11})\dfrac{a_1}{a_2} \\ S_{21} = (\Gamma_2 - S_{22})\dfrac{a_2}{a_1} \end{cases} \quad \textbf{(II - 20)}$$

On voit donc que pour déterminer S_{12} et S_{21}, il est nécessaire de connaître le rapport a_2/a_1 en module et phase. Pour obtenir ce rapport , on peut modéliser le double réflectomètre par un réseau à trois accès (hexapôle) dont les trois portes sont respectivement l'accès 1 et l'accès 2 de l'analyseur de réseaux et la sortie du générateur hyperfréquences (figure II-9).

Ceci permet d'écrire la relation matricielle suivante :

$$[A] = [SH]\cdot[B] \quad \textbf{(II - 21)}$$

Où : [A] est la matrice des ondes sortantes.

[B] est la matrice des ondes entrantes.

[SH] est la matrice (3x3) des paramètres de dispersion SH_{ij} de l'hexapôle ainsi défini

On montre que **[10] :** $\frac{a_2}{a_1} = \frac{c_3 + c_1\Gamma}{1 + c_2\Gamma}$ **(II - 22)**

Où les constantes c_1, c_2 et c_3 sont des nombres complexes qui s'expriment en fonction des paramètres SH_{ij} de l'hexapôle. Elle ne dépendent pas du dispositif à mesurer, et s'expriment de la façon suivante :

$$\begin{cases} c_1 = SH_{21} - SH_{11}\dfrac{SH_{23}}{SH_{13}} \\ c_2 = SH_{12}\dfrac{SH_{23}}{SH_{13}} - SH_{22} \\ c_3 = \dfrac{SH_{23}}{SH_{13}} \end{cases} \quad \textbf{(II - 23)}$$

Ces valeurs devront également être déterminées par une procédure d'étalonnage appropriée. Comme les constantes c_1, c_2 et c_3 sont fonction des paramètres de dispersion de l'hexapôle, il est préférable d'utiliser une autre méthode de calcul de $\frac{a_2}{a_1}$ pour rendre la mesure la plus indépendante possible des propriétés de cet hexapôle en particulier vis à vis de la stabilité en phase des câbles aux accès de mesure et de la répétabilité du circuit diviseur-déphaseur. Malheureusement seule l'expression II-22 nous donne la phase de ce rapport mais le module peut être déterminé à l'aide d'une autre méthode. En effet les puissances incidentes aux accès de mesures de l'analyseur de réseaux s'écrivent en fonction des puissances de référence de chaque réflectomètre à l'aide de la relation (II-16) :

$$P_{inc1} = \frac{1}{2}|a_1|^2 = k_{p1}\frac{P_{31}}{|1 + A_{31}\Gamma_1|^2} \qquad avec \quad k_{p1} = \frac{1}{|\beta_{31}|^2} \quad \textbf{(II - 24)}$$

$$P_{inc2} = \frac{1}{2}|a_2|^2 = k_{p2}\frac{P_{32}}{|1 + A_{32}\Gamma_2|^2} \qquad avec \quad k_{p2} = \frac{1}{|\beta_{32}|^2} \quad \textbf{(II - 25)}$$

Le rapport $\frac{a_2}{a_1}$ est donné alors par la relation suivante :

$$\left|\frac{a_2}{a_1}\right|^2 = k_{a3}\cdot\frac{P_{32}|1 + A_{31}\Gamma_1|^2}{P_{31}|1 + A_{32}\Gamma_2|^2} \qquad avec \quad k_{a3} = \frac{k_{p2}}{k_{p1}} \quad \textbf{(II - 26)}$$

Dans cette équation la constante k_{a3} est connue par calibrage en puissance de chacun des réflectomètres. On peut également déterminer cette constante en connectant les deux accès de mesure (connexion directe) puisque dans ce cas :

$$\frac{a_2}{a_1} = \Gamma_1 = \frac{1}{\Gamma_2} \qquad \textbf{(II - 27)}$$

En résumé, l'association de deux réflectomètres et d'un circuit diviseur-déphaseur permet de déterminer les paramètres S_{11}, S_{22} et le produit $S_{12}S_{21}$ de tout quadripôle linéaire à l'aide d'un système surdimensionné obtenu pour différents états de phase du déphaseur variable. Pour discriminer les facteurs de transmission de leur produit $S_{12}S_{21,}$ la connaissance du rapport d'ondes aux accès de mesure est nécessaire. Seule la phase des paramètres S_{12} et S_{21} sera déterminée à partir de l'hexapôle (qu'il conviendra également d'étalonner) et sera donc affectée par la stabilité du circuit diviseur-déphaseur. En effet, le module peut être déterminé directement à partir des constantes de calibration de chaque réflectomètre. Après avoir vu le principe de la mesure des paramètres S à l'aide d'un analyseur de réseaux six-portes, nous allons maintenant détailler les procédures d'étalonnage, étapes indispensables avant de pouvoir procéder aux mesures.

2.1.2 Calibrage d'un double réflectomètre six-portes :

Les "équations vraies du circuit" (équation II.12) montrent que 11 constantes réelles sont nécessaires pour mesurer le rapport d'ondes Γ à l'aide d'un réflectomètre six-portes. Le calibrage du système "six-portes" consiste à obtenir ces constantes pour déterminer le rapport d'ondes Γ à partir de mesures de rapports de puissance P_i/P_3. Cette transformation est communément appelée transformation $P \rightarrow \Gamma$.

Dans le cas de l'étalonnage d'un double réflectomètre six-portes, la détermination des rapports d'ondes Γ_1 et Γ_2 aux deux accès de mesure se fera à l'aide de 2 x 11 constantes réelles. Par ailleurs, pour déterminer les paramètres S_{12} et S_{21}, il faut connaître la phase du rapport des ondes incidentes $\frac{a_2}{a_1}$ déterminée par la méthode de l'hexapôle soit 3 constantes complexes (*c1*, *c2*, *c3*), et le module de ce rapport déterminé grâce à la constante k_{a3}.

Le calibrage d'un simple et d'un double réflectomètre six-portes a fait l'objet de nombreuses publications. La méthode la plus utilisée est celle proposée en 1973 par G.F

ENGEN **[11]**. Cette méthode consiste à décomposer la détermination des 11 constantes d'un réflectomètre six-portes (la transformation P $\rightarrow \Gamma$) en deux étapes :

La première étape est la transformation P $\rightarrow w$ qui relie les rapports de puissances P_i/P_3 (i = 4, 5, 6) à une variable intermédiaire complexe w :

$$w = f_{NL}\left(\frac{P_4}{P_3}, \frac{P_5}{P_3}, \frac{P_6}{P_3}\right) \qquad \textbf{(II - 28)}$$

Où w est une fonction non linéaire des rapports de puissance mesurés. Cette étape, détaillée dans l'annexe A, permet de déterminer cinq constantes parmi les 11. La détermination de ces cinq constantes est aussi appelée « calibrage du réflectomètre parfait » ou « réduction du réflectomètre six-portes à un réflectomètre quatre portes ».

La deuxième étape est la transformation $w \rightarrow \Gamma$ qui permet d'obtenir le rapport d'onde Γ à partir de la variable intermédiaire complexe w. Cela se fait à l'aide d'une transformation bilinéaire faisant intervenir trois constantes complexes A, B et C :

$$w = \frac{A\Gamma + B}{C\Gamma + 1} \qquad \textbf{(II - 29)}$$

A, B et C sont des constantes caractéristiques du « quadripôle d'erreur » et représentent les six autres constantes réelles parmi les 11. La figure suivante illustre les deux étapes que nous venons de décrire :

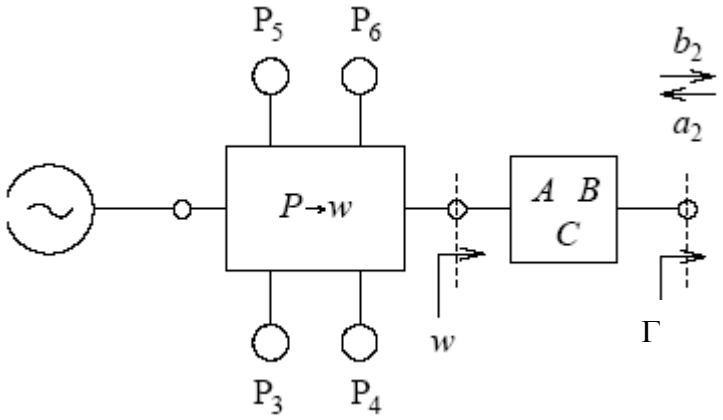


Figure II- 5 : La décomposition de la détermination de Γ en une transformation P $\rightarrow w$ et une transformation $w \rightarrow \Gamma$ (modélisation d'un réflectomètre six-portes par un réflectomètre parfait et un quadripôle d'erreur).

Dans le cas d'un double réflectomètre six-portes, cette décomposition peut être modélisée de la façon suivante :

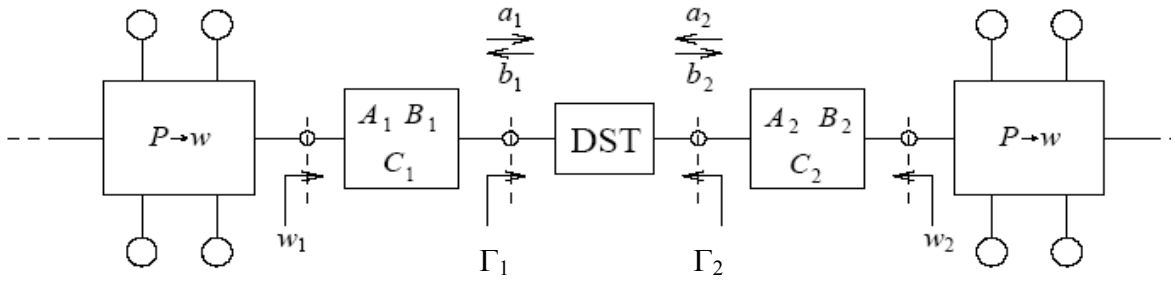


Figure II- 6 : Modélisation du double réflectomètre six-portes par deux réflectomètres parfaits et deux quadripôles d'erreur.

La Figure II-6 montre que l'étape P→*w* devra être effectuée séparément pour chaque réflectomètre. Les cinq constantes caractéristiques de cette transformation sont estimées par la résolution d'un système d'équations surdimensionné obtenu pour un certain nombre de charges quelconques connectées à l'accès de mesure. Cette étape ne requiert aucun élément de référence (ou élément étalon). Après la détermination des constantes pour la transformation P→*w*, les deux réflectomètres permettent de mesurer aux accès des réflectomètres parfaits les variables intermédiaires w_1 et w_2. Il reste à trouver les paramètres qui relient ces variables intermédiaires aux rapports d'ondes Γ_1 et Γ_2 aux accès de mesure par la transformation $w \rightarrow \Gamma$ bilinéaire donnée par l'équation II-29. Chaque analyseur de réseaux (hétérodyne ou non) peut être modélisé par un modèle d'erreur, communément appelé « quadripôle d'erreur », qui décrit la relation entre le rapport d'ondes mesuré au niveau des détecteurs (analyseurs hétérodynes : récepteurs complexes ; six-portes : après la transformation P → *w*) et le rapport d'ondes dans le plan de mesure. La détermination des quadripôles d'erreur étant semblable pour tout type d'analyseur de réseaux, de nombreuses méthodes ont été développées comme les méthodes SOLT **[14]** (Short Open Load Thru), LRM **[13]** (Line Reflect Match) ou bien TRL (Thru-Reflect-Line) **[12]**. Les méthodes LRM et TRL sont implémentées dans notre banc de mesure. On notera que la méthode TRL a été développée à l'origine pour le double réflectomètre six-portes.

Comme son nom l'indique, cette méthode repose sur la mesure d'une connexion directe « THRU », d'une ligne de transmission « LINE » et d'une charge de facteur de réflexion élevé « REFLECT » connectée successivement aux accès de mesure. La seule contrainte sur la longueur de la ligne est qu'elle permette d'engendrer un déphasage compris entre 20 et 160 degrés à ±n×180 degrés (n entier). De plus, la valeur du coefficient de réflexion de la charge « REFLECT » n'a pas besoin d'être connue. Toutes les valeurs inconnues seront déterminées par la méthode, c'est pourquoi on l'appelle « méthode d'auto-

étalonnage ». L'impédance de référence du système de mesure sera alors l'impédance caractéristique de la ligne. Après avoir suivi les différentes étapes de la méthode, on a accès aux valeurs suivantes :

- Les paramètres des deux quadripôles d'erreur A_1, B_1, C_1 et A_2, B_2, C_2.
- Le produit λl de la constante de propagation et de la longueur de la ligne « LINE ».
- Le facteur de réflexion de la charge « REFLECT ».

Après l'étalonnage des quadripôles d'erreur, les deux six-portes permettent d'effectuer les transformations $P \rightarrow w$ et $w \rightarrow \Gamma$ pour calculer les rapports Γ_1 et Γ_2 aux accès de mesure à partir des rapports de puissance. Dans le cas de la mesure de quadripôle linéaire, on est alors capable de déterminer S_{11}, S_{22}. Afin de pouvoir mesurer les facteurs de transmission de quadripôles quelconques, nous avons vu qu'il était nécessaire de connaître le rapport $\frac{a_2}{a_1}$ des ondes incidentes aux accès de mesure en module et phase :

$$\begin{cases} S_{12} = (\Gamma_1 - S_{11})\dfrac{a_1}{a_2} \\ S_{21} = (\Gamma_2 - S_{22})\dfrac{a_2}{a_1} \end{cases} \quad \textbf{(II - 30)}$$

La phase est déterminée à partir de l'équation II-22 suite à un étalonnage de l'hexapôle à l'aide de trois quadripôles réciproques **[2]** :

$$\frac{a_2}{a_1} = \frac{c_3 + c_1\Gamma}{1 + c_2\Gamma}$$

Le module s'exprime en fonction des constantes de calibrage des jonctions six-portes et d'une constante supplémentaire déterminée par connexion directe :

$$\left|\frac{a_2}{a_1}\right|^2 = k_{a3} \cdot \frac{P_{32}\left|1 + A_{31}\Gamma_1\right|^2}{P_{31}\left|1 + A_{32}\Gamma_2\right|^2} \quad \textbf{(II - 31)}$$

avec

$$k_{a3} = \left|\Gamma_1\right|^2 \frac{P_{31}}{P_{32}}\left|\frac{1 + A_{32}\Gamma_2}{1 + A_{31}\Gamma_1}\right|^2 \quad \textbf{(II - 32)}$$

A ce stade du calibrage, on peut mesurer les facteurs de réflexions Γ_1 et Γ_2 aux accès de mesure ainsi que tous les paramètres de dispersion pour un quadripôle quelconque. Comme nous l'avons montré dans le paragraphe 2.1.1.1, un réflectomètre six-portes permet de

mesurer la puissance absolue incidente sur l'accès de mesure. Pour cela il faut connaître les constantes K_{pj} qui sont les seules inconnues jusqu'à présent dans les relations II-16 qui relient les puissances incidentes aux accès de mesure aux puissances données par le détecteur 3 de chaque réflectomètre six-portes.

$$P_{inc,j} = \frac{1}{2}\left|a_j\right|^2 = k_{pj}\frac{P_{3j}}{\left|1 + A_{3j}\Gamma_j\right|^2} \qquad avec \quad j = 1,2 \qquad \textbf{(II - 33)}$$

Les constantes K_{pj} sont déterminées à l'aide d'un wattmètre de référence connecté à l'accès de mesure j. La puissance mesurée par ce dernier est donnée par :

$$P_{j,mes} = \frac{1}{2}\left(\left|a_j\right|^2 - \left|b_j\right|^2\right) = \frac{1}{2}\left|a_j\right|^2\left(1 - \left|\Gamma_j\right|^2\right) \qquad \textbf{(II - 34)}$$

En combinant les équations II-34 et II-33, les K_{pj} s'expriment ainsi :

$$K_{pj} = \frac{P_{j,mes}\left|1 + A_{3j}\Gamma_j\right|^2}{P_{3j}\left(1 - \left|\Gamma_j\right|^2\right)} \qquad \textbf{(II - 35)}$$

Dans ce cas, Γ_j est le facteur de réflexion présenté par la sonde du wattmètre, mesuré par le réflectomètre six-portes.

Remarques :

1- Dans le cas de mesures sous pointes ou en monture de test, la mesure directe de la puissance s'avère impossible car il n'existe pas de sondes de puissance munies de ce type de connecteurs. C'est pourquoi une méthode de calibrage originale a été mise au point **[16]**. Le calibrage s'effectue en deux parties distinctes : dans un premier temps on effectue un calibrage complet (TRL+puissance absolue) pour un type de connecteur pour lequel une sonde de puissance est disponible (par exemple APC 7 mm), puis on procède à un calibrage de type TRL avec le type de connecteur final (sous pointes ou en montures). La méthode permet d'obtenir toutes les mesures y compris la mesure de la puissance absolue dans les plans de référence souhaités.

2- Nous avons évoqué de façon récurrente, la puissance détectée aux accès 3, 4, 5 et 6 du réflectomètre six-portes. Sur cette puissance repose la précision de toutes les mesures, que ce soit les rapports d'ondes Γ ou les puissances incidentes aux accès de mesure. Ces détecteurs de puissance sont des diodes Schottky qui possèdent une loi de détection quadratique donc linéaire que pour les faibles niveaux de puissance. Il est donc nécessaire de modéliser correctement le comportement de ces détecteurs dans le but d'étendre la dynamique de

mesure de ces détecteurs **[15]**. Nous détaillerons le principe de fonctionnement de ces détecteurs dans le chapitre suivant.

2.1.3 Conclusions :

Nous avons vu le principe de fonctionnement d'un double réflectomètre six-portes, c'est un analyseur de réseaux qui nécessite une procédure de calibrage rigoureuse. Toutes les mesures de rapports d'ondes et de puissances incidentes aux accès de mesure du DST sont basées sur la mesure de puissance aux accès 3, 4, 5 et 6 des réflectomètres six-portes. L'étalonnage s'effectue en trois parties distinctes :

1) Un étalonnage rigoureux de type TRL, SOLT ou LRM permettant d'obtenir la valeur des facteurs de réflexion dans les plans de référence.

2) Un étalonnage en puissance à l'aide d'un wattmètre de référence pour connaître la puissance incidente à l'accès de mesure

3) Eventuellement un étalonnage supplémentaire du rapport des ondes incidentes aux accès de mesure pour connaître la valeur des facteurs de transmission dans le cas de la mesure des paramètres S d'un quadripôle linéaire.

Nous voyons que les propriétés de l'analyseur de réseaux six-portes sont particulièrement bien adaptées à une caractérisation fonctionnelle de transistors de puissance car ils permettent d'avoir accès aux puissances absolues, aux facteurs de réflexion tout en utilisant le principe de la charge active. C'est la raison pour laquelle le laboratoire a développé un système de caractérisation fonctionnelle multiharmonique d'amplificateur de puissance en mode CW dans la bande de fréquence 1-2,5 GHz **[3][4][5]**. Ce système ainsi que ses potentialités vont être maintenant détaillés dans le paragraphe suivant.

2.2 LE BANC DE CARACTERISATION MULTIHARMONIQUE SOURCE-PULL/LOAD-PULL DE l'ENST EN MODE CW :

Le banc de mesure source-pull et load-pull multiharmonique de l'ENST, permet d'optimiser en présence d'un signal CW (Continous Wave), la puissance de sortie et/ou le rendement en puissance ajoutée d'un amplificateur de puissance. Cette opération est rendue possible par variations des impédances de charge et de source au fondamental et au second harmonique à l'aide de la technique de la boucle active (voir chapitre précédent). En effet, les impédances présentées au DST ont une grande influence sur ses performances électriques non seulement à la fréquence fondamentale mais également aux fréquences harmoniques **[17][18].** Avant de décrire le principe de fonctionnement complet, nous allons étudier le principe original mis au point à l'ENST pour la mesure de l'impédance de source à l'aide d'un réflectomètre six-portes **[6]**. Cette mesure, associée à une mesure simultanée et indépendante du facteur de réflexion en entrée, constitue un atout capital des systèmes six-portes en vue de la conception d'amplificateurs.

2.2.1 *Mesure simultanée des impédances de source et d'entrée par un réflectomètre six-portes :*

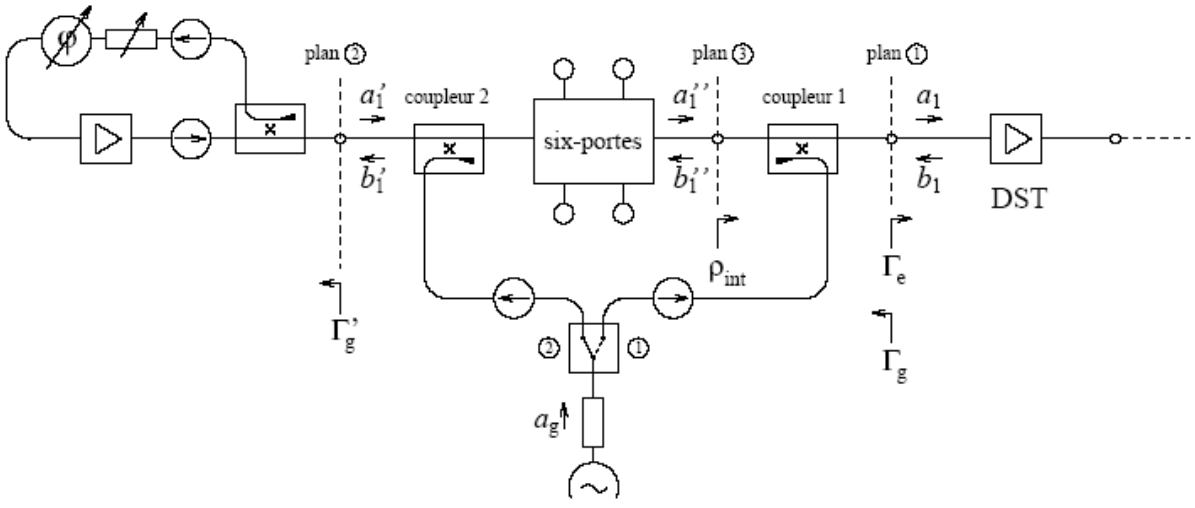


Figure II- 7 : Structure permettant de faire varier Γ_g et de mesurer Γ_e et Γ_g.

Afin de pouvoir mesurer l'impédance d'entrée du DST ainsi que l'impédance de source (Z_g), la structure de la figure II-7 a été adoptée. Elle est composée d'un réflectomètre six-portes associé à des coupleurs à 3 accès de chaque côté de celui-ci, reliés par un commutateur. Ce dernier va permettre d'injecter le signal a_g issu du générateur soit vers l'entrée du DST en passant par le coupleur n°2 et le réflectomètre six-portes (commutateur en position 2) ou bien vers la boucle active en passant par le coupleur n°1 et le réflectomètre six-portes (commutateur en position 1).

Le calibrage de cette structure est réalisé avec le commutateur en position 2 (position de repos). On reconnaît alors la configuration classique d'un réflectomètre six-portes, c'est à dire que l'accès 1 est connecté au générateur et l'accès 2 à la charge soit ici le DST. On notera que l'impédance présentée par la boucle active n'a aucune influence sur le fonctionnement du réflectomètre six-portes comme décrit précédemment.
Au paragraphe II.1, nous avons démontré que l'obtention de la variable w se faisait grâce à la transformation P$\rightarrow w$ et que le quadripôle d'erreur ABC relie w au rapport d'ondes dans le plan de mesure par transformation bilinéaire :

$$w = f_{NL}\left(\frac{P_4}{P_3}, \frac{P_5}{P_3}, \frac{P_6}{P_3}\right) = \frac{A\Gamma + B}{C\Gamma + 1} \qquad \textbf{(II - 36)}$$

Le quadripôle d'erreur ABC inclut un certain nombre de paramètres dont ceux des éléments qui se trouvent entre le plan w du six-portes et le plan de mesure 1 (dont le coupleur 1). La relation II-36 n'est valable que pour le commutateur en position 2.
On définit maintenant le plan de référence intermédiaire 3 associé au rapport d'ondes b"$_1$/a"$_1$.

$$\rho_{\text{int}} = \frac{b''_1}{a''_1} \qquad w = \frac{A_{\text{int}}\rho_{\text{int}} + B_{\text{int}}}{C_{\text{int}}\rho_{\text{int}} + 1} \qquad \textbf{(II - 37)}$$

Contrairement à l'équation II-36, l'équation II-37 est toujours valable et indépendante de la position du commutateur, puisque aucun élément directif ne se trouve entre le six-portes et le plan de référence 3.

Considérons maintenant les deux positions du commutateur pendant la phase de mesure :

1) Commutateur en position 2 :

On se trouve dans la configuration classique et il n'y a pas d'onde injectée par le coupleur 1. Le six-portes mesure le rapport d'ondes intermédiaire $\rho_{\text{int}} = \frac{b''_1}{a''_1}$. Par conséquent, la relation II-36 est valable et nous avons accès au facteur de réflexion et à la puissance en entrée :

$$P_E(f_0) = P_{inc1}(f_0) \cdot \left(1 - \left|\Gamma_E(f_0)\right|^2\right) \quad \textbf{(II - 38)}$$

$$\text{Avec} \quad \Gamma_E(f_0) = \Gamma_1(f_0) = \frac{b_1(f_0)}{a_1(f_0)} \quad \textbf{(II - 39)}$$

La valeur de Γ_g présentée par la boucle active représente le facteur de réflexion de la source mais elle ne peut pas être mesurée.

2) Commutateur en position 1 :

Le générateur HF est cette fois-ci connecté à l'accès 2 ("charge") du réflectomètre six-portes. La source du signal ne se trouve plus à gauche du plan de référence 1 comme dans le cas précédent mais à droite. Donc, dans cette configuration le rapport d'ondes $\Gamma_1 = \frac{b_1(f_0)}{a_1(f_0)}$ de module supérieur à l'unité mesuré par le réflectomètre six-portes est l'inverse du facteur de réflexion Γ_g de toute la structure se situant à gauche du plan 1 c'est à dire le coupleur 1 + le réflectomètre six-portes + le coupleur 2 + la boucle active.

$$\Gamma_{g,f_0} = \frac{1}{\Gamma_{1,f_0}} = \frac{a_1(f_0)}{b_1(f_0)} \quad \textbf{(II - 40)}$$

Pour mieux comprendre cette caractéristique propre aux réflectomètres six-portes, il suffit de se rappeler que le réflectomètre six-portes ne mesure pas directement dans le plan de référence mais bien dans le plan *w*. C'est le quadripôle d'erreur qui ramène le plan *w* au plan de mesure **[16]**.

2.2.2 *Description du banc de mesure de l'ENST :*

Le synoptique du banc de mesure est représenté par la figure II-8

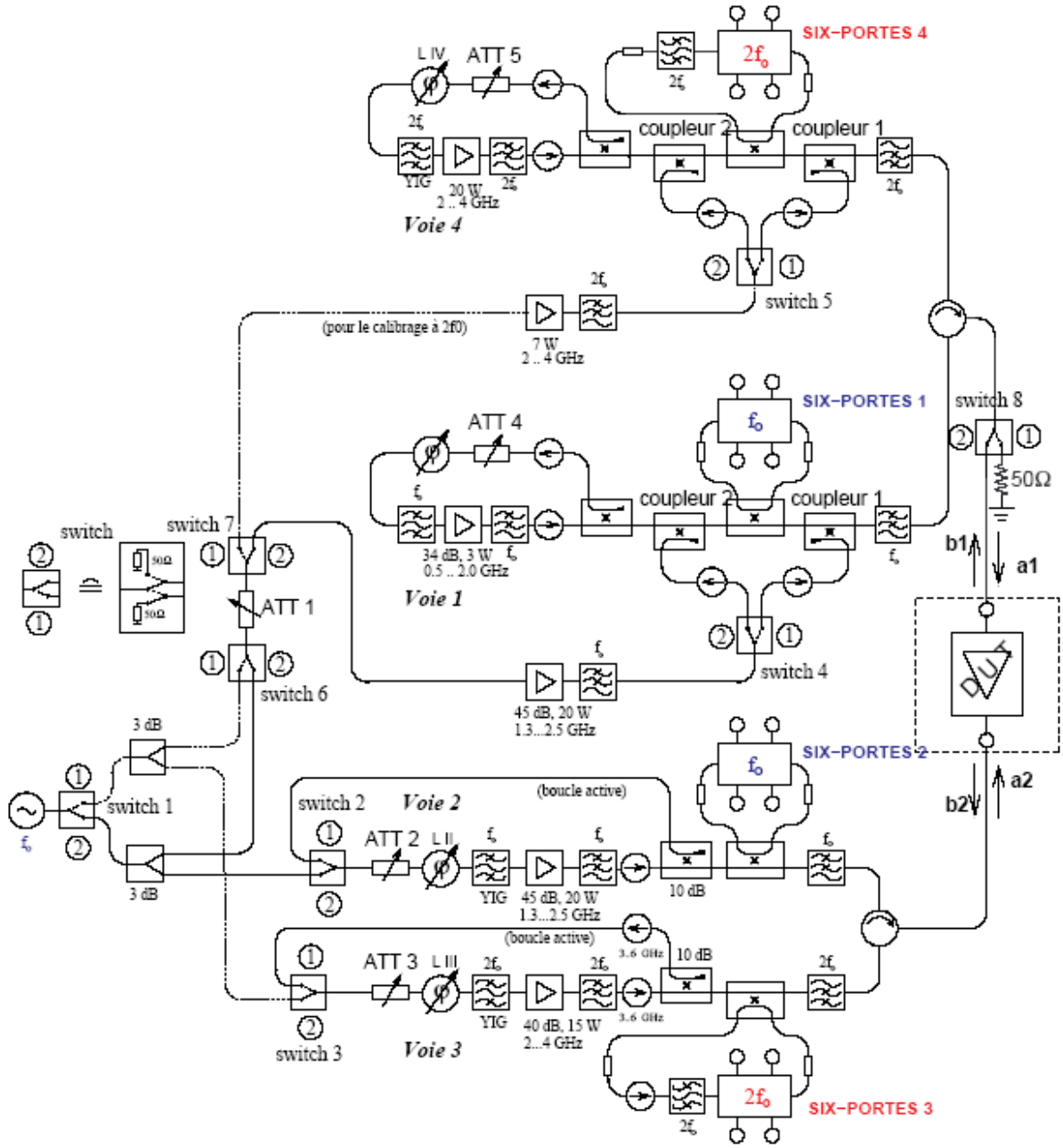


Figure II- 8 : Banc de mesures source-pull et load-pull multi-harmoniques de l'ENST.

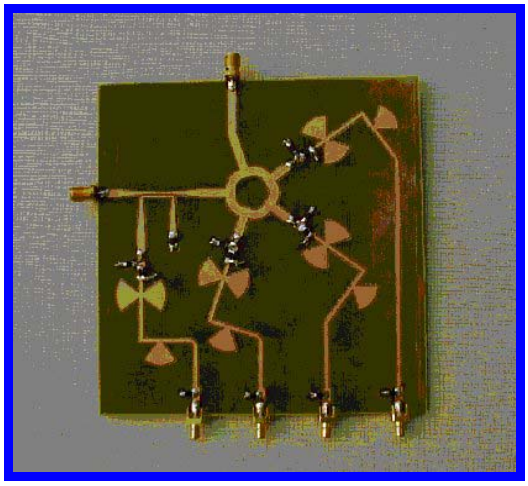
La fréquence de travail du banc de mesure est essentiellement fixée par les bandes passantes des éléments passifs utilisés (filtres, isolateurs,...) mais aussi par la largeur de bande utile des réflectomètres six-portes eux-mêmes. Cette bande utile est fortement liée par le type de technologie utilisée pour la réalisation des six-portes.

Au total, il est composé de quatre voies de mesures, chacune d'entre elles incluant un réflectomètre six-portes et une boucle active. Les voies 1 et 2 opèrent à la fréquence fondamentale (f_0) tandis que les voies 3 et 4 fonctionnent à la seconde fréquence harmonique ($2f_0$). Le système de mesure est donc totalement symétrique ce qui constitue un avantage majeur en particulier pour les procédures d'étalonnage. Pour pouvoir séparer l'onde à la fréquence fondamentale de l'onde à la seconde fréquence harmonique un réseau passif composé, d'un circulateur, d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut est utilisé, et cela aussi bien à l'entrée qu'à la sortie du DST.

Les réflectomètres six-portes n°1 et n°2 (en technologie micro-ruban) forment un double réflectomètre six-portes travaillant à la fréquence fondamentale (f_0) alors que les réflectomètres n°4 et n°3 (en technologie hybride) forment un double réflectomètre six-portes travaillant à la seconde fréquence harmonique ($2f_0$). Le premier est un réflectomètre six-portes réalisé à l'aide de coupleurs hybrides 90° et fonctionnant sur une très large bande de fréquence 2-18GHz (figure II-9-a). Le deuxième à été réalisé en technologie micro-ruban (figure II-9-b) et fonctionne dans la bande 1.7-2.2GHz . Il est constitué essentiellement d'une cellule interférométrique, d'un coupleur et de détecteurs de puissance à base de diodes Schottky, donc d'un coût très faible de fabrication.



-a- Technologie hybride



-b- Technologie micro-ruban

Figure II- 9 : Réflectomètres six-portes.

Selon la position des commutateurs 2 et 3, les voies en sortie travaillent en mode "deux sources synchrones" ou "boucle active". Les filtres YIG accordables (sur les voies 2, 3 et 4) avec une bande passante très étroite évitent tout risque d'oscillations à d'autres fréquences que la fréquence de travail. Les boucles actives sont toutes équipées d'atténuateurs variables avec un pas d'atténuation minimum de 1dB. Les déphaseurs des voies 1, 2, 3 et 4 sont des lignes à air à très faibles pertes d'insertion (<1dB) que nous avons motorisées grâce à l'ajout de moteurs pas à pas, ce qui nous permet un contrôle très précis du déphasage, de l'ordre du degré. Les filtres ainsi que les isolateurs à la sortie des amplificateurs de puissance des boucles actives assurent des signaux sans composantes harmoniques et une impédance de charge égale à 50Ω pour d'éventuels harmoniques d'ordre 2 et 3. L'isolateur évite par ailleurs qu'une onde ne soit réinjectée en sortie de l'amplificateur de puissance. Les filtres passe bande connectés à l'accès 2 des réflectomètres six-portes n°4 et n°3 permettent d'éliminer les fréquences harmoniques d'ordre supérieure *(3f_0*).

Le contrôle du niveau de la puissance délivrée dans le DST se fait grâce au générateur HF, à l'amplificateur de puissance situé avant le commutateur n°4, et grâce à l'atténuateur n°1 (ATT1).

Calibrage du banc de mesure :

Pour le calibrage à la fréquence fondamentale f_0, les commutateurs 1,6,7,4,2,8 sont à leurs positions de repos (position 2) et le générateur HF génère une onde à la fréquence f_0. Les atténuateurs ATT 1 et ATT 2 prendront des valeurs qui permettent aux ondes a_1 et a_2 aux accès de mesure d'être équilibrés.

Pour le calibrage à la seconde fréquence harmonique $2f_0$, il suffira de mettre les commutateurs 1,6,7 dans une position active (position 1), les autres restants dans leurs positions de repos et de changer la fréquence du générateur HF. L'équilibrage des voies 4 et 3 sera fait grâce aux atténuateurs ATT 1 et ATT3.

Mesure des impédances d'entrée et de charge du DST et des puissances incidentes (commutateurs 1,6,7,4,8 en position 2) :

On applique un signal à la fréquence fondamentale à l'entrée du dispositif par la voie 1 via le coupleur 2 et le réflectomètre n°1. On retrouve la configuration classique des mesure.

La puissance d'entrée du composant à mesurer est donnée par la relation suivante :

$$P_E(f_0) = P_{inc1}(f_0) \cdot \left(1 - \left|\Gamma_E(f_0)\right|^2\right) \qquad \textbf{(II - 41)}$$

avec $\Gamma_E(f_0) = \Gamma_1(f_0) = \frac{b_1(f_0)}{a_1(f_0)}$ **(II - 42)**

$P_{inc1}(f_0)$ est mesuré par le détecteur connecté à l'accès 3 du six-portes 1 (voir figure II-8) qui donne le rapport d'onde $\Gamma_E(f_0)$.

La puissance de sortie consommée par la charge au fondamental est donnée par l'expression :

$$P_S(f_0) = \frac{1}{2}|b_2(f_0)|^2 - \frac{1}{2}|a_2(f_0)|^2 \quad \textbf{(II - 43)}$$

$$= P_{inc2}(f_0)\cdot\left(|\Gamma_2(f_0)|^2 - 1\right) \quad \textbf{(II - 44)}$$

avec $\Gamma_2(f_0) = \frac{1}{\Gamma_L(f_0)} = \frac{b_2(f_0)}{a_2(f_0)}$ **(II - 45)**

$P_{inc2}(f_0)$ est mesurée par le détecteur connecté à l'accès 3 du six-portes 2 (voir figure II-8) qui donne le rapport d'onde $\Gamma_2(f_0)$.

D'une manière identique, le réflectomètre six-portes n°3 nous donne la mesure de la puissance et du facteur de réflexion à la seconde fréquence harmonique :

$$P_S(2f_0) = P_{inc2}(2f_0)\left(|\Gamma_2(2f_0)|^2 - 1\right) \quad \textbf{(II - 46)}$$

$$\Gamma_2(2f_0) = \frac{1}{\Gamma_L(2f_0)} = \frac{b_2(2f_0)}{a_2(2f_0)} \quad \textbf{(II - 47)}$$

On obtient alors le gain en puissance au fondamentale :

$$G_P = \frac{P_S(f_0)}{P_E(f_0)}$$
$$G_P[dB] = P_S(f_0)\ [dB] - P_E(f_0)\ [dB] \quad \textbf{(II - 48)}$$

La puissance ajoutée :

$$P_{AJ} = P_S(f_0) - P_E(f_0)$$
$$P_{AJ}[dB] = 10\log_{10}(P_{AJ}) \quad \textbf{(II - 49)}$$

Le rendement en puissance ajoutée :

$$RPA[\%] = 100\cdot\frac{P_{AJ}}{P_{DC}} \quad \textbf{(II - 50)}$$

Avec P_{DC} la puissance fournie par la source de polarisation du DST.

La puissance dissipée par le DST s'exprime de la façon suivante :

$$P_{DISS} = P_{DC} + P_E - P_S(f_0) - P_S(2f_0) \quad \textbf{(II - 51)}$$

Mesure des impédances de source (commutateurs 1,6,7,8 en position 2)

Si le commutateur 4 est en position 1, le six-portes n°1 mesurera directement la valeur de $\Gamma_g(2f_0)$. Pour la mesure de $\Gamma_g(2f_0)$, lors de l'optimisation des impédances, le commutateur 4 est remis à la position 2. On injecte donc une onde en entrée du DST via le coupleur 2. A cause des non-linéarités, le composant va générer une onde $b_{1,2f_0}$ à la seconde fréquence harmonique qui sert de source pour le six-portes n°4 qui va donc mesurer :

$$\Gamma_g(2f_0) = \frac{1}{\Gamma_1(2f_0)} = \frac{a_1(2f_0)}{b_1(2f_0)} \quad \textbf{(II - 52)}$$

Remarque :

Si on désire synthétiser une impédance de source particulière $\Gamma_g(2f_0)$, dans le cas par exemple de la mesure à impédances fixes et puissance d'entrée variable, les commutateurs 1,6,7,5,8 sont mis en position 1 et le générateur HF délivre une onde à la seconde fréquence harmonique. La mesure de $\Gamma_g(2f_0)$ est donnée par le six-portes n°4.

Nous pouvons observer toutes ces grandeurs lors de l'optimisation des impédances de charge et de source à une puissance d'entrée constante, et on pourra tracer les contours load-pull et source-pull d'iso-puissance et d'iso-rendement. D'autre part, pour des impédances maintenues fixes on peut observer l'évolution de toutes ces grandeurs en fonction de la puissance d'entrée. Et ceci pour toutes les étapes qui consistent à optimiser la puissance de sortie ou le rendement en jouant sur l'impédance de charge au fondamental, puis sur l'impédance de charge au second harmonique et en suite sur l'impédance de source au second harmonique. Si cette dernière étape aboutit, en refait les étapes précédentes jusqu'à stabilisation des résultats, généralement deux ou trois itérations suffisent.

Nous allons dans la suite de ce chapitre présenter un jeu d'optimisation complet d'un transistor bipolaire à la fréquence fondamentale 2 GHz. Comme nous l'avons dit au paravent, cette série de mesure était nécessaire pour la prise en main, la compréhension et la maîtrise du banc source-pull et load-pull multiharmonique de l'ENST.

2.3 CARACTERISATION MULTIHARMONIQUE D'UN TRANSISTOR DE PUISSANCE HBT (HT 21670 2 W) :

2.3.1 *Introduction :*

Alcatel Space réalise la conception d'amplificateurs de puissance pour les applications de radionavigation (GALILEO) au moyen de filières HBT (Transistor Bipolaire à Hétérojonction) d'UMS (United Monolithics Semiconductors). Pour aller plus en avant dans l'étude des classes de fonctionnement à haut rendement, la caractérisation multiharmonique est très intéressante compte tenu des contraintes de rendement en puissance ajoutée.

Suite à la demande du CNES, nous avons réalisé les caractérisations multi-harmoniques sur un nouveau composant (HT21670 2W) à l'aide du banc de mesure source-pull/load-pull du laboratoire hyperfréquences à l'ENST **[5]**.

Cette étude nous a permis :

- D'étudier l'influence des impédances de charge aux différentes fréquences harmoniques sur les performances du composant.
- D'appréhender qualitativement le fonctionnement de ce type de transistor (polarisation, stabilité, ...)

2.3.2 *Mesures statiques :*

Les mesures DC du transistor sont les suivantes :

1. le courant de base I_b en fonction de la tension base-émetteur V_b, ce qui donne la caractéristique de la diode d'entrée du transistor, voir la figureII-10.
2. Le courant I_c en fonction de I_b pour une tension collecteur-émetteur V_{ce} = 6 V, voir la figure II-11.
3. le courant I_c en fonction de la tension V_c pour des valeurs constantes de V_b : une caractéristique clef qui permet de choisir les conditions de polarisation nécessaire à une classe de fonctionnement donnée (figure II-12).

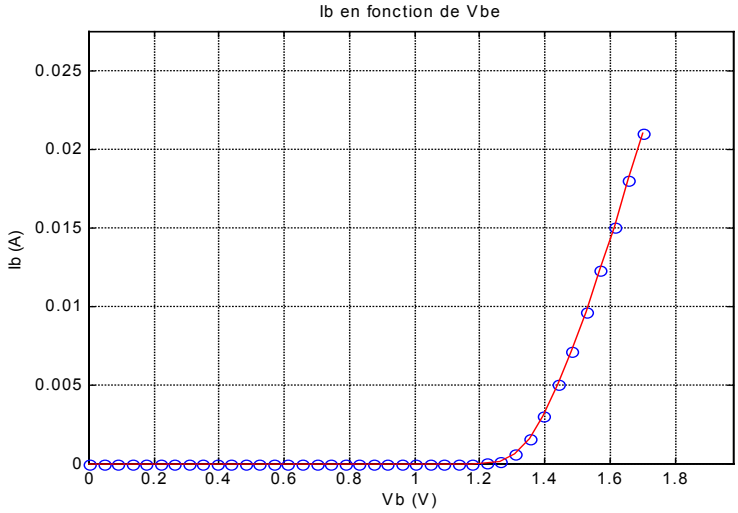


Figure II- 10 : Caractéristique courant tension de la diode d'entrée du transistor.

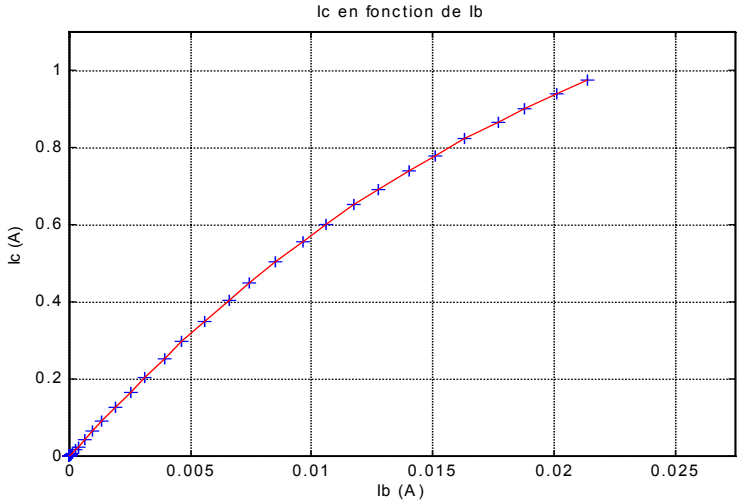


Figure II- 11 : Gain en courant du transistor.

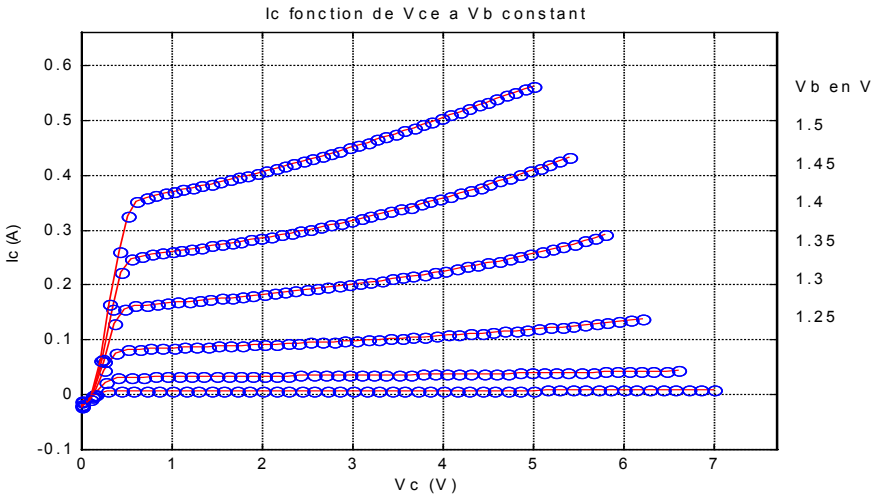


Figure II- 12 : Caractéristiques statiques du transistor.

2.3.3 *Principe des mesures large signal source-pull/load-pull :*

Le point de polarisation choisi correspond à la classe de fonctionnement dite « AB », soit V_c = 6 V, I_c = 80 mA et V_b = 1.323 V. Notons que nous avons placé une résistance R_b = 10 Ω à la base du transistor.

Nous avons effectué des mesures large signal source-pull/load-pull à 2 GHz pour une puissance d'entrée de 14 dBm. Nous avons dans un premier temps optimisé la puissance de sortie du transistor pour toutes les composantes harmoniques. Puis, dans un deuxième temps, nous avons optimisé le rendement en puissance ajouté noté par la suite RPA.

Pour chacune des séries de mesures effectuées, la procédure est la suivante (toutes les mesures sont faites en maintenant l'impédance de source au fondamental à 50 Ohms):

Première étape :

On fixe les impédances d'entrée et de sortie au fondamental et aux harmoniques à 50Ω. On effectue une série de mesures pour ces impédances. Puis**, pour la puissance d'entrée fixée**, on optimise, la puissance de sortie **au fondamental** (ou le rendement), en faisant varier l'impédance de sortie du transistor au fondamental, les autres impédances restant fixées à 50Ω. On trouve alors un facteur de réflexion optimal noté $\Gamma_L(f_0)opt$. On trace alors la puissance de sortie (P_S), la puissance consommé (P_{DC}), le rendement (RPA), le gain en puissance (G_P) et la puissance dissipée (P_{DISS}) en fonction de la puissance d'entrée jusqu'au point de compression voulu.

Deuxième étape :

On optimise, toujours pour la puissance d'entrée fixée, l'impédance de sortie du transistor au **deuxième harmonique** $\Gamma_L(2f_0)opt$ en maintenant au fondamental le facteur de réflexion optimal noté $\Gamma_L(f_0)opt$. Puis on fait varier la puissance d'entrée afin d'obtenir les courbes de compression.

Troisième étape :

Finalement on maintient en sortie les impédances optimales $\Gamma_L(f_0)opt$ et $\Gamma_L(2f_0)opt$. On optimise alors **l'impédance du générateur** $\Gamma_g(2f_0)$ **à la deuxième fréquence harmonique**. En cas d'optimisation réussie, on trace les courbes de compression en faisant varier la puissance entrante. En cas d'échec de l'optimisation, on fixe le module $|\Gamma_g(2f_0)|$ à 0.9 et on fait varier sa phase de 0 à 360 degrés pour détecter d'éventuels cas défavorables en

termes de rendement ou de puissance. On trace alors les courbes de compression pour ce cas défavorable.

2.3.4 Optimisation de la puissance :

	Ps [dBm]	RPA [%]	Module	Phase [deg]	P_{DISS} [mW]
$\Gamma_L=\Gamma_G=0$	25.3	25	0	X	935
$\Gamma_L(fo)opt$	31.8	44	0.78	-178	1970
$\Gamma_L(2fo)opt$	32.8	52	0.9	-124	1755
$\Gamma_G(2fo)défavorable$	31.7	44.	0.86	-177	1830

Tableau II- 1 : Optimisation de la puissance de sortie pour P_E = 14dBm.

Le tableau ci-dessus, montre les résultats des différentes étapes d'optimisation pour une puissance d'entrée constante de 14 dBm. On obtient une impédance de charge optimale au fondamental $Z_L(fo)opt = (6.1- j0.86)\ \Omega$, une impédance de charge au second harmonique $Z_L(2fo)opt = (3.3- j26.5)\ \Omega$. Finalement, l'impédance de source défavorable au second harmonique est $Z_G(2fo)défavorable = (3.8-j1.3)\ \Omega$.

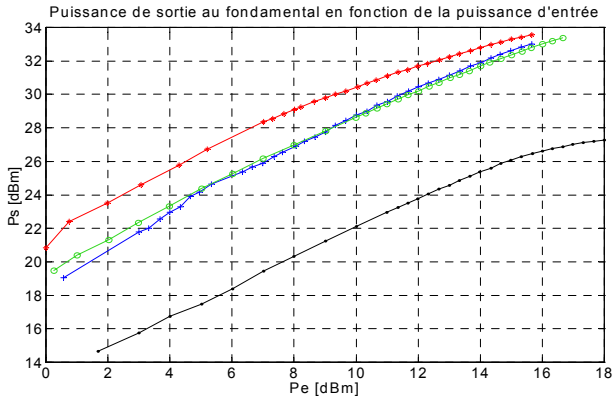
Pour une puissance d'entrée $P_E(f_0)$ = 14 dBm, lorsque toutes les impédances sont fixées à 50Ω, on se situe à 2 dB de compression du gain et on obtient une puissance de sortie de 25.4 dBm pour un rendement en puissance ajoutée égal à 25 %. Les résultats d'une optimisation de l'impédance de sortie au fondamental en terme de puissance ($2^{ième}$ ligne du tableau II-1) montrent une amélioration de la puissance de sortie de 6.4 dB et une augmentation du rendement de 18 points. Il faut remarquer également que la puissance de sortie au second harmonique $P_S(2f_0)$ n'est pas négligeable (de l'ordre de 7.4 dB), ce qui à permis une amélioration de 1 dB de $P_S(f_0)$ et de 9 points du *RPA* après une optimisation du facteur de réflexion au second harmonique en sortie. L'augmentation du rendement est due à l'augmentation de la puissance de sortie car la puissance DC augmente légèrement (figure II-13-e) mais globalement la puissance dissipée diminue (figure II-13-f).

- $\Gamma_G(fo) = 0$; $\Gamma_G(2fo) = 0$; $\Gamma_L(f) = 0$; $\Gamma_L(2fo) = 0$;

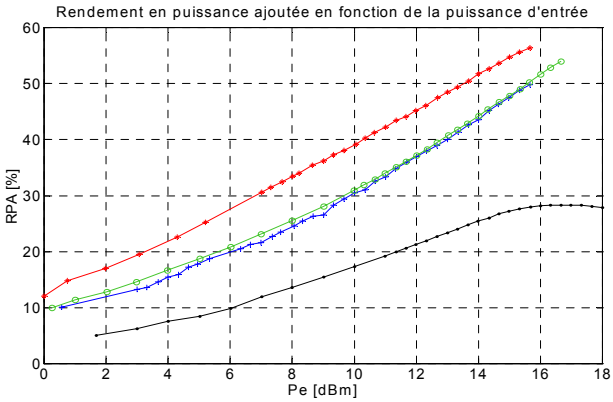
\+ $\Gamma_G(fo) = 0$; $\Gamma_G(2fo) = 0$; $\Gamma_L(f) = \Gamma_L(fo)opt$; $\Gamma_L(2fo) = 0$;

* $\Gamma_G(fo) = 0$; $\Gamma_G(2fo) = 0$; $\Gamma_L(f) = \Gamma_L(fo)opt$; $\Gamma_L(2fo) = \Gamma_L(2fo)opt$;

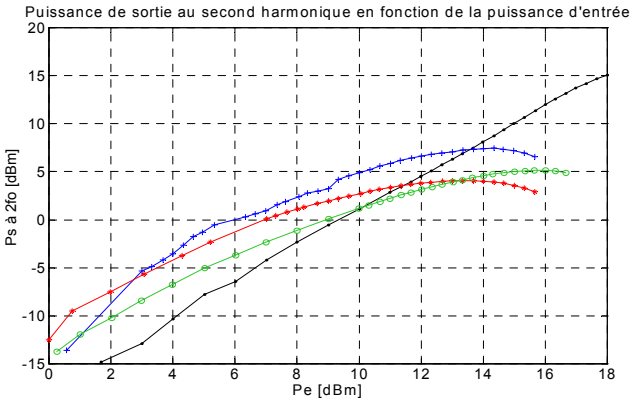
o $\Gamma_G(fo) = 0$; $\Gamma_G(2fo) = \Gamma_G(2fo)défavorable$; $\Gamma_L(f) = \Gamma_L(fo)opt$; $\Gamma_L(2fo) = \Gamma_L(2fo)opt$;



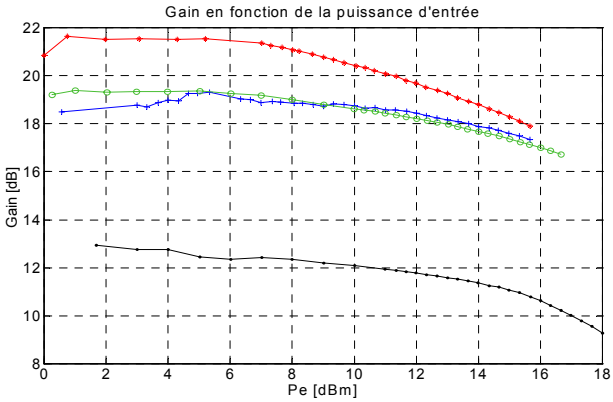
-a-



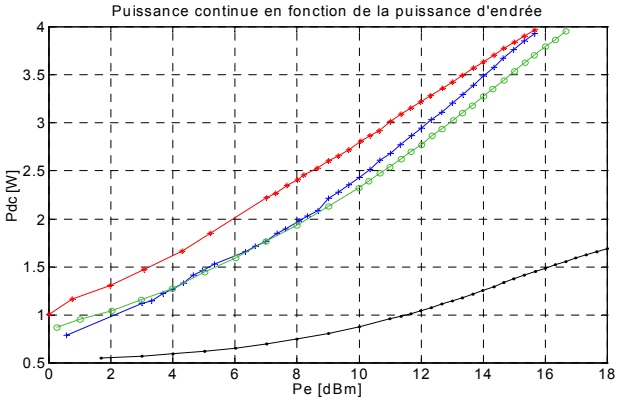
-b-



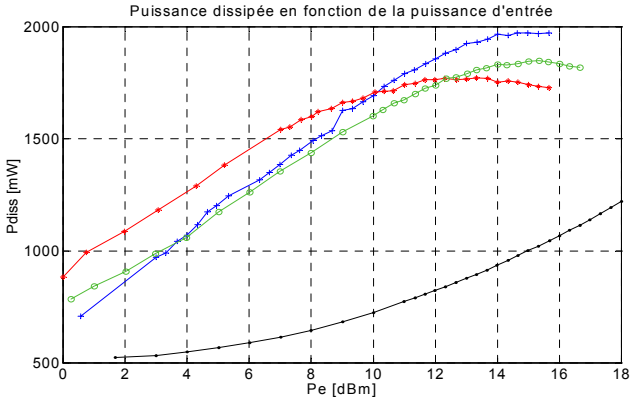
-c-



-d-

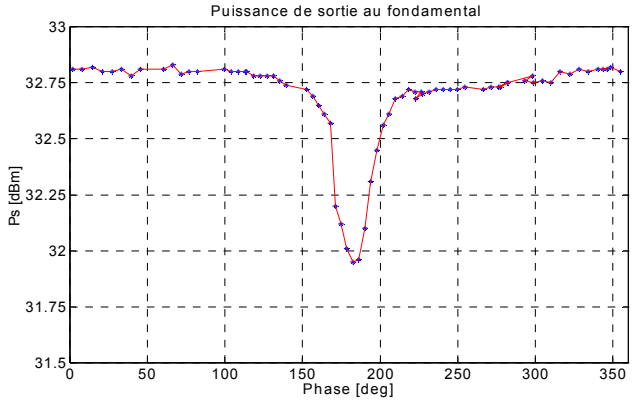


-e-

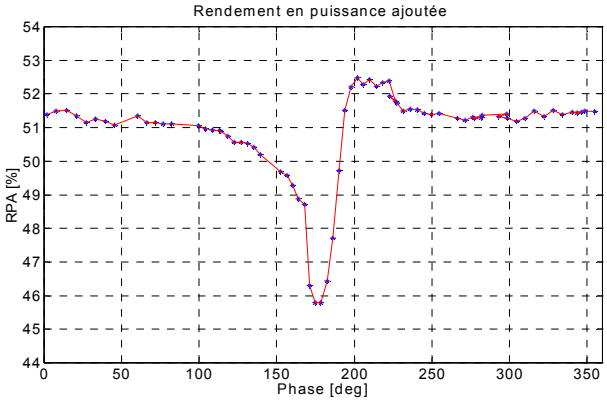


-f-

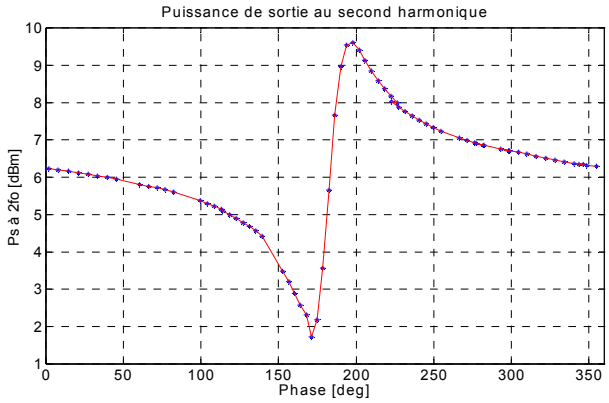
Figure II- 13 : Evolution des performances du transistor en fonction de la puissance d'entrée pour toutes les étapes d'optimisation de P_S pour P_E = 14 dBm.



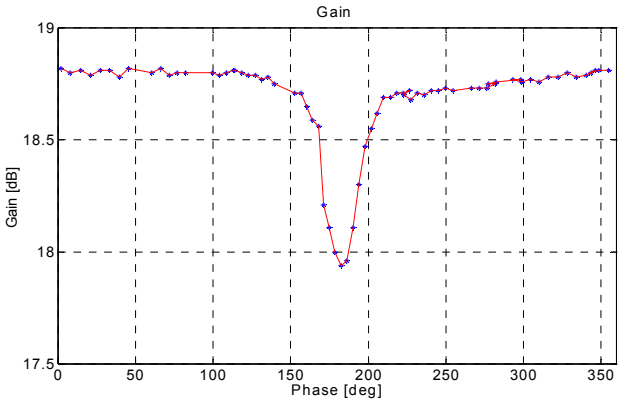
-a-



-b-



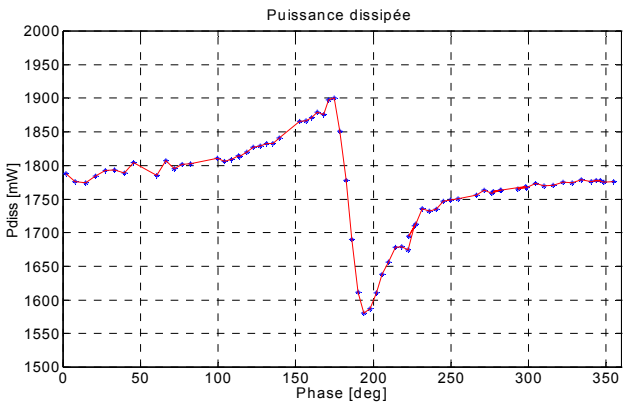
-c-



-d-



-e-



-f-

Figure II- 14 : : Evolution des performances du transistor en fonction de la phase du facteur de réflexion présenté par l'impédance de source au second harmonique en maintenant les autres impédance optimale de P_S pour P_E = 14 dBm.

La recherche d'une impédance de source optimale à la deuxième fréquence harmonique n'a donné aucun résultat probant. On a donc fait fixé le module du facteur de réflexion de l'impédance de source $|\Gamma_g(2f_0)|$ à 0.9 et fait varier sa phase de 0 à 360 degrés (figure II-14-a à II-14-f). Une impédance défavorable, très proche du court-circuit, a été mise en évidence. En terme de puissance on constate une perte de 1dB et en terme de rendement une diminution de 7.5 points (figures II-14-a et II-14-b), qui se traduit par une augmentation de 0.5 dB de $P_3(2f_0)$ et de 100 mW environ pour la puissance dissipée.

On peut remarquer que tout le bénéfice de l'optimisation de l'impédance de charge $\Gamma_L(2f_0)opt$ au deuxième harmonique est perdu si l'impédance de source $\Gamma_g(2f_0)$ n'est pas correctement maîtrisée. Par ailleurs, cette impédance de source défavorable diminue la puissance DC (figure II-14-e) mais ne permet pas de rattraper la chute du gain en terme de rendement en puissance ajoutée.

2.3.5 Optimisation du rendement en puissance ajoutée :

	Ps [dBm]	RPA [%]	Module	Phase [deg]	P_{DISS} [mW]
$\Gamma_L=\Gamma_G=0$	25.3	25	0	x	935
$\Gamma_L(fo)opt$	31.7	63	0.69	167	840
$\Gamma_L(2fo)opt$	31.6	66	0.88	59	740
$\Gamma_G(2fo)opt$	31.7	69	0.86	-170	650

Tableau II- 2 : Optimisation du rendement en puissance ajoutée pour P_E = 14dBm.

La procédure complète d'optimisation a donné les résultats présentés dans le tableau II-2. Les impédances optimales sont les suivantes :

$Z_L(fo)opt = (9.3 + j5.5)\ \Omega$

$Z_L(2fo)opt = (13 + j87)\ \Omega$

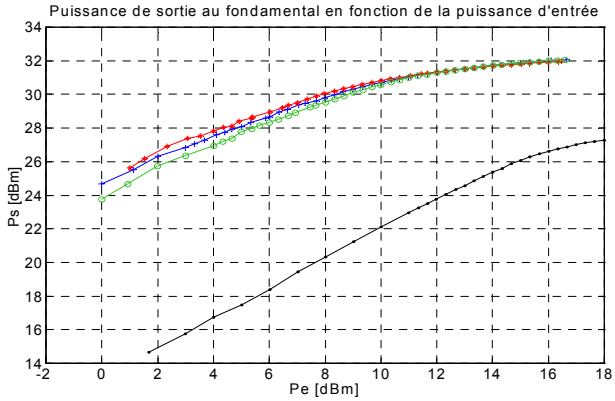
$Z_G(2fo)opt = (3.8 - j4.3)\ \Omega$

- $\Gamma_G(fo) = 0$; $\Gamma_G(2fo) = 0$; $\Gamma_L(f) = 0$; $\Gamma_L(2fo) = 0$;

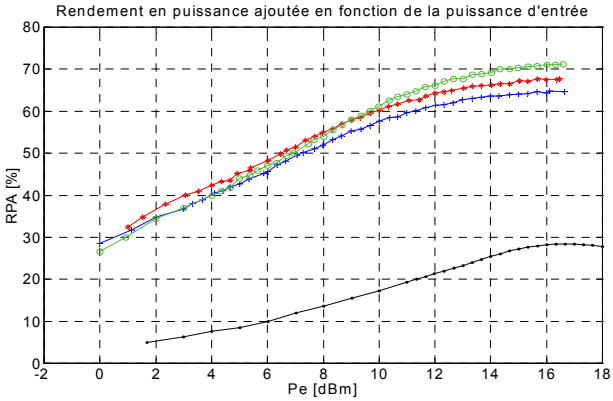
\+ $\Gamma_G(fo) = 0$; $\Gamma_G(2fo) = 0$; $\Gamma_L(f) = \Gamma_L(fo)opt$; $\Gamma_L(2fo) = 0$;

* $\Gamma_G(fo) = 0$; $\Gamma_G(2fo) = 0$; $\Gamma_L(f) = \Gamma_L(fo)opt$; $\Gamma_L(2fo) = \Gamma_L(2fo)opt$;

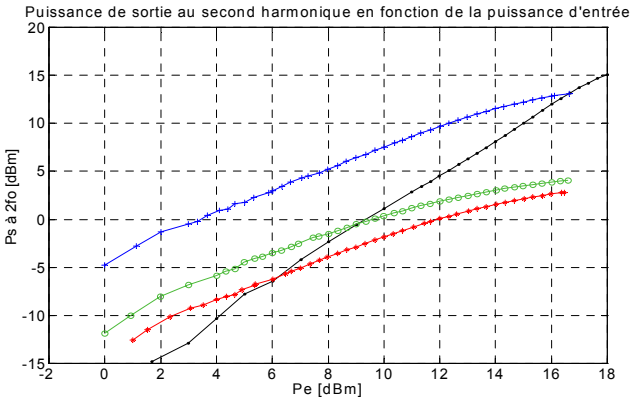
o $\Gamma_G(fo) = 0$; $\Gamma_G(2fo) = \Gamma_G(2fo)opt$; $\Gamma_L(f) = \Gamma_L(fo)opt$; $\Gamma_L(2fo) = \Gamma_L(2fo)opt$;



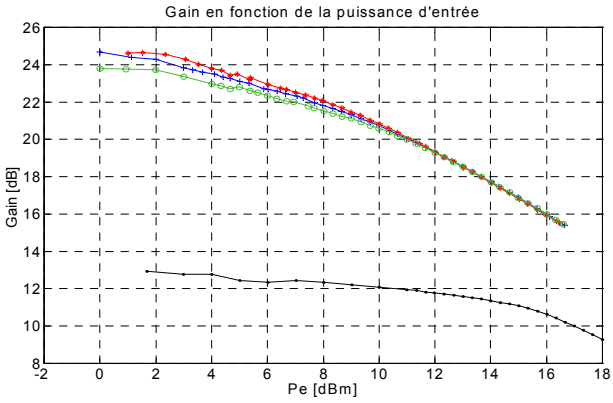
-a-



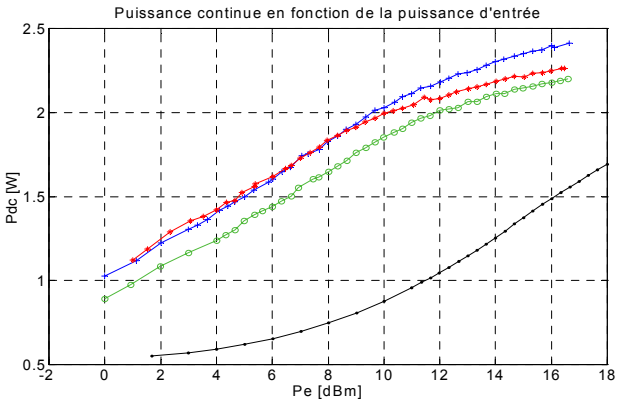
-b-



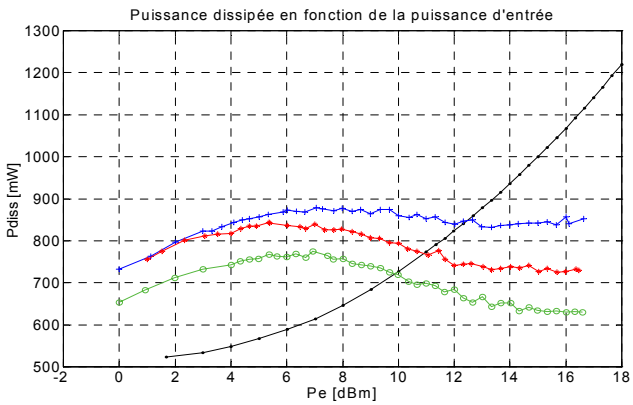
-c-



-d-



-e-

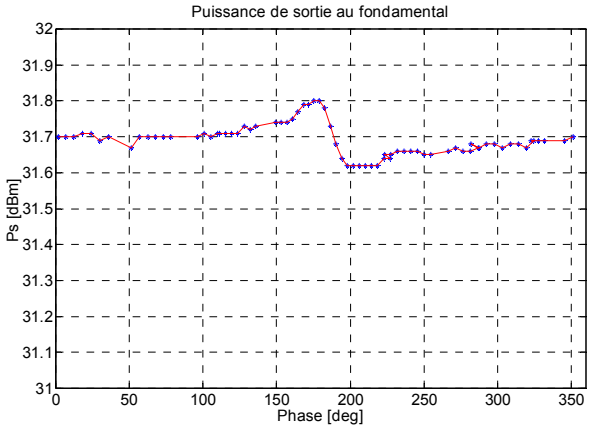


-f-

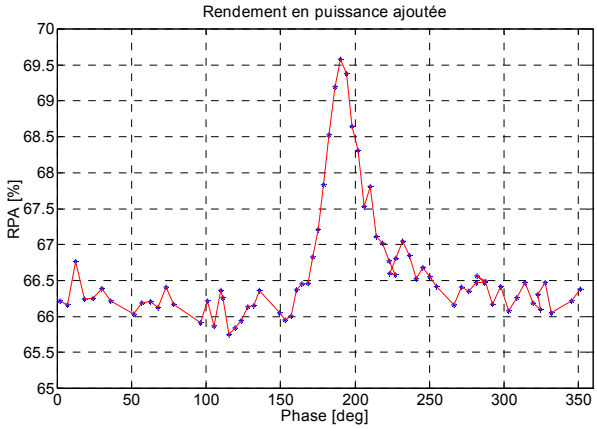
Figure II- 15 : Evolution des performances du transistor en fonction de la puissance d'entrée pour toutes les étapes d'optimisation du RPA pour P_E = 14 dBm.

L'optimisation en rendement en puissance ajoutée de l'impédance de sortie au fondamental pour une puissance d'entrée $P_E(f_0) =$ 14 dBm donne une amélioration de la puissance de sortie de 6.3 dB et une augmentation du rendement de 44 points par rapport au cas où toutes les impédances sont à 50 Ω. L'optimisation de $\Gamma_L(2f_0)$ permet de gagner de l'ordre de 3 points sur le rendement (66 %) en maintenant constante la puissance de sortie (31.6 dBm). Il existe une impédance favorable $\Gamma_g(2f_0)opt$ qui permet de gagner 3 points (69 %) sur le rendement en maintenant toujours constante la puissance de sortie. Cette impédance favorable permet de diminuer la puissance DC et donc la puissance dissipée (figures II-15-e et II-15-f). On peut noter que son influence est du même ordre de grandeur que celle observée pour une optimisation de $\Gamma_L(2f_0)$. Les optimisations successives aux fréquences harmoniques ont permis d'améliorer le rendement par diminution de la puissance dissipée tout en maintenant constant le gain.

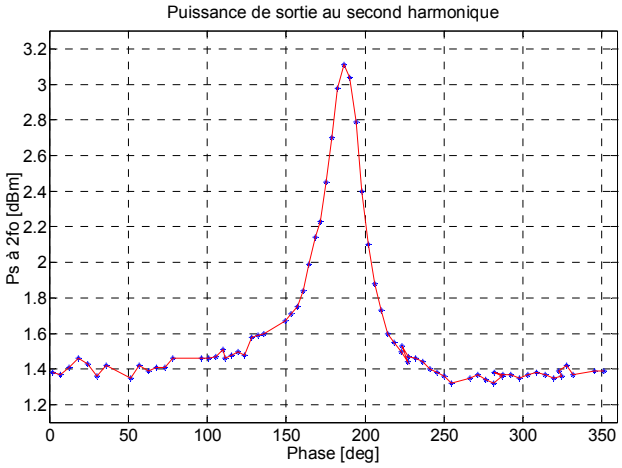
Afin de repérer d'éventuelles impédances de source défavorables, on a donc fait fixé le module du facteur de réflexion de l'impédance de source $\left|\Gamma_g(2f_0)\right|$ à 0.9 et fait varier sa phase de 0 à 360 degrés (figures II-16-a- à II-16-f). On retrouve bien l'impédance favorable $\Gamma_g(2f_0)opt$ qui permet d'augmenter le rendement de 3 points mais il n'apparaît aucun cas défavorable. Dans le cas d'une optimisation en puissance, une chute de la puissance de sortie a été observée (de 32.8 à 31.7 dBm) mais dans le cas d'une optimisation en rendement, après optimisation des impédances de sortie, la puissance n'était déjà que de 31.7 dBm. Ce résultat peut donc être considéré comme logique.



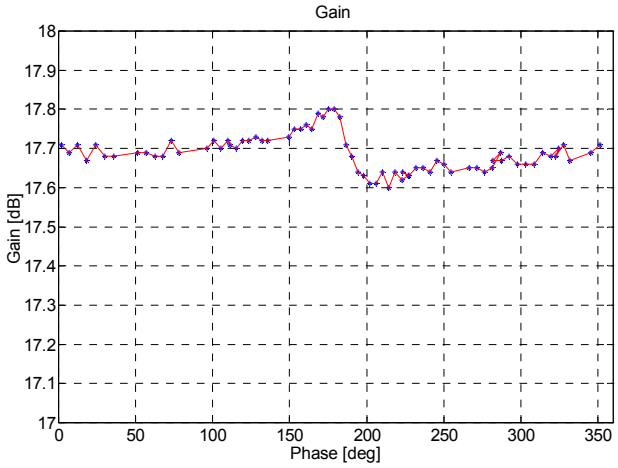
-a-



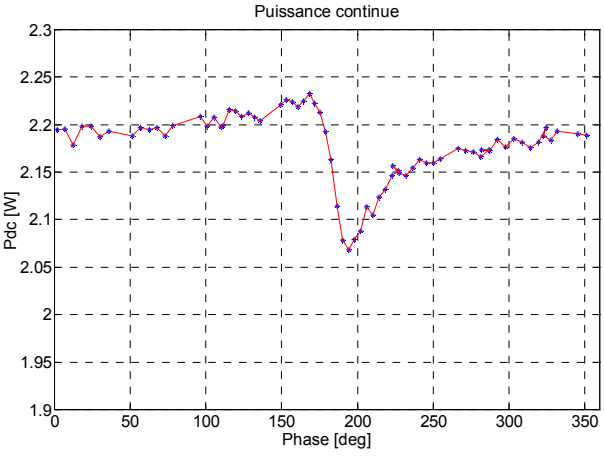
-b-



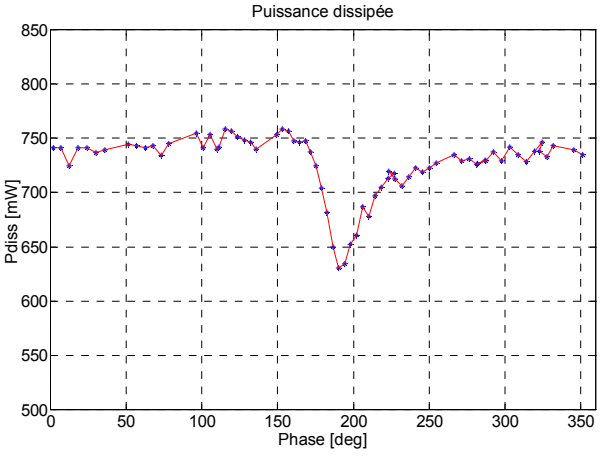
-c-



-d-



-e-



-f-

Figure II- 16 : Evolution des performances du transistor en fonction de la phase du facteur de réflexion présenté par l'impédance de source au second harmonique en maintenant les autres impédance optimale du RPA pour P_E = 14 dBm.

2.4 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons étudié le banc de mesure développé ces dernières années à l'ENST et basé sur le principe du double réflectomètre à six-portes. Nous avons notamment détaillé les principes de fonctionnement ainsi que l'ensemble des procédures de calibrage à mettre en œuvre pour effectuer des mesures rigoureuses. Nous avons également montré toutes les potentialités de ce système de caractérisation par l'intermédiaire d'une caractérisation complète de type source-pull et load-pull effectuée sous pointes et sur un transistor HBT délivrant 2 Watts. Un des atouts de ce banc de mesure est qu'il permet une optimisation systématique des impédances présentées à la seconde fréquence harmonique aussi bien en sortie qu'en entrée du transistor. En particulier, l'effet de l'impédance de source à cette fréquence présente un intérêt capital car son influence peut être du même ordre de grandeur que celle généralement observée pour l'impédance de charge. Malheureusement l'ensemble de ces mesures ne peuvent s'effectuer qu'en présence d'un signal CW, excluant donc les mesures de linéarités ainsi que les mesures en présence d'un signal modulé : mesure d'ACPR, mesure des produits d'intermodulation sous l'excitation d'un signal multi ou bi-porteuse, etc. Il se trouve que ces notions de linéarités sont devenues capitales dans les systèmes de communications modernes ou l'enveloppe des signaux est généralement variable.

Dans le chapitre suivant nous proposons donc les améliorations indispensables pour les techniques de mesure et l'architecture du banc pour pourvoir effectuer des caractérisations expérimentales en présence de signaux à enveloppe complexe.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Eric BERGEAULT

« Etude et réalisation d'un analyseur de réseau Six-Portes dans la bande de fréquence 1-18 GHz »

Thèse soutenue le 15 janvier 1991 à l'ENST Paris, numéro d'ordre 91E005.

[2] Bernard HUYART

« Réalisation d'un analyseur de réseau Six-Portes dans la bande de fréquences 2-18 GHz »

Thèse soutenue le 30 juin 1986 à l'ENST Paris, numéro d'ordre 86E012.

[3] Frédérique DESHOURS

« Mise en œuvre d'un système de mesure Load-Pull à partir d'un analyseur de réseau à six-portes pour la caractérisation expérimentale des transistors de puissance »

Thèse soutenue le 4 mars 1996 à l'ENST Paris, numéro d'ordre 96E008.

[4] Gerald BERGHOFF

« Mise en œuvre d'un banc de caractérisation non linéaire de transistors de puissance à partir de réflectomètres six-portes : Application aux mesures Source-Pull et Load-Pull multiharmoniques »

Thèse soutenue le 12 décembre 1997 à l'ENST Paris, numéro d'ordre 97E032.

[5] Olivier GIBRAT

« Caractérisation expérimentale de transistors de puissance RF : conception d'un banc de mesure multiharmonique source pull et load pull basé sur la technique six-portes »

Thèse soutenue le 6 mars 2002 à l'ENST Paris, numéro d'ordre 2002E005.

[6] G. BERGHOFF; E. BERGEAULT; B. HUYART; L. JALLET;

« Automated characterization of HF power transistors by source-pull and multiharmonic load-pull measurements based on six-port techniques »

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,Volume: 46, Issue: 12, Dec. 1998 Pages:2068 – 2073.

[7] S. WATANABE; S. TAKATUKA; K. TAKAGI; H. KURODA; Y. ODA;

« Simulation and experimental results of source harmonic tuning on linearity of power GaAs FET under class AB operation »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Volume: 3, Page(s): 1771 - 1774, 1996.

[8] PM. WHITE; T.M O'LEARY;

« A 50% efficiency 8 W C-band PHEMT power MMIC amplifier »
Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, Technical Digest, 17th Annual IEEE, Page(s): 277 -280, 1995.

[9] M. MAEDA; H. TAKEHARA; M. NAKAMURA; Y. OTA; O. ISHIKAWA;

« A high power and high efficiency amplifier with controlled second-harmonic source impedance »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Page(s): 579 -584, vol.2, 1995.

[10] G.F ENGEN

« The Six-Port Reflectometer : An Alternative Network Analyzer »
IEEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-25, No 12, pp 1075-1080, December 1977.

[11] G.F ENGEN

« Calibration of an arbitrary Six-Port Junction for Measurement of Active and Passive Circuit Parameters »

IEEE Trans.Instrumentation and Measurement, 22(4):pp. 295-299, December 1973.

[12] G.F ENGEN; C.A HOER;

«"Thru-Reflect-Line": An improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyser»

IEEE Trans. Microwave Theory Tech, MTT-27(12):pp. 987-993, December 1979.

[13] R.A GINLEY

« Line-Reflect-Match calibration technique for the dual Six-Port automatic network analyzer »

IEEE Transaction on Instrument and Measurement, Volume:46, N°2,April 1997.

[14] D.F WILLIAMS; R.B MARKS; A. DAVIDSON;

« Comparison of on-wafer calibrations »

ARFTG Conference Digest, pp. 68-81, December 1991.

[15] E. BERGEAULT; B. HUYART; G. GENEVES; L. JALLET;

« Characterization of diode detectors used in six-port réflectomètres »

Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, Volume: 40, Issue: 6, Dec. 1991 Pages:1041 - 1043

[16] G. BERGHOFF; E. BERGEAULT; B. HUYART; L. JALLET;

« On-wafer calibration of a double six-port reflectometer including constants for absolute power measurements »

Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on ,Volume: 46 , Issue: 5 , Oct. 1997 Pages:1111 – 1114

[17] A. INOUE; T. HEIMA; A. OHTA; R. HATTORI; Y. MITSUI;

« Analysis of class-F and inverse class-F amplifiers »
Microwave Symposium Digest, 2000 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 11-16 June 2000 Pages:775 - 778 vol.2

[18] C.J WEI; P. DICARLO; Y.A. TKACHENKO; R. MC MORROW; D. BARTLE;
« Analysis and experimental waveform study on inverse class class-F mode of microwave power FETs »
Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International , Volume: 1 , 11-16 June 2000 Pages:525 - 528 vol.1.

Chapitre III : Caractérisation large signal d'amplificateur de puissance en présence de signaux modulés

3.1 INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent nous avons décrit le banc de mesure « source-pull/load-pull » multi-harmonique de l'ENST. Ce système permet l'optimisation de la puissance de sortie et/ou du rendement en puissance ajoutée d'un amplificateur de puissance, en jouant sur les impédances de charge et de source, présentées à ce dernier, au fondamental et à la deuxième fréquence harmonique **[2]**. Il est à noter que ces impédances sont synthétisées de manière indépendante grâce à l'utilisation de la technique de la boucle active décrite précédemment (chapitre I). Ce banc de mesure permet également d'observer l'évolution des performances de l'amplificateur (puissance, rendement,…) en fonction de la puissance d'entrée pour des conditions d'impédance de charge et de source données (optimales ou non). D'autre part, la manipulation de ce banc est simplifiée grâce aux efforts fournis pour son automatisation **[1]**.

Malgré tous ces avantages, le principal inconvénient de ce banc réside dans le type des signaux de test utilisés pour la caractérisation des amplificateurs de puissance. Utilisant jusqu'à présent exclusivement un signal CW, le banc actuel ne donne pas d'information sur les performances d'un amplificateur de puissance en terme de linéarité. Or le critère de linéarité est désormais l'un des critères cruciaux qui doit être pris en compte lors de la conception des émetteurs RF. En effet, les systèmes de communications modernes utilisent des signaux RF à enveloppe complexe ayant une bande relativement large. En présence de tels signaux les amplificateurs réagissent de façon non-linéaire mais de manière différente qu'en présence de signaux CW, d'où la prise en compte de ces effets par de nouvelles figures de mérite qui permettent d'exprimer la linéarité des amplificateurs de puissance (ACPR, intermodulation). Ce chapitre est consacré à la description des améliorations et modifications apportées au banc de caractérisation de l'ENST dans le but de mesurer ces figures de mérite de la linéarité d'un amplificateur. Ces modifications permettront de tester un amplificateur de puissance dans ses conditions réelles de fonctionnement, rendant ainsi la caractérisation plus efficace et plus fine.

Ce chapitre constitue donc le cœur du travail de thèse. Nous étudierons dans un premier temps les améliorations indispensables apportées à la technique de détection de puissance à l'aide de diodes Schottky utilisées dans les réflectomètres six-portes. Puis, nous évoquerons les techniques de calibrage en présence de signaux radiofréquences CW et modulés ainsi que les techniques de mesure de l'ACPR ou d'intermodulation à l'aide d'un

analyseur de spectre. Nous allons également expliquer comment synthétiser des impédances basse fréquence variables aux accès de mesures afin d'étudier les effets de ces dernières sur la linéarité. En effet, ces effets de mémoire basse fréquence ont un impact important sur le fonctionnement des amplificateurs. Il convient donc de rajouter aux fonctionnalités de notre banc de mesure un contrôle indépendant de ces impédances modélisant ainsi le comportement et l'influence des circuits de polarisation.

Finalement nous présenterons l'architecture finale du banc de caractérisation fonctionnelle capable d'optimiser la puissance de sortie, le rendement et /ou la linéarité d'un amplificateur.

3.2 DETECTEURS DE PUISSANCE :

Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, les détecteurs de puissance jouent un rôle primordial dans les réflectomètres six-portes car c'est à partir de la mesure de trois rapports que l'on peut déduire la valeur du facteur de réflexion. De même, ils permettent d'avoir accès à la puissance incidente à l'accès de mesure. Deux types de détecteurs de puissance sont principalement utilisés : les diodes et les thermistances. Tandis que les thermistances offrent de meilleure précision, les détecteurs à diode se caractérisent par une plus grande sensibilité, une plus grande dynamique, un temps de détection plus rapide et un coût largement inférieur. La diode Schottky est la plus souvent utilisée pour la détection de signaux HF du fait de sa faible barrière de potentiel.

3.2.1 *Détection quadratique en présence de signaux CW :*

De manière classique, la diode Schottky est adaptée en entrée par une résistance 50Ω, et fermée en sortie par un filtre passe-bas RC comme le montre la figure suivante :

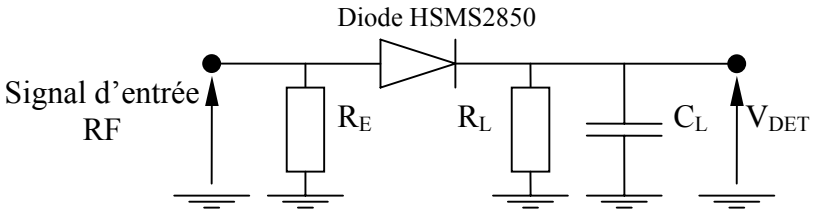
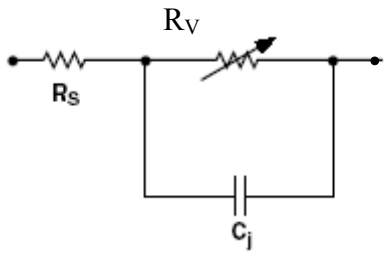


Figure III- 1 : Détecteur de puissance à base de diode Schottky.



R_V : résistance vidéo
R_S : résistance série
C_j : capacité de jonction

Figure III- 2 : Modèle électrique de la diode HSMS2850 [4].

Le modèle électrique équivalent de la diode, est donné par la figure III-2. Donc le modèle électrique de tout le détecteur en négligeant la résistance série R_S et la capacité de jonction C_j (d'après le modèle SPICE de la diode Schottky **[4]**) est le suivant :

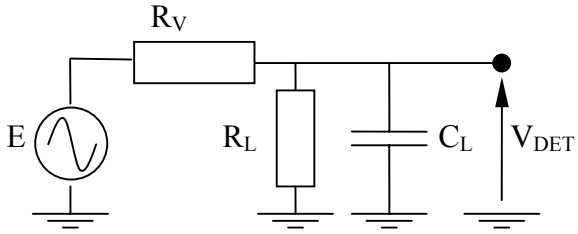


Figure III- 3 : Modèle électrique du détecteur à diode Schottky (E tension basse fréquence proportionnelle à la puissance à mesurer).

Trouvons la relation entre la puissance RF du signal CW appliqué à l'entrée du détecteur et la tension mesurée à sa sortie. La relation entre le courant **I** dans la diode et la tension **V** appliquée à l'entrée est la suivante :

$$I = I_S \cdot \left(e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right) \qquad \textbf{(III- 1)}$$

Avec $\mathbf{I_S}$ le courant de saturation, ***m*** facteur de correction compris entre 1 et 2, et $\mathbf{V_T} = KT/q_0$ la tension de température (K constante de Boltzmann, T la température, et q_0 la charge d'un électron).

Si le signal RF d'entrée est un signal CW, on peut l'écrire sous la forme suivante :

$$V = V_0 \cdot \cos(\omega t) \qquad \textbf{(III- 2)}$$

et si $V_0 << mV_T$ le développement en série de l'exponentielle dans l'expression de **I** donne :

$$I = Is \cdot \left[\frac{V_0}{mV_T} \cdot \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_0}{mV_T} \right)^2 \cdot \cos^2(\omega t) + ... \right] \qquad \textbf{(III- 3)}$$

$$= Is \cdot \left[\frac{1}{4} \cdot \left(\frac{V_0}{mV_T} \right)^2 + \frac{V_0}{mV_T} \cdot \cos(\omega t) + \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{V_0}{mV_T} \right)^2 \cdot \cos 2(\omega t) + ... \right] \quad \textbf{(III- 4)}$$

Après filtrage, le courant I_{DC} en sortie est proportionnel à la puissance RF appliquée à l'entrée du détecteur, et cela traduit le comportement quadratique de la diode à des faibles niveaux de puissance :

$$I_{DC} = \frac{Is}{4} \cdot \left(\frac{V_0}{mV_T} \right)^2 \quad \textbf{(III- 5)}$$

La tension aux bornes de résistance R_L est donc :

$$V_{DET} = V_{DC} = I_{DC} \cdot R_L \quad \textbf{(III- 6)}$$

Par conséquent, la tension continue mesurée à la sortie du détecteur de puissance est proportionnelle à la puissance RF du signal CW appliqué à l'entrée de ce même détecteur. On peut donc écrire :

$$P = K_D \cdot V_{DC} \quad \textbf{(III- 7)}$$

Où K_D représente un facteur de proportionnalité.

On peut remarquer que pour la mesure de la puissance RF d'un signal CW la bande passante du détecteur n'intervient pas, et plus la résistance R_L est grande, plus la sensibilité du détecteur est élevée.

3.2.2 *Linéarisation des détecteurs à diode Schottky :*

La relation III –7 qui relie la puissance RF d'entrée du détecteur à la tension mesurée à la sortie de l'amplificateur est une loi de détection quadratique qui n'est valable que pour des niveaux faibles de puissance. La figure III-4 représente la tension de sortie d'un détecteur à diode en fonction de la puissance RF injectée en entrée de ce dernier. On distingue clairement sur cette figure deux modes de fonctionnement différents:

- Pour $P_e < -20\ dBm$: la puissance d'entrée étant faible, la caractéristique est décrite par l'équation III-7, et le dispositif réalise une détection quadratique et permet de mesurer la puissance du signal RF d'entrée à partir de la tension détectée
- Pour $P_e > -20\ dBm$: la puissance étant plus élevée, les approximations faites précédemment ne sont plus valables, et la diode réalise alors une détection d'enveloppe classique.

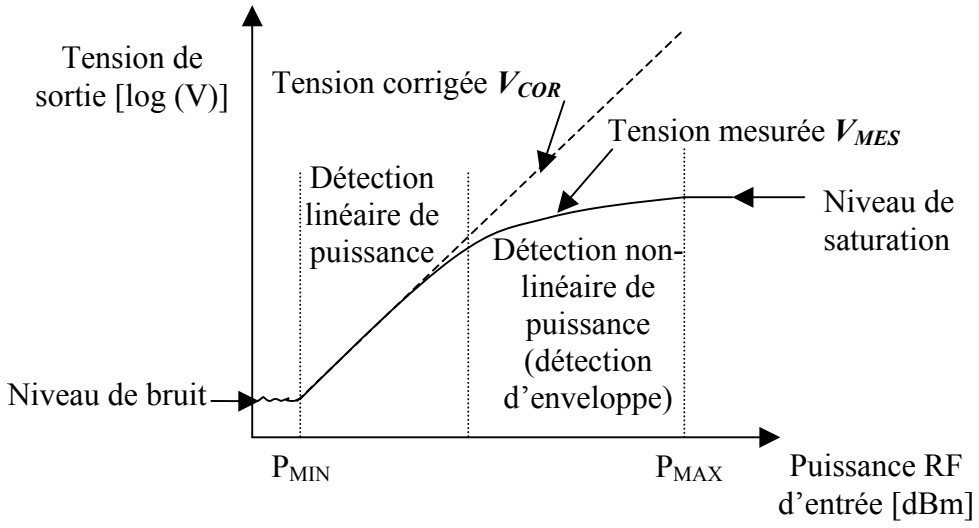


Figure III- 4 : Loi de détection de puissance pour un détecteur à diode.

Pour les applications six-portes, la dynamique linéaire est largement insuffisante, notamment en vue de mesures non-linéaires sur des transistors de puissance pour lesquelles les niveaux de puissance d'entrée et de sortie sont grandement variables. Il est donc nécessaire de caractériser correctement ces détecteurs. Pour étendre la zone de détection linéaire de puissance il faut corriger la tension de sortie pour « linéariser » le comportement du détecteur pour des niveaux de puissance plus élevés (figure III-4). La relation III-7 devient :

$$P = K_D \cdot V_{COR} \qquad \textbf{(III- 8)}$$

Le modèle choisi pour corriger la tension de sortie du détecteur est le suivant :

$$V_{COR} = V_{MES} \cdot 10^{f(V_{MES})} \qquad \textbf{(III- 9)}$$

Avec $f(V_{MES}) = b_0 + b_1 V_{MES} + b_2 V_{MES}^2 + \cdots + b_N V_{MES}^N$ **(III- 10)**

L'opération de calibrage d'un détecteur consiste à trouver les coefficients du polynôme $f(V_{MES})$. Pour linéariser un détecteur, on considère le montage suivant :

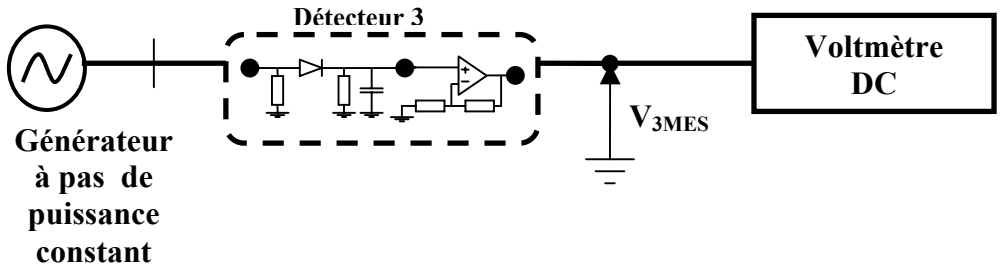


Figure III- 5 : Montage pour le calibrage d'un détecteur de puissance.

La procédure consiste à faire varier la puissance du générateur à pas constant, de telle sorte que la puissance incidente à l'entrée d'un détecteur varie entre le niveau de bruit et le niveau de saturation. Le détecteur de puissance voit à son entrée un signal CW de puissance P_E et de fréquence f_0, et un voltmètre mesure la tension V_{MES} à sa sortie. Réaliser la correction de V_{MES}, revient à déterminer les coefficients du polynôme $f(V_{MES})$ pour que la tension corrigée V_{COR} soit proportionnelle à P_E, et ceci, quelle que soit la valeur de P_E dans la dynamique de mesure considérée. Ainsi, nous allons réaliser ***M*** incrémentations à pas constant ***c*** (en dB) de la puissance P_E (en dBm) délivrée par le générateur en décrivant toute la dynamique de mesure du détecteur, ce qui implique que $log(V_{COR})$ sera de même incrémenté à pas constant si la correction obtenue est efficace. On peut schématiser les ***M*** mesures de calibrage de la façon suivante :

Pas constant de puissance d'entrée du détecteur					**Pas constant de V_{COR}**
	$P_E(1)$	$\leftrightarrow$	$V_{MES}(1)$ $\leftrightarrow$	$V_{COR}(1)$	
	$\vdots$		$\vdots$	$\vdots$	
	$P_E(i)$	$\leftrightarrow$	$V_{MES}(i)$ $\leftrightarrow$	$V_{COR}(i)$	
	$\vdots$		$\vdots$	$\vdots$	
	$P_E(M)$	$\leftrightarrow$	$V_{MES}(M)$ $\leftrightarrow$	$V_{COR}(M)$	

Pour chaque pas de puissance, nous devons avoir la proportionnalité entre la tension corrigée V_{COR} et la puissance incidente P_E:

$$V_{COR}(i) = V_{MES}(i) \cdot 10^{f(V_{MES}(i))} = K_D \cdot P_E(i) \quad \textbf{(III- 11)}$$

L'incrémentation de puissance en dB étant constante, nous obtenons pour deux mesures successives :

$$c = P_{E(dBm)}(i+1) - P_{E(dBm)}(i) \quad \textbf{(III- 12)}$$

Comme :

$$P_{E(dBm)}(i) = 10 \cdot \log\left(P_{E(W)}\right) + 30 \quad \textbf{(III- 13)}$$

Nous pouvons réécrire l'équation (III-12) comme suit:

$$c = 10 \cdot \log\left(P_{E(W)}(i+1)\right) - 10 \cdot \log\left(P_{E(W)}(i)\right) \quad \textbf{(III- 14)}$$

En utilisant l'équation (III-11) exprimant la puissance en Watt en fonction de la tension corrigée et en remplaçant dans (III-14), nous obtenons finalement:

$$\frac{c}{10} = \log\left(V_{COR}(i+1)\right) - \log\left(V_{COR}(i)\right) \quad \textbf{(III- 15)}$$

En remplaçant dans (III-15), la relation entre V_{COR} par son expression en fonction de V_{MES} (équation (III-9)), nous obtenons les *M-1* équations vérifiées par V_{MES} pour $i \in \{1,...,M-1\}$:

$$\sum_{k=1}^{m} b_k \left({V_{MES}}^k (i+1) - {V_{MES}}^k (i) \right) - \frac{c}{10} = \log\left(\frac{V_{MES}(i)}{V_{MES}(i+1)} \right) \quad \textbf{(III- 16)}$$

Nous obtenons un système de *M-1* équations avec *N+1* inconnues (les *N* coefficients b_k du polynôme $f(V_{MES})$ et le pas ***c***). En vérifiant la condition $M \geq N+2$, le système est correctement dimensionné et peut être résolu. Ce système peut être écrit sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} D_{1,1} & \cdots & D_{1,N} & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ D_{M-1,1} & \cdots & D_{M-1,N} & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \\ c/10 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \log\left(\frac{V_{MES}(1)}{V_{MES}(2)} \right) \\ \vdots \\ \vdots \\ \log\left(\frac{V_{MES}(M-1)}{V_{MES}(M)} \right) \end{pmatrix} \quad \textbf{(III- 17)}$$

Avec $D_{i,j} = {V_{MES}}^j (i+1) - {V_{MES}}^j (i)$

Par inversion matricielle si M=*N+2*, ou bien en utilisant la technique des moindres carrés si M>*N+2*, nous obtenons les coefficients du modèle de correction, ainsi que le pas d'incrémentation.

Cette méthode permet de calculer un modèle de correction, sans connaître à priori la puissance injectée, la valeur du pas d'incrémentation et la sensibilité du détecteur. L'inconvénient est qu'elle nécessite une bonne répétitivité et un pas constant d'incrémentation sur toute la dynamique de mesure de puissance, car elle est basée sur la différence entre deux mesures successives (équation (III-16)). Nous allons maintenant appliquer cette méthode pour la linéarisation des 4 détecteurs de puissance de chaque réflectomètre six-portes.

Pratiquement, nous désirons « linéariser » les détecteurs de puissance de chaque six-portes « in situ » c'est à dire sans les déconnecter du circuit interférométrique linéaire RF à six accès. Considérons le montage de la figure III-6.

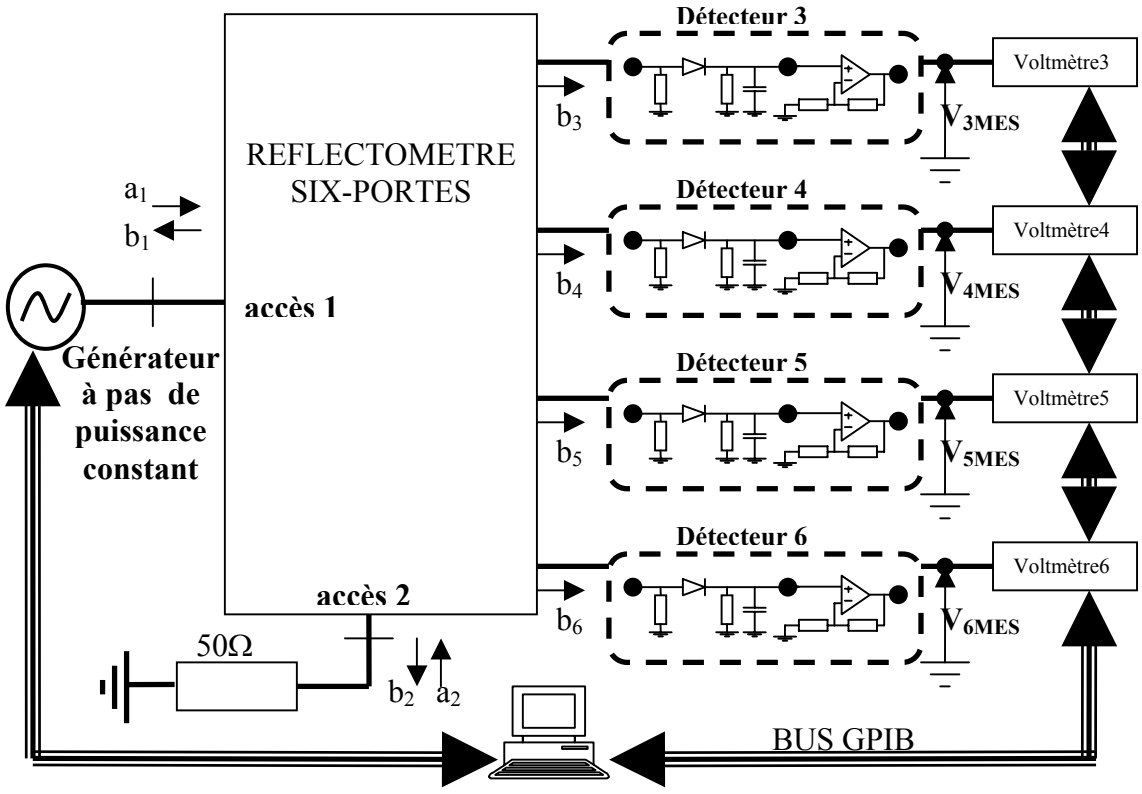


Figure III- 6 : Linéarisation des 4 détecteurs de puissance du réflectomètre six-portes.

Un générateur RF est connecté à l'accès 1 du six-portes, générant un signal CW à f_0 et délivrant une puissance P_1. Quatre voltmètres DC mesurent les 4 tensions de sorties. Une charge passive de coefficient de réflexion $\Gamma_2=a_2/b_2$ est connectée à l'accès 2. Le générateur et les voltmètres sont commandés par un PC avec un programme MATLAB via une interface GPIB.

La structure du circuit interférométrique permet de montrer que les ondes b_3, b_4, b_5 et b_6 sont proportionnelles à l'onde incidente a_1. Ainsi les puissances incidentes aux 4 détecteurs de puissance, sont proportionnelles à P_1. La méthode présentée précédemment pourra être utilisée pour déterminer les 4 modèles de correction des 4 détecteurs. En incrémentant en dBm à pas constant la puissance P_1 délivrée à l'entrée du six-portes, et en mesurant les tensions continues en sortie, nous aurons les mesures suivantes :

Pas constant de puissance du générateur

$$\begin{matrix} P_E(1) & \leftrightarrow & V_{jMES}(1) & \leftrightarrow & V_{jCOR}(1) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ P_E(i) & \leftrightarrow & V_{jMES}(i) & \leftrightarrow & V_{jCOR}(i) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ P_E(M) & \leftrightarrow & V_{jMES}(M) & \leftrightarrow & V_{jCOR}(M) \end{matrix}$$

Pas constant de V_{jCOR} (j=3,4,5,6)

En résolvant les 4 systèmes matriciels décrits par (III-17), nous obtiendrons les 4 modèles de correction et nous pourrons linéariser indépendamment les détecteurs de puissance du six-portes. La dynamique de mesure est de –30 dBm à +6 dBm avec un pas d'incrémentation de 1 dB. Comme exemple, nous obtenons les courbes suivantes pour le six-portes numéro 1 de la figure III-7 de notre banc de mesure :

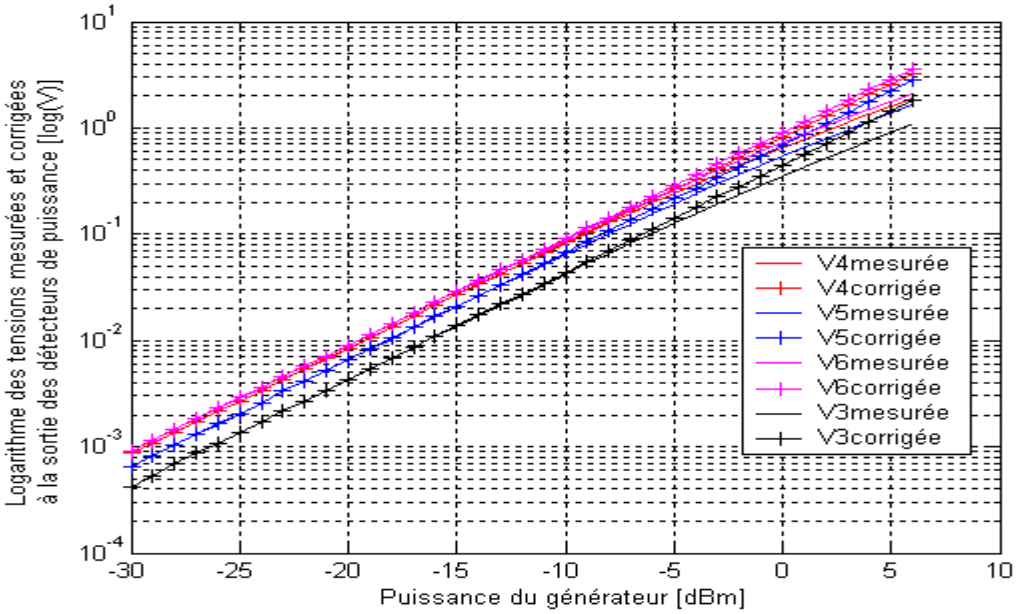


Figure III- 7 : Linéarisation des détecteurs de puissance du réflectomètre six-portes

Après optimisation, l'ordre des polynômes des modèles de correction a été choisi égal à 6. La figure III-7 nous montre la proportionnalité entre P_1 et les tensions de sorties après correction, les détecteurs de puissance ont été « linéarisés ». Les résultats obtenus sont satisfaisants et nous montrent la validité de la méthode. La dynamique de puissance (-30 à +6 dBm) a été choisie pour plusieurs raisons :

- ✓ au-dessus de +6 dBm, les amplificateurs opérationnels à la sortie des détecteurs à diode saturent.
- ✓ en dessous de –30 dBm, le bruit du système est prépondérant et la mesure est donc imprécise.
- ✓ d'après la figure III-7, pour les puissances comprises entre –30 dBm et –10 dBm, les détecteurs réalisent sans correction une détection quadratique, ceci nous permet de vérifier que nos 4 modèles de correction définissent bien une détection quadratique pour les faibles puissances.

A ce stade du calibrage, nous avons vu comment à partir des tensions mesurées à la sortie des détecteurs de puissance remonter à une constante près aux puissances incidentes à l'entrée de ces détecteurs. Rappelons les équations vraies du réflectomètre six-portes vues dans le chapitre précédent :

$$P_{i3} = \frac{P_i}{P_3} = k_i \left| \frac{1 + A_i \Gamma}{1 + A_3 \Gamma} \right|^2 \qquad (i = 4,5,6) \qquad \textbf{(III- 18)}$$

Avec :

$$\begin{cases} k_i = \left| \dfrac{\beta_i}{\beta_3} \right|^2 & (i = 4,5,6) \\ A_i = \dfrac{\alpha_i}{\beta_i} & (i = 3,4,5,6) \end{cases}$$

En injectant l'équation III-9 dans III-18 on obtient :

$$P_{i3} = \frac{K_{Di} \cdot V_{iMES} \cdot 10^{f(V_{iMES})}}{K_{D3} \cdot V_{3MES} \cdot 10^{f(V_{3MES})}} = k_i \left| \frac{1 + A_i \Gamma}{1 + A_3 \Gamma} \right|^2 \qquad (i = 4,5,6) \qquad \textbf{(III- 19)}$$

Ce qui donne :

$$P_{i3} = \frac{V_{iMES} \cdot 10^{f(V_{iMES})}}{V_{3MES} \cdot 10^{f(V_{3MES})}} = k'_i \left| \frac{1 + A_i \Gamma}{1 + A_3 \Gamma} \right|^2 \qquad (i = 4,5,6) \qquad \textbf{(III- 20)}$$

Avec $k'_i = k_i \dfrac{K_{D3}}{K_{Di}}$ **(III- 21)**

Seul un étalonnage absolu permettrait d'avoir accès à la puissance absolue. Mais cette opération est inutile dans les jonctions six-portes puisque seules des mesures relatives de puissance sont nécessaires. En effet les constantes K_D des détecteurs à diodes sont incluses dans les constantes de calibrage k_i du réflectomètre pour donner une nouvelle constante k'_i déterminée par un calibrage approprié de l'analyseur de réseaux.

3.2.3 *Détection de signaux à enveloppe variable :*

3.2.3.1 Principe :

Etudions maintenant le comportement du détecteur de puissance en présence d'un signal à enveloppe variable qui peut s'écrire sous la forme suivante :

$$V = A(t) \cdot \cos\left(\omega t + \varphi(t)\right) \quad \textbf{(III- 22)}$$

Avec *A (t)* enveloppe du signal et *φ(t)* sa phase instantanée.

Dans ce cas, le courant I_{BF} détecté après filtrage des composantes hautes fréquences, (au moyen de R_L et C_L), est proportionnel à la puissance RF appliquée et l'équation (III-5) devient :

$$I_{BF} = \frac{Is}{4} \cdot \left(\frac{A(t)}{mV_T} \right)^2 \quad \textbf{(III- 23)}$$

La relation (III-23) montre que le comportement du détecteur est quadratique pour de faibles niveaux de puissance. En se référant au modèle électrique basse fréquence du détecteur (figure III-3), la tension de sortie vaut :

$$V_{BF} = I_{BF} \cdot \frac{R_{eq}}{1 + j\omega R_{eq} C_L} \quad \textbf{(III- 24)}$$

Avec $R_{eq} = \frac{R_V R_L}{R_V + R_L}$ **(III- 25)**

Si $\omega << 1/R_{eq}C_L$, on peut conclure que la tension V_{BF} est proportionnelle à la puissance RF à cause de la relation quadratique entre I_{BF} et A(t), d'où :

$$P = K_D \cdot V_{BF} \quad \textbf{(III- 26)}$$

Ou K_D représente un facteur de proportionnalité.

La technique de linéarisation vue au paragraphe précédent est applicable à tous types de signaux CW ou variables. Généralement, et quelque soit le type de signal de test utilisé pour la caractérisation des transistors, on effectue la linéarisation des détecteurs unique en mode CW, car les variations des caractéristiques de la diode sont négligeables avec l'élargissement du spectre.

Par ailleurs, le modèle électrique équivalent du détecteur (Figure III-3), permet d'étudier le comportement temporel transitoire du circuit de détection par calcul du temps de montée T_R et de descente T_F en fonction du circuit de charge et de la résistance vidéo R_V. La capacité C_L se charge à travers la résistance équivalente à $R_L//R_V$ lorsqu'on applique un signal RF à l'entrée, donc le temps de montée (défini sur une durée pendant laquelle la tension détectée passe de 10 à 90% de sa valeur finale) s'écrit :

$$T_R = 2.2 \frac{R_L \cdot R_V}{R_L + R_V} C_L \quad \textbf{(III- 27)}$$

Comme la caractéristique courant-tension I=f(V) n'est pas linéaire, la résistance différentielle $r = \frac{dV}{dI}$ n'est pas constante. Cela se traduit par une résistance vidéo qui diminue avec l'amplitude du signal HF appliqué. Par conséquent, le cas défavorable se produit à bas niveau et on se placera toujours dans ce cas pour estimer ou mesurer le temps de montée.

Le temps de descente du détecteur ne dépend que de R_L et C_L puisqu'en absence de signal RF à l'entrée, la diode se comporte comme un interrupteur ouvert ($R_V = \infty$), donc la capacité C_L ne peut se décharger qu'à travers la résistance R_L (défini sur une durée pendant laquelle la tension détectée passe de 90 à 10% de sa valeur initiale) :

$$T_F = 2.2 \quad R_L \cdot C_L \qquad \textbf{(III- 28)}$$

Par conséquent, le temps de descente est toujours supérieur au temps de montée.
On peut également exprimer la fréquence de coupure à 3 dB de la diode :

$$f_C = \frac{R_L + R_V}{2\pi \quad C_L R_V R_L} \qquad \textbf{(III- 29)}$$

D'autre part la sensibilité du détecteur s'exprime de la façon suivante **[5]**:

$$\gamma = \gamma_0 \frac{R_L}{R_V + R_L} \qquad \textbf{(III- 30)}$$

Où γ_0 représente la sensibilité maximale que peut avoir le détecteur. On peut donc en conclure que les valeurs choisies pour C_L et R_L dépendent du compromis entre linéarité, sensibilité, bande passante du détecteur, temps de montée et de descente.

En présence d'un signal RF modulé, donc à enveloppe variable, la puissance RF varie au rythme du carré de cette enveloppe. Donc une fréquence de coupure du détecteur proche du DC (qui ne gênerait pas dans le cas d'un signal CW) entraînera une réponse lente dans la détection de puissance, d'où l'impossibilité de mesurer les puissances instantanées.

D'autre part, on pourrait se contenter de la mesure de la puissance moyenne (composante DC détectée). Nous allons démontrer dans la suite qu'en présence d'un signal RF à enveloppe variable, un détecteur à diode ayant une fréquence de coupure proche du DC, n'arrive pas à intégrer correctement le signal et se trompe sur la valeur moyenne de sa puissance.

En effet, puisque T_F et T_R ne sont pas égaux, le détecteur ne se comporte pas comme un intégrateur idéal et commet une erreur sur la valeur moyenne détectée, la figure suivante illustre ce phénomène:

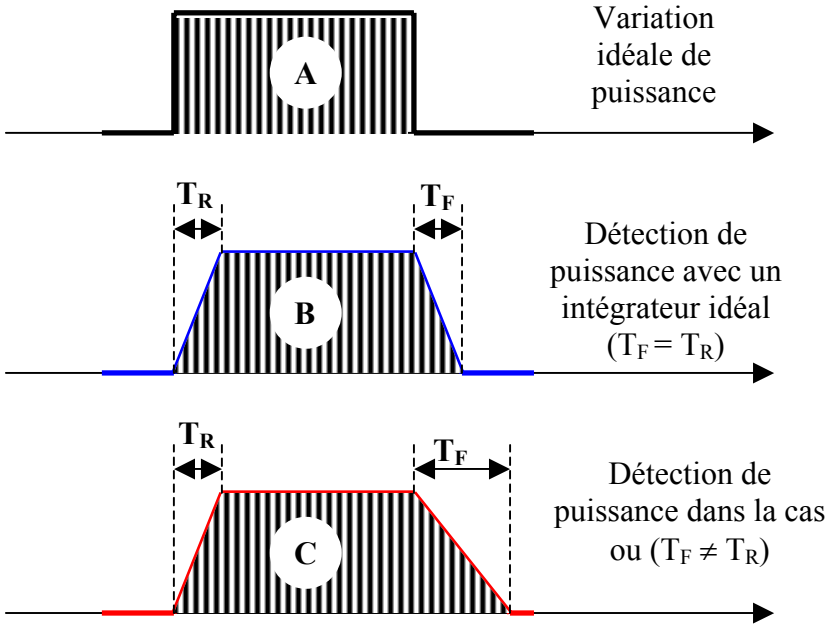


Figure III- 8 : erreur commise sur la valeur moyenne détectée.

Sur cette figure, on voit que pour un détecteur intégrateur idéal ($T_F = T_R$), la valeur moyenne de la puissance détectée est égale à la vraie valeur moyenne de la puissance à mesurée (la surface **A** est égale à la surface **B**). Par contre, si le détecteur possède des temps de montée et de descente différents, la valeur moyenne détectée est plus grande que la vraie valeur moyenne de la puissance à mesurer (la surface **C** est plus grande que la surface **A**).

Les détecteurs de puissance à diode Schottky, utilisés classiquement dans les réflectomètres six-portes, possèdent une fréquence de coupure relativement basse pour bénéficier d'une bonne sensibilité. Dans la suite nous appellerons ces détecteurs les **détecteurs lents**. Les valeurs de R_L=100KΩ et C_L=200pF de la figure III-1 (en tenant compte des capacités parasites des câbles) sont des valeurs classiques qui donnent approximativement un temps de montée T_R = 4 µs et un temps de descente T_F = 44 µs. Dans le cas où on veut mesurer, avec un réflectomètre six-portes muni de ces détecteurs, le facteur de réflexion d'une charge on ne peut utiliser qu'un signal ayant une puissance RF lentement variable par rapport à T_F. Par exemple, on peut utiliser un signal CW (puissance RF constante) ou un signal CW pulsé avec une durée d'impulsion $T_W >> T_F$. Si ces conditions ne sont pas respectées, les mesures des valeurs moyennes des puissances incidentes aux accès 3, 4, 5 et 6 du réflectomètre six-portes seront fausses, ce qui entraînera une erreur sur la mesure du facteur de réflexion de la charge connectée à l'accès 2.

La figure suivante montre l'incapacité d'un réflectomètre six-portes, muni de détecteurs lents, à mesurer le facteur de réflexion présentée par un court-circuit en présence d'un signal CW pulsé à 2 GHz qui ne satisfait pas les conditions décrites précédemment :

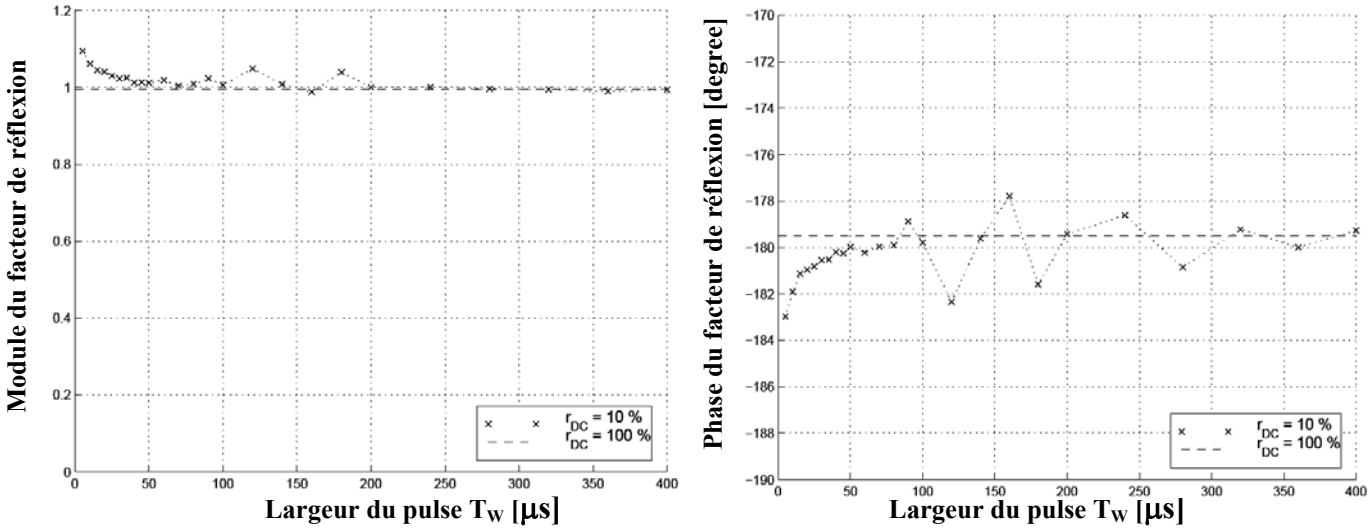


Figure III- 9 : Module (à gauche) et phase (à droite) du court-circuit, mesuré par un réflectomètre six-portes muni de détecteurs lents, en fonction de la durée d'impulsion T_W, obtenu pour un rapport cyclique r_{DC} = 10%. La ligne discontinue indique la valeur mesurée pour un signal CW (r_{DC} = 100%).

On remarque que les mesures obtenues pour des longues durées d'impulsion T_W (T_W >250 µs) sont correctes. Ceci est dû au fait que le temps de descente T_F est suffisamment négligeable par rapport à la durée de l'impulsion pour que la valeur moyenne mesurée par le détecteur lent ne soit pas trop écartée de la vraie valeur moyenne du signal de test. Par contre, quand la durée de l'impulsion s'approche de T_F, l'erreur commise sur la mesure de la valeur moyenne devient importante et provoque une erreur de mesure importante sur le rapport d'ondes à mesurer. Pour illustrer notre propos, nous avons mesuré le détecteur seul en présence d'un signal RF pulsé. La fréquence de la porteuse est f_0 = 2GHz, la largeur de l'impulsion est T_P = 12 µs et sa période de répétition est T = 60 µs ce qui donne un rapport cyclique r_{DC} = 0.2. Le choix de ces paramètres du pulse permet de montrer la défaillance du détecteur (figure III-10). Dans la figure III-10, la puissance mesurée par le détecteur lent est obtenue par la correction de la tension mesurée (équation III-11) à sa sortie à l'aide d'une carte d'acquisition avec une fréquence d'échantillonnage de 5MHz.

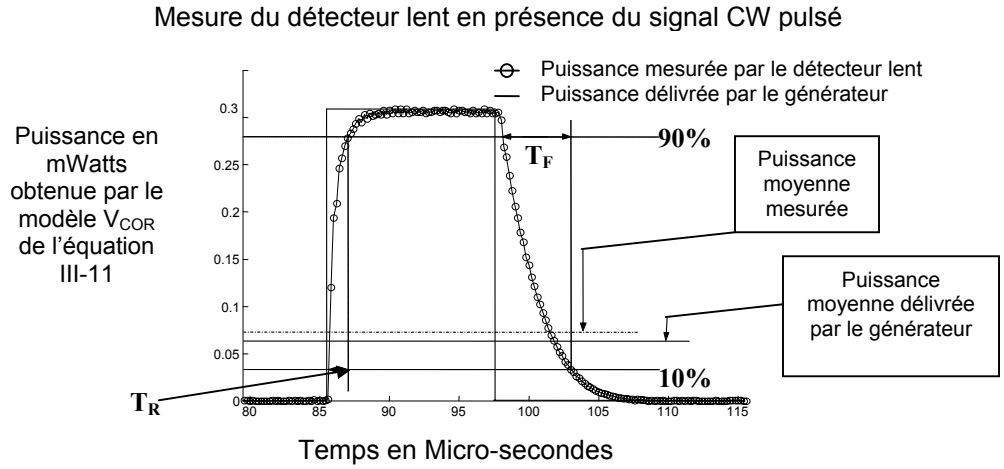


Figure III- 10 : Détection lente

Sachant que la puissance RF de la porteuse est P_{pulse} = -5 dBm, nous devrions obtenir une puissance moyenne délivrée par le générateur $P_{moy} = r_{DC}\ P_{pulse}$ soit –11.89 dBm. L'écart important de 0.5 dB mesuré par le détecteur lent provient du fait que les temps de montée et de descente ne sont pas égaux.

En conclusion, en utilisant des détecteurs lents, on ne peut pas calculer correctement les rapports d'ondes ainsi que les puissances incidentes aux accès d'un DST en présence de signaux à enveloppe variable : signaux à modulations numériques ou signaux CW pulsés. Il s'avère donc indispensable de modifier les détecteurs classiques pour tenir compte de ces contraintes.

Nous allons donc mettre au point des **détecteurs rapides** ayant une fréquence de coupure bien supérieure à la bande passante du signal autour de la porteuse. Augmenter la fréquence de coupure du détecteur permet de pouvoir effectuer des mesures instantanées de puissance ce qui donne accès à des grandeurs comme le facteur de crête ou la puissance crête du signal de test, et de réduire l'effet de la résistance vidéo R_V sur T_F et T_R, ce qui permet au détecteur de puissance d'accéder à la vraie valeur moyenne de la puissance.

Une augmentation de la fréquence de coupure implique une réduction des valeurs de R_L et C_L (équation III-29). En contre-partie, il y a une dégradation de la sensibilité du détecteur (équation III-30). Afin de s'affranchir des capacités parasites ramenées par les câbles, on se propose de connecter un amplificateur opérationnel à la sortie du détecteur, comme le montre la figure suivante :

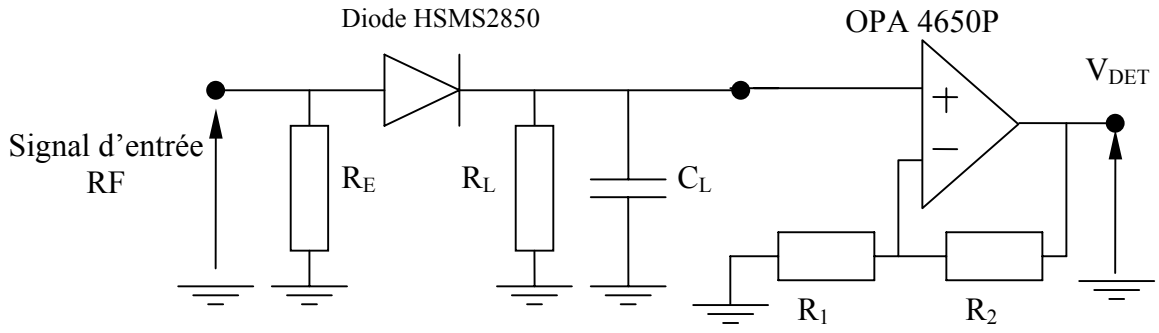


Figure III- 11 : Détecteur rapide de puissance suivi d'un amplificateur opérationnel non inverseur.

Grâce à ce montage la valeur de la capacité C_L peut être choisie très faible afin d'obtenir des temps de montée et de descente courts. D'autre part, on peut diminuer la valeur de R_L et compenser la perte en sensibilité du détecteur par le gain de l'amplificateur qui vaut :

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad \textbf{(III- 31)}$$

Pour le projet GALILEO, on applique une modulation QPSK de largeur de bande égale à 1 MHz autour de la porteuse. Pratiquement nous avons placé une résistance R_L=5KΩ et sans ajouter une capacité en parallèle avec cette résistance, la diode voit une capacité d'environ 10pF due à l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel qui vaut 1pF et aux capacités ramenées par le circuit de détection (stubs papillons et lignes micro rubans). Ceci donne une fréquence de coupure de l'ordre de 3 MHz, donc largement supérieure à la largeur de bande du signal utile, un temps de montée T_R = 0.07µs et un temps de descente T_F = 0.11µs (selon les équation III-27 et III-28). Le produit gain bande passante de l'amplificateur opérationnel est de 360 MHz, on a choisi R_1 = 1KΩ et R_2 = 15KΩ pour avoir un gain linéaire de 16 et une bande passante de l'amplificateur opérationnel (22.5 MHz) supérieure à celle du détecteur.

3.2.3.2 Exemple de mesure en présence de signaux CW pulsés :

Nous avons réalisé des mesures en mode CW pulsé similaires à celles présentées au paragraphe précédent (voir Figure III-9) mais avec une jonction six-portes munie de ces détecteurs rapides :

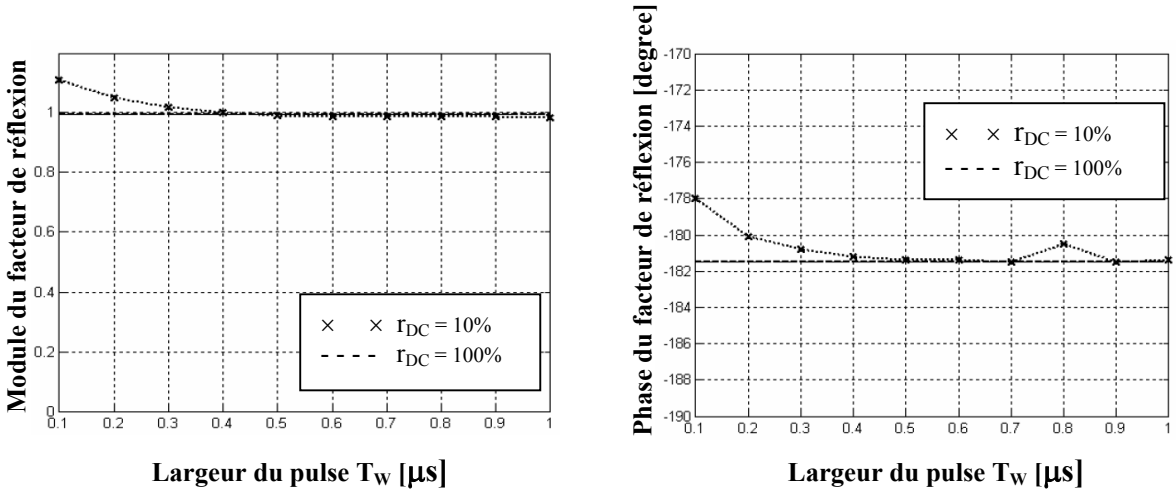


Figure III- 12 : Module (à gauche) et phase (à droite) du court-circuit, mesuré par un réflectomètre six-portes muni de détecteurs rapides, en fonction de la durée d'impulsion T_W, obtenu pour un rapport cyclique r_{DC} = 10%. La ligne discontinue indique la valeur mesurée pour un signal CW (r_{DC} = 100%).

On remarque dans ce cas que les mesures obtenues pour des durées d'impulsion de l'ordre de 300 ns sont correctes. A partir de cette valeur, le temps de descente T_F est suffisamment négligeable par rapport à la durée de l'impulsion (0.11µs) pour que la valeur moyenne mesurée par le détecteur rapide ne se soit pas écartée de la vraie valeur moyenne du signal de test. Par contre, quand la durée de l'impulsion s'approche de T_F, l'erreur commise sur la mesure de la valeur moyenne devient importante et cause un écart de mesure sur le rapport d'onde à mesurer.

Reprenons l'exemple du paragraphe précédent pour caractériser le détecteur seul en présence d'un signal CW-pulsé (fréquence de la porteuse 2GHz, la largeur de l'impulsion T_P = 12 µs et période de répétition T = 60 µs, rapport cyclique r_{DC} = 0.2). Le choix de ces paramètres de l'impulsion permet de montrer le bon fonctionnement du détecteur rapide. Les résultats de mesures sont illustrés sur la figure suivante :

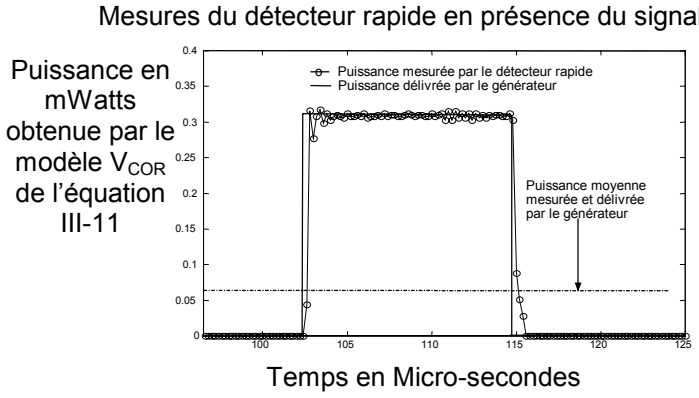


Figure III- 13 : Détection rapide.

L'erreur sur le calcul de la puissance moyenne est bien plus faible dans le cas du détecteur rapide (0.086 dB) et elle est due essentiellement aux erreurs du linéarisation.

3.2.3.3 Exemple de mesure en présence de signaux modulés QPSK :

Nous allons maintenant étudier la détection pour un signal modulé à enveloppe variable de type QPSK à 2GHz d'un débit de symbole D = 0.5 Ms/s obtenu à l'aide d'un générateur de signaux modulés (Agilent E4431B).

Des mesures de facteurs de réflexion (de quelques dipôles), à l'aide de réflectomètre six-portes munis des détecteurs rapides, en présence de ces signaux modulés QPSK (figures III-14 et III-15) montrent que tant que la bande du signal Δf de test reste inférieure à la fréquence de coupure f_C (3 MHz) des détecteurs utilisés, alors les valeurs obtenues restent correctes.

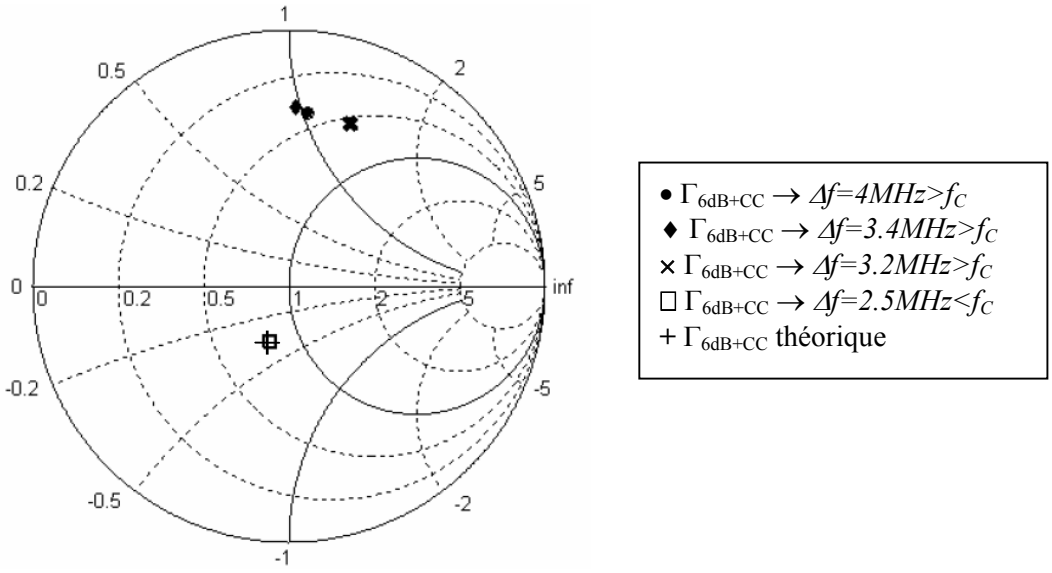


Figure III- 14 : Facteur de réflexion d'un atténuateur 6dB court-circuité, mesuré par un réflectomètre six-portes muni de détecteurs rapides, en présence d'un signal modulé QPSK pour différentes largeur de bande Δf.

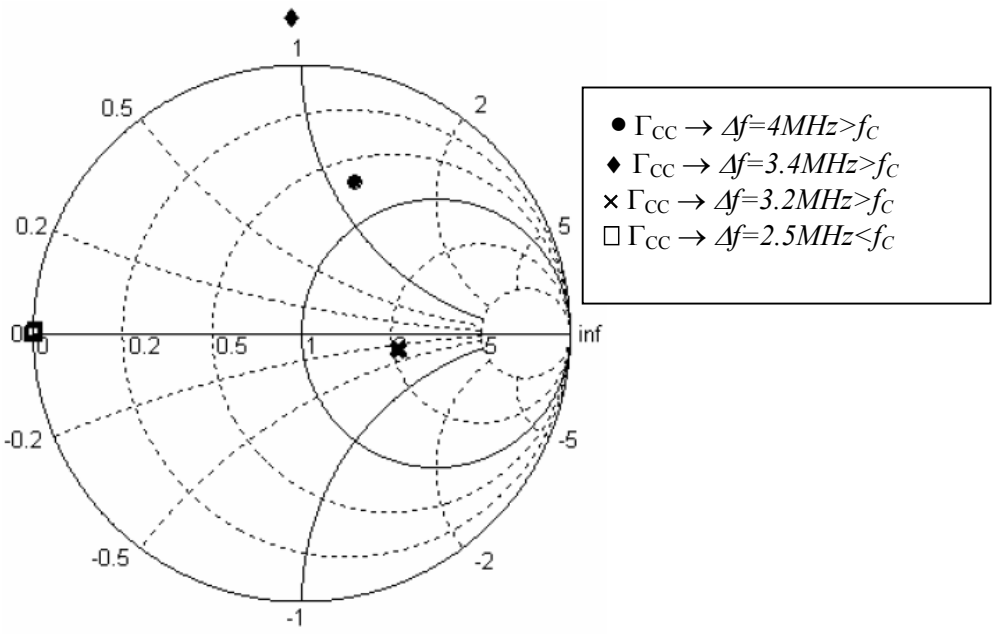


Figure III- 15 : Facteur de réflexion un court-circuit, mesuré par un réflectomètre six-portes muni de détecteurs rapides, en présence d'un signal modulé QPSK pour différentes largeur de bande *Δf*.

Nous avons également caractérisé le détecteur seul en présence d'un tel signal. L'acquisition des tensions en sortie de la diode effectuées en connectant une carte d'acquisition de fréquence d'échantillonnage de 5MHz montre la forme du signal modulé ainsi que les variations instantanées de puissance (figure III-16). Ce signal est caractérisé par une puissance maximale P_{max} = -1.56 dBm et une puissance moyenne P_{moy} = -5 dBm et un facteur de crête $10\log10(P_{max}/P_{moy})$ = 3.47 dB.

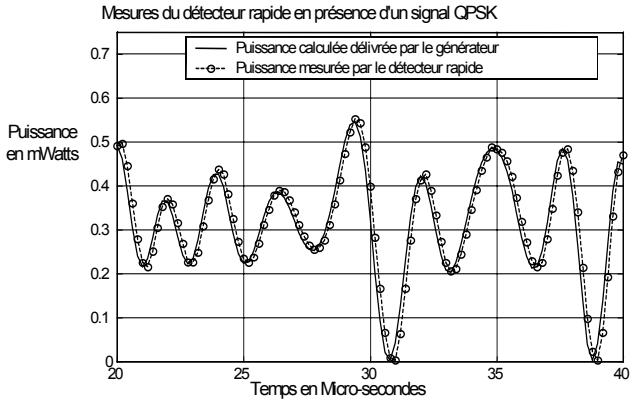


Figure III- 16 Détection rapide.

Le tableau suivant démontre clairement la précision du détecteur rapide comparé au détecteur classique.

	Détecteur lent	Détecteur rapide
Ecart de détection sur P_{max} [dB]	0.43	0.021
Ecart de détection sur P_{moy}[dB]	0.613	0.046
Ecart de détection sur le facteur de crête [dB]	1.043	0.026

Tableau III- 1 Comparaison des performances mesurées des deux détecteurs en présence d'un signal QPSK.

A ce stade, nous avons amélioré la technique de détection de puissance d'un réflectomètre six-portes dans le but de mesurer des rapports d'ondes à son accès de mesure en présence de signaux à enveloppe variable. Le banc de caractérisation fonctionnelle de l'ENST muni de tels détecteurs devrait permettre d'accroître sensiblement la pertinence des mesures qui pourront s'effectuer dans les conditions de l'application visée.

D'autre part, des études comme **[6], [7], [8]** et **[9]** ont montré que les impédances basse fréquence (ramenées par la source de polarisation) présentées à l'accès d'un amplificateur de puissance affectent la linéarité de ce dernier de façon aussi significative que les impédances hautes fréquences. Il est donc intéressent de procéder à des modifications dans l'architecture du banc de mesures dans le but rendre l'étude des impédances basse fréquence possible. Dans la suite, nous nous attacherons à décrire les changements que nous avons apportés au banc de mesure « load-pull » pour rendre possible l'étude de l'effet des impédances basses fréquences sur les performances d'un amplificateur.

3.3 CONTROLE DES IMPEDANCES BASSE FREQUENCE :

Dans le but d'étudier l'effet des impédances basse fréquence sur les performances d'un amplificateur de puissance, il faut modifier le circuit de polarisation du DST. Le montage suivant, permet de présenter au transistor des impédances de source et de charge basse fréquence variables :

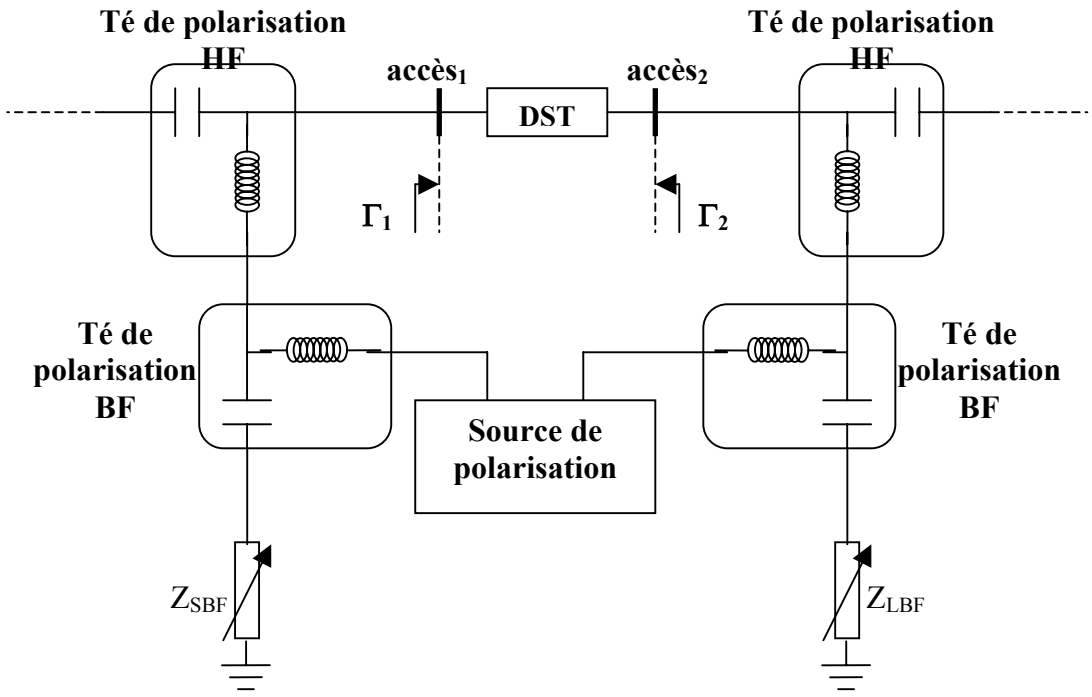


Figure III- 17 : Architecture proposée pour le contrôle des impédances basse fréquence présentées au accès du DST.

Les impédances basse fréquence de source Z_{SBF} et de charge Z_{LBF}, sont réalisées par des boites à décades d'inductances, de capacité et de résistance. En présence d'un signal CW, ces impédances n'ont aucun effet. Il faut que le signal d'excitation possède un spectre de fréquence proche du DC ou que les non-linéarités génèrent un tel spectre autour du DC par intermodulation, ce qui est le cas en présence de signaux modulés.

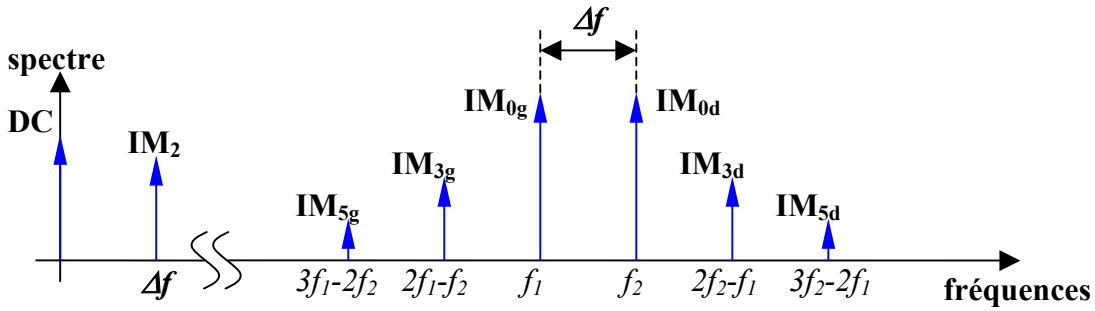


Figure III- 18 : Spectre d'un signal bi-porteuse à la sortie du DST (Δf = 800KHz).

Pour un signal à enveloppe variable, comme par exemple un signal bi-porteuses (figure III-18), la composante d'intermodulation d'ordre 2 (IM_2) passe à travers l'inductance

du Té de polarisation HF, et traverse la capacité du Té de polarisation BF pour passer à travers l'impédance basse fréquence vue par le DST. Il apparaît alors une modulation lente de la tension de polarisation. Ces fluctuations lentes du point de polarisation, du fait des non-linéarités des caractéristiques statiques du transistor, vont entraîner une déformation du signal RF et donc une dégradation de la linéarité. Il est donc primordial lorsqu'on veut caractériser la linéarité d'un composant d'étudier l'influence de ces impédances basse-fréquence. La figure suivante montre plus précisément le parcourt du signal à la sortie du DST :

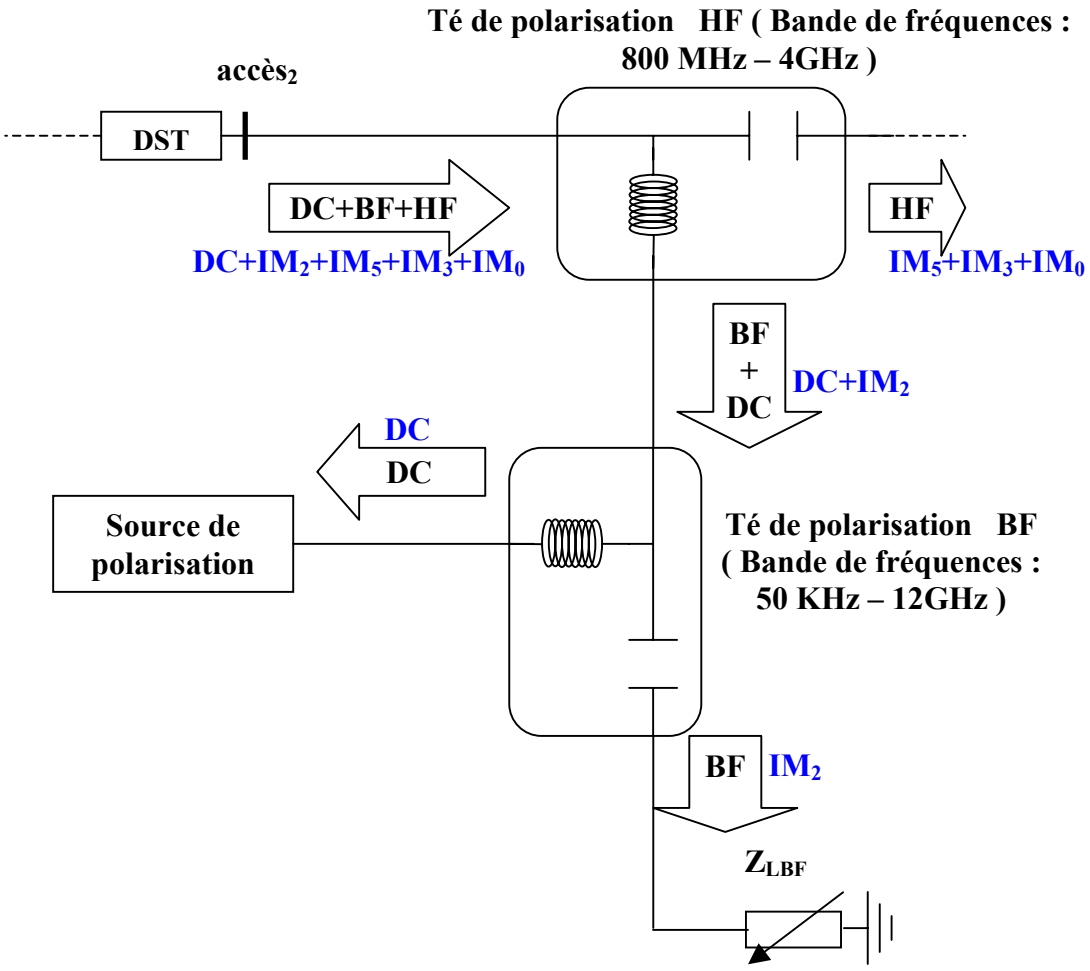


Figure III- 19 : Chemins des différentes composantes spectrales du signal de sortie du DST.

Une caractérisation préalable des boites à décades à l'aide d'un analyseur de réseaux permet de fixer les valeurs des inductances et des résistances, pour parcourir la partie supérieure de l'abaque de Smith, et les valeurs des capacités et des résistances, pour parcourir la partie inférieure. La figure suivante montre les facteurs de réflexion des impédances basse fréquence synthétisées pour une fréquence de 1MHz (fréquence de variation de l'enveloppe

du signal numérique QPSK de test) et 800 KHz (fréquence d'espacement du signal bi-porteuses de test utilisé).

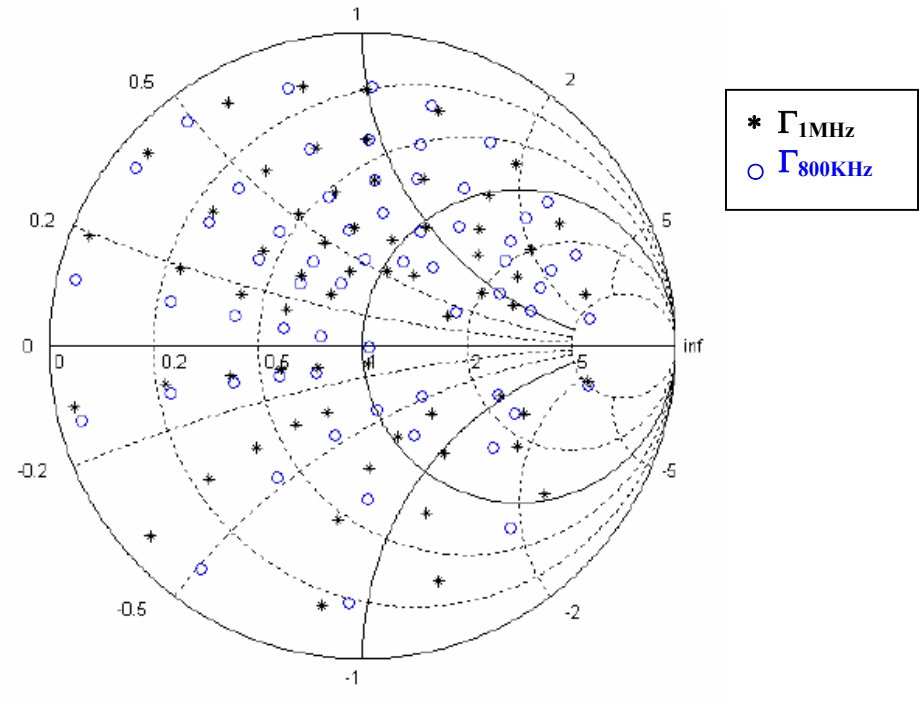


Figure III- 20 : Réseaux d'impédances basse fréquence synthétisées à l'aide des boites à décades d'inductances, de résistances et de capacités.

3.4 ARCHITECTURE DU BANC DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE PROPOSEE :

A l'issue des études précédentes, et pour des raisons de simplicité et de disponibilité de matériel, nous proposons de démontrer la faisabilité d'un banc de mesure load-pull AU FONDAMENTAL (une boucle active en sortie à la fréquence fondamental) permettant en présence de signaux complexes :

1- L'optimisation de la puissance de sortie ou du rendement en puissance ajoutée d'un amplificateur en jouant sur l'impédance de charge au fondamental. Le signal de test peut être à enveloppe constante (signal CW, PSK …) ou à enveloppe variable (CW pulsé, QPSK …).
2- L'optimisation de l'ACPR en présence d'un signal multi porteuse (PSK, QPSK …).

3- L'optimisation de l'IM_3 et l'IM_5 en présence d'un signal bi-porteuses.

4- Le tracé des contours de toutes ces grandeurs optimisées.

La figure III-22 montre l'architecture complète du banc de mesure proposé. Ce banc est composé d'un générateur HF (AGILENT **HP4431B**) qui peut fournir plusieurs types de signaux RF (signal CW, CW pulsé, bi-porteuses et multi-porteuses). La commande relativement simple de ce générateur et la multitude d'options qu'il offre rend son utilisation particulièrement intéressante. Le générateur est suivi d'un isolateur I_1 pour le protéger des éventuelles ondes réfléchies. Par division de puissance au moyen du diviseur DIV on obtient deux voies de mesures distinctes.

1) Voie d'entrée

La voie d'entrée, qui commence à partir de la sortie 2 du diviseur de puissance et s'arrête à l'accès 1 du dispositif à mesurer. Elle est constituée d'un filtre accordable YIG_1 (centré à la fréquence fondamentale f_0), suivi d'un amplificateur à fort gain A_1 protégé par un isolateur I_2 suivi d'un atténuateur variable ATT_1 pour contrôler la puissance à fournir au DST. Ensuite, un coupleur bidirectionnel C_1 est inséré de manière à fournir au réflectomètre six-portes REF_1 les images des ondes incidentes vers le DST et réfléchies par le DST. Ce coupleur permet de limiter les pertes en transmission et le dispositif interférométrique permet la mesure du facteur de réflexion à l'entrée Γ_1 ainsi que la mesure de la puissance incidente à l'accès1 du dispositif. On notera la présence de deux atténuateurs ATT2 et ATT3 qui permettent d'adapter la sensibilité des détecteurs aux niveaux de puissance mis en jeu et qui permettent une bonne répartition des points q_i dans le plan complexe. De même, des isolateurs I_3 et I_4 sont insérés aux accès du réflectomètre pour s'affranchir des problèmes liés aux phénomènes de réflexion aux accès 1 et 2 du six-portes.

La séparation de la fréquence fondamentale et des fréquences harmoniques à l'entrée du DST s'effectue en combinant un circulateur et deux filtres passe-bande. Un filtre passe bande FPB_1 (centrée sur la fréquence fondamentale f_0) est connecté à l'accès 1 du circulateur Cir_1, l'accès 3 de ce circulateur étant connecté à un filtre passe bande FPB_2 de bande passante $[2f_0\text{-}3f_0]$ suivi d'une résistance 50Ω. L'ensemble FPB_1, Cir_1 et FPB_2 permet donc de fixer en entrée les impédances de source à 50Ω jusqu'au troisième harmonique. Entre l'accès 2 du circulateur Cir_1 et l'accès 1 du DST, on trouve le montage, proposé au paragraphe 3.2.3,

qui permet de contrôler l'impédance de source basse fréquence. Le contrôle de cette impédance basse fréquence est réalisé au moyen d'un Té de polarisation haute fréquence THF_1, d'un Té de polarisation basse fréquence TBF_1 et des boites à décades pour synthétiser Z_{SBF}).

2) Voie de sortie :

La voie de sortie commence de l'accès 3 du diviseur de puissance DIV et elle s'arrête à l'accès 2 du DST. Lorsque le commutateur SW est en position 2, on peut alors travailler en mode « boucle active ». Cette boucle est constituée du déphaseur variable DEPH constituée d'une ligne à air de longueur variable commandée par un moteur pas à pas, de l'atténuateur variable ATT_4, du filtre accordable YIG_2 centré à la fréquence fondamentale f_0, et d'un amplificateur à fort gain A_2 suivi d'un isolateur I_5 pour le protéger et d'un coupleur unidirectionnel C_2. Ces éléments de la boucle permettent de prélever et de réinjecter une onde de puissance variable en sortie du composant. Ensuite, la configuration du réflectomètre six-portes REF_2 avec le coupleur C_3, les isolateurs I_6 et I_7 et les atténuateurs ATT_5 et ATT_6, permet de mesurer le facteur de réflexion Γ_2 vu en sortie ainsi que la puissance incidente à l'accès 2 du DST. On retrouve ensuite la même configuration qu'en entrée pour la séparation des différentes composantes fréquentielles générées à la sortie du transistor. Le dispositif de séparation est constitué du circulateur Cir_2, des deux filtres passe bandes FPB_3 (similaire à FPB_1) et FPB_4 (similaire à FPB_2) On va donc dissocier l'impédance de charge au fondamental contrôlée par la boucle active, et les impédances de charge aux harmoniques $2f_0$ et $3f_0$ qui sont fixées à 50Ω. Finalement les Tés de polarisation THF_2 et TBF_2 assurent le contrôle de l'impédance de charge basse fréquence Z_{LBF} présentée à l'accès 2 du DST.

Mesure de la linéarité au moyen d'un analyseur de spectre :

Pour ce faire, le coupleur C_3 est connecté au coupleur C_4 suivi d'un analyseur de spectre (FSIQ40 ROHDE & SCHWARZ) pour mesurer l'ACPR et les produits d'intermodulations.

L'analyseur de spectre va nous permettre d'accéder à des grandeurs qui modélisent les effets non-linéaires d'un amplificateur de puissance excité par un signal bi ou multi-porteuses. Les grandeurs aux quelles nous nous intéressons sont l'ACPR (Adjacent Channel Power

Ratio) et les produits d'intermodulations d'ordre 3 et 5 (IM_3 et IM_5). Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, la mesure de l'ACPR (respectivement l'IM_3 et l'IM_5) s'effectue à la sortie de l'amplificateur de puissance à caractériser en présence d'un signal multi-porteuses (respectivement bi-porteuses).

La figure III-21 montre la connexion de l'analyseur de spectre à l'accès de mesure (c'est-à-dire la sortie de l'amplificateur de puissance à caractériser). Avec cette configuration, il est possible de mesurer l'ACPR ou l'IM_3 du signal de sortie de l'amplificateur tout en assurant un contrôle total sur son impédance de charge grâce à la technique de la boucle active.

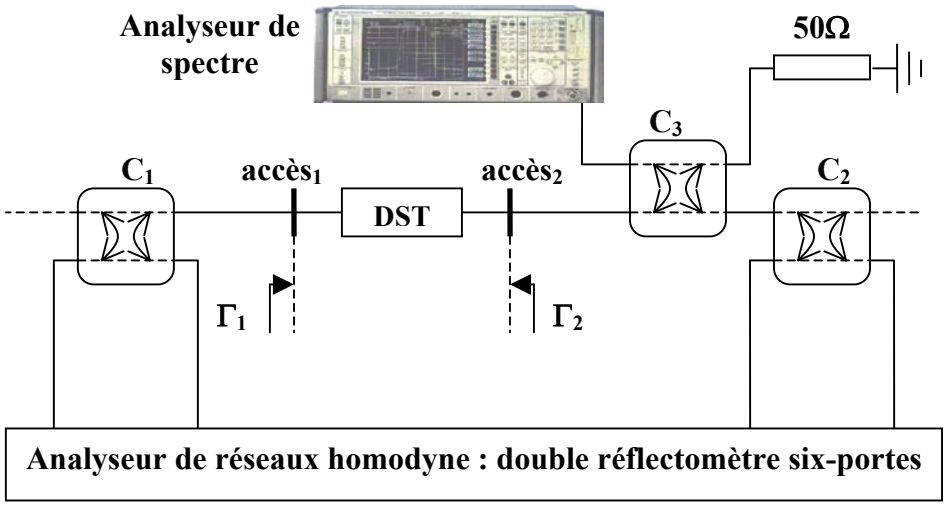


Figure III- 21 : Connexion de l'analyseur de spectre à l'accès de sortie du dispositif sous test.

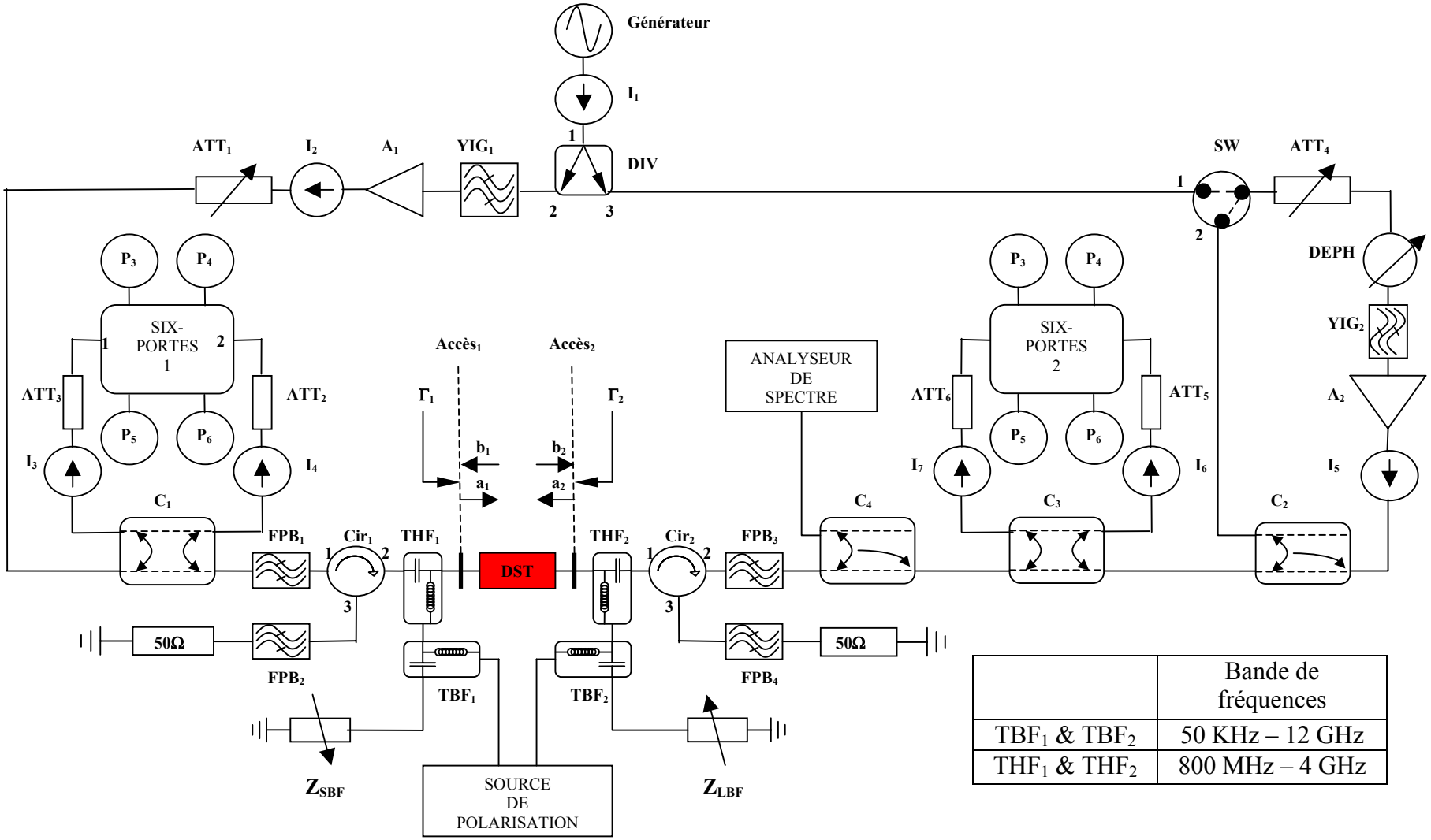
Le coupleur bidirectionnel C_3 prélève une fraction du signal de sortie du DST et l'achemine vers l'analyseur de spectre. Ce dernier est capable de mesurer la puissance d'un canal dans le cas d'un signal modulé et le niveau de puissance d'une simple raie dans le cas d'un signal mono-porteuse ou à spectre discret (bi-porteuses avec les produits d'intermodulation). Il faut donc recourir à une procédure de calibrage en puissance qui consiste à trouver la constante de proportionnalité reliant la puissance de sortie du DST à la puissance mesurée par l'analyseur de spectre.

Pour mesurer les produits d'intermodulations, il faut régler l'analyseur de spectre de façon à « zoomer » sur chaque raie afin de mesurer son niveau de puissance et calculer avec les équations I-40 et I-41 du (page 32 du premier chapitre) les grandeurs C/I_3 et C/I_5.

Pour mesurer l'ACPR, il faut régler l'analyseur de spectre de façon à visualiser le canal principal et les canaux adjacents, en utilisant les options de mesure de puissance de

canal disponibles, on accède aux valeurs d'ACPR de droite et de gauche et par calcul on obtient l'ACPR total (équations I-42 et I-44 : page 35 du chapitre I).

Notre banc de mesure ainsi modifié permet d'effectuer des mesures « load-pull » en présence de signaux modulés. Le critère de linéarité peut être maintenant pris en compte rendant possible les tracés des contours « load-pull » à puissance de sortie constante, à rendement constant ou à linéarité constante (ACPR ou rapport C/I).



	Bande de fréquences
TBF_1 & TBF_2	50 KHz – 12 GHz
THF_1 & THF_2	800 MHz – 4 GHz

Figure III- 22 : Banc de mesure load-pull : contrôle des impédances BF et HF en présence de signaux à enveloppe variable.

Nous allons nous intéresser dans la suite à la procédure de calibrage nécessaire pour effectuer les mesures load-pull.

3.5 CALIBRAGE DU BANC DE MESURE LOAD-PULL:

Dans ce paragraphe, nous abordons les méthodes de calibrage utilisées. Nous aborderons le calibrage des deux réflectomètres six-portes nécessaire pour avoir accès aux facteurs de réflexion aux accès du DST, ainsi que le calibrage en puissance des détecteurs connectés aux accès 3 de chaque réflectomètre six-portes pour mesurer les puissances incidentes aux accès de mesure. Finalement, le calibrage de l'analyseur de spectre pour mesurer l'ACPR et les produits d'intermodulation du signal de sortie du DST sera également abordé.

3.5.1 *Calibrage des réflectomètres six-portes :*

Comme nous l'avons expliqué au chapitre 2, calibrer un réflectomètre six-portes consiste à trouver par une méthode appropriée les 5 constantes (trois réelles et une complexe) de la transformation P→*w* ainsi que les six constantes qui caractérisent la transformation *w*→Γ (trois valeurs complexes).

La transformation P→*w* est décrite par le système d'équation suivant **[1]**:

$$\begin{aligned} 2\frac{P_5}{P_3} &= |w|^2 \\ \alpha_4 \frac{P_4}{P_3} &= |w - w_4|^2 \\ \alpha_6 \frac{P_6}{P_3} &= |w - w_6|^2 \end{aligned} \qquad \textbf{(III- 32)}$$

(avec w_6 réel et w_4 complexe)

Quant à la transformation *w*→Γ, elle est décrite par la relation suivante :

$$w = \frac{A\Gamma + B}{C\Gamma + 1} \qquad \textbf{(III- 33)}$$

La variable intermédiaire complexe *w* est donc le point d'intersection de trois cercles de centres respectif l'origine, w_4 *et* w_6 de rayons respectifs $\sqrt{2\frac{P_5}{P_3}}$, $\sqrt{\alpha_4 \frac{P_4}{P_3}}$ et $\sqrt{\alpha_6 \frac{P_6}{P_3}}$ comme le montre la figure suivante (comme dans le plan Γ) :

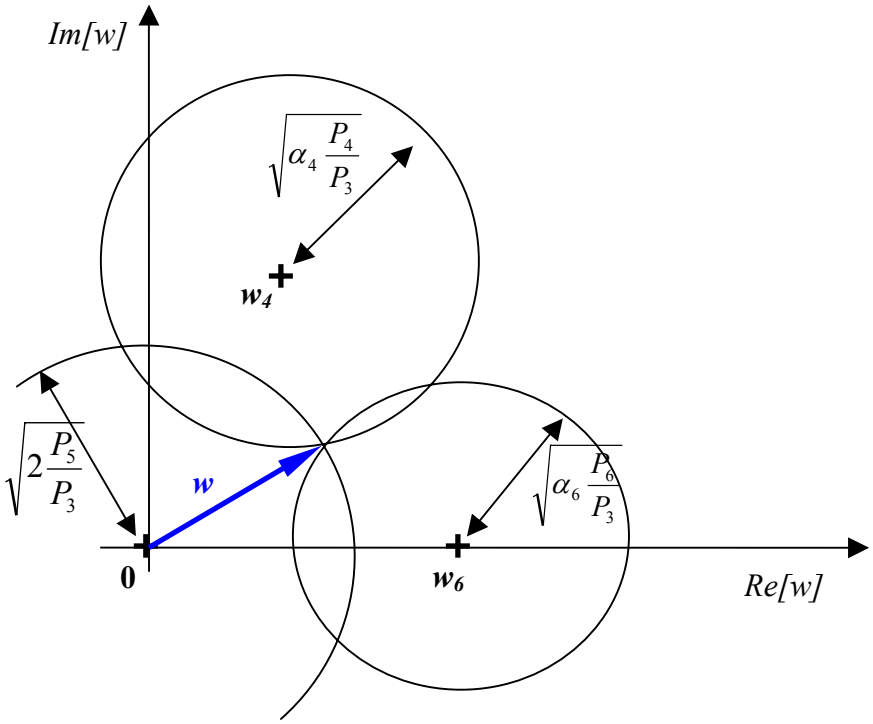


Figure III- 23 : Représentation graphique de la variable intermédiaire complexe *w*.

La méthode classique utilisée dans le banc de mesure « source-pull » et « load-pull » multi-harmonique de l'ENST est basée sur la méthode TRL (voir chapitre II). Cette méthode nécessite la connexion de 3 quadripôles et de trois dipôles **[1]**. Avec les quatre états de phases du déphaseur variable pour chaque quadripôle et les trois dipôles nous avons 15 équations pour déterminer les valeurs initiales des cinq constantes de la transformation P→w ***(α_4, α_6, w_6, Re[w_4], Im[w_4])*** avec la méthode des moindres carrées pour les optimiser par la suite avec une fonction proposé par ENGEN **[16]**:

$$w = f_{NL}\left(\frac{P_4}{P_3}, \frac{P_5}{P_3}, \frac{P_6}{P_3}\right) \qquad \textbf{(III- 34)}$$

On génère donc un système surdimensionné pour résoudre cette équation qui ne fait intervenir que les rapports de puissance et les cinq constantes inconnues et en aucun cas des valeurs de coefficients de réflexion.

Le problème fréquemment rencontré est que les constantes initiales trouvées font parfois diverger l'algorithme d'optimisation de la fonction d'ENGEN. En effet, certaines structures associées aux incertitudes de mesure inhérentes à tout système de mesure rendaient cette méthode inutilisable dans la pratique. Une autre méthode plus robuste a été développée au laboratoire RFM de l'ENST **[19][18]**. Ce nouvel algorithme utilise le fait que la transformation w→Γ est une transformation bilinéaire ce qui signifie que l'équation d'un

cercle dans le plan Γ donne également l'équation d'un cercle dans le plan *w*. La méthodologie mise au point permet d'éliminer les valeurs atypiques dues à une mauvaise configuration ou à une mauvaise mesure et elle se révèle donc particulièrement robuste. Les valeurs initiales des cinq constantes de la transformation P→*w*, ainsi obtenues représentent déjà une bonne approximation de leurs valeurs vraies et leur optimisation par minimisation de la fonction d' ENGEN est donc très concluante. Cette méthode nécessite au moins 5 dipôles présentant des facteurs de réflexion à module constant et ayant des phases équiréparties dans le plan complexe ce qui explique qu'un court-circuit mobile est généralement utilisé. Nous avons donc réécrit les programmes d'acquisition et de traitement des données pour implémenter ce nouvel algorithme de calibrage détaillé dans l'annexe B.

En ce qui concerne la transformation *w*→Γ, les paramètres A, B et C peuvent être déterminés comme nous l'avons vu par la méthode TRL. Mais au vue des fréquences mises en jeu et afin d'éviter de multiples connections – déconnections, on se propose d'utiliser trois charges connues et de résoudre le système d'équations linéaire. Les charges connues sont une charge **50 Ω** (Γ=0), un circuit ouvert « **C.O** » (Γ=1) et un court-circuit « **C.C** » (Γ= -1).

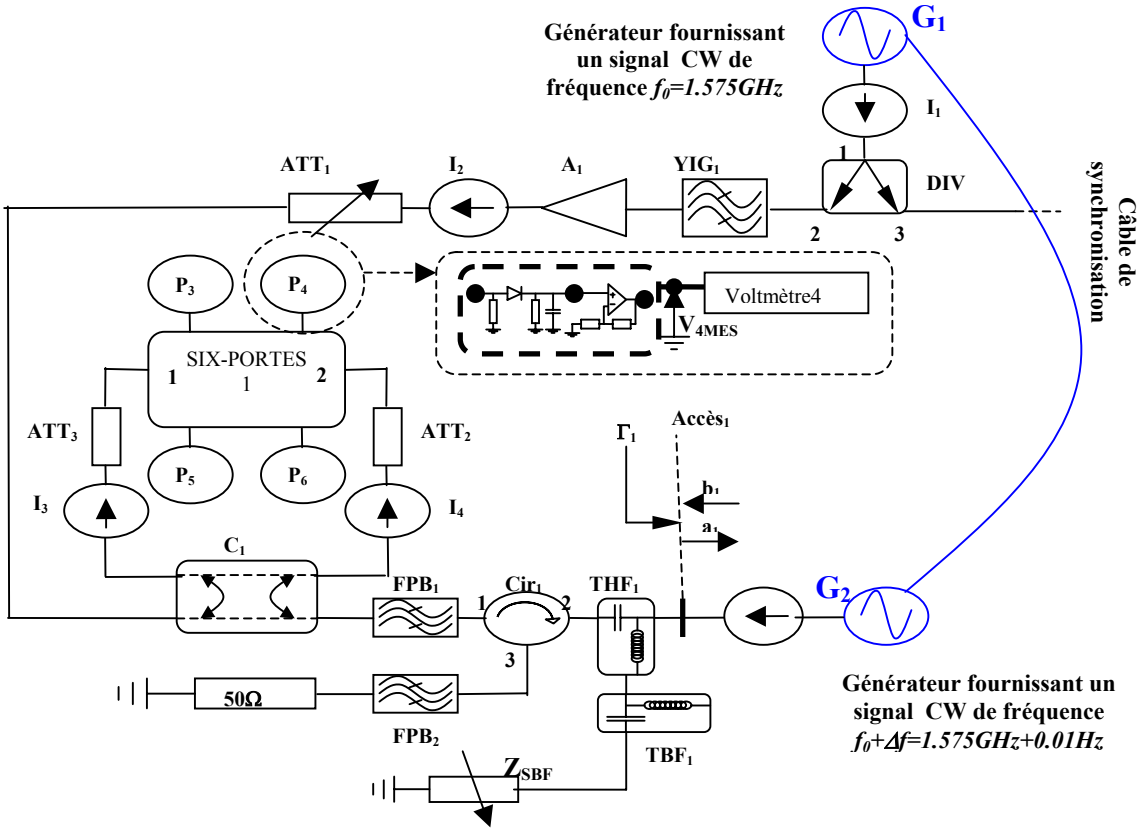


Figure III- 24 : Montage pour l'acquisition du court-circuit mobile.

Donc, pour calibrer chaque réflectomètre de notre banc de mesure, (figure III-22), la méthode consiste à mesurer les puissances fournies par les détecteurs pour trois charges connues (circuit ouvert, court-circuit et charge adaptée connectés à l'accès1 de mesures du DST) ainsi que pour plusieurs positions du court-circuit mobile.

La procédure de calibrage se fera en mode CW. En effet, l'élargissement du spectre dans le cas d'autres signaux d'excitation est négligeable devant la fréquence porteuse si les caractéristiques de la jonction six-portes ne varient pas brusquement avec la fréquence. Pour les applications visées, la largeur de bande est de quelques MHz et donc cette hypothèse est raisonnablement justifiée. D'ailleurs, les résultats présentés au paragraphe 3.2 confirment cette hypothèse puisque les mesures ont été réalisées en présence de signaux modulés avec un calibrage complet en mode CW. Par contre, dans le cas d'un élargissement de spectre conséquent, ou pour obtenir une meilleure précision de mesure, l'étalonnage pourra s'effectuer en présence des signaux de test utilisés pour la caractérisation non-linéaire.

La figure III-24 montre le principe de simulation d'un court-circuit variable à l'aide de deux sources. Les deux générateurs délivrent chacun un signal CW à la fréquence f_0 pour G_1 et à la fréquence $f_0+\Delta f$ pour G_2. Grâce à cette configuration, on simule à l'accès de mesure un facteur de réflexion de module constant et de phase variable à la vitesse de $2\pi\Delta f$ rad s^{-1}. Il suffit d'effectuer les acquisitions des tensions de sortie des détecteurs de puissance à une fréquence K fois plus grande que Δf et nous obtenons donc K valeurs de phase du facteur de réflexion équi-réparties dans le plan complexe.

La transformation $P \rightarrow w$ utilise le court-circuit décalé pour déterminer les cinq constantes du rélectomètre parfait, le résultat de ce traitement représente bien un cercle dans le plan w puisque la relation entre w et Γ est bilinéaire(voir figure III-25).

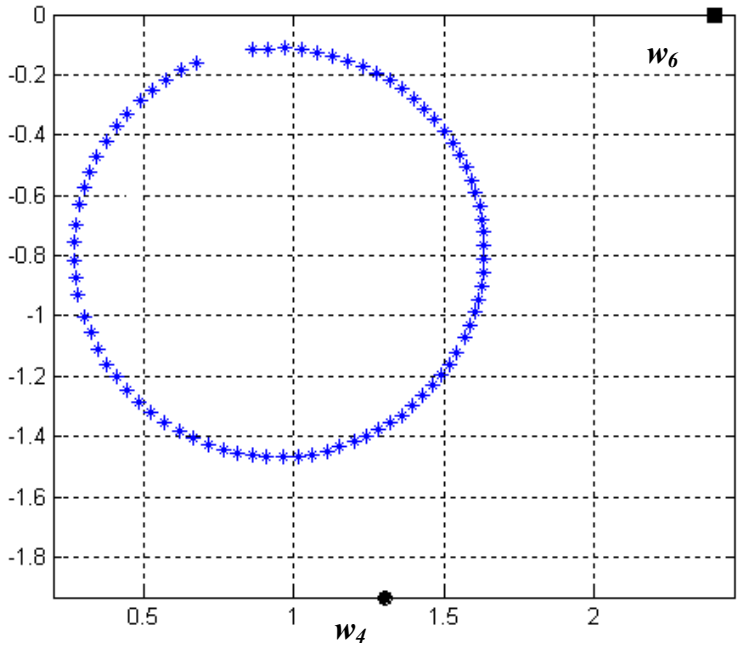


Figure III- 25 : Résultat du calibrage de la transformation P→*w*.

La figure III-26 représente les facteurs de réflexion utilisés lors de la procédure d'étalonnage après détermination des six constantes A, B, C de la transformation $w \rightarrow \Gamma$ à l'aide de trois charges étalons.

On remarquera que la condition d'équirépartition des points q_i est bien vérifiée (modules supérieurs à 1.4 et un déphasage de 120 degrés) afin de permettre des mesures précises. Par ailleurs, on remarque également que le court-circuit décalé n'est pas exactement centré sur l'abaque de Smith. Ce phénomène est du à une désadaptation du générateur et de l'isolateur connectés à l'accès de mesure de la figure III-24 (nous avons mesuré cette désadaptation avec un analyseur de réseaux). D'autre part, le facteur de réflexion mesuré pour le circuit ouvert est décalé en phase d'environ 2 degrés, ce qui est à la capacité du circuit ouvert utilisé (0.018pF).

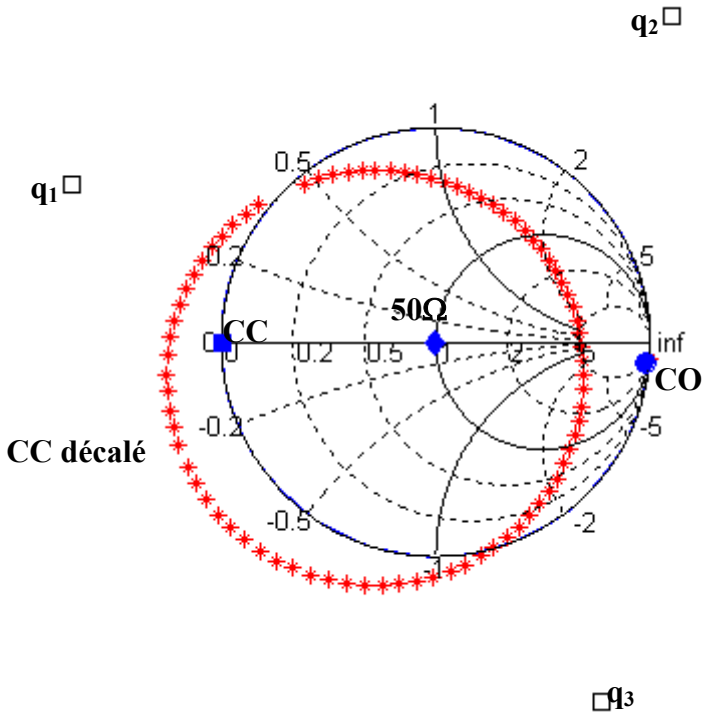


Figure III- 26 : Facteurs de réflexion présentés par les charge qui ont servi pendant le calibrage du réflectomètre six-portes 1.

En appliquant la même opération au réflectomètre six-portes numéro 2, le banc de mesure « load-pull » permet de mesurer les rapports d'ondes Γ_1 et Γ_2 aux accès du DST à partir des mesures relatives de puissance. Pour connaître les puissances incidentes à ces accès, une procédure de calibrage en puissance de chaque réflectomètre six-portes est nécessaire. C'est ce que nous allons aborder par la suite.

3.5.2 *Calibrage en puissance :*

3.5.2.1 Calibrage en puissance des réflectomètres six-portes :

Pour pouvoir effectuer des mesures « load-pull », il faut connaître les puissances d'entrée et de sortie du DST. Pour connaître ces puissances il faut avoir accès aux puissances incidentes aux accès de mesure $\frac{1}{2}|a_1|^2$ et $\frac{1}{2}|a_2|^2$ ainsi que les rapports d'ondes à ces accès. On effectue donc un calibrage en puissance absolue en utilisant un wattmètre de référence connecté à chaque plan de mesure (voir Figure III-27 pour l'accès 1)

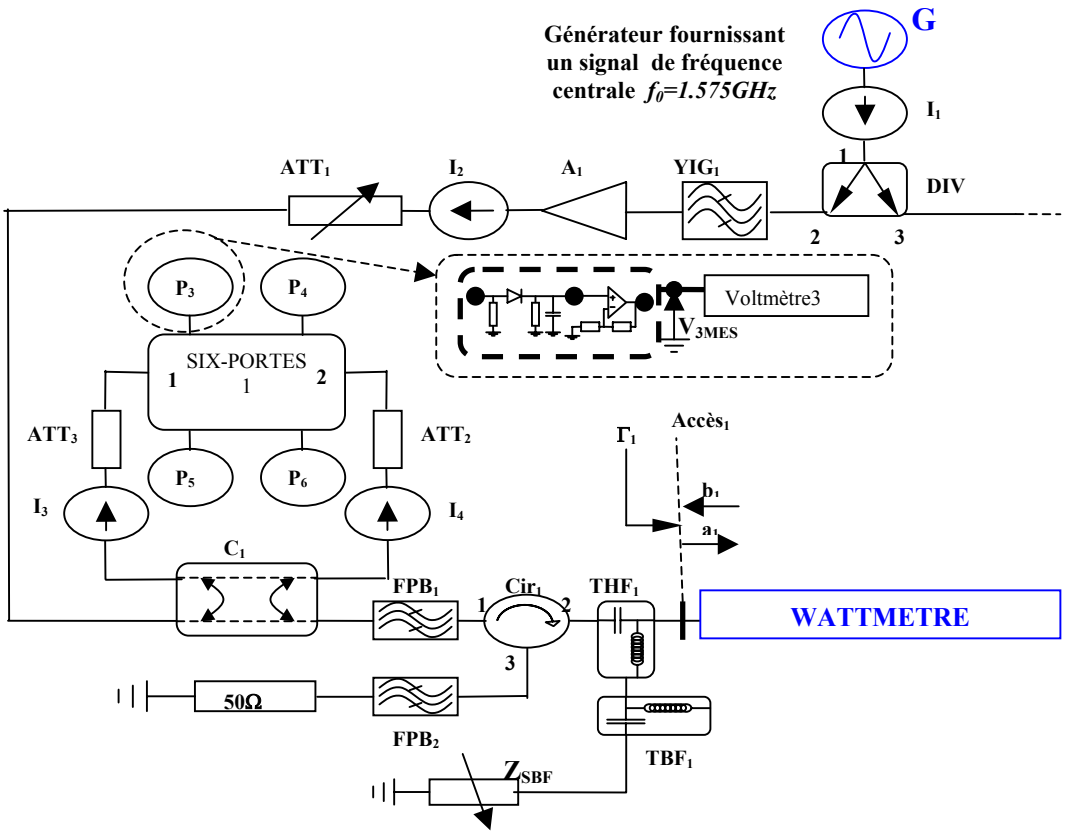


Figure III- 27 : Montage de l'étalonnage en puissance du six-portes n°1.

Pour une puissance donnée du générateur, on relève la valeur de la puissance détectée par le wattmètre. A partir de cette mesure, on peut calculer la constante de proportionnalité K_{P1} que l'on doit prendre en compte pour déterminer la puissance incidente $\frac{1}{2}\left|a_1\right|^2$ (voir chapitre II, paragraphe 2.1.2). En pratique, cette opération est effectuée plusieurs fois en faisant varier la puissance délivrée par le générateur. On estime la constante de proportionnalité comme étant la moyenne des valeurs trouvées.

Rappelons l'expression de la puissance incidente à l'entrée du DST qui s'exprime de la manière suivante :

$$\frac{1}{2}\left|a_1\right|^2 = \frac{1}{2}\times\frac{P_{31}}{\left|\alpha_{31}\right|^2\left|1+A_{31}\Gamma_1\right|^2} = \frac{1}{2}\times\frac{K_{D31}V_{3MES1}10^{f(V_{3MES1})}}{\left|\alpha_{31}\right|^2\left|1+A_{31}\Gamma_1\right|^2} \qquad \textbf{(III- 35)}$$

Le rapport d'onde Γ_1 , qui représente le facteur de réflexion , le terme $V_{3MES1}10^{f(V_{3MES1})}$ et le terme A_{31} sont obtenus directement à partir du réflectomètre n°1 après étalonnage de ce

dernier. Pour connaître la valeur de $\frac{1}{2}\left|a_1\right|^2$, il faut calculer la constante de proportionnalité K_{P1} définie par :

$$K_{P1} = \frac{K_{D31}}{\left|\alpha_{31}\right|^2} \quad \textbf{(III- 36)}$$

Si on connecte la sonde d'un wattmètre à l'accès 1 de mesure, celle-ci détecte une puissance P_{lm} telle que :

$$P_{lm} = \frac{1}{2}\left(\left|a_1\right|^2 - \left|b_1\right|^2\right) = \frac{1}{2}\left|a_1\right|^2\left(1 - \left|\Gamma_{1m}\right|^2\right) \quad \textbf{(III- 37)}$$

En combinant les équations (III-35) et (III-37), on peut déterminer la valeur de K_{P1} :

$$K_{P1} = \frac{K_{D31}}{\left|\alpha_{31}\right|^2} = \frac{P_{1m}\left|1 + A_{31}\Gamma_{1m}\right|^2}{V_{3MES1}10^{f(V_{3MES1})}\left(1 - \left|\Gamma_{1m}\right|^2\right)} \quad \textbf{(III- 38)}$$

Γ_{1m} est le facteur de réflexion du wattmètre, mesuré par la jonction six-portes et V_{3MES1}, la valeur moyenne de la tension détectée par le détecteur de référence connectée à l'accès 3 de la jonction. La valeur de la constante A_{31} est connue. Elle est égale à la constante C_1 du quadripôle d'erreur associé au réflectomètre n°1.

Quel que soit le DST, le module de l'onde incidente de puissance $\frac{1}{2}\left|a_1\right|^2$ vaut donc:

$$\frac{1}{2}\left|a_1\right|^2 = K_{P1} \times \frac{V_{3MES1}10^{f(V_{3MES1})}}{\left|1 + A_{31}\Gamma_1\right|^2} \quad \textbf{(III- 39)}$$

De même, si l'on connecte le wattmètre à l'accès 2 de mesure, on peut alors déterminer la valeur de la puissance incidente $\frac{1}{2}\left|a_2\right|^2$:

$$\frac{1}{2}\left|a_2\right|^2 = K_{P2} \times \frac{V_{3MES2}10^{f(V_{3MES2})}}{\left|1 + A_{32}\Gamma_2\right|^2} \quad \textbf{(III- 40)}$$

L'étalonnage en puissance s'effectue sur une large dynamique et pour des niveaux de puissance proches des niveaux attendus lors de la caractérisation non-linéaire des transistors. Les résultats du calibrage en puissance pour le réflectomètre d'entrée sur 30 dB de dynamique sont présentées pour deux types de signaux : un signal CW (figures III-28) et un signal modulé QPSK (figure III-29). On compare dans ce cas les mesures de puissance obtenues à l'aide d'un wattmètre et les puissances calculées à l'aide de la formule III-39. La constante K_{P1} est bien indépendante de la puissance (écart type de quelques millièmes). De plus, on

remarque que la constante K_{P1} reste inchangée quelque soit le signal de test utilisé ce qui démontre clairement la validité et l'efficacité de la technique de la détection de puissance mise en œuvre.

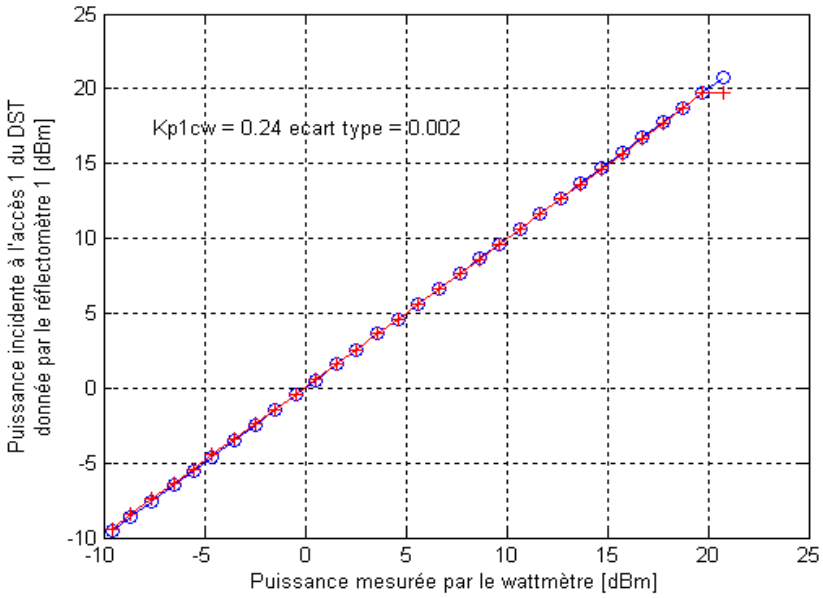


Figure III- 28 : Résultat du calibrage en puissance du réflectomètre six-portes 1 en présence d'un signal CW : K_{P1CW} = 0.24.

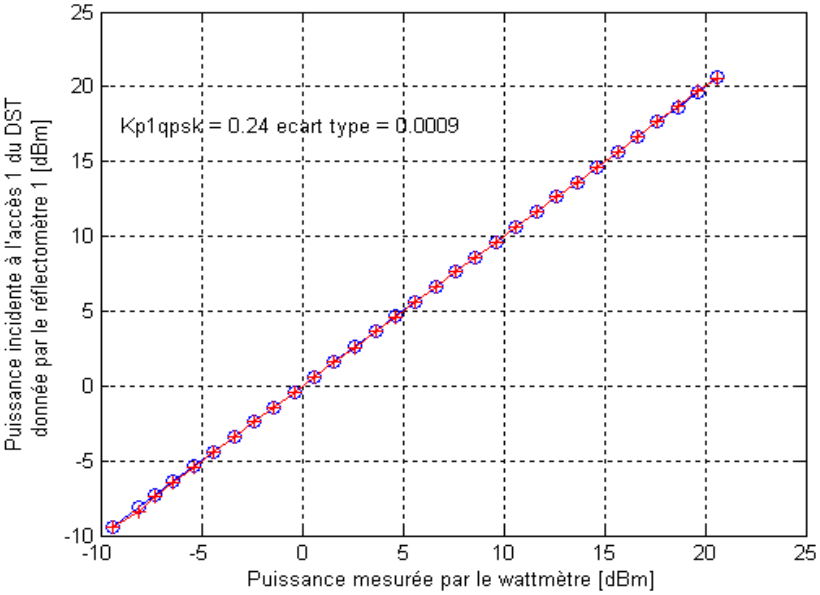


Figure III- 29 : Résultat du calibrage en puissance du réflectomètre six-portes 1 en présence d'un signal modulé : K_{P1QPSK} = 0.24.

Après ce calibrage, le banc de mesure « load-pull » mesure les puissances incidentes ainsi que les rapports d'ondes aux accès de mesures, et ce en présence d'un signal de test quelconque. Néanmoins, il faut effectuer un autre calibrage en puissance de l'analyseur de

spectre pour effectuer des mesures correctes d'ACPR (en présence d'un signal multi-porteuses) et des produits d'intermodulations (en présence d'un signal bi-porteuses).

3.5.2.2 Calibrage en puissance de l'analyseur de spectre :

Dans l'application qui nous intéresse, le signal modulé est une modulation numérique QPSK de fréquence porteuse $f_0=1.575GHz$, avec un débit de symbole D=1MHz filtré en cosinus surélevé avec un facteur de filtrage α=0.35. Ceci donne un signal de test avec un canal principal de largeur 1.3MHz environ. L'option de mesure d'ACPR de l'analyseur de spectre (FSIQ40 ROHDE & SCHWARZ) repose sur le principe de mesure de puissance du canal principal et des canaux adjacents et donne l'ACPR de droite et de gauche en dB. Donc un calibrage en puissance de canal est donc nécessaire pour trouver la constante de proportionnalité $K_{ANAQPSK}$ qui relie la puissance de canal, délivrée par le DST à son accès 2, et la puissance de canal réellement mesurée par l'analyseur de spectre en présence du signal modulé en question :

$$K_{ANAQPSK} = \frac{Puissance\ de\ canal\ délivrée\ par\ le\ DST\ en\ sortie}{Puissance\ de\ canal\ mesurée\ par\ l'analyseur\ de\ spectre} \quad \textbf{(III- 41)}$$

Remarque :

Pour mesurer la puissance du canal principal du signal modulé décrit précédemment, il faut régler l'analyseur de spectre de la façon suivante :

- Filtre de résolution RBW=30KHz, pour satisfaire la condition (RBW< 2.5% de la largeur du canal à mesurer).
- Filtre vidéo VBW=100KHz, pour satisfaire la condition (VBW>3×RBW).
- Régler temps de balayage sur l'option « auto ».

Régler la fenêtre d'observation du spectre SPAN=4MHz, pour visualiser le canal principal ainsi que les deux canaux adjacents droite et gauche.

Pour la mesure des produits d'intermodulations C/I_3 et C/I_5 générés par le DST, on utilise un signal bi-porteuses avec un décalage en fréquence entre les deux raies de 800 KHz. On obtient alors des raies d'intermodulation d'ordre 3 qui coïncident avec les milieux des canaux adjacents en présence du signal modulé et ce dans le but d'étudier les éventuelles corrélations entre l'ACPR et le C/I_3. L'analyseur de spectre offre une option de mesure automatique des produits d'intermodulation qui consiste à visualiser toutes les raies et à

déplacer le « marker » de mesure sur les différents pics. Nos avons remarqué que cette méthode ne donne pas des résultats stables et répétitifs. Pour mesurer les produits d'intermodulations d'ordre 3 et 5, nous avons donc décidé de « zoomer » sur chaque raie et de mesurer son niveau de puissance et de calculer ensuite les grandeurs C/I_3 et C/I_5. L'avantage de cette méthode est qu'elle est rigoureuse et donne des résultats stables et répétitifs, mais son inconvénient majeur est la lenteur de la mesure (environ 20 secondes). Il faut donc procéder à un calibrage en puissance pour trouver la constante de proportionnalité K_{ANACW} qui relie la puissance RF CW, délivrée par le DST à son accès 2, et la puissance RF CW réellement mesurée par l'analyseur de spectre pour chaque raie :

$$K_{ANACW} = \frac{Puissance\ \ de\ \ raie\ \ délivrée\ \ par\ \ le\ \ DST\ \ en\ \ sortie}{Puissance\ \ de\ \ raie\ \ mesurée\ \ par\ \ l'analyseur\ \ de\ \ spectre} \qquad \textbf{(III- 42)}$$

Remarque :

Pour mesurer le niveau de puissance d'une raie, il faut régler l'analyseur de spectre de la façon suivante :

- Filtre de résolution RBW=200Hz.
- Filtre vidéo VBW=1KHz, pour satisfaire la condition (VBW>3×RBW).
- Régler le temps de balayage SWEEPTIME = 1seconde.
- Régler la fenêtre d'observation du spectre SPAN=10KHz, pour « zoomer » sur la raie à mesurer.

Nous avons remarqué que les constantes K_{ANACW} de chaque raie sont égales ce qui est logique puisque la mesure s'effectue dans une bande relativement étroite.

En présence d'un signal modulé ou CW, la procédure de calibrage en puissance de l'analyseur de spectre est la même. Elle s'effectue en deux étapes comme le montre la figure suivante :

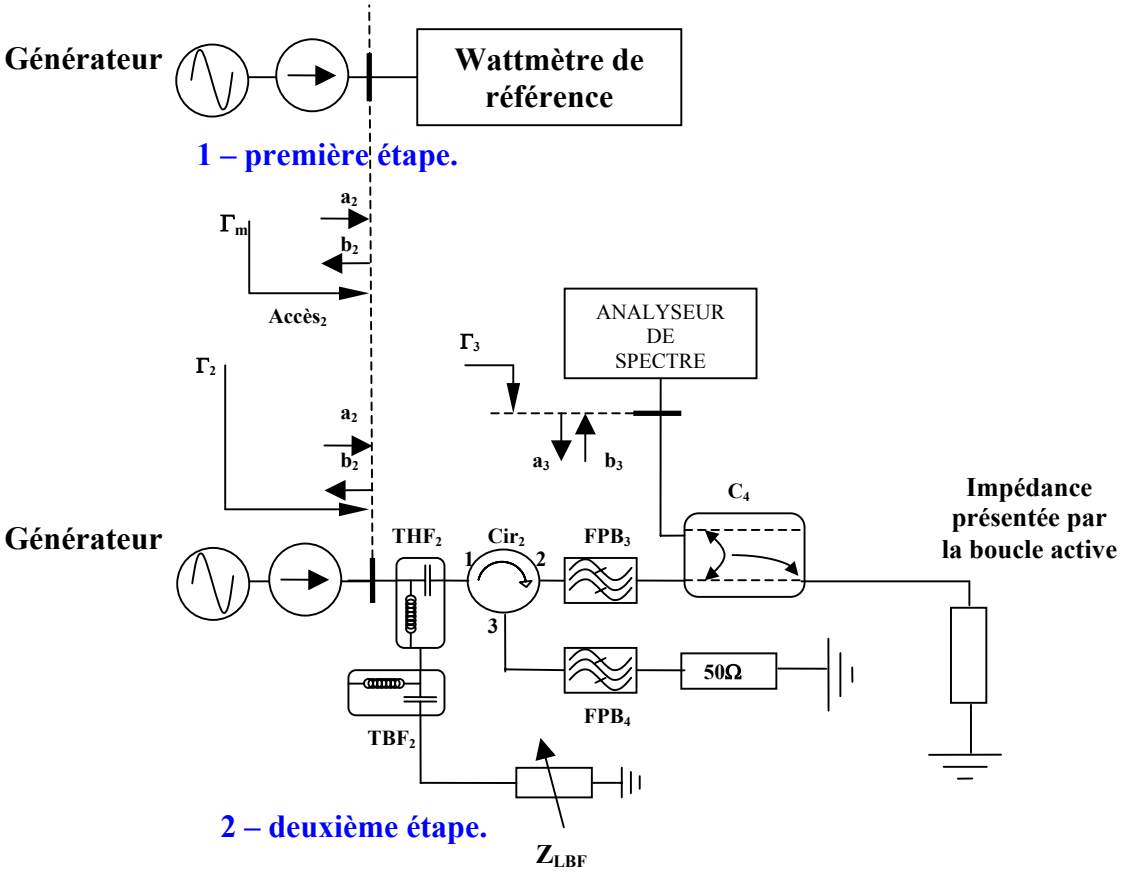


Figure III- 30 : Principe du calibrage en puissance de l'analyseur de spectre.

La relation entre les ondes sortantes et entrantes aux accès 2 et 3 de la figure ci-dessus est la suivante :

$$\begin{aligned} b_2 &= S_{22}a_2 + S_{23}a_3 \\ b_3 &= S_{32}a_2 + S_{33}a_3 \end{aligned} \qquad \textbf{(III- 43)}$$

Trouvons la relation entre la puissance de sortie du DST à l'accès 2 et la puissance mesurée à l'analyseur de spectre à l'accès 3 :

$$P_2 = \frac{1}{2}|a_2|^2\left(1-|\Gamma_2|^2\right) \qquad \textbf{(III- 44)}$$

$$P_3 = \frac{1}{2}|b_3|^2\left(1-|\Gamma_3|^2\right) \qquad \textbf{(III- 45)}$$

Le rapport des deux relations précédentes donne :

$$\frac{P_2}{P_3} = \frac{|a_2|^2}{|b_3|^2}\frac{\left(1-|\Gamma_2|^2\right)}{\left(1-|\Gamma_3|^2\right)} \qquad \textbf{(III- 46)}$$

Or :

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{23}S_{32}\Gamma_3}{1 - S_{33}\Gamma_3} \quad \textbf{(III- 47)}$$

Puisque l'accès de mesure de l'analyseur de spectre est adapté ($\Gamma_3 = 0$), on peut dire que $\Gamma_2=S_{22}$ (lorsque l'impédance synthétisée par la boucle active est fixe). La relation III-46 devient :

$$\frac{P_2}{P_3} = \frac{|a_2|^2}{|b_3|^2}\left(1 - |S_{22}|^2\right) \quad \textbf{(III- 48)}$$

D'autre part :

$$\frac{|b_3|^2}{|a_2|^2} = |S_{32}|^2 \quad \textbf{(III- 49)}$$

La relation III-48 devient :

$$K_{ANA} = \frac{P_2}{P_3} = \frac{\left(1 - |S_{22}|^2\right)}{|S_{32}|^2} \quad \textbf{(III- 50)}$$

Ceci montre que la puissance de sortie du DST et la puissance réellement mesurée par l'analyseur de spectre sont proportionnelles et que cette constante de proportionnalité K_{ANA} s'exprime en fonction des paramètres de dispersion.

Pour trouver K_{ANA}, il faut passer par une première étape de calibrage (figure III-30), qui consiste à mesurer P_2 qui vaut dans cette configuration :

$$P_2 = \frac{1}{2}|a_2|^2\left(1 - |\Gamma_m|^2\right) \quad \textbf{(III- 51)}$$

Habituellement Γ_m est négligeable car la sonde du wattmètre de référence est adaptée.

Ensuite on passe à la deuxième étape (figure III-30) pour déterminer avec la relation III-50 K_{ANA}.

La procédure de calibrage est effectuée lorsque la boucle active synthétise 50Ω à l'accès du DST. Dans ce cas, K_{ANA} est définie par la relation III-52. Lors d'une optimisation « load-pull », la boucle active synthétise à l'accès du DST des impédances différentes de 50Ω. Dans ce cas, la puissance de sortie du DST s'écrit :

$$P_2 = K_{ANA}P_3\left(1 - |\Gamma_2|^2\right) \quad \textbf{(III- 52)}$$

La figure suivante montre le résultat du calibrage en puissance de l'analyseur de spectre en présence du signal modulé QPSK décrit précédemment et d'un signal CW. On

constate une excellente concordance même pour des niveaux de puissance élevés ce qui permet de valider le principe de la méthode.

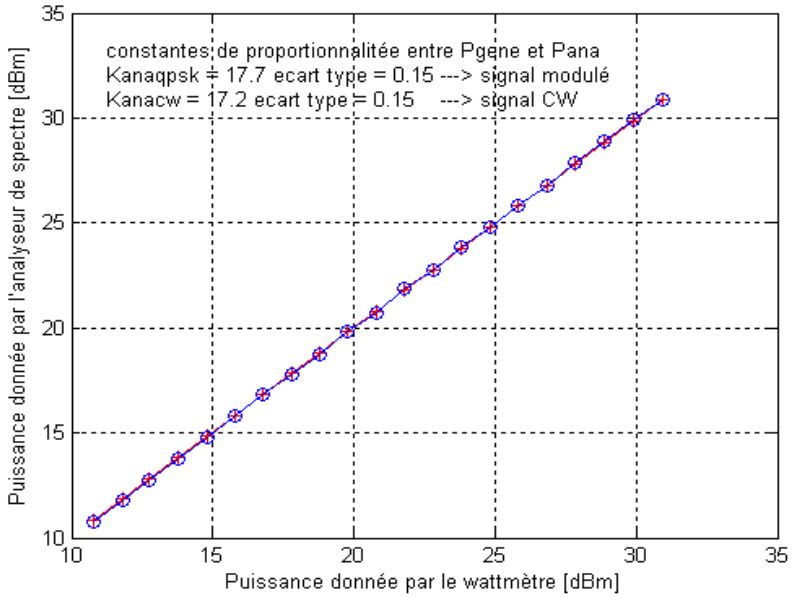


Figure III- 31 : Résultat du calibrage de l'analyseur de spectre en puissance en présence d'un signal modulé et d'un signal CW.

3.5.3 *Conclusions :*

Dans ce paragraphe nous avons exposé l'ensemble des méthodes de calibrage de notre système de caractérisation à l'issue desquelles nous pouvons mesurer quelque soit le signal de test :

1- Le rapport d'ondes Γ_1 à l'entrée du DST avec le réflectomètre six-portes 1.

2- La puissance incidente $\frac{1}{2}|a_1|^2$ à l'entrée DST avec le détecteur connecté à l'accès 3 du réflectomètre six-portes 1 (équation III-39).

3- Le rapport d'ondes Γ_2 à l'accès 2 du DST avec le réflectomètre six-portes 2.

4- La puissance incidente $\frac{1}{2}|a_2|^2$ à l'accès 2 du DST avec le détecteur connecté à l'accès 3 du réflectomètre six-portes 2 (équation III-40).

Pour les mesures de linéarité :

5- La puissance du canal principal et des canaux adjacents délivrée à la sortie du DST avec l'analyseur de spectre dans le but de calculer l'ACPR en présence d'un signal modulé.

6- En présence d'un signal bi-porteuse la puissance de chaque raie délivrée à la sortie du DST avec l'analyseur de spectre dans le but de calculer le C/I_3 et le C/I_5.

Afin de vérifier la validité de toutes ces méthodes de calibrage, nous avons directement connecté l'accès 1 à l'accès 2 du banc « load-pull » (connexion THRU) (figure III-22) et nous avons synthétiser une charge quelconque avec la boucle active. Dans ce cas nous devons avoir les égalités suivantes :

$$\frac{1}{2}|a_1|^2 = \frac{1}{2}|b_2|^2 \qquad \textbf{(III- 53)}$$

$$\text{et } \Gamma_1 = \frac{1}{\Gamma_2} = \Gamma_L \qquad \textbf{(III- 54)}$$

La puissance mesurée avec le détecteur de puissance connecté à l'accès 3 du réflectomètre 1 (équation III-39) doit être égale à la puissance mesurée avec le détecteur de puissance connecté à l'accès 3 du réflectomètre 2 (équation III-40) multipliée par $|\Gamma_L|^2$. Cette même puissance doit aussi être égale à la puissance donnée par l'analyseur de spectre (équation III-41 et III-42), et ce quelque soit le signal de test, comme le montre les deux figures III-32 et III-33.

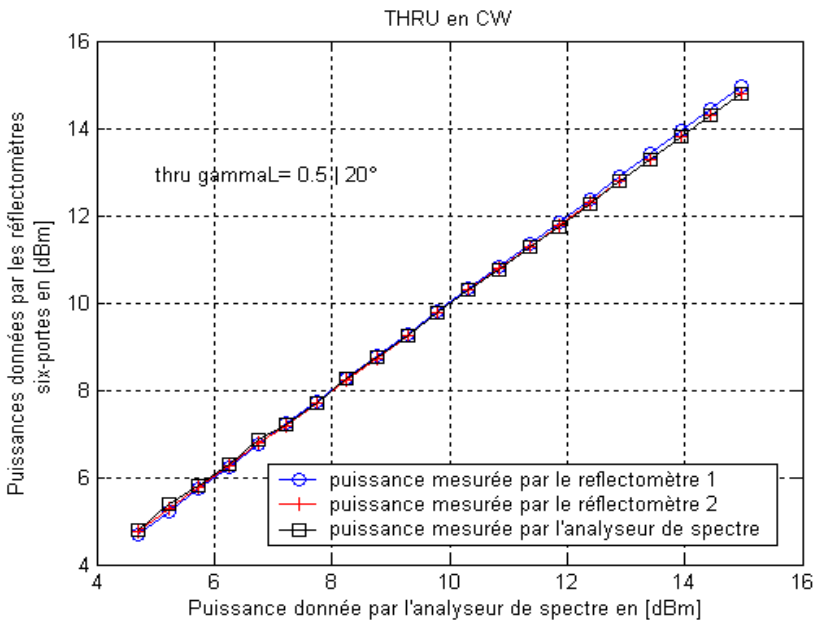


Figure III- 32 : Vérification du calibrage du banc en présence d'un signal CW.

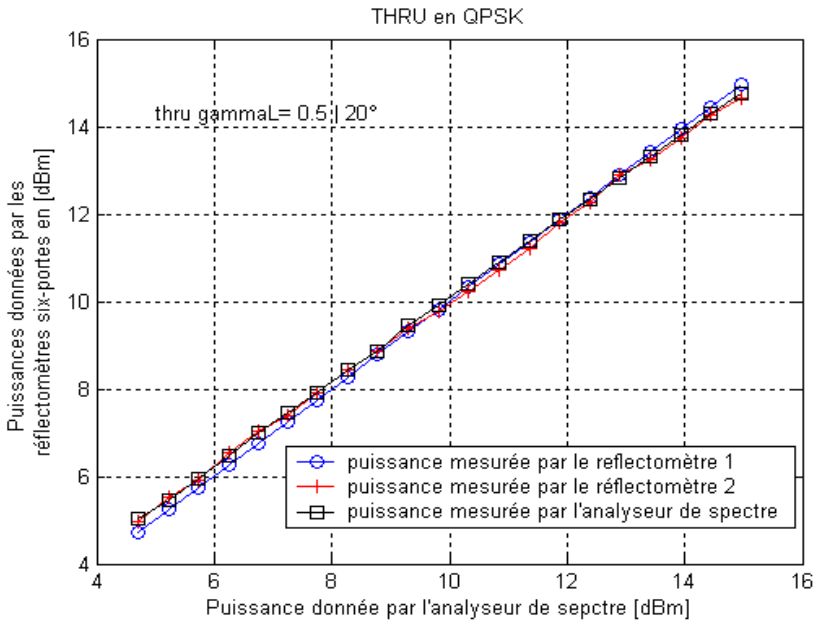


Figure III- 33 : Vérification du calibrage du banc en présence d'un signal modulé.

Remarque :

Dans ce qui suit, on se propose de démontrer l'intérêt de l'utilisation du réflectomètre six-portes pour mesurer la puissance incidente à l'accès 1 du DST quelque soit l'impédance de sortie du générateur. Considérons le montage suivant :

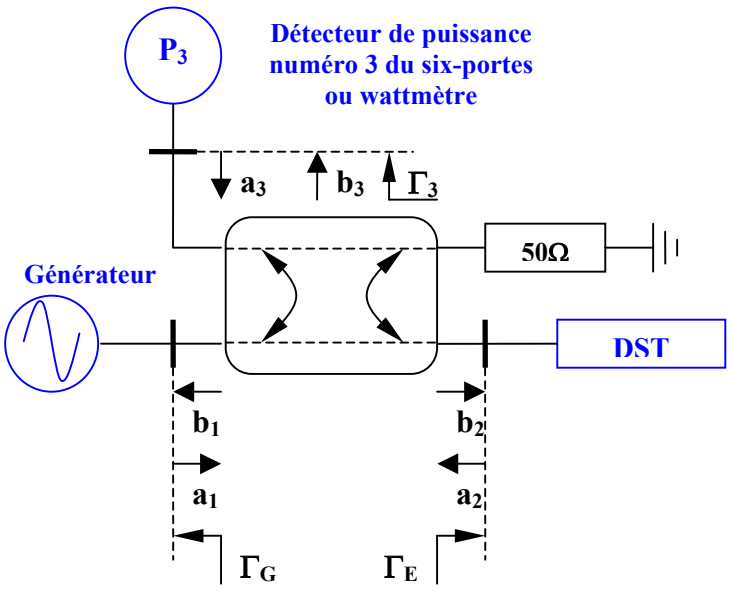


Figure III- 34 : Schéma de principe pour mesurer la puissance incidente à l'accès du DST.

Le système d'équation reliant les ondes sortantes et entrantes est le suivant :

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3 \\ b_3 &= S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3 \end{aligned} \quad \textbf{(III- 55)}$$

On peut déduire de ce système d'équation la relation suivante :

$$b_3 = \frac{Ca_2 + Db_2}{K} \quad \textbf{(III- 56)}$$

avec $C = \left(S_{32} - \frac{S_{31}S_{22}}{S_{21}} \right)$ **(III- 57)**

$$D = \frac{S_{31}}{S_{21}} \quad \textbf{(III- 58)}$$

$$K = 1 - \Gamma_3 \left(S_{33} - \frac{S_{31}S_{23}}{S_{21}} \right) \quad \textbf{(III- 59)}$$

Si on connecte à la place du DST un wattmètre de référence à l'accès 2 (pour calibrer P_3) qui présente un facteur de réflexion Γ_m, on a alors :

$$P_{2m} = \frac{1}{2}|b_2|^2 \left(1 - |\Gamma_m|^2\right) \quad \textbf{(III- 60)}$$

Etudions les deux cas suivant :

1- Cas d'un wattmètre connecté à l'accès 3 (P_3 est mesurée par un wattmètre):

Dans ce cas, P_3 mesure :

$$P_{3m} = \frac{1}{2}|b_3|^2 \left(1 - |\Gamma_3|^2\right) \quad \textbf{(III- 61)}$$

Considérons que P_3 est adapté ($K=1$, $\Gamma_3=0$, en combinant (III-56) et (III-61), on peut écrire :

$$P_{3m} = \frac{1}{2}|D|^2 |b_2|^2 \left| 1 + \frac{C}{D}\Gamma_m \right|^2 \quad \textbf{(III- 62)}$$

En remplaçant $|b_2|^2$ par sa valeur donnée par III-60 dans III-62, on obtient :

$$|D|^2 = \frac{P_{3m}}{P_{2m}} \frac{1 - |\Gamma_m|^2}{\left| 1 + \frac{C}{D}\Gamma_m \right|^2} \quad \textbf{(III- 63)}$$

En considérant que le wattmètre connecté à l'accès 2 (lors du calibrage de P_3) est adapté, donc $\Gamma_m=0$, on peut déterminer $|D|^2$ sans connaître $\frac{C}{D}$.

Si on met le DUT à l'accès 2, la puissance d'entrée de ce dernier est :

$$P_{2DUT} = \frac{1}{2}|b_2|^2\left(1-|\Gamma_E|^2\right) \quad \textbf{(III- 64)}$$

En combinant les équations III-62 et III-64, on obtient :

$$P_{2DUT} = \frac{P_{3m}\left(1-|\Gamma_E|^2\right)}{|D|^2\left|1+\frac{C}{D}\Gamma_E\right|^2} \quad \textbf{(III- 65)}$$

Il faut donc déterminer $\frac{C}{D}$ qui représente un terme équivalent à la désadaptation du générateur soit par la mesure soit par le calcul avec les paramètres de dispersion (relation III-57 et III-58).

2- Cas d'un six-portes (P_3 est mesurée par le détecteur de référence du six-portes):

Une fois le six-portes calibré (selon la procédure décrite dans 3.5.1 et 3.5.2.1), la puissance d'entrée du DST est la même que dans III-64 et s'exprime de la façon suivante :

$$P_{2m} = K_{P1} \times \frac{V_{3MES1}\,10^{f(V_{3MES1})}\left(1-|\Gamma_E|^2\right)}{\left|1+A_{31}\Gamma_E\right|^2} \quad \textbf{(III- 66)}$$

Par identification $K_{P1} = \frac{1}{|D|^2}$ et est obtenu lors du calibrage du six-portes en puissance d'une part, et $A_{31} = \frac{C}{D}$ est équivalent à la désadaptation du générateur Γ_G et est obtenu directement par calibrage du six-portes.

En conclusion, le six-portes tient bien compte directement de la désadaptation du générateur.

3.6 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons vu les améliorations apportées à la technique de mesure d'un double réflectomètre six-portes dans le but d'effectuer des mesures « load-pull » en présence de tous types de signaux (modulés ou non) afin de pouvoir obtenir une caractérisation complète et fine des transistors de puissance notamment par le biais des critères de linéarité qui viennent s'ajouter aux notions de puissance de sortie et de rendement en puissance ajoutée. Les principales modifications apportées concernent :

- La technique de détection « large bande » au moyen de détecteurs bas coût que sont les diodes Schottky « zero bias ».
- L'ajout d'une boucle de contrôle indépendante des impédances BF afin de prendre en compte dans la caractérisation l'effet des circuits de polarisation.
- L'ajout et le contrôle d'un analyseur de spectre pour les mesures de linéarité.
- La modification des procédures d'étalonnage des réflectomètres six-portes et de l'étalonnage en puissance.

L'ensemble de ces modifications a été validé par des procédures de vérification de mesure de puissance et de mesure de charges quelconques en présence de signaux CW, CW-pulsés et modulés QPSK. La réalisation de notre banc de mesure a nécessité la fabrication de réflectomètres six-portes en technologie microruban (figure III-35) donc faible coût, ainsi que le développement de programmes MATLAB pour l'acquisition et le traitement numérique de l'ensemble des données. En effet, ce travail conséquent de programmation s'avérait indispensable en vue de l'amélioration du traitement informatique puisque les anciennes versions étaient écrites en langage mixte « QuickBASIC/FORTRAN » devenu quelque peu obsolète. Le logiciel comprend comme principales parties :

- Un module de calibrage qui gère l'enregistrement des données (tensions) et qui effectue les calculs associés.
- Un module de contrôle des tensions et/ou courant de polarisation avec possibilité de tracer les caractéristiques statiques.
- Un module d'automatisation à puissance d'entrée constante de l'optimisation de la charge de sortie au fondamental suivant le critère choisi (linéarité, puissance, rendement).
- Un module de traçage des contours « load-pull ». Dans ce cas, lors de la recherche de la charge optimale, des points de mesures supplémentaires situés de part et d'autre du chemin d'optimisation sont effectuées. Ces mesures associées avec une méthode d'interpolation qui permet d'obtenir les contours souhaités
- Un module à puissance d'entrée variable et à impédances d'entrée ou de sortie fixes (fondamental ou basse fréquence) pour obtenir les courbes de linéarité, gain, puissance ou rendement en fonction de la puissance d'entrée.

Pour mettre en évidence l'ensemble des nouvelles potentialités du banc de caractérisation fonctionnelle, nous présentons dans le chapitre suivant les résultats de caractérisations non-linéaires d'un transistor de puissance à effet de champ.

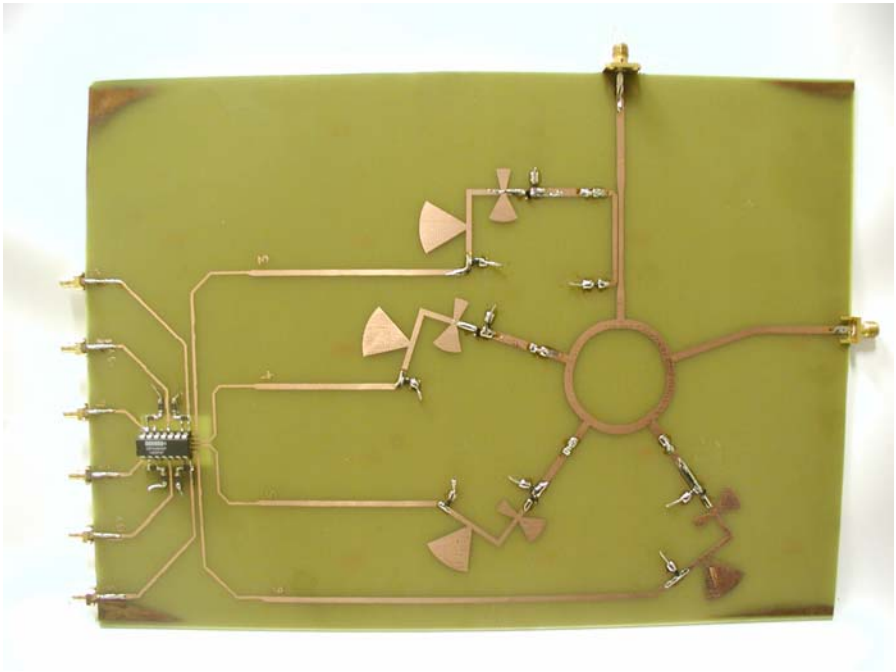


Figure III- 35 : Six-portes en technologie micro-ruban réalisé pour notre banc de mesure.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Gerald BERGHOFF

« Mise en œuvre d'un banc de caractérisation non linéaire de transistors de puissance à partir de réflectomètres six-portes : Application aux mesures Source-Pull et Load-Pull multiharmoniques »

Thèse soutenue le 12 décembre 1997 à l'ENST Paris, numéro d'ordre 97E032.

[2] Olivier GIBRAT

« Caractérisation expérimentale de transistors de puissance RF : conception d'un banc de mesure multiharmonique source pull et load pull basé sur la technique six-portes »

Thèse soutenue le 6 mars 2002 à l'ENST Paris, numéro d'ordre 2002E005.

[3] AGILENT

« Schottky Barrier Diode Video Detectors »
Application Note 923.

[4] AGILENT

« Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes »

Technical Data HSMS-285x Series.

[5] AGILENT

« The Zero Bias Schottky Detector Diode »
Application Note 969.

[6] J.F SEVIC; K.L. BURGER; M.B. STEER;

«A novel envelope-termination load-pull method for ACPR optimization of RF/microwave power amplifiers»

Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International, Volume: 2, 7-12 June 1998 Pages:723 - 726 vol.2

[7] N. LE GALLOU ; J.M. NEBUS ; E. NGOYA ; H. BURET ;
«Analysis of low frequency memory and influence on solid state HPA intermodulation characteristics»
Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, Volume: 2 , 20-25 May 2001 Pages:979 - 982 vol.2

[8] N. LE GALLOU ; E. NGOYA ; J.M. NEBUS ; H. BURET ; M. ZOYO ;
«Impédances basses fréquences : Impact sur l'intermodulation dans les amplificateurs de puissance»
12eme Journée Nationales Microondes, 16-17-18 mai 2001-POITIERS.

[9] D.J WILLIAMS; J. LECKEY; P.J. TASKER;
«Study of the effect of envelope impedance on intermodulation asymmetry using a two-tone time domain measurement system »
CELERITEK.

[10] H. YAMADA; S. OHARA; T. IWAI; Y. YAMAGUCHI; K. IMANISHI; K. JOSHIN;
«The effect of source impedance on linearity in InGaP/GaAs power HBTs»
Microwave Symposium Digest, 1996, IEEE MTT-S International, Volume: 2, 17-21 June1996, Pages: 555 – 558 vol.2.

[11] H. YAMADA; S. OHARA; T. IWAI; Y. YAMAGUCHI; K. IMANISHI; K. JOSHIN;
«Self-linearizing technique for L-band HBT power amplifier: effect of source impedance on phase distortion»
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 44 , Issue: 12 Dec.1996 Pages:2398 – 2402.

[12] T. IWAI; S. OHARA; H. YAMADA; Y. YAMAGUCHI; K. IMANISHI; K. JESHIN;
«High efficiency and high linearity InGaP/GaAs HBT power amplifiers: matching techniques of source and load impedance to improve phase distortion and linearity» Electron Devices, IEEE Transactions on, Volume: 45, Issue: 6, June 1998 Pages:1196 – 1200.

[13] K-H. AHN; Y-H JEONG; S-H LEE;
«Effects of source and load impedance on the intermodulation products of GaAs FETs» Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International , Volume: 1 , 11-16 June2000 Pages:469 – 472.

[14] E. BERGEAULT; B. HUYART; G. GENEVES; L. JALLET;
«Characterization of diode detectors used in six-port reflectometers» Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on,Volume: 40, Issue: 6, Dec. 1991 Pages:1041 – 1043.

[15] C. POTTER; A. BULLOCK;
« Nonlinearity correction of microwave diode detectors using a repeatable attenuation step »
Microwave Journal, Vol. 36, No. 5, May 1993, pp 272-279

[16] G.F ENGEN
«Calibration of an arbitrary Six-Port Junction for Measurement of Active and Passive Circuit Parameters»
Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, Volume: 22, Issue: 4, Dec. 1973. Pages:295 – 299.

[17] G.F ENGEN; C.A HOER;
«"Thru-Reflect-Line": An improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyser»

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,Volume: 27, Issue: 12, Dec 1979. Pages:987 - 993.

[18] U. STUMPER

«Finding initial estimates needed for the Engen method of calibrating single sixport reflectometers»
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,Volume: 38, Issue: 7, July 1990. Pages:946 – 949.

[19] Frank WIEDMANN

« Développements pour des applications grand public du réflectomètre sixportes: algorithme de calibrage robuste, réflectomètre à très large bande et réflectomètre intégré MMIC »

Thèse soutenue le 8 juillet 1997 à l'ENST Paris, numéro d'ordre 97E014.

Chapitre IV : Caractérisation fonctionnelle en présence de signaux modulés : Application à un transistor à effet de champ.

4.1 INTRODUCTION :

Ce chapitre est consacré à la présentation et la discussion des résultats de mesures effectuées sur un transistor MESFET fabriqué par FUJITSU disponible dans le commerce. Nous présenterons les mesures statiques pour choisir deux classes de fonctionnement (classe A et classe AB) pour lesquelles nous avons effectué :

- Des mesures « load-pull » à la fréquence fondamentale $f_0=1.575GHz$.
- Une étude de l'influence des impédances basse fréquence présentées aux accès du transistor sur ses performances en matière de gain, rendement et linéarité.

Les performances du transistor calculées pour toutes ces séries de mesures sont la puissance de sortie P_S, la puissance d'entrée P_E, le rendement en puissance ajoutée RPA, la puissance dissipée P_{DISS}, l'ACPR et les produits d'intermodulation d'ordre 3 (C/I_3) voir d'ordre 5 (C/I_5). Ces grandeurs sont déterminées en présence d'un signal modulé QPSK ayant une largeur de bande de 1.23MHz, sauf les produits d'intermodulation qui sont mesurés en présence d'un signal bi-porteuses avec un écart en fréquence Δf=800KHz.

La figure suivante montre les caractéristiques statiques du courant de drain I_D en fonction de la tension drain-source V_{DS} pour différentes valeurs de la tension grille-source V_{GS} :

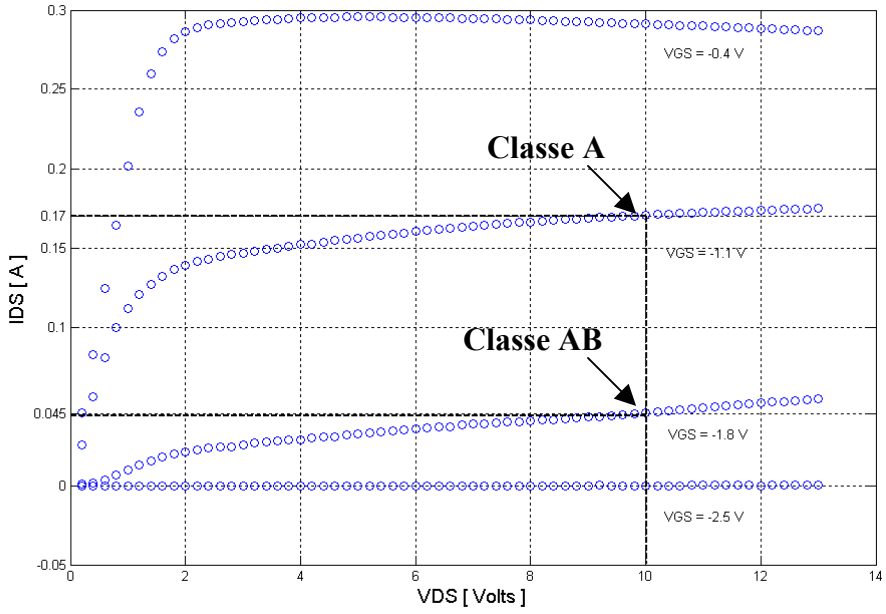


Figure IV- 1 : Caractéristiques statiques du transistor FLL107ME : I_D en fonction de V_{DS}.

Le transistor FLL107ME a été étudié pour les deux points de polarisation qui sont donnés par le tableau ci-après :

Classe	V_{DS} [V]	V_{GS} [V]	I_D [mA]
A	10	-1.1	170
AB	10	-1.8	45

Tableau IV- 1 : Points de polarisation du FLL107ME pour les classes de fonctionnement A et AB.

Dans le paragraphe suivant nous présentons les résultats de mesures effectuées sur le transistor polarisé en classe A.

4.2 CARACTERISATION EN CLASSE A :

Nous allons commencer dans ce paragraphe par voir comment les performances du transistor évoluent avec l'optimisation de l'impédance de charge à la fréquence fondamentale.

4.2.1 Mesures « load-pull » :

Une fois le transistor polarisé, la procédure d'optimisation « load-pull » effectuée consiste à synthétiser avec la boucle active du banc à l'accès du transistor une série d'impédances de charge à la fréquence fondamentale f_0 (figure IV-2) pour une puissance d'entrée constante P_E=10dBm :

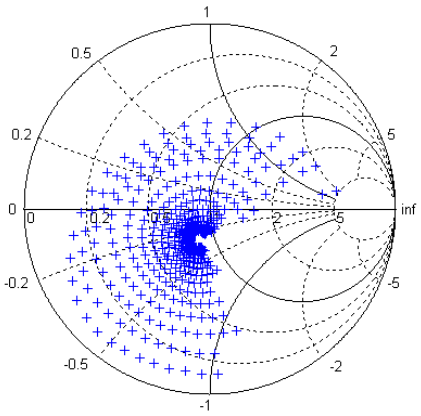


Figure IV- 2 : Impédances de charge vues par le transistor au fondamental synthétisées par la boucle active du banc de mesure.

Pour chaque impédance on détermine P_S, le RPA, l'ACPR (quand le signal de test est le signal modulé QPSK décrit précédemment), le C/I_3 et le C/I_5 (quand le signal de test est le signal bi-porteuses décrit précédemment).

On effectue ensuite un traitement de toutes les données pour obtenir les contours « load-pull », ainsi que les performances obtenues pour les différentes charges optimales comme le montre le tableau suivant.

	Ps [dBm]	RPA [%]	P_{DISS} [mW]	ACPR [dBc]	C/I_3 [dBc]	C/I_5 [dBc]	Module	Phase [deg]
$\Gamma_L = 0$	28	37	1080	37	26	35	0	×
Γ_{L,P_Sopt}	29.2	47	900	28	19	37	0.35	129
$\Gamma_{L,RPAopt}$	29	49	824	27	18	38	0.33	115
$\Gamma_{L,ACPRopt}$	27.4	31	1190	41.5	32.5	50	0.15	-122
$\Gamma_{L,C/I_3opt}$	26.8	27	1272	40.5	34	52	0.21	-116
$\Gamma_{L,C/I_5opt}$	27.2	30	1213	41.2	33	58	0.16	-124

Tableau IV- 2 : Conditions optimales d'impédances de charge au fondamental : classe A, P_E=10dBm.

Par rapport à une charge 50Ω (deuxième ligne du tableau ci-dessus), l'impédance $Z_L(P_{SOPT})=(28+j17.4)\Omega$ améliore la puissance de sortie P_S de 1.2dB en assurant un rendement en puissance ajoutée RPA non négligeable de 47%. Par contre cette charge dégrade l'ACPR de 9 dB et le C/I_3 de 7dB. D'autre part, le RPA est amélioré de 10 points en présence d'une impédance de charge optimale $Z_L(RPA_{OPT})=(32.1+j21.5)\Omega$ et atteint la valeur de 49% avec une puissance de sortie de 29dBm, un ACPR et un C/I_3 dégradés respectivement de 10dB et 8dB.

On remarque que l'impédance de charge optimale $Z_L(ACPR_{OPT})=(41.4-j10.8)\Omega$ donne une valeur d'ACPR égale à 41.5dBc et dégrade la puissance de sortie optimale de 1.8 dB et le rendement optimal de 18 points. D'autre part, les impédances de charge optimales pour les produits d'intermodulation d'ordre 3 et 5, $Z_L(C/I_{3OPT})=(39-j15.4)\Omega$ et $Z_L(C/I_{5OPT})=(40-j11)\Omega$, dégradent également les performances du transistor en terme de puissance de sortie et de rendement (ligne 6 et 7 du tableau IV-2). On remarquera que les impédances maximisant la linéarité sont proches les unes des autres.

Les contours « load-pull » des différentes performances du transistor sont montrés dans les figures suivantes :

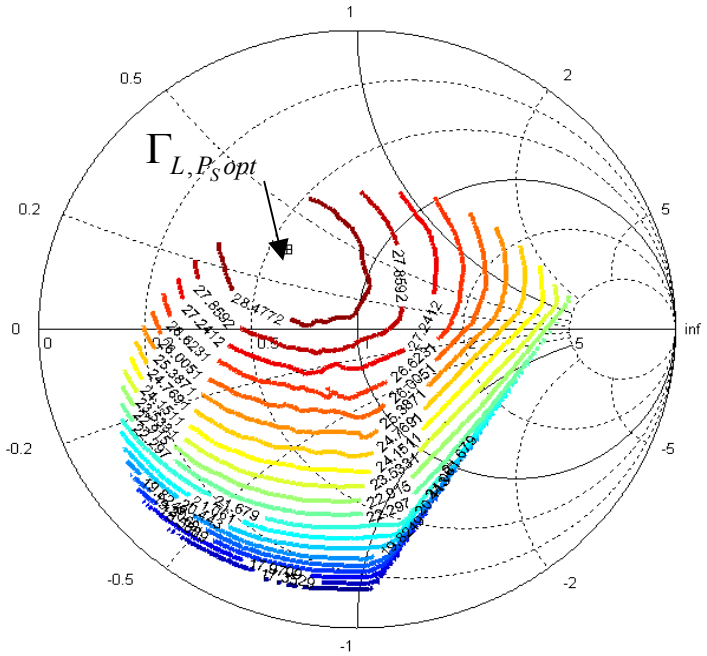


Figure IV- 3 : Contours « load-pull » d'iso-puissance de sortie du transistor en classe A.

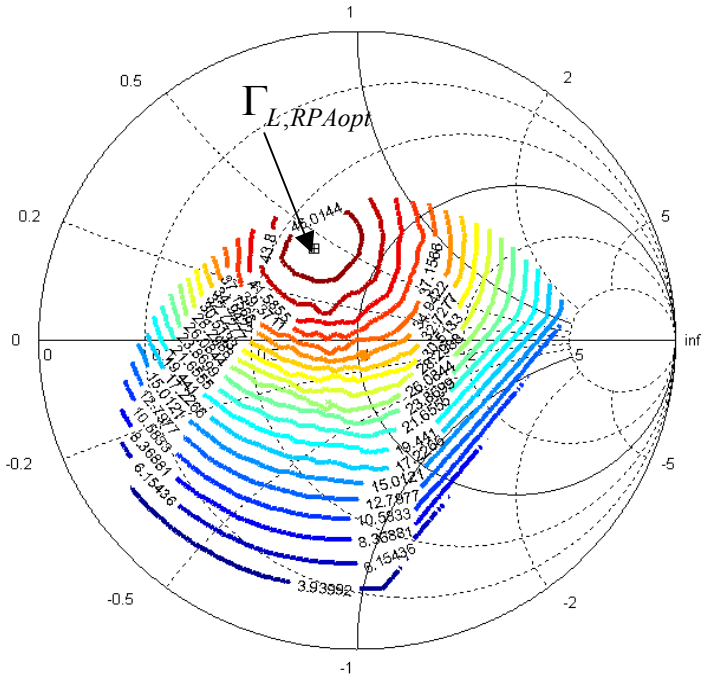


Figure IV- 4 : Contours « load-pull » d'iso-rendement en puissance ajoutée du transistor en classe A.

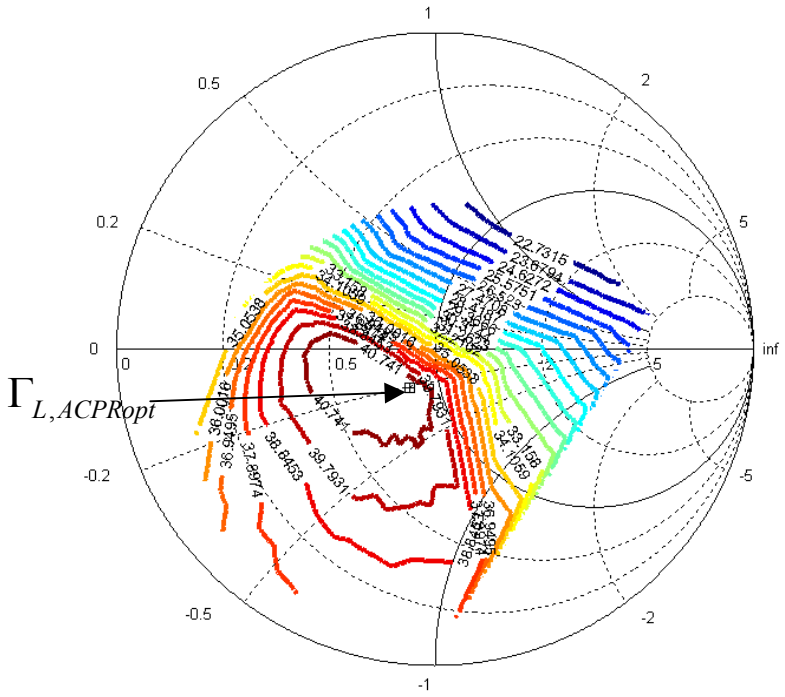


Figure IV- 5 : Contours « load-pull » d'iso-ACPR du transistor en classe A.

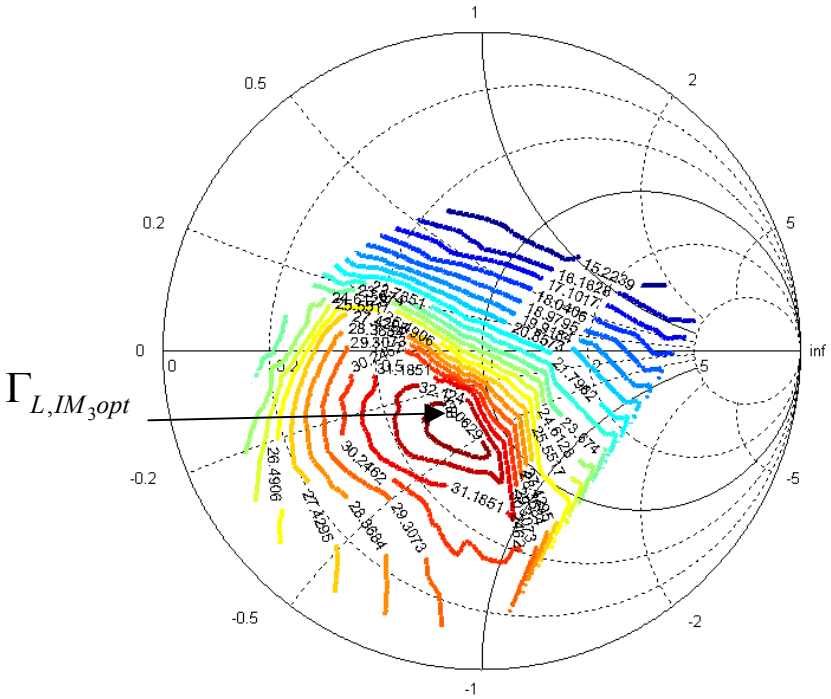


Figure IV- 6 : Contours « load-pull » d'iso-C/I_3 du transistor en classe A.

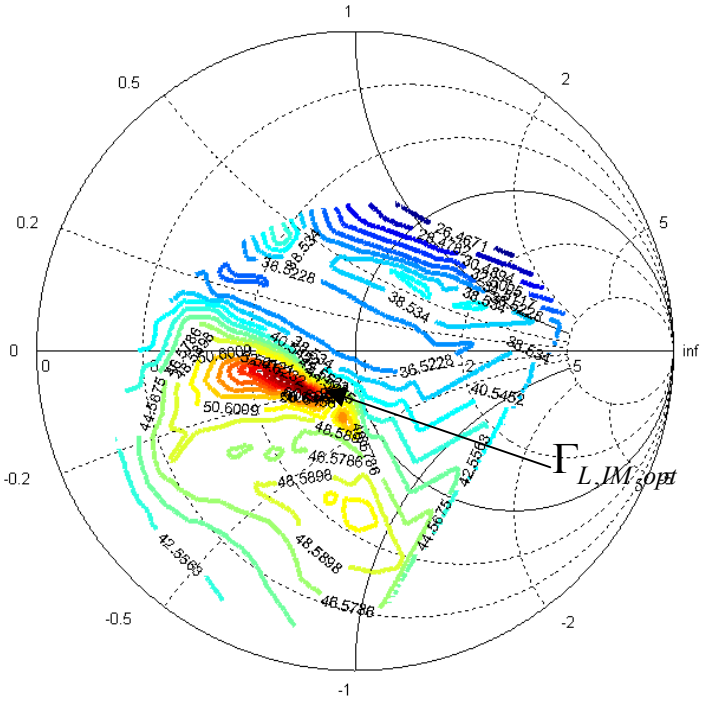


Figure IV- 7 : Contours « load-pull » d'iso-C/I_5 du transistor en classe A.

Les figures IV-3 et IV-4 montrent clairement que les conditions de charges optimales ainsi que les contours à puissance de sortie et rendement constants sont presque confondus, ce qui est caractéristique d'un fonctionnement en classe A. D'autre part, les figures IV-5 et IV-6, montrent une forte corrélation entre l'ACPR et le produit d'intermodulation d'ordre 3 (les charges optimales d'ACPR et de C/I_3 sont proches, et les contours « load-pull » des deux grandeurs évoluent dans le même sens). Pour mettre en évidence cette corrélation nous avons tracé l'ACPR en fonction du C/I_3 (figure IV-8) pour toutes les impédances de charge synthétisées à l'accès du transistor, qui ont servi à la caractérisation « load-pull » (figure IV-2). Chaque point représente la valeur d'ACPR et d'intermodulation pour une puissance d'entrée et une charge données. La pente moyenne est de 1dB/1dB dans la zone linéaire. Cependant, malgré cette forte corrélation constatée, prédire l'ACPR à partir du C/I_3 reste difficile. Par exemple, pour une valeur du C/I_3=20dBc, l'ACPR varie d'environ 3dB. Ce résultat est confirmé par les études réalisée sur d'autres types de transistors notamment sur les transistors HFET **[1][2]**.

La figure IV-7, montre les contours « load-pull » du produit d'intermodulation d'ordre 5. Nous ne retenons aucune corrélation visible entre l'ACPR est le C/I_5, comme le confirme la figure IV-9.

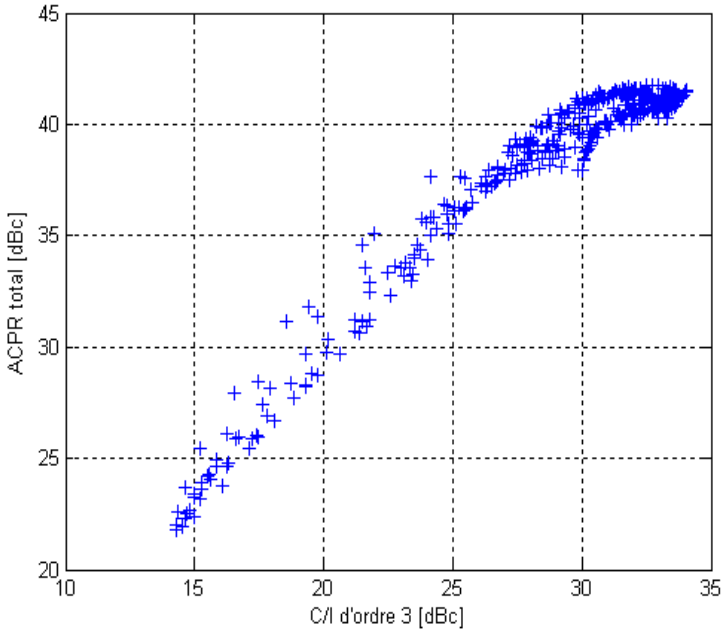


Figure IV- 8 : Mise en évidence de la forte corrélation entre l'ACPR et le produit d'intermodulation d'ordre 3 en classe A.

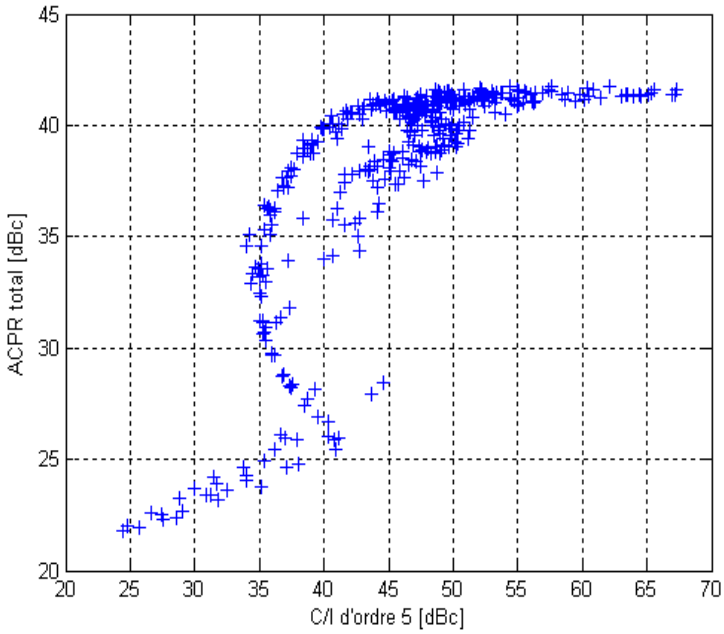


Figure IV- 9 : Mise en évidence de l'absence de corrélation entre l'ACPR et le produit d'intermodulation d'ordre 5 en classe A.

En conclusion, l'optimisation « load-pull » en classe **A** du transistor, a donné une impédance de charge optimale en termes de puissance et de rendement différente de l'impédance de charge qui maximise le critère de linéarité. Ceci s'explique par le fait que, bien que la classe **A** soit linéaire, l'expression du courant I_{DS} en fonction de V_{GS} et V_{DS} est

une fonction non-linaire, et cette non-linéarité est plus prononcée pour des amplitudes élevées de V_{DS} qui maximisent la puissance et le rendement.

Dans le paragraphe suivant nous présentons l'évolution des performances du transistor en fonction de la puissance d'entrée pour les différentes impédances optimales.

4.2.2 *Evolution des performances du transistor en fonction de la puissance d'entrée :*

Les charges optimales présentées dans le paragraphe précédent ont été déterminées pour une puissance d'entrée constante P_E=10 dBm. Il est donc intéressant, d'étudier le comportement du transistor fermé sur ces charges optimales en faisant varier la puissance d'entrée :

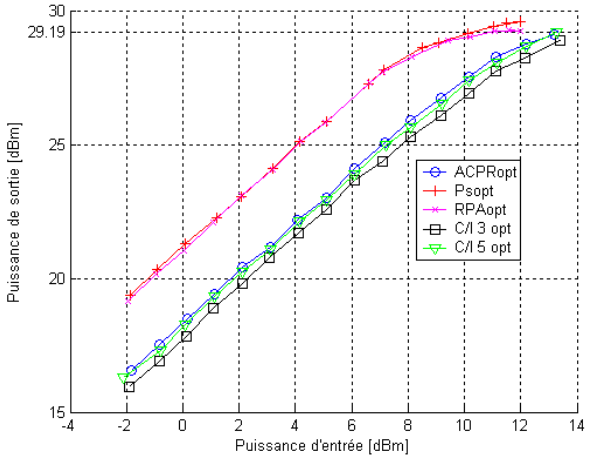


Figure IV- 10 : P_S=f(P_E) pour différentes impédances de charges HF

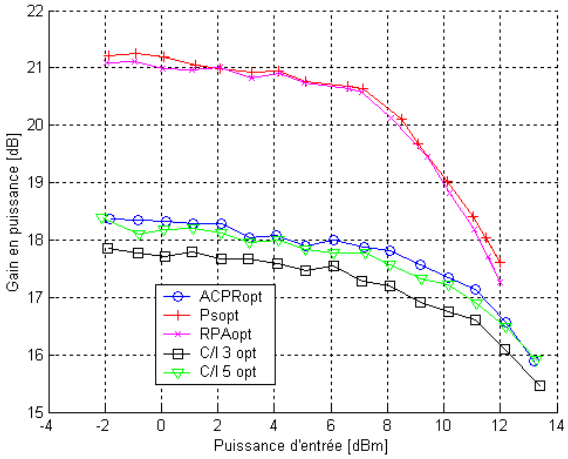


Figure IV- 11 : Gain=f(P_E) pour différentes impédances de charges HF

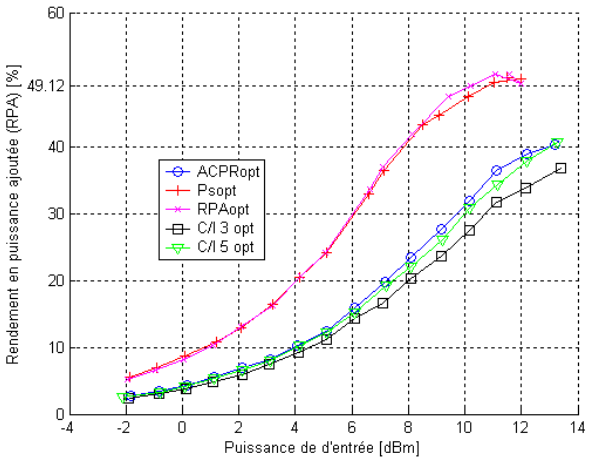


Figure IV- 12 : RPA=f(P_E) pour différentes impédances de charges HF

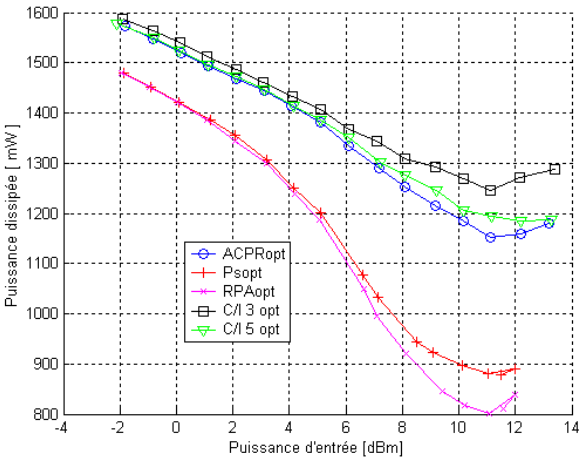


Figure IV- 13 : P_{DISS} =f(P_E) pour différentes impédances de charges HF

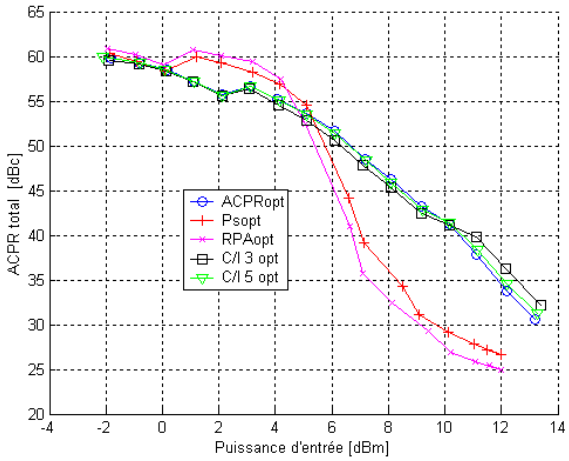


Figure IV- 14 : ACPR=f(P_E) pour différentes impédances de charges HF

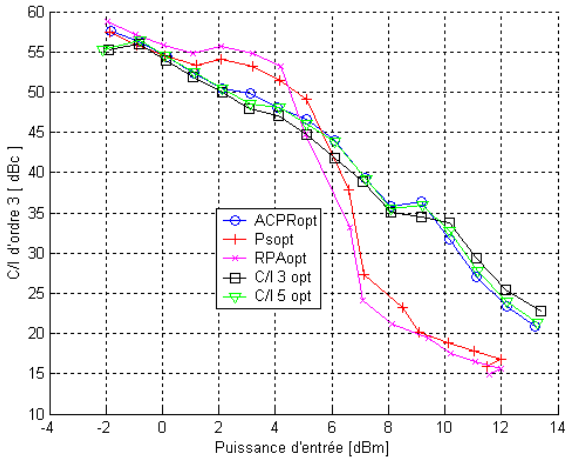


Figure IV- 15 : C/I_3 =f(P_E) pour différentes impédances de charges HF

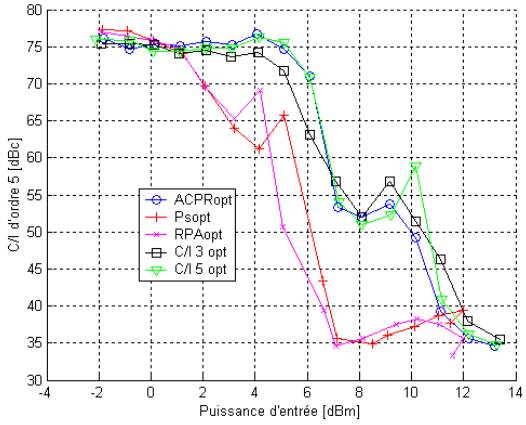


Figure IV- 16 : C/I_5 =f(P_E) pour différentes impédances de charges HF

Les figures IV-10 et IV-11, montrent comment la charge optimale pour l'ACPR retarde la saturation et donc la non-linéarité du transistor (figure IV-10) et augmente la puissance d'entrée à 1 dB de compression d'environ 2 dB (figure IV-11). En contre partie, la charge qui maximise la puissance de sortie améliore le gain de 3 dB dans la zone linéaire et de 2dB dans la zone de compression à 10 dBm en entrée par rapport aux performances obtenues pour les charges qui maximisent la linéarité. Cette augmentation de puissance associée à une diminution de la puissance dissipée contribuent à augmenter significativement le rendement de la zone linéaire (+10 points) à la zone de compression (+20 points à 10 dBm) (figure IV-12 et IV-13)) Les figures IV-14, IV-15 et IV-16, montrent comment les impédances optimales pour la puissance de sortie et le rendement dégradent considérablement l'ACPR et les produits d'intermodulation d'ordre 3 et 5, et ce à partir du début de la compression (puissance d'entrée de l'ordre de 5 dBm). En dessous de cette valeur de puissance d'entrée, le

transistor assure un grand gain en présence d'un régime linéaire donc une linéarité maximale comme le montre les deux figures d'ACPR et de C/I_3 (qui se dégradent plus rapidement parce que la compression du gain se trouve à des niveaux de puissance d'entrée plus faibles). On remarquera de nouveau la forte corrélation entre l'ACPR et le rapport C/I d'ordre 3.

Nous venons d'étudier le comportement du transistor en fonction des impédances de charge présentées à son accès à la fréquence fondamentale. Dans la suite, on se propose de montrer les effets des impédances basse fréquence sur les performances du transistor pour la même classe de fonctionnement.

4.2.3 *Influence des impédances de charge basse fréquence en sortie sur les performances du transistor :*

Nous allons nous intéresser maintenant aux impédances de charge BF (notées Z_{LBF}) sur les performances du transistor lorsqu'il est chargé sur 50Ω à la fréquence fondamentale. Nous avons donc synthétisé les impédances, représentées sur la figure IV-17, pour une fréquence de 1MHz. Et nous avons mesuré l'évolution des performances du transistor en fonction de la puissance d'entrée pour chacune de ces impédances de charge $\mathbf{Z_{LBF}}$.

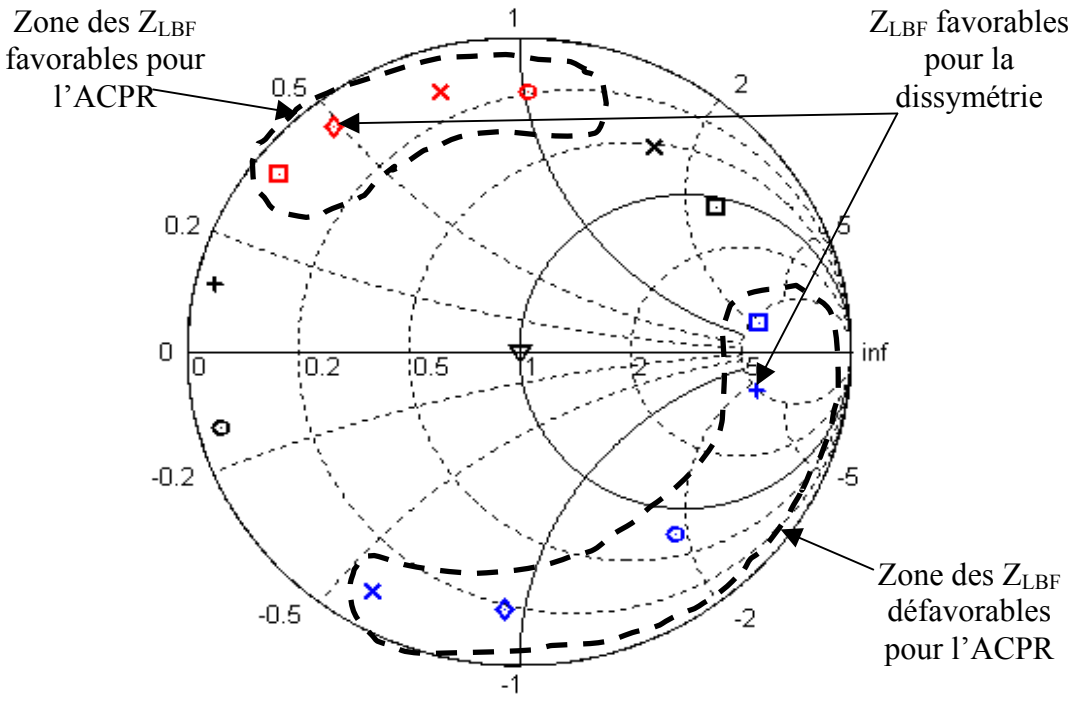


Figure IV- 17 : Impédances de charge BF présentées à l'accès du transistor.

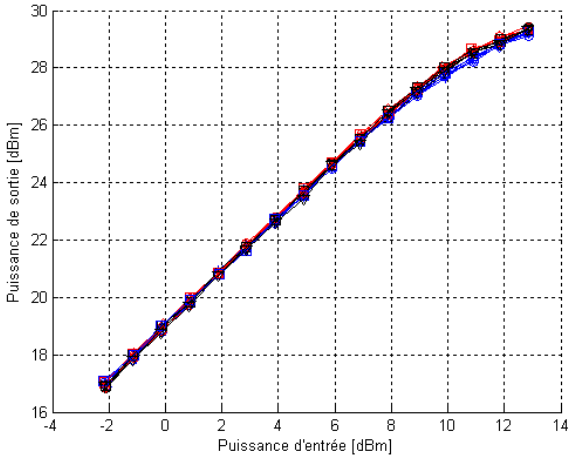


Figure IV- 18 : $P_S=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

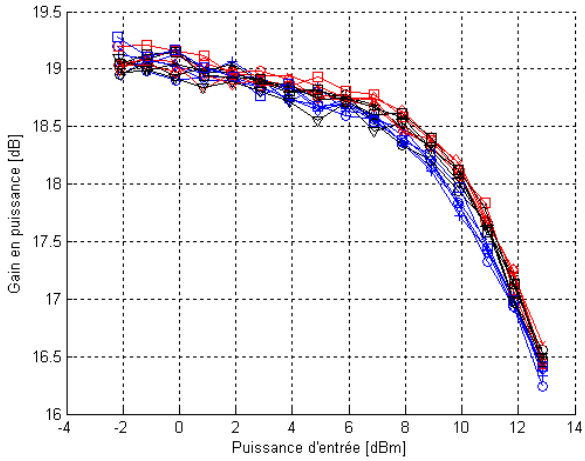


Figure IV- 19 : $Gain=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

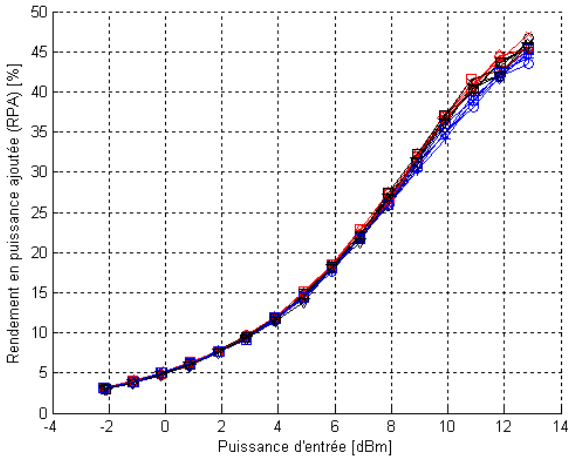


Figure IV- 20 : $RPA=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

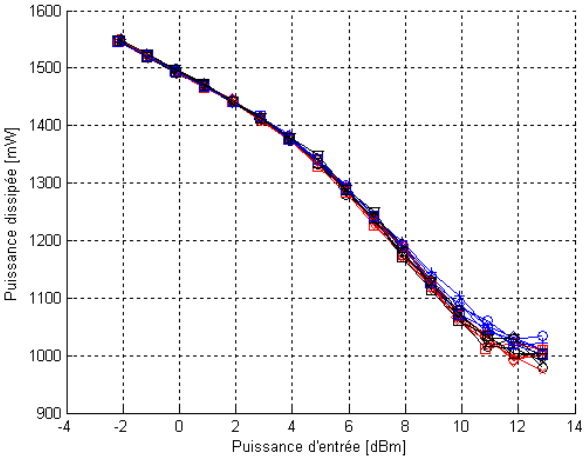


Figure IV- 21 : $P_{DISS}=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

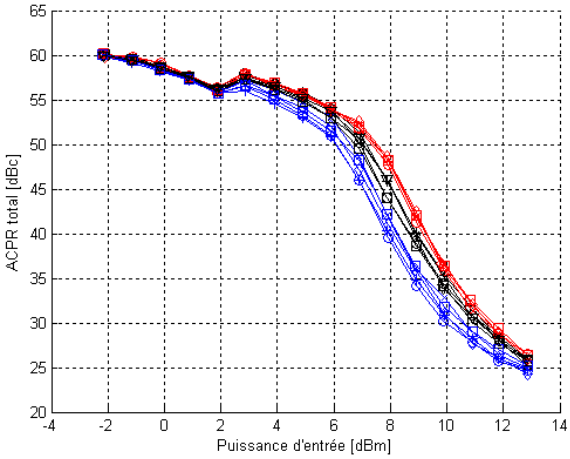


Figure IV- 22 : $ACPR=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

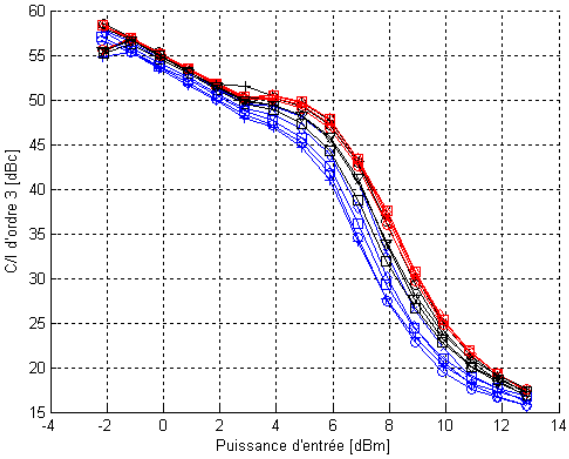


Figure IV- 23 : $C/I_3=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

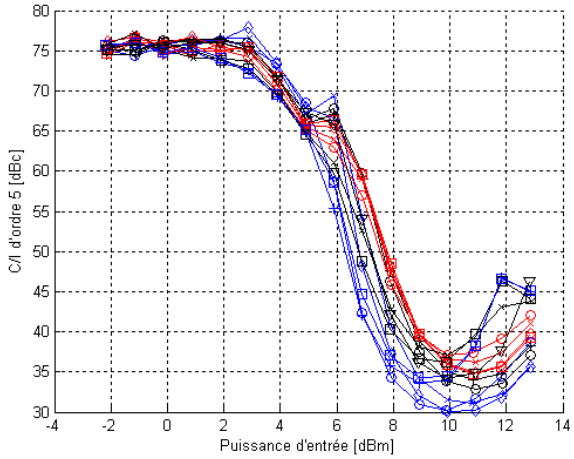


Figure IV- 24 : $C/I_5 = f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

On remarque que la puissance de sortie (figure IV-18) et le rendement (figure IV-19) varient faiblement en fonction des impédances de charge BF même dans la zone de compression (de 0.5dB et de 4 points respectivement). Par contre, ces impédances ont une influence non négligeable sur la linéarité dès que le la compression apparaît. Pour une puissance d'entrée de 8dBm, nous avons 10dB de variation sur C/I_3, 15 dB de variation sur C/I_5 et 9 dB de variation sur l'ACPR (figures IV-22 à IV-24). Notons que ces différences apparaissent dès le début de la compression mais pas dans la zone linéaire d'amplification. Pour mieux visualiser la variation de l'ACPR, nous avons tracé cette courbe en fonction de la puissance d'entrée (figure IV-25) en prenant comme référence le pire cas (donc situé à 0 dB). On constate que l'impédance de charge BF qui donne une amélioration appréciable de l'ACPR n'est pas exactement un court-circuit et vaut $\boldsymbol{Z_{LBF}(ACPR_{OPT})=(3+j24)\Omega}$ (voir '◊' sur les figures IV-25 et IV-22). D'un autre côté, les cas défavorables correspondent bien à des impédances proches du circuit-ouvert. Ce résultat est logique car la modulation lente du point de polarisation de drain est minimum dans le cas d'un court-circuit et maximum dans le cas d'un circuit-ouvert pour lequel un maximum d'excursion de tension de polarisation apparaît aux basses fréquences **[3]**. Généralement, les articles font toujours état d'une impédance optimale égale à un court-circuit **[3], [4], [5]**. Nos mesures sont en accord avec les résultats obtenus par J. Sevic **[6]** qui trouve des impédances basse fréquence complexes. Les écarts peuvent être dus à des compensations de non-linéarités induites par des effets thermiques ou de pièges.

D'un autre côté, cette impédance complexe offre une bonne symétrie entre l'ACPR de gauche et celui de droite, comme le montre la figure IV-26 (voir courbe '◊'), et maximise la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée. Toutefois, l'impédance optimale qui

minimise la linéarité n'est pas l'impédance qui minimise forcement la dissymétrie du fait des différentes contributions dans les non-linéarités. On remarquera d'ailleurs que les impédances qui minimisent la dissymétrie sont variables avec le niveau de puissance. Cette dissymétrie est en partie due aux impédances BF et peut-être gênante dans le cas d'une procédure de linéarisation. Par contre, une certaine assymétrie peut être souhaitable pour minimiser l'ACPR proche du niveau de puissance maximal optimisant ainsi le compromis gain-linéarité.

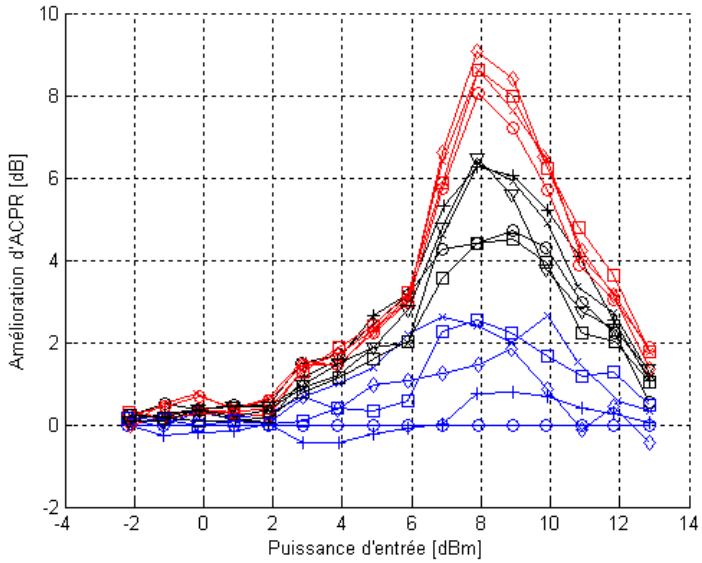


Figure IV- 25 : Amélioration de l'ACPR en fonction de la puissance d'entrée

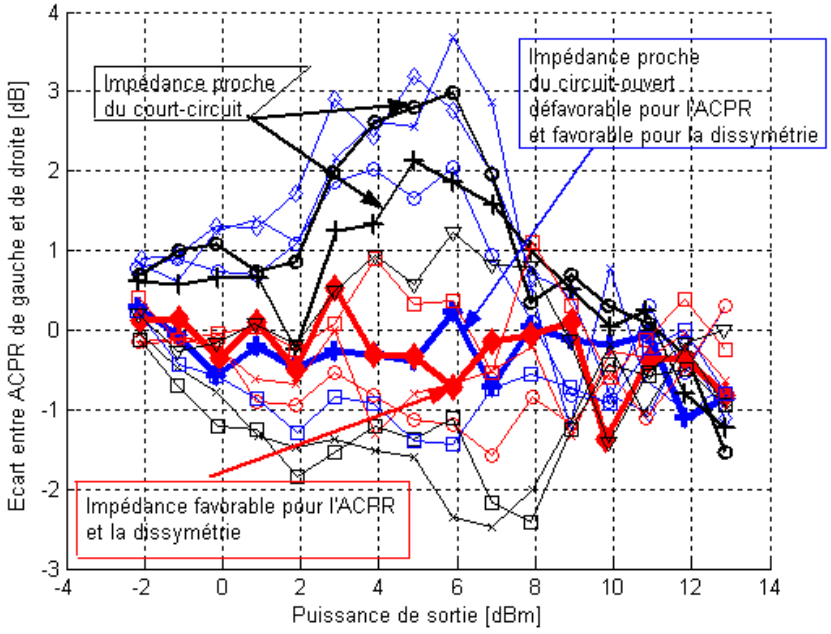


Figure IV- 26 : Dissymétrie de l'ACPR en fonction de la puissance d'entrée pour différentes impédances de charge BF

En conclusion, nous pouvons dire que l'effet des impédances de charge basse fréquence sur les performances du transistor surtout en terme de linéarité est significatif malgré une classe de fonctionnement linéaire. Les performances électriques en terme de linéarité, puissance de sortie et rendement peuvent être améliorées par un choix judicieux de cette impédance.

Par contre, nous n'avons pas pu mettre en évidence une influence quelconque des impédances de source basse fréquence sur la puissance de sortie, le rendement ou la linéarité. Ces résultats sont en conformité avec ceux obtenus par N. Le Gallou sur un transistor HFET à 4 GHz polarisé en classe AB profonde **[3]**. Une analyse de l'influence des impédances de source BF sera proposée pour un fonctionnement en classe B du transistor.

4.2.4 Conclusions :

Dans ce paragraphe nous avons effectué des mesures sur le transistor en classe A qui ont permis de :

- Montrer que les conditions d'impédances de charge à la fréquence fondamentale sont différentes en terme de puissance de sortie et de rendement d'une part, et de linéarité d'autre part.
- Montrer qu'il existe une forte corrélation entre l'ACPR et le produit d'intermodulation d'ordre 3.
- Montrer que les impédances de source basse fréquence n'ont pas d'influence sur les performances du transistor.
- Montrer que les impédances de charge basse fréquence ont une influence non négligeable sur la linéarité du transistor, et qu'il existe une impédance Z_{LBF} complexe (différente du court-circuit) qui maximise l'ACPR, la puissance de sortie et le rendement.

Dans le paragraphe suivant nous allons effectuer la même série de mesures sur le transistor lorsqu'il est polarisé en classe AB.

4.3 CARACTERISATION EN CLASSE AB :

Dans ce paragraphe, nous allons dans un premier temps nous attacher à étudier les effets des impédances BF présentées en sortie et en entrée du transistor polarisé en classe AB (deuxième ligne du tableau IV-1), lorsque celui-ci est fermé sur une impédance 50 Ω à la fréquence fondamentale.

4.3.1 Influence des impédances de charge basse fréquence en sortie sur les performances du transistor :

Nous avons synthétisé les impédances, représentées sur la figure IV-27, pour une fréquence de 1MHz.

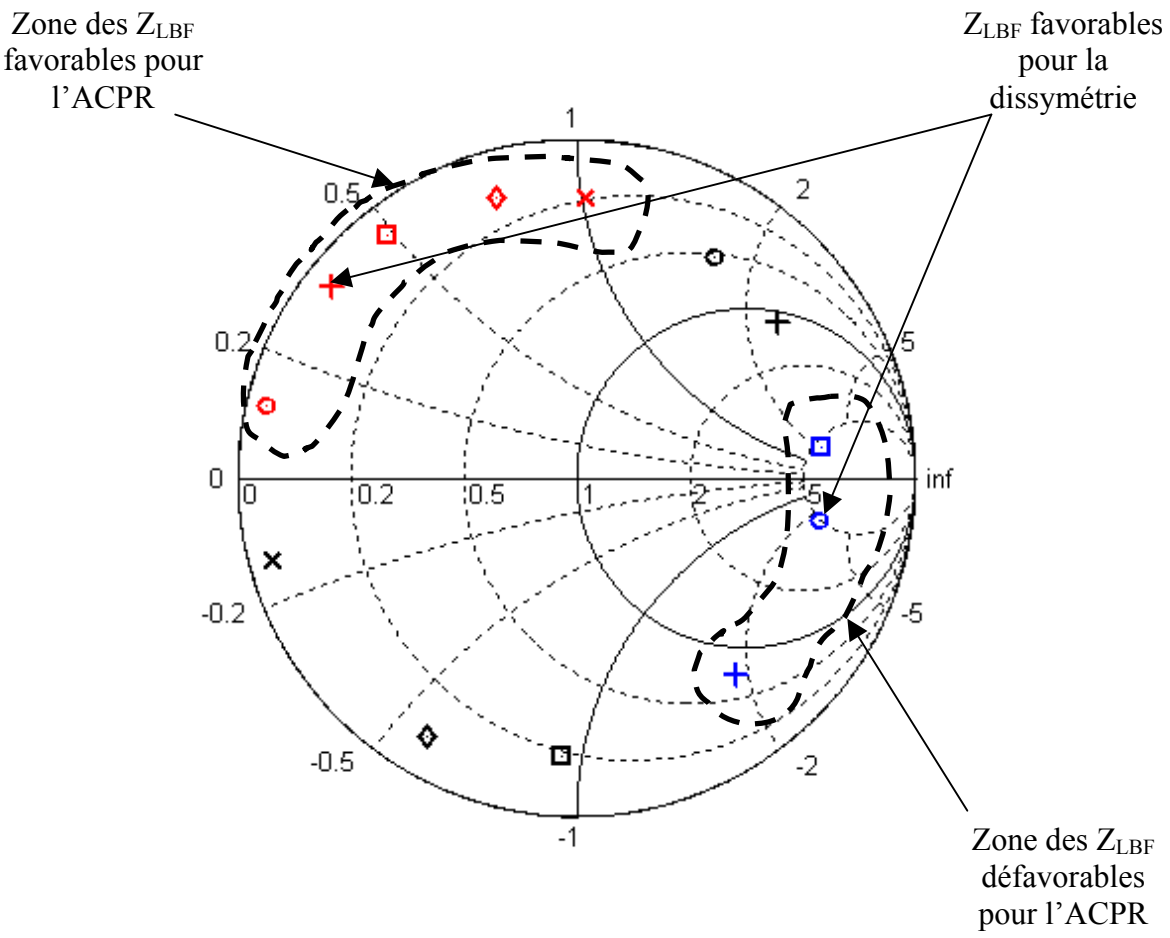


Figure IV- 27 : Impédances de charge présentées à l'accès du transistor.

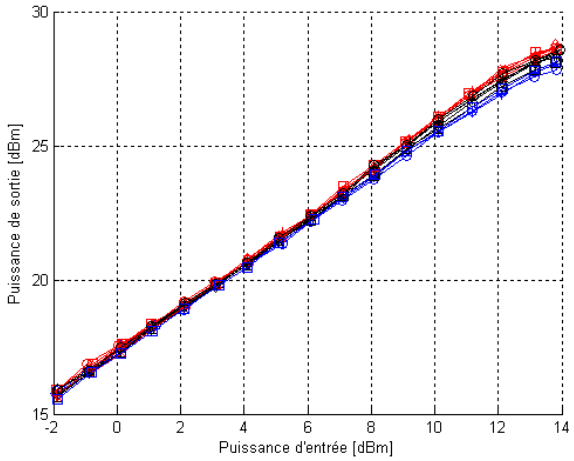


Figure IV- 28 : $P_S=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

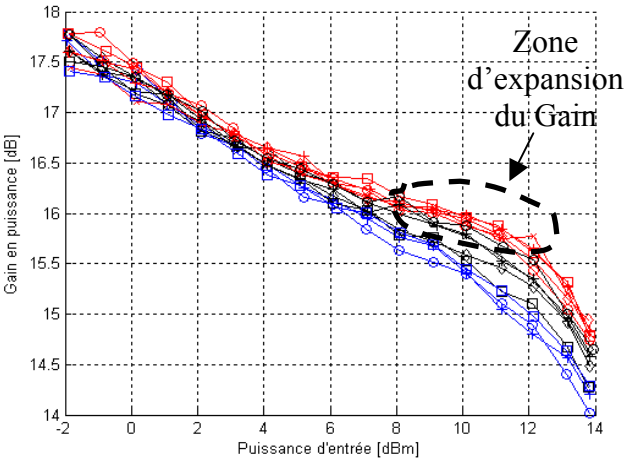


Figure IV- 29 : $Gain=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

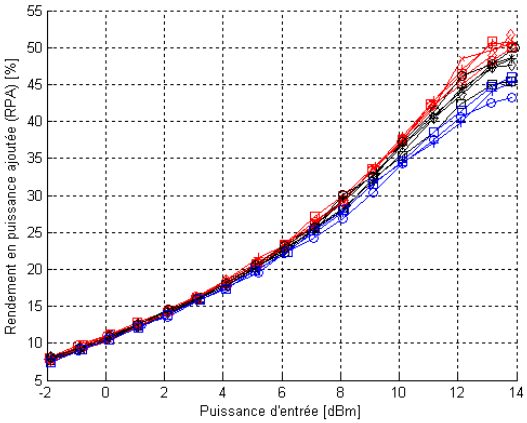


Figure IV- 30 : $RPA=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

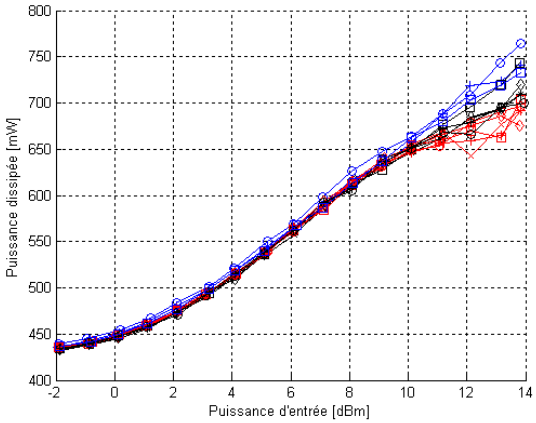


Figure IV- 31 : $P_{DISS}=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

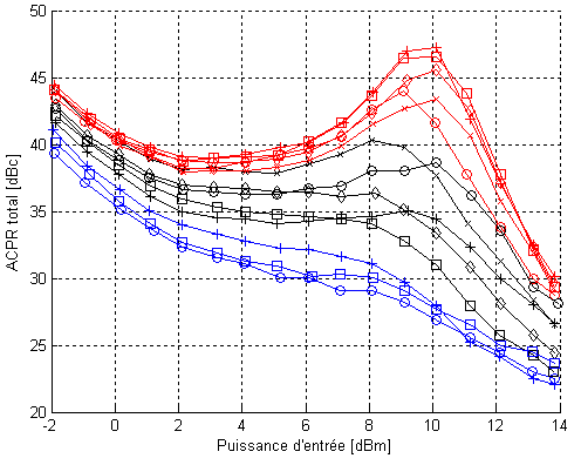


Figure IV- 32 : $ACPR=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

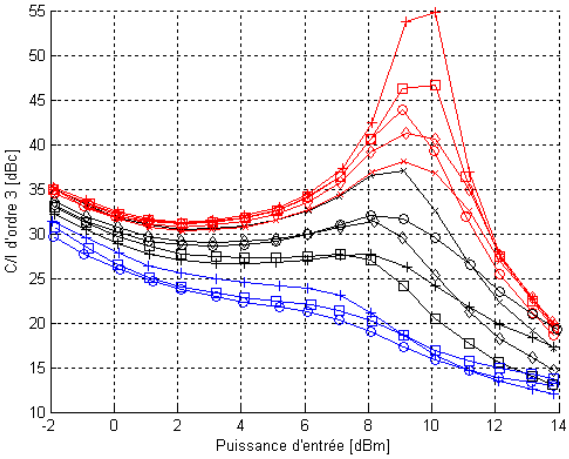


Figure IV- 33 : $C/I_3=f(P_E)$ pour différentes impédances de charges BF

On remarque que la puissance de sortie (figure IV-28) et le rendement (Figure 29) varient dans la zone de saturation respectivement d'environ de 1 dB et 10 points soit deux fois plus qu'en classe A. Ces grandeurs sont du même ordre que celles observées par simulation sur un transistor HFET à 4 GHz polarisé en classe AB **[3]** et sont en accord avec des mesures expérimentales obtenues sur différents types de transistors polarisés en classe AB ou B **[5], [6], [7]**. De même, ces impédances ont une influence extrême sur les performances en terme de linéarité. Nous obtenons 40dB de variation sur C/I_3 (Figure IV-33) pour une puissance d'entrée de 10dBm et 20 dB sur l'ACPR. Ces résultats sont en accord avec ceux obtenus pour un MESFET polarisé en classe B à 2 GHz **[5]**. Contrairement à la classe A, les effets se font sentir même à bas niveau et donc dans la zone linéaire d'amplification ce qui est logique pour cette classe de fonctionnement fortement non-linéaire.

On notera par ailleurs la forme des courbes qui, suivant les impédances $\boldsymbol{Z_{LBF}}$ synthétisées, présentent un maximum de linéarité très prononcé pour des niveaux de puissance situés dans la zone de compression. Ce phénomène observable en classe AB ou B peut être attribué à l'expansion de gain (voir Figure IV-29) et a été observé sur des transistors MESFET **[5], [8],** HBT **[4]** et sur des transistors LDMOS **[9].**

On remarque que l'impédance de charge BF qui donne une amélioration appréciable de l'ACPR n'est pas exactement un court-circuit et vaut $\boldsymbol{Z_{LBF}(ACPR_{OPT})= (2.3+j17.2)\Omega}$ soit la même impédance que celle obtenue pour la classe A (courbes '+' sur les figures IV-32 et IV-33). La même analyse que celle donnée pour la classe A (voir paragraphe 4.2.3) est applicable et nous pouvons donc choisir cette impédance qui permet à la fois d'améliorer considérablement l'ACPR, d'obtenir une bonne symétrie entre l'ACPR gauche et droite (figure IV-34) et qui en plus maximise la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée.

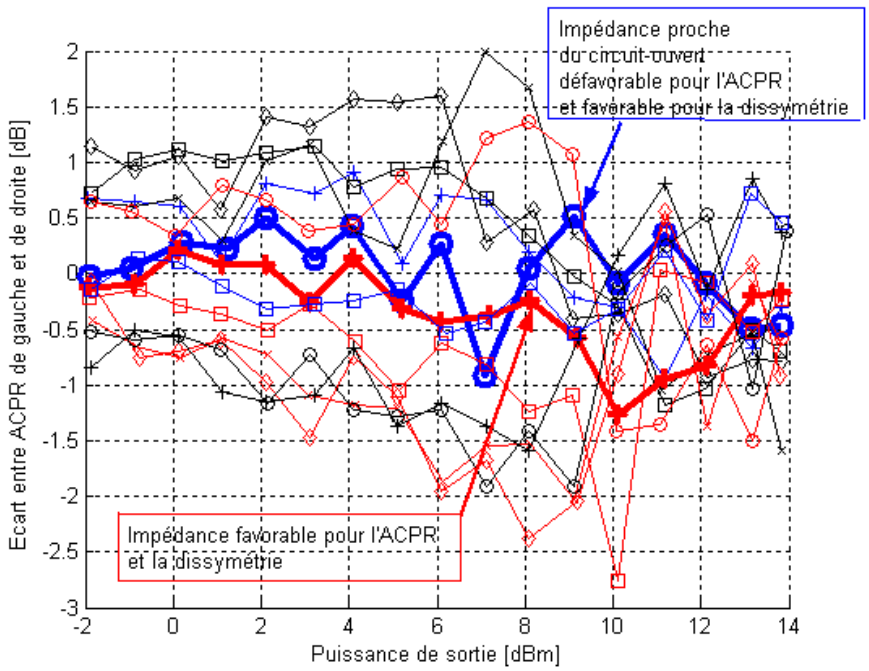


Figure IV- 34 : Dissymétrie de l'ACPR en fonction de la puissance

4.3.2 *Influence des impédances de source basse fréquence sur les performances du transistor :*

Nous allons étudier l'effet des impédances basses BF côté source (Figure IV-35) sur les performances du transistor lorsqu'il est chargé sur 50Ω à la fréquence fondamentale et sur l'optimum Z_{LBF} qui optimise l'ACPR du paragraphe précédent ($\boldsymbol{Z_{LBF}(ACPR_{OPT})=(2.3+j17.2)\Omega}$).

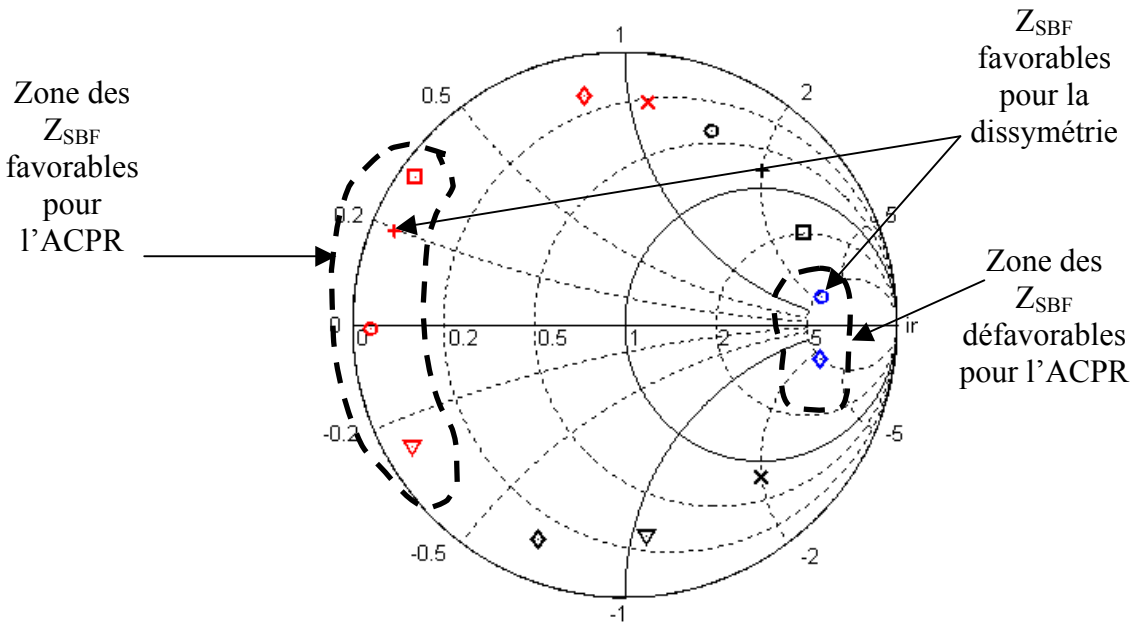


Figure IV- 35 : Impédances de source présentées à l'accès du transistor.

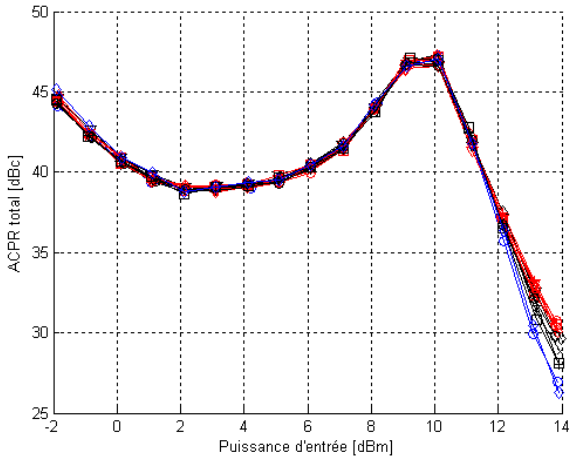


Figure IV- 36 : ACPR=f(P_E) pour différentes impédances de source BF

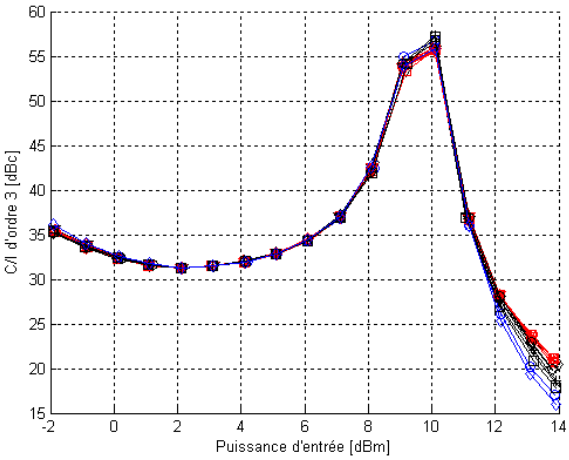


Figure IV- 37 : C/I_3 =f(P_E) pour différentes impédances de source BF

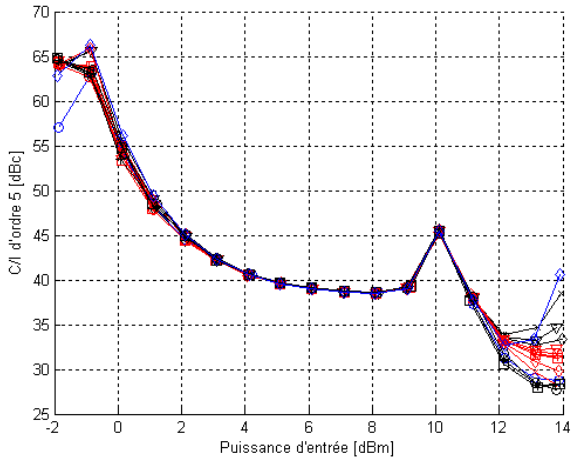


Figure IV- 38 : $C/I_5 = f(P_E)$ pour différentes impédances de source BF

L'effet des impédances BF en entrée est moins significatif qu'en sortie puisque les principales contributions aux non-linéarités se trouvent en sortie du transistor. Comme pour la classe A, nous n'avons pas noté d'effet sur la puissance de sortie ou le rendement. De la même façon, ces impédances ont peu d'influence sur la linéarité sauf dans les zones à forte compression de gain où les non-linéarités en entrée du transistor commencent à être significatives. Nous avons alors des variations non négligeables de 5dB pour C/I_3 et l'ACPR, et de 10 dB pour C/I_5 (Figures IV-36 à IV-38). De telles variations ont été observées par D.J Williams mais sur un HBT SiGe **[4]**.

Pour mieux visualiser la variation de l'ACPR, nous avons tracé cette variation en fonction de la puissance d'entrée en prenant comme référence le pire cas (figure IV-39). Le cas du court-circuit correspond au cas favorable pour nos mesures. Mais d'une manière générale, même si le court-circuit peut améliorer la linéarité, il ne correspond pas forcément à l'impédance optimale et un circuit-ouvert ne correspond pas forcément à la zone des impédances défavorables. Dans le cas des impédances en entrée, la caractéristique principale est la caractéristique $I_{DS} = f(V_{GS})$. Contrôler l'impédance de source BF revient à injecter à l'entrée une tension V_{GS} à la fréquence BF qui va contribuer à la génération de l'IM3 par exemple. Pour un niveau d'entrée donné, et suivant la forme de la caractéristique $I_{DS} = f(V_{GS})$, on peut trouver une impédance BF qui annulera plus ou moins le terme d'intermodulation. Dans notre cas, le choix du court-circuit s'avère judicieux car il améliore l'ACPR tout en minimisant la dissymétrie (figure IV-40).

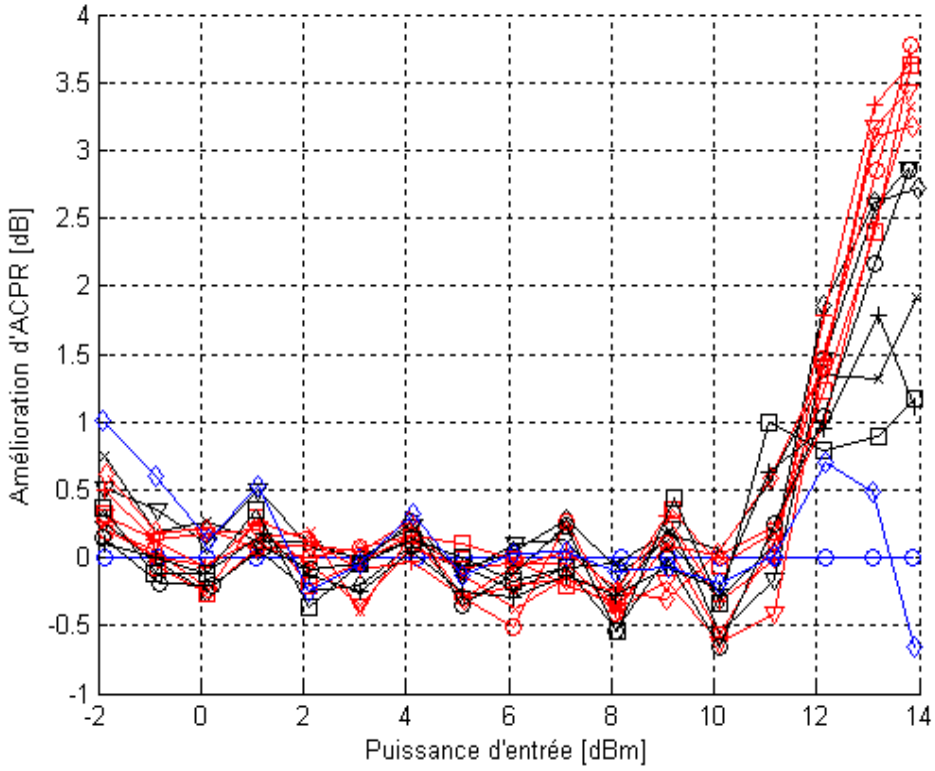


Figure IV- 39 : Amélioration de l'ACPR en fonction de la puissance d'entrée pour différentes Z_{SBF}.

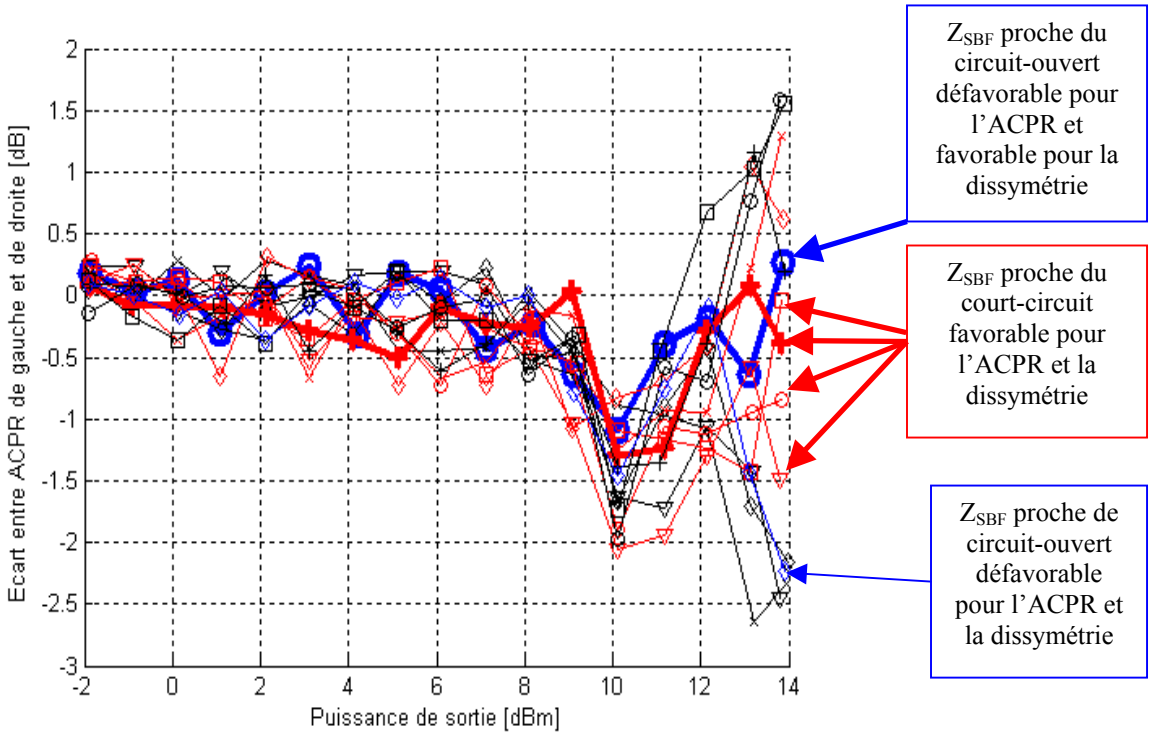


Figure IV- 40 : Dissymétrie de l'ACPR en fonction de la puissance d'entrée pour différentes Z_{SBF}.

En conclusion, l'effet des impédances de source basse fréquence sur les performances du transistor est beaucoup plus prononcé en classe AB justifiant ainsi la nécessité de tenir compte de ces impédances BF en entrée lors de la conception d'un amplificateur.

4.3.3 Mesures « load-pull» :

En guise de conclusion, nous avons effectué des mesures load-pull en chargeant les impédances BF en entrée et sortie sur les impédances optimales trouvées précédemment $\boldsymbol{Z_{LBF}(ACPR_{OPT})=(2.3+j17.2)\Omega}$ et $Z_{SBF}=0$ pour une puissance d'entrée constante P_E=10dBm.

Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau suivant :

	Ps [dBm]	RPA [%]	P_{DISS} [mW]	ACPR [dBc]	C/I_3 [dBc]	C/I_5 [dBc]	Module	Phase [deg]
$\Gamma_{L}=0$	26	37	650	47	56	43	0	×
$\Gamma_{L,P_S opt}$	28.2	52	612	34	25.5	33.5	0.4	128
$\Gamma_{L,RPAopt}$	27.1	58	365	28.5	18	36	0.37	98
$\Gamma_{L,ACPRopt}$	26.2	38	651	48	52	42.5	0.13	166
$\Gamma_{L,C/I_3 opt}$	26	37	650	47	58	42	0.07	140
$\Gamma_{L,C/I_5 opt}$	26.8	36	850	46	45	50	0.4	164

Tableau IV- 3 : Conditions optimales d'impédances de charge au fondamental : classe AB, P_E=10dBm.

Les principales conclusions que l'on peut déduire de ces mesures sont les suivantes :

1) Le fait que les conditions optimales de puissance de sortie et de rendement soient différentes est normal pour cette classe de fonctionnement. D'une manière générale et par rapport à la classe A, on perd de 1 à 2 dB sur la puissance de sortie mais avec des rendements beaucoup plus conséquent (+10 points pour le rendement optimum). Cette nette augmentation du rendement est due à la forte diminution de la puissance dissipée.

2) Le fait d'avoir convenablement chargé le transistor sur des impédances BF optimales en entrée et en sortie permet d'améliorer la linéarité malgré l'utilisation d'une classe de fonctionnement fortement non-linéaire. Par exemple, l'ACPR et le rapport C/I3 optimums, sont améliorés de l'ordre de 6 dB par rapport à la classe A.

3) Même si les charges optimales pour l'ACPR et le rapport C/I_3 sont proches, il n'y a plus de corrélation directe entre ces deux grandeurs comme le montrent les contours à linéarité constante (figures IV-41 et IV-42) ou le tracé de l'ACPR en fonction du C/I_3 pour toutes les charges qui ont servi pour tracer les contours « load-pull » (figure IV-44). Cette décorrélation est encore plus prononcée dans le cas du rapport C/I_5 (figure IV-43 et IV-45). Il est donc dans ce cas illusoire d'estimer l'ACPR à partir des données d'intermodulation, justifiant ainsi la nécessité d'une mesure directe de cette grandeur.

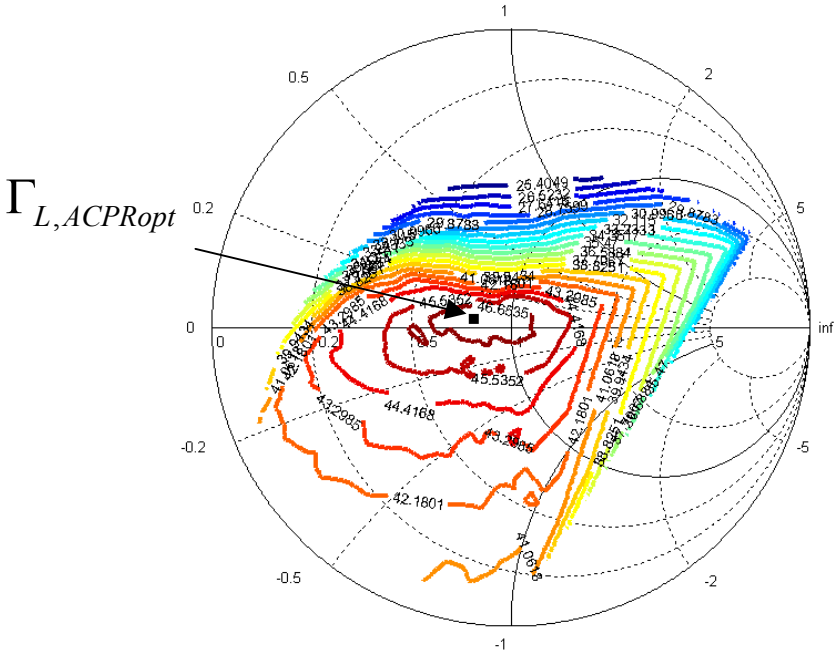


Figure IV- 41 : Contours « load-pull » d'iso-ACPR du transistor en classe AB.

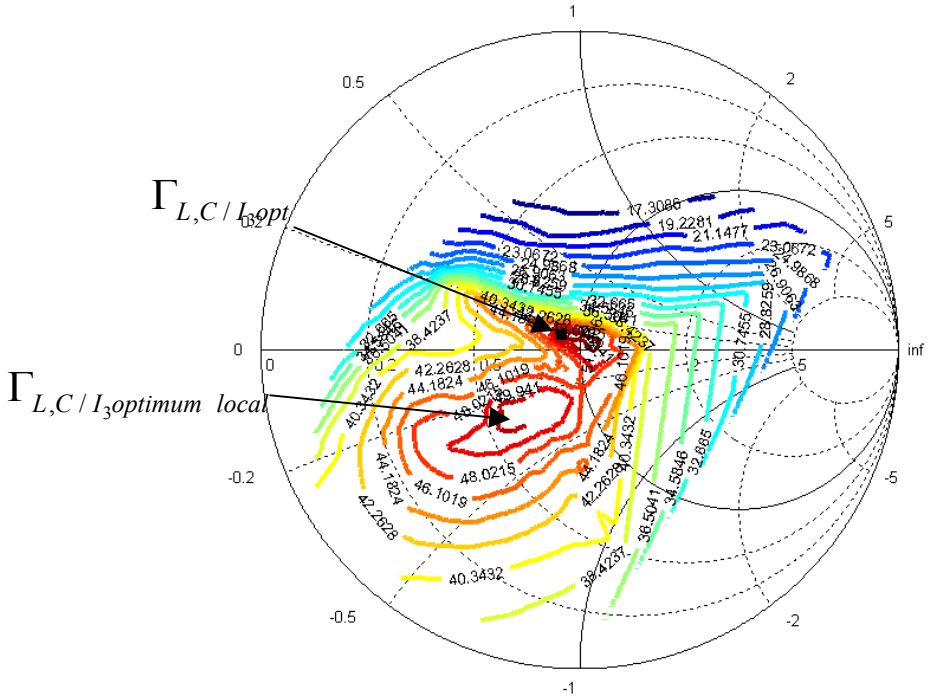


Figure IV- 42 : Contours « load-pull » d'iso-C/I_3 du transistor en classe AB.

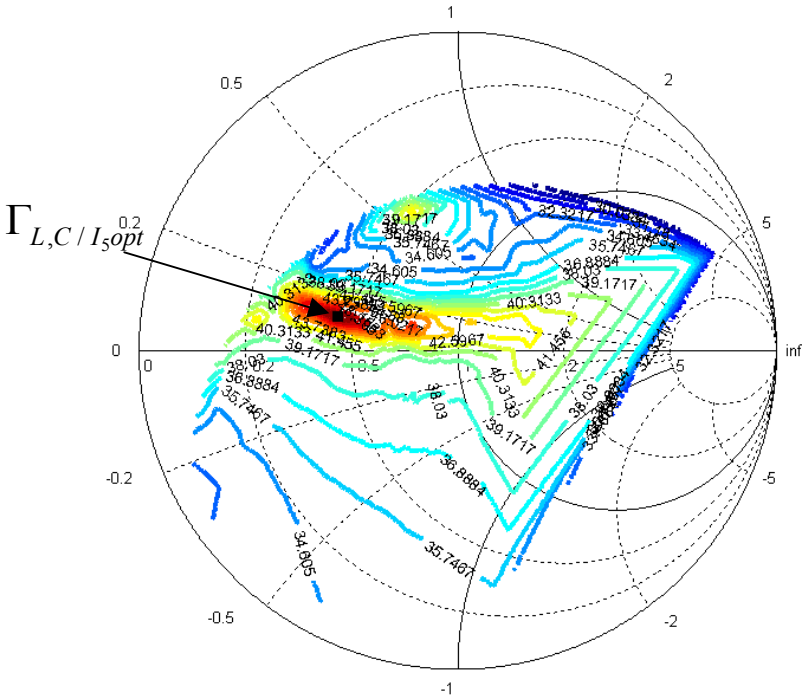


Figure IV- 43 : Contours « load-pull » d'iso-C/I_5 du transistor en classe AB.

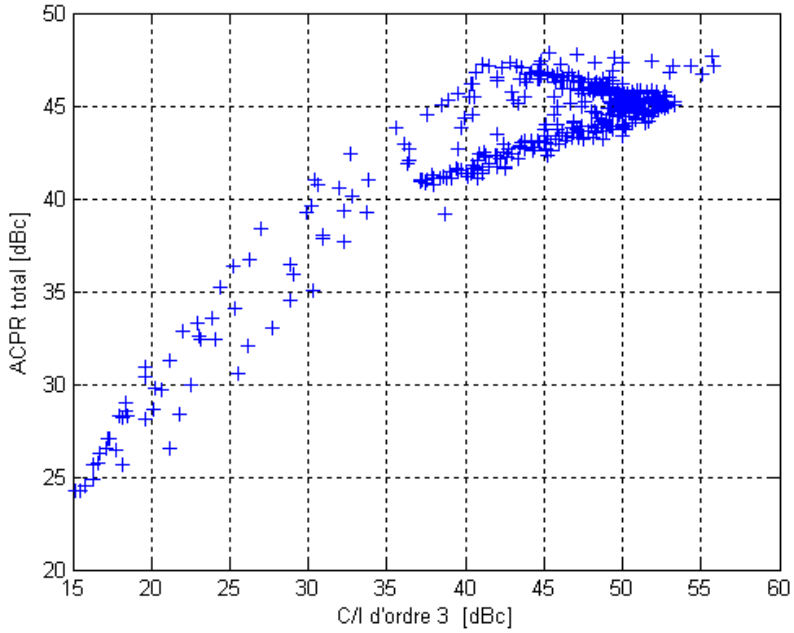


Figure IV- 44 : Mise en évidence de la faible corrélation entre l'ACPR et le produit d'intermodulation d'ordre 3 en classe AB.

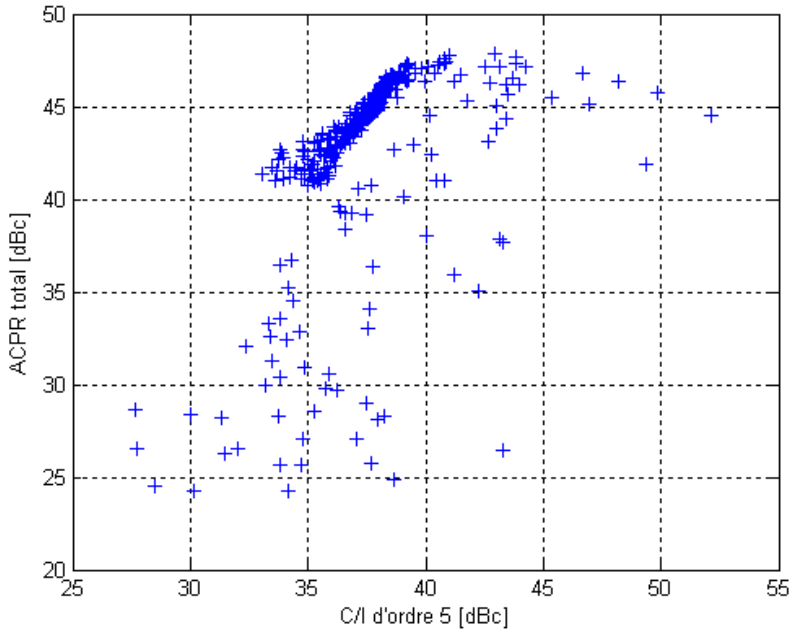


Figure IV- 45 : Mise en évidence de la non existence corrélation entre l'ACPR et le produit d'intermodulation d'ordre 5 en classe AB.

4.3.4 *Conclusions :*

Dans ce paragraphe nous avons effectué des mesures sur le transistor en classe AB qui ont permis de :

- Montrer que les conditions d'impédances de charge à la fréquence fondamentale sont différentes en terme de puissance de sortie, de rendement et de linéarité.
- Montrer qu'il n'existe plus de corrélation entre l'ACPR et les produits d'intermodulation
- Montrer que les impédances de source basse fréquence ont de l'influence sur les performances du transistor en termes de linéarité mais pas sur la puissance ou le rendement.
- Montrer que les impédances de charge basse fréquence ont une grande influence sur la linéarité du transistor, la puissance de sortie et le rendement.

4.4 CONCLUSIONS :

Des mesures de type « load-pull » ont été réalisées avec succès sur un transistor MESFET en classe A. Ces mesures montrent que les conditions d'impédances de charges optimales (à la fréquence fondamentale) en termes de puissance et de rendement d'une part, et en terme de linéarité d'autre part, sont différentes. Nous avons observé une forte corrélation entre l'ACPR et le produit d'intermodulation d'ordre 3.

Pour la même classe de fonctionnement, nous avons mis en évidence un effet non négligeable des impédances de charge basse fréquence sur la linéarité de l'ordre de 9 dB de variation pour l'ACPR et 10 dB sur C/I3. Par contre, nous n'avons pas observé d'influence importante sur la puissance de sortie ou le rendement.

Nous avons ensuite polarisé le transistor en classe AB, et nous avons mis en évidence une grande influence des impédances de charge basse fréquence sur la linéarité (une variation d'ACPR de l'ordre de 20 dB). Ce phénomène est plus spectaculaire qu'en classe A du fait que les non-linéarités qui apparaissent en classe AB sont plus importantes. Ceci est confirmé par la mise en évidence de l'influence des impédances de source basse fréquence pour lesquelles des variations de 5 dB ont été observées sur l'ACPR et le C/I3 habituellement négligeables sur la linéarité du transistor. Des écarts conséquents sur le rendement (10 points) et sur la puissance de sortie (1 dB).

En maintenant les impédances basse fréquence optimales, une série de mesures de type « load-pull » a été effectuée pour cette classe AB. Les contours « load-pull » obtenus ne montre aucune corrélation claire entre l'ACPR et les produits d'intermodulations d'ordre 3 et 5.

Tous ces résultats démontrent les nouvelles potentialités qu'offre notre banc de pour caractériser un amplificateur de puissance de manière poussée en présence de signaux de test complexes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] J.F SEVIC; M.B STEER; A.M PAVIO;

« Large-signal automated load-pull of adjacent-channel power for digital wireless communication systems»

Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International ,Volume: 2 , 17-21 June 1996,Pages:763 - 766 vol.2

[2] J. STAUDINGER

« An Examination of Two Measures of Power Amplifier Linearity – Intermodulation Distorsion and Channel Spectral Regrowth »

1996 Wireless Communication Conference, New Delhi.

[3] N LE GALLOU ; J.M NEBUS ; E. NGOYA ; H. BURET ;

« Analysis of low frequency memory and influence on solid state HPA intermodulation characteristics »

Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International,Volume: 2, 20-25 May 2001. Pages:979 - 982 vol.2

[4] D.J WILLIAMS; J. LECKEY; P.J TASKER;

« Envelope domain analysis of measured time domain voltage and current waveforms provide for improved understanding of factors effecting linearity »

Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International, Volume: 2, 8-13 June 2003. Pages:1411 - 1414 vol.2

[5] J.N. WONG; C. S. AITCHISON

« A Simple Technique for Improving the IM3/C and PAE Performance of MESFET Amplifiers »

33rd European Microwave Conference 2003, Munich

[6] J.F SEVIC; K.L BURGER; M.B STEER;

« A novel envelope-termination load-pull method for ACPR optimization of RF/microwave power amplifiers »
Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International, Volume: 2, 7-12 June 1998. Pages:723 – 726.

[7] D.J WILLIAMS; J. LECKEY; P.J. TASKER;

«Study of the effect of envelope impedance on intermodulation asymmetry using a two-tone time domain measurement system »

CELERITEK.

[8] N.B DE CARVALHO; J.C PEDRO;
« Large- and small-signal IMD behavior of microwave power amplifiers »
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on ,Volume: 47 , Issue: 12 , Dec. 1999 Pages:2364 – 2374

[9] C. FAGER; J.C PEDRO; N.B DE CARVALHO; H. ZIRATH;
« Prediction of IMD in LDMOS transistor amplifiers using a new large-signal model »
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on ,Volume: 50 , Issue: 12 , Dec. 2002 Pages:2834 - 2842

Conclusion générale

Nous avons présenté, dans ce mémoire, un banc de caractérisation fonctionnelle de transistor de puissance de type « load-pull » pour la mesure de l'ensemble des critères de puissance, rendement et linéarité en présence de tous types de signaux : signaux CW, signaux « CW-pulsés » ou encore signaux modulés (GMSK, QPSK, QAM, etc) dont les principales caractéristiques ont été décrites dans le premier chapitre.

Le nouveau système de mesure étudiée dans le cadre de cette thèse a été mis au point à partir du banc de caractérisation fort signal « source-pull/load-pull » multi-harmoniques de l'ENST. Afin de mieux appréhender les techniques de calibrage et de mesure spécifiques aux réflectomètres six-portes, nous avons procédé à une caractérisation complète non-linéaire, à 2 GHz et en mode CW, d'un transistor HBT à l'aide de ce banc de mesure. Nous avons mis en évidence l'importance d'une caractérisation multi-harmonique par variation des impédances de charge et de source à la fréquence fondamentale (f_0) et à la deuxième fréquence harmonique ($2f_0$).

Malheureusement, ce type de caractérisation en mode CW n'est plus approprié aux techniques de communications modernes pour lesquelles les conditions d'excitation des amplificateurs reposent sur des signaux complexes. Il est donc capital de caractériser le transistor dans ses conditions réelles de fonctionnement et d'étudier plus particulièrement la linéarité qui devient un critère d'optimisation prépondérant. Le troisième chapitre décrit l'ensemble des modifications apportées au banc initial pour effectuer de telles mesures. Nous avons donc plus particulièrement détaillé :

- L'implémentation de détecteurs rapides bas coût à base de diodes Schottky non polarisées pour la détection de puissance au niveau des jonctions six-portes.
- L'ajout de modules de contrôle des impédances basse-fréquence en entrée et en sortie du composant.
- L'ajout d'un analyseur de spectre pour les mesures de linéarité spécifiées en termes de produit d'intermodulation et surtout d'ACPR.
- La modification de la technique de calibrage des réflectomètres six-portes qui permet de s'affranchir des imperfections inhérentes à tout système de mesure pour aboutir à des solutions plus « robustes ».

- L'implémentation de techniques de calibrage rigoureuse pour les mesures des puissances aussi bien au niveau des jonctions six-portes (diodes Schottky) qu'aux accès de mesure ou au niveau de l'analyseur de spectre.

L'ensemble de ces modifications a été validé par des mesures comparatives de puissance et des mesures de charges passives pour des signaux de test CW-pulsés de largeur d'impulsion inférieure à la micro-seconde ou des signaux modulés de type QPSK.

Le nouveau système de caractérisation fonctionnelle ainsi obtenu permet :

- D'effectuer une optimisation « load-pull » à la fréquence fondamentale en terme de puissance de sortie, de rendement en puissance ajoutée et de linéarité.
- D'étudier les effets des impédances basse fréquence sur la linéarité, le gain et le rendement.

Pour mettre en évidence ces nouvelles potentialités nous avons testé un transistor de puissance MESFET à la fréquence 1.575 GHz en présence d'un signal modulé QPSK de largeur 1.25 MHz ou d'un signal bi-porteuses séparées de 800 kHz pour une polarisation de type A ou AB. L'ensemble des mesures effectuées permet d'aboutir aux conclusions suivantes :

- Les contours « load-pull » d'iso-puissances, d'iso-rendement, d'iso-ACPR et d'iso-produits d'intermodulation d'ordre 3 et 5 montrent que les conditions optimales de puissance, de rendement et de linéarité sont différentes d'où la nécessité de trouver des compromis entre les différents critères. D'autre part, ces résultats montrent qu'il existe une forte corrélation entre l'ACPR et le produit d'intermodulation d'ordre 3 en classe A mais pas en classe AB. De toute façon, quel que soit le degré de corrélation, il apparaît difficile de prédire l'ACPR à partir de la connaissance des produits d'intermodulation.
- L'effet des impédances de source BF ne sont notables qu'en classe AB dans la zone de compression-saturation. Cet effet se fait sentir uniquement sur la linéarité (variation de 5 dB pour l'ACPR).
- L'effet des impédances de charge BF apparaît quelle que soit la classe de fonctionnement avec évidemment un effet très prononcé en classe de fonctionnement

fortement non-linéaire comme la classe AB pour laquelle on a observé des variations de 5 à 20 dB pour l'ACPR sur toute la dynamique de mesure. Notons que l'impédance optimale n'est pas obligatoirement un court-circuit, et que cette impédance optimale n'est pas toujours l'impédance minimisant la dissymétrie. Par ailleurs, ces impédances ont également une grande influence sur le rendement (variation observée de 10%) et sur la puissance de sortie (variation de 1 dB).

Les limites imposées par le banc de mesure et son environnement instrumental sont :

- La largeur de bande de modulation maximale (de l'ordre de 5-10 MHz). Cette limitation est due à la valeur de la résistance vidéo ainsi qu'à la sensibilité de détection.
- Le contrôle des impédances présentées au dispositif sous test qui ne peut s'effectuer qu'en sortie et à la fréquence fondamentale.
- Les mesures de linéarité réduites aux mesures des produits d'intermodulation et de l'ACPR.

Comme perspectives, nous proposons donc les extensions suivantes :

- Augmenter la bande-passante des détecteurs en les remplaçant par des détecteurs à résistance vidéo plus faible. On pourra également effectuer des adaptations réactives à l'entrée du détecteur permettant ainsi une réduction très significative de l'impédance de charge R_L sans pour autant sacrifier la sensibilité. Des caractérisations pour UWB sont donc envisageables.
- Ajouter des boucles actives en entrée-sortie pour permettre le contrôle des impédances à la fréquence fondamentale et à la seconde fréquence harmonique. En effet, des études réalisées sur différents types de transistors (**[1], [2], [3], [4]**) montrent que l'effet de l'impédance de source au fondamentale est non négligeable sur la linéarité. De même, des mesures montrent l'effet de l'impédance de source ou de charge au second harmonique sur la linéarité **[6]**. Quand on sait également l'influence des impédances présentées en entrée-sortie sur le rendement **[7],** ce banc de caractérisation permettrait une optimisation particulièrement efficace pour améliorer le compromis rendement-linéarité (en mesurant l'effet de chaque impédance BF et HF sur le rendement et sur la linéarité)

- Le remplacement de l'analyseur de spectre par un démodulateur homodyne cinq-portes **[8]**. Le démodulateur cinq-portes est multi-modes et peut donner accès à l'enveloppe complexe de n'importe quel signal de test. Par simple transformée de Fourrier, on obtient le spectre du signal. Ensuite, par traitement on en déduit l'ACPR et les produits d'intermodulation. Cette solution va réduire considérablement le coût de notre banc d'une part, et rendre possible la modélisation de la linéarité par le biais de l'EVM d'autre part.

BIBLIOGRAPHIE :

[1] T. IWAI; S. OHARA; H. YAMADA; Y. YAMAGUCHI; K. IMANISHI; K JESHIN;
« High efficiency and high linearity InGaP/GaAs HBT power amplifiers: matching techniques of source and load impedance to improve phase distortion and linearity »
Electron Devices, IEEE Transactions on ,Volume: 45 , Issue: 6 , June 1998
Pages:1196 – 1200

[2] H. YAMADA; S. OHARA; T. IWAI; Y. YAMAGUCHI; K. IMANISHI; K JESHIN;
« The effect of source impedance on linearity in InGaP/GaAs power HBTs »
Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International ,Volume: 2 , 17-21 June 1996, Pages:555 - 558 vol.2

[3] . YAMADA; S. OHARA; T. IWAI; Y. YAMAGUCHI; K. IMANISHI; K JESHIN;
« Self-linearizing technique for L-band HBT power amplifier: effect of source impedance on phase distortion »
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on ,Volume: 44 , Issue: 12 , Dec. 1996, Pages:2398 – 2402

[4] K-H AHN; Y-H JEONG; S-H LEE;
« Effects of source and load impedance on the intermodulation products of GaAs FETs »
Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International , Volume: 1 , 11-16 June 2000, Pages:469 - 472 vol.1

[5] P. COLANTONIO; F. GIANNINI; G. LEUZZI; E. LIMITI;
« High-efficiency low-IM microwave PA design »
Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International ,Volume: 1 , 20-25 May 2001, Pages:511 - 514 vol.1

[6] J. STAUDINGER; G. NORRIS;
« The effect of harmonic load terminations on RF power amplifier linearity for sinusoidal and π/4 DQPSK stimuli »
Wireless Applications Digest, 1997, IEEE MTT-S Symposium on Technologies for , 23-26 Feb. 1997, Pages:23 - 28

[7] Olivier GIBRAT
« Caractérisation expérimentale de transistors de puissance RF : conception d'un banc de mesure multiharmonique source pull et load pull basé sur la technique six-portes »
Thèse soutenue le 6 mars 2002 à l'ENST Paris, numéro d'ordre 2002E005.

[8] Guillaume NEVEUX
« Démodulateur direct de signaux RF multi-mode et multi-bande utilisant la technique « cinq-port » »
Thèse soutenue en décembre 2003 à l'ENST.

ANNEXE A

Les équations vraies du réflectomètre six-portes ont été établies au chapitre n 2. Le facteur de réflexion Γ est la solution du système d'équations suivant :

$$P_{i3} = \frac{P_i}{P_3} = k_i \left| \frac{1 + A_i \Gamma}{1 + A_3 \Gamma} \right|^2 \qquad i = 4, 5, 6 \qquad \textbf{(A- 1)}$$

Les termes variables de ces équations sont les puissances P_i (i = 3, 4, 5, 6) mesurées à l'accès de chaque détecteur. Les autres termes (A_i et k_i) sont des constantes qui ne dépendent que de la structure du circuit interférométrique. Elles représentent quatre constantes complexes A_i (i = 3, 4, 5, 6) et trois constantes réelles k_i (i = 4, 5, 6), soit au total onze inconnues.

L'étalonnage du système de mesure "Six-Portes" consiste à obtenir ces constantes, dites d'étalonnage, pour pouvoir déterminer le facteur de réflexion Γ à partir de mesures de puissances. C'est **la transformation P - Γ**.

Pour le double réflectomètre six-portes, il faut déterminer :

* Les (2×11) inconnues qui relient les puissances au facteur de réflexion Γ et qui permettent également, comme nous le verrons, de connaître le module du rapport a_2 / a_1.
* Les trois constantes complexes c_1, c_2 et c_3 de l'hexapôle pour calculer la phase de a_2 / a_1.

L'étalonnage des réflectomètres six-portes a fait l'objet de nombreuses publications et est à l'origine des techniques actuelles utilisées pour étalonner les analyseurs de réseaux hétérodynes (méthode TRL).

ETALONNAGE DU REFLECTOMETRE SIX-PORTES

En effectuant un changement de variable adéquat dans les équations vraies du réflectomètre (équations (A-1)) et en introduisant un paramètre intermédiaire complexe W, on peut décomposer la transformation P - Γ en deux étapes :

* **La transformation P - W** qui relie les rapports de puissance P_i / P_3 (i= 4, 5, 6) à la variable W et qui permet de déterminer cinq constantes réelles parmi les onze.

* **La transformation W - Γ** qui permet d'obtenir les six autres paramètres manquants sous la forme de trois constantes complexes A, B et C.

Cette décomposition est illustrée à la figure A-1 : le réflectomètre six-portes est modélisé par **un réflectomètre parfait**, décrivant la transformation P - W en série avec **un quadripôle erreur**, représentant la transformation W - Γ.

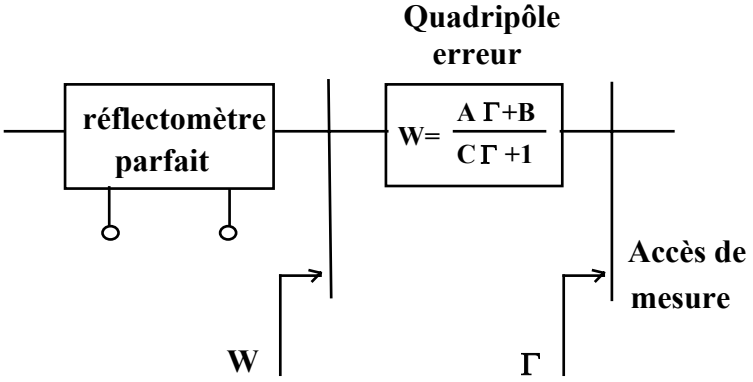


Figure A-1 : Modélisation du réflectomètre six-portes

APPLICATION AU DOUBLE REFLECTOMETRE SIX-PORTES

L'application de cette méthode au double réflectomètre six-portes conduit à modéliser l'analyseur de réseaux de la manière suivante :

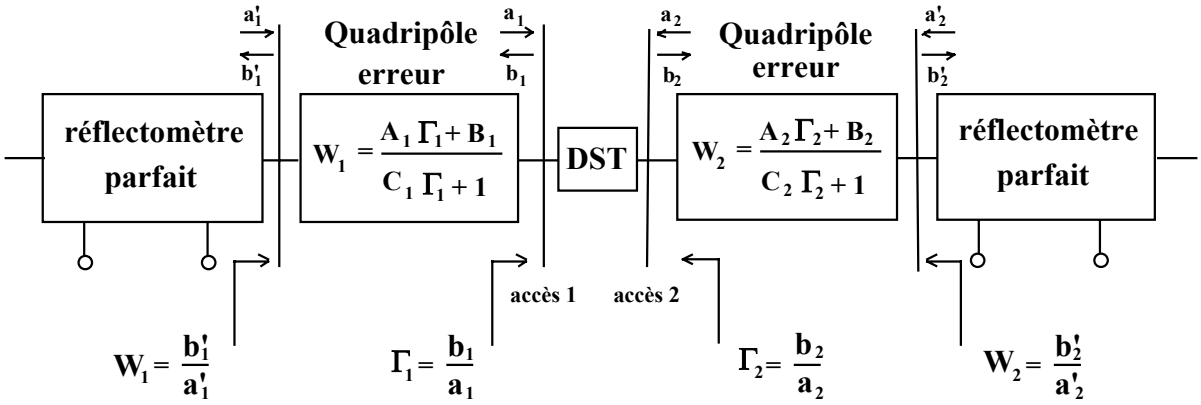


Figure A-2 : Modélisation du double réflectomètre six-portes

L'étalonnage de l'analyseur de réseaux six-portes se déroule en trois étapes successives :

* **Etalonnage des deux réflectomètres parfaits** : il consiste à déterminer les rapports intermédiaires W_1 et W_2 à partir des puissances P_i (i = 3, 4, 5, 6) mesurées.
* **Etalonnage des deux quadripôles erreurs** : il permet de calculer les facteurs de réflexion Γ_1 et Γ_2 cherchés à partir des deux variables W_1 et W_2.
* **Etalonnage de l'hexapôle** : cet étalonnage rend possible la détermination du rapport d'onde a_2 / a_1, nécessaire au calcul des facteurs de transmission S_{12} et S_{21} de quadripôles non réciproques. En fait, cet étalonnage n'est uniquement nécessaire que si l'on veut connaître la courbe de conversion AM/PM (connaissance de b_2 / a_1).

Dans cet annexe on se propose de détailler la méthode d'étalonnage des réflectomètres parfait utilisée pour calibrer les quatre six-portes du banc de mesures « source-pull/load-pull » multiharmonique de l'ENST décrit dans le chapitre II.

ETALONNAGE DES REFLECTOMETRES PARFAITS [1][2]

L'étalonnage des deux jonctions six-portes étant identique, nous n'introduirons pas dans les notations de ce paragraphe, l'indice i (i = 1, 2) pour distinguer les réflectomètres n°1 et n°2.

Cette étape correspond à la transformation P - W. Elle consiste à déterminer cinq constantes réelles ainsi que le module et la phase de la variable intermédiaire W.

En définissant une nouvelle variable $W = \frac{A\,\Gamma + B}{C\,\Gamma + 1}$, les équations vraies du six-portes s'écrivent :

$$\begin{cases} 2\,P_{53} = 2\,\dfrac{P_5}{P_3} = \left| W \right|^2 \\ \alpha_4\,P_{43} = \alpha_4\,\dfrac{P_4}{P_3} = \left| W - w_4 \right|^2 \\ \alpha_6\,P_{63} = \alpha_6\,\dfrac{P_6}{P_3} = \left| W - w_6 \right|^2 \end{cases} \qquad \textbf{(A- 2)}$$

W est défini, dans le plan complexe, par l'intersection de trois cercles centrés respectivement à l'origine, en w_4 et en w_6 de rayons respectifs $R_4 = \sqrt{\frac{\alpha_4 P_4}{P_3}}$, $R_5 = \sqrt{2\frac{P_5}{P_3}}$ et $R_6 = \sqrt{\frac{\alpha_6 P_6}{P_3}}$.

La valeur de W peut être calculée si les centres et les rayons de ces cercles sont connus, c'est-à-dire si les constantes réelles α_4, α_6, w_6 et la constante complexe w_4 ont été déterminées.

CALCUL DES CONSTANTES α_4, α_6, w_4 et w_6 :

En combinant les équations (A-2), il est possible d'éliminer la variable intermédiaire W et d'obtenir une équation non linéaire du type : $f_{NL}(\alpha_4, \alpha_6, w_4, w_6) = 0$.

Cette équation non linéaire s'écrit sous la forme suivante :

$$\left.\begin{aligned} f_{NL} = {} & a\left(2\frac{P_5}{P_3}\right)^2 + b\,\alpha_6^2\left(\frac{P_6}{P_3}\right)^2 + c\,\alpha_4^2\left(\frac{P_4}{P_3}\right)^2 + (b-a-c)\,\alpha_4\left(\frac{2\,P_5\,P_4}{P_3^2}\right) + \\ & + (c-a-b)\,\alpha_6\left(\frac{2\,P_5\,P_6}{P_3^2}\right) + (a-b-c)\,\alpha_4\,\alpha_6\left(\frac{P_4\,P_6}{P_3^2}\right) + a\,(a-b-c)\left(2\frac{P_5}{P_3}\right) + \\ & b\,(b-a-c)\,\alpha_6\left(\frac{P_6}{P_3}\right) + c\,(c-a-b)\,\alpha_4\left(\frac{P_4}{P_3}\right) + a\,b\,c \end{aligned}\right\} \quad \textbf{(A- 3)}$$

avec : $a = |w_4 - w_6|^2$, $b = |w_4|^2$ et $c = |w_6|^2$ **(A- 4)**

En divisant par a b c, on obtient :

$$\left.\begin{aligned} & A\left(2\frac{P_5}{P_3}\right)^2 + B\left(\frac{P_6}{P_3}\right)^2 + C\left(\frac{P_4}{P_3}\right)^2 + D\left(\frac{2\,P_5\,P_4}{P_3^2}\right) + E\left(\frac{2\,P_5\,P_6}{P_3^2}\right) + F\left(\frac{P_4\,P_6}{P_3^2}\right) + \\ & G\left(2\frac{P_5}{P_3}\right) + H\left(\frac{P_6}{P_3}\right) + I\left(\frac{P_4}{P_3}\right) + 1 = 0 \end{aligned}\right\} \quad \textbf{(A- 5)}$$

Les constantes A, B, C, D, E, F, G, H et I sont fonction de a, b, c, α_4, α_6 et sont données par :

$$A = \frac{1}{bc} \quad , \quad B = \frac{1}{ac}\ \alpha_6^2 \quad , \quad C = \frac{1}{ab}\ \alpha_4^2 \quad , \quad D = \frac{b-a-c}{abc}\ \alpha_4 \quad , \quad E = \frac{c-a-b}{abc}\ \alpha_6$$

$$F = \frac{a-b-c}{abc}\ \alpha_4\ \alpha_6 \quad , \quad G = \frac{a-b-c}{bc} \quad , \quad H = \frac{b-a-c}{ac}\ \alpha_6 \quad , \quad I = \frac{c-a-b}{ab}\ \alpha_4 \qquad \textbf{(A- 6)}$$

La relation (A-5) peut être considérée comme une équation linéaire dont les neuf inconnues sont A, B, C, D, E, F, G, H et I. Les valeurs de ces constantes sont obtenues après avoir formé un système d'au moins neuf équations. En pratique, on génère un système de seize équations (à neuf inconnues) que l'on résout par la méthode des moindres carrés.

Pour obtenir une solution précise, il faut que les charges et les quadripôles utilisés soient bien répartis sur l'abaque de Smith. Les seize états d'excitation peuvent être obtenus en connectant, par exemple, aux accès de mesure :

* **quatre dipôles** : un court-circuit, une charge adaptée, un circuit ouvert et un atténuateur 6 dB court-circuité. On a ainsi quatre équations.
* **trois quadripôles** : deux lignes de transmission et un atténuateur 6 dB pour quatre états du déphaseur, ce qui permet d'avoir douze équations.

Après résolution du système, on obtient les valeurs de A, B, C, D, E, F, G, H et I, puis celles de a, b, c et enfin celles de α_4 et α_6, grâce aux relations suivantes :

$$\begin{cases} b = \dfrac{2E - GI}{2AI - EG} \quad , \quad c = \dfrac{2D - GH}{2AH - DG} \quad , \quad a = \dfrac{G}{A} + b + c \\ \alpha_4 = \sqrt{C\,a\,c} \quad , \quad \alpha_6 = \sqrt{B\,a\,b} \end{cases} \qquad \textbf{(A- 7)}$$

On a choisi les racines positives pour α_4 et α_6 car les rapports de puissance $\frac{P_i}{P_3}$ (i = 4, 5, 6) sont positifs.

Les valeurs obtenues précédemment deviennent ensuite les solutions initiales d'une procédure itérative qui optimise les constantes a, b, c, α_4 et α_6 pour vérifier au mieux l'équation $f_{NL}(\alpha_4, \alpha_6, w_4, w_6) = 0$. On utilise pour cela une méthode numérique (méthode du Gradient).

Les constantes d'étalonnage w_4 et w_6 sont données par :

$$\begin{cases} w_6 = \sqrt{c} \\ \mathrm{Re}(w_4) = \dfrac{-a+b+c}{2\sqrt{c}} \\ \mathrm{Im}(w_4) = \pm\sqrt{b-\left(\dfrac{-a+b+c}{2\sqrt{c}}\right)^2} \end{cases} \quad \textbf{(A- 8)}$$

Un test permettant de lever l'ambiguïté sur le signe de la partie imaginaire de w_4 a été développé **[3][4]**.

La valeur W = u + jv d'une charge inconnue est donnée par :

$$u = \frac{\dfrac{P_5}{P_3} - \alpha_6 \dfrac{P_6}{P_3} + w_6^2}{2w_6} \quad \textbf{(A-9)}$$

$$v = \frac{\dfrac{P_5}{P_3} - \alpha_4 \dfrac{P_4}{P_3} + \mathrm{Re}(w_4)^2 + \mathrm{Im}(w_4)^2 - 2u\,\mathrm{Re}(w_4)}{2\,\mathrm{Im}(w_4)} \quad \textbf{(A-10)}$$

Bibliographie :

[1] G.F. ENGEN

« Calibration of an Arbritary Six-Port Junction for Measurement of Active and Passive Circuit Parameters »

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-22, No. 4, pp. 295-299, December 1973.

[2] G.F. ENGEN

« Calibrating the Six-Port Reflectometer by Means of Sliding Terminations »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-26, No. 12, pp. 951-957, December 1978.

[3] T.E. HODGETTS ; E.J. GRIFFIN

« A Unified Treatement of the Theory of Six-Port Reflectometer Calibration using the Minimum of Standard »

Report N°83003, RSRE.

[4] S. ABOU CHAHINE

« Réalisation d'un analyseur de réseau Six-Portes dans la bande de fréquence W 75-110 GHz »

Thèse soutenue le 20 janvier 1994 à l'ENST Paris, Numéro d'ordre 94 E 004.

ANNEXE B

Dans cet annexe, on se propose de détailler la méthode d'étalonnage des réflectomètres parfait utilisée pour calibrer les deux six-portes du banc de mesures «load-pull » présenté dans le chapitre III.

La plupart des méthodes de calibrage déterminent les constantes du réflectomètre avec un certain nombre de charges connues à l'aide d'un calcul matriciel. Ces méthodes utilisent souvent assez mal le fait que les quatre puissances mesurées ne sont pas indépendantes entre elles. En effet, comme on peut voir sur la figure B-1, deux des trois rapports P_i/P_3 (i = 4, 5, 6) ne laissent au troisième rapport que deux valeurs possibles, car les trois cercles doivent se couper en un seul point.

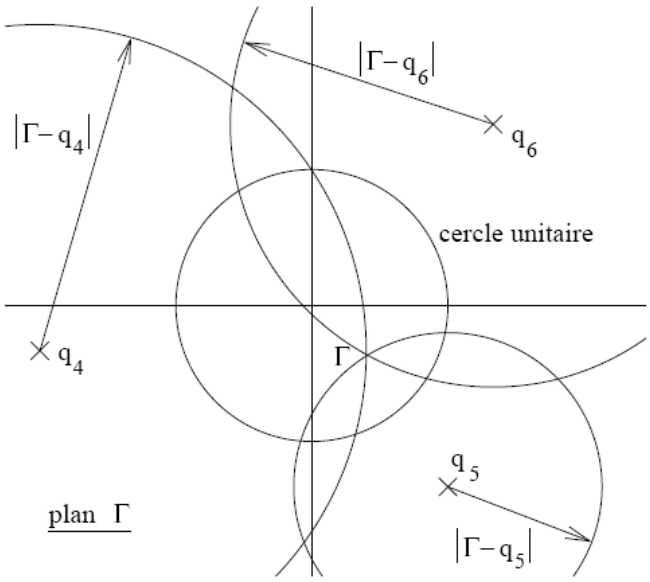


Figure B- 1 : Le facteur de réflexion est déterminée par l'intersection de trois cercles dans le plan complexe Γ.

En réalité toutefois, avec les erreurs de mesure inévitables, les trois cercles ne se couperont généralement pas exactement en un seul point, mais on trouvera trois points d'intersection entre chaque paire de cercles qui se situent plus ou moins proches les uns des autres. L'écart entre les points peut alors être utilisée pour estimer la qualité du calibrage et les incertitudes sur les facteurs de réflexion mesurés. Alternativement, on peut optimiser les constantes de calibrage obtenues initialement de manière que les trois points d'intersection se rapprochent le plus possible.

ETALONNAGE DES REFLECTOMETRES PARFAITS

Cette étape correspond à la transformation P - W. Elle consiste à déterminer cinq constantes réelles ainsi que le module et la phase de la variable intermédiaire W.

En définissant une nouvelle variable $W = \frac{A\,\Gamma + B}{C\,\Gamma + 1}$, les équations vraies du six-portes s'écrivent :

$$\begin{cases} 2\,P_{53} = 2\,\dfrac{P_5}{P_3} = \left| W \right|^2 \\ \alpha_4\,P_{43} = \alpha_4\,\dfrac{P_4}{P_3} = \left| W - w_4 \right|^2 \\ \alpha_6\,P_{63} = \alpha_6\,\dfrac{P_6}{P_3} = \left| W - w_6 \right|^2 \end{cases} \qquad \textbf{(B- 1)}$$

W est défini, dans le plan complexe, par l'intersection de trois cercles centrés respectivement à l'origine, en w_4 et en w_6 de rayons respectifs $R_4 = \sqrt{\frac{\alpha_4 P_4}{P_3}}$, $R_5 = \sqrt{2\frac{P_5}{P_3}}$ et $R_6 = \sqrt{\frac{\alpha_6 P_6}{P_3}}$.

La valeur de W peut être calculée si les centres et les rayons de ces cercles sont connus, c'est-à-dire si les constantes réelles α_4, α_6, w_6 et la constante complexe w_4 ont été déterminées.

ENGEN **[1]** a montré qu'il est possible d'éliminer la variable W des équations (B-1) ce qui résulte en l'équation de contrainte non-linéaire :

$$\begin{aligned} 0 \;=\; & a\left(2\,\frac{P_5}{P_3}\right)^2 + b\,\alpha_6^2\left(\frac{P_6}{P_3}\right)^2 + c\,\alpha_4^2\left(\frac{P_4}{P_3}\right)^2 + (b-a-c)\,\alpha_4\left(\frac{2\,P_5\,P_4}{P_3^2}\right) + \\ & + (c-a-b)\,\alpha_6\left(\frac{2\,P_5\,P_6}{P_3^2}\right) + (a-b-c)\,\alpha_4\,\alpha_6\left(\frac{P_4\,P_6}{P_3^2}\right) + a\,(a-b-c)\left(2\,\frac{P_5}{P_3}\right) + \\ & b\,(b-a-c)\,\alpha_6\left(\frac{P_6}{P_3}\right) + c\,(c-a-b)\,\alpha_4\left(\frac{P_4}{P_3}\right) + a\,b\,c \end{aligned} \qquad \textbf{(B- 2)}$$

avec : $a = \left| w_4 - w_6 \right|^2$, $b = \left| w_4 \right|^2$ et $c = \left| w_6 \right|^2$ **(B- 3)**

Cette équation décrit les dépendances entre les puissances mesurées à l'aide des cinq paramètres de la réduction six-portes à quatre-portes ; elle doit être vérifiée pour toutes les valeurs de W. On peut donc l'utiliser pour contrôler la qualité d'un calibrage en regardant si elle donne un résultat cohérent pour différents dispositifs sous test. Alternativement, elle peut servir pour une optimisation des cinq paramètres de réduction, ce qui améliore parfois considérablement la qualité des résultats. Pour cette optimisation, on utilise la somme des carrées du membre de droite de l'équation (B-2) pour toutes les charges qui ont servi pour le calibrage et on cherche les valeurs de a, b, c, α_6 et α_4 qui minimisent cette somme.

CALCUL DES CONSTANTES α_4, α_6, w_4 et w_6 :

Nous allons exposer une méthode (alternative à celle d'ENGEN décrite dans l'annexe A) pour déterminer les valeurs des paramètres de réduction, qui pourront ensuite être optimisés en utilisant l'équation (B-2). Cette méthode a été inspirée d'un algorithme proposé par U. STUMPER **[2]**; lui-même utilisant une idée de B. NEUMEYER **[3]**. La procédure de STUMPER est dans certains aspects similaire à celle présentée par G. F. ENGEN dans son article original **[1]**, qui nécessitait toutefois des charges supplémentaires pour déterminer les cinq paramètres sans ambiguïté. L'algorithme utilisé **[4]** part des mêmes idées principales que ces approches antérieures, mais prend en compte plusieurs éléments nouveaux pour augmenter la précision dans le cas où ces méthodes deviennent mal conditionnées.

Pour déterminer les paramètres de réduction, cet algorithme utilise le fait bien connu que la valeur de W et le facteur de réflexion Γ du dispositif connecté à la porte de mesure du réflectomètre six-portes sont reliés par une transformation bilinéaire ($W = \frac{A\,\Gamma + B}{C\,\Gamma + 1}$) qui transforme cercles en cercles (avec des lignes droites comme cas limites). Ainsi, des mesures de charges avec un module de Γ constant se situeront sur un cercle dans le plan W. Le rayon et le centre de ce cercle seront toutefois inconnus, car les paramètres A, B et C de la transformation bilinéaire, n'ont pas encore été déterminés.

CALCUL DES CONSTANTES α_4, α_6 :

Cette première étape de la procédure de calibrage déterminera les deux paramètres α_6 et α_4 de l'équation (B-2). Elle est très similaire à celle proposée par NEUMEYER **[3]** et STUMPER **[2]** avec la différence qu'elle permet d'éliminer des configurations mal conditionnées. La figure B-2 montre un exemple du plan W avec le cercle formé par des charges avec un

module constant du facteur de réflexion Γ. L'idée est de déterminer les minima $p_{i\ min}$ et les maxima $p_{i\ max}$ des rapports de puissances p_i correspondant à ce cercle ($p_i = \frac{P_i}{P_3}$ avec i=4,5,6).

En effet, à partir de la loi du cosinus, on peut écrire les équations suivantes pour les points situés sur le cercle :

$$p_5 = d_0^2 + r^2 - 2d_0 r\cos(\alpha) \quad \textbf{(B- 4)}$$

$$p_6 = d_1^2 + r^2 - 2d_1 r\cos(\alpha - \varphi_1) \quad \textbf{(B- 5)}$$

$$p_4 = d_2^2 + r^2 - 2d_2 r\cos(\alpha - \varphi_2) \quad \textbf{(B- 6)}$$

Où d_0, d_1 et d_2 sont les distances entre le centre du cercle et l'origine, w_6 et w_4 respectivement, r est le rayon du cercle, α est l'angle entre l'origine et le point sur le cercle par rapport au centre du cercle, et φ_1 et φ_2 sont les angles entre l'origine et w_6 et w_4 par rapport au centre du cercle respectivement (voir la figure B-2).

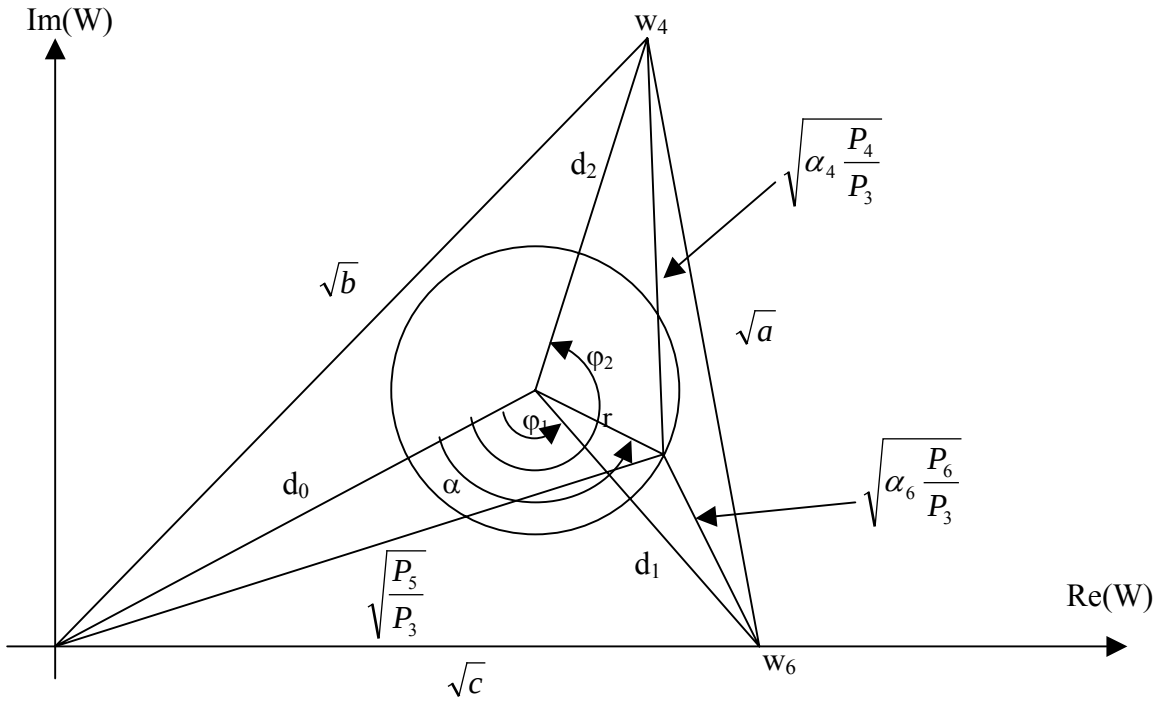


Figure B- 2 : Le plan W avec le cercle des valeurs |Γ| constantes

Il est possible d'éliminer α de chaque paire des équations (B-4) à (B-6), ce qui résulte en des équations d'ellipses de la forme :

$$X_1 p_i^2 + 2X_2 p_i p_k + X_3 p_K^2 + 2X_4 p_i + 2X_5 p_k + 1 = 0 \qquad \textbf{(B- 7)}$$

(i, k = 4,5,6; i ≠ k)

Ces équations sont linéaires dans leur cinq paramètres X_1 à X_5. Ces paramètres peuvent être déterminés à l'aide de cinq charges avec un module constant mais des phases différentes du facteur de réflexion Γ en résolvant le système d'équations linéaires correspondant. Afin d'obtenir des résultats plus précis en présence de bruit, plus de cinq charges peuvent être utilisées pour trouver une solution par la méthode des moindres carrés des systèmes d'équations.

Quand X_1 à X_5 ont été trouvés, les extrêmes de p_i peuvent être calculés avec (cf. **[2]**)

$$p_{i\,ext} = \frac{1}{X_1 X_3 - X_2^2}\left(X_2 X_5 - X_3 X_4 \pm \sqrt{\left(X_2 X_5 - X_3 X_4\right)^2 - \left(X_1 X_3 - X_2^2\right)\left(X_3 - X_5^2\right)}\right) \qquad \textbf{(B- 8)}$$

Cette équation a été obtenue de la manière suivante : on résout l'équation (B-7) pour p_k en fonction de p_i, ce qui résulte en l'équation quadratique :

$$p_k = -\frac{1}{X_3}\left(X_2 p_i + X_5 \pm \sqrt{\left(X_2 p_i - X_5\right)^2 - X_3\left(X_1 p_i^2 + 2X_4 p_i + 1\right)}\right) \qquad \textbf{(B- 9)}$$

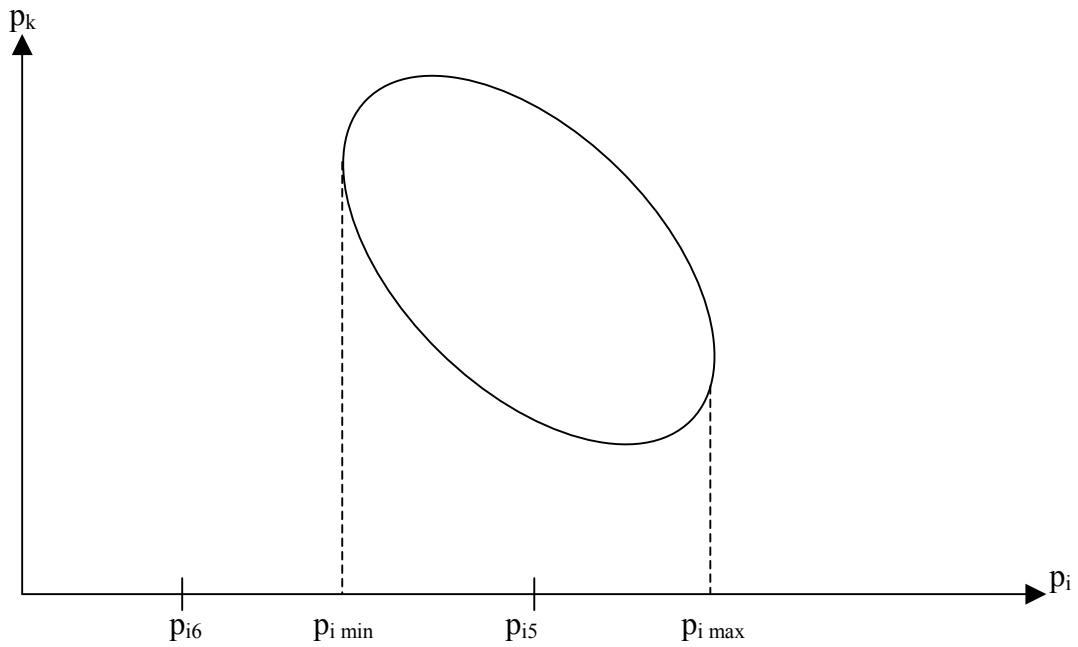


Figure B- 3 : L'ellipse avec les valeurs extrêmes de p_i

Pour les valeurs extrêmes de p_i, cette équation a exactement une solution pour p_k (et ni deux solutions, comme par exemple pour p_{i5}, ni aucune, comme par exemple pour p_{i6}, voir la figure B-3), c'est-à-dire sa discriminante (la partie sous la racine) est égale à zéro ; c'est cette condition qui donne l'équation (B-8).

Nous avons toutefois fait l'expérience que cette méthode tend à devenir inexacte quand l'ellipse correspondante est relativement étroite, spécialement dans les cas où il existe un niveau de bruit élevé dans les mesures de puissance.

Cette situation peut être facilement mise en évidence par le fait que deux paires possibles p_i, p_k et p_i, p_l ($\ell = 4,5,6$; $\ell \neq i$; $\ell \neq k$) ne donnent pas le même résultat pour les valeurs extrêmes de p_i, mais il peut être difficile de décider lequel de ces deux résultats différents doit être utilisé.

Pour résoudre ce problème, il est utile d'obtenir un plus grand nombre d'estimations pour le minimum et le maximum de p_i et de retenir leur valeur médiane comme solution finale afin d'éliminer de telles situations mal conditionnées. En utilisant la relation trigonométrique :

$$k_1 \cos(\alpha - \theta_1) + k_2 \cos(\alpha - \theta_2) = k \cos(\alpha - \theta) \qquad \textbf{(B- 10)}$$

Avec :

$$k = \sqrt{k_1^2 + k_2^2 + 2k_1 k_2 \cos(\theta_2 - \theta_1)} \qquad \textbf{(B- 11)}$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{k_1 \sin(\theta_1) + k_2 \sin(\theta_2)}{k_1 \cos(\theta_2) + k_1 \cos(\theta_2)} \right) \qquad \textbf{(B- 12)}$$

Il est facile de voir que toute combinaison linéaire de p_k et p_l sera de la même forme générale $K_1 + K_2 \cos(\alpha - \varphi)$ que les équations (B-4) à (B-6). (Ici K_1, K_2 et φ sont des fonctions de r, d_0, d_1, d_2, φ_1, φ_2, α_6, α_4, et des facteurs de p_k et p_l dans la combinaison linéaire, mais sont indépendants de α.) Chacune de ces combinaisons linéaires formera donc également une ellipse en connexion avec p_i. Donc, en substituant des combinaisons linéaires différentes (comme p_k+p_l, p_k-p_l, p_k+2p_l, etc.) pour p_k dans l'équation (B-7) et en appliquant l'équation (B-8) à la solution des systèmes d'équations linéaires correspondants, les estimations supplémentaires nécessaires pour les valeurs extrêmes de p_i peuvent être obtenues.

Notre expérience montre que pour trouver les valeurs extrêmes de p_i, il suffit généralement d'utiliser p_k, p_l ainsi que les six combinaisons linéaires simples p_k+p_l, p_k-p_l, $2p_k+p_l$, $2p_k-p_l$, p_k+2p_l, p_k-2p_l. Entre les huit solutions différentes ainsi obtenues, il y a très rarement plus de deux qui sont totalement écartées à cause d'une configuration mal conditionnée.

Quand les minima et maxima de p_4 à p_6 ont été trouvés α_6 et α_4 peuvent être calculés **[3][2]** en observant qu'à partir des équations (B-4) à (B-6) il vient

$$\sqrt{p_{5\max}} \pm \sqrt{p_{5\min}} = \sqrt{\alpha_6 p_{6\max}} \pm \sqrt{\alpha_6 p_{6\min}}$$

$$= \sqrt{\alpha_4 p_{4\max}} \pm \sqrt{\alpha_4 p_{4\min}}$$

$$= 2r \qquad \textbf{(B- 13)}$$

Ce qui donne :

$$\alpha_6 = \left(\frac{\sqrt{p_{5\max}} \pm \sqrt{p_{5\min}}}{\sqrt{p_{6\max}} \pm \sqrt{p_{6\min}}} \right)^2 \qquad \textbf{(B- 14)}$$

$$\alpha_4 = \left(\frac{\sqrt{p_{5\max}} \pm \sqrt{p_{5\min}}}{\sqrt{p_{4\max}} \pm \sqrt{p_{4\min}}} \right)^2 \qquad \textbf{(B- 15)}$$

Dans ces équations, la soustraction doit être utilisée si $d_i > r$ pour le d_i correspondant dans les équations (B-4) à (B-6), c'est-à-dire si l'origine, w_6 et w_4 sont respectivement positionnés à l'extérieur du cercle formé par les charges avec le module du facteur de réflexion Γ constant. Ceci sera le cas dans la plupart des situations où le réflectomètre six-portes a été conçu de manière que les points q_i ont un module supérieur à 1 et où des charges passives sont utilisées pour le calibrage.

CALCUL DES CONSTANTES a, b et c :

Cette deuxième étape de la procédure de calibrage est complètement différente de celle proposée par U.STUMPER **[2]**. Dans sa méthode, les paramètres de réductions restants sont déterminés à partir de la solution d'une équation d'ellipse formée par deux combinaisons linéaires différentes de p_4 à p_6. En utilisant cet algorithme, il n'y a pas de possibilité de trouver une solution exacte si l'ellipse est très étroite et s'il y a du bruit dans les mesures de puissance. Ce serait un avantage s'il était possible de calculer les paramètres de réduction à partir des minima et maxima de combinaisons linéaires de p_4 à p_6. De cette manière, il serait possible d'éliminer de telles configurations mal conditionnées en utilisant la méthode décrite dans le paragraphe précédent.

En fait, il existe une solution simple pour remédier à ce problème. En utilisant les équations (B-4) à (B-6) et (B-10) à (B-12), ainsi que la loi du cosinus, il est possible de montrer que les relations sont vérifiées pour les quantités nouvellement définies Q_A, Q_B et Q_C :

$$Q_A = \alpha_4 p_4 - \alpha_6 p_6 = d_2^2 - d_1^2 - 2r\sqrt{a}\cos(\alpha - \varphi_A) \qquad \textbf{(B- 16)}$$

$$\varphi_A = \arctan\left(\frac{d_2 \sin(\varphi_2) - d_1 \sin(\varphi_1)}{d_2 \cos(\varphi_2) - d_1 \cos(\varphi_1)} \right) \qquad \textbf{(B- 17)}$$

$$Q_B = p_5 - \alpha_4 p_4 = d_0^2 - d_2^2 - 2r\sqrt{b}\cos(\alpha - \varphi_B) \qquad \textbf{(B- 18)}$$

$$\varphi_B = \arctan\left(\frac{-d_2 \sin(\varphi_2)}{d_0 - d_2 \cos(\varphi_2)}\right) \quad \textbf{(B- 19)}$$

$$Q_C = \alpha_6 p_6 - p_5 = d_1^2 - d_0^2 - 2r\sqrt{c}\cos(\alpha - \varphi_C) \quad \textbf{(B- 20)}$$

$$\varphi_C = \arctan\left(\frac{d_1 \sin(\varphi_1)}{d_1 \cos(\varphi_1) - d_0}\right) \quad \textbf{(B- 21)}$$

Donc, quand les valeurs extrêmes de Q_A, Q_B, et Q_C ont été déterminées par la méthode décrite dans le paragraphe précédent, a, b et c peuvent être calculés avec :

$$a = \left(\frac{Q_{A\max} - Q_{A\min}}{4r}\right)^2 \quad \textbf{(B- 22)}$$

$$b = \left(\frac{Q_{B\max} - Q_{B\min}}{4r}\right)^2 \quad \textbf{(B- 23)}$$

$$c = \left(\frac{Q_{C\max} - Q_{C\min}}{4r}\right)^2 \quad \textbf{(B- 24)}$$

Où r est donné par l'équation (B-13) comme :

$$r = \frac{\sqrt{p_{5\max}} \pm \sqrt{p_{5\min}}}{2} \quad \textbf{(B- 25)}$$

Quand a, b et c ont été déterminés, w_6 et $w_4 = u_2 + jv_2$ (j étant l'unité imaginaire avec $j^2 = -1$) peuvent être calculés comme dans **[5]** par :

$$w_6 = \sqrt{c} \quad \textbf{(B- 26)}$$

$$u_2 = \frac{b + c - a}{2w_6} \quad \textbf{(B- 27)}$$

$$v_2 = \pm\sqrt{b - u_2^2} \quad \textbf{(B- 28)}$$

Le signe dans (B-28) ne peut pas être trouvé sans mesurer des charges connues. Il sera déterminé pendant le calibrage du « quadripôle d'erreur ».

La valeur w = u + jv d'une charge inconnue est alors donnée par **[5]** :

$$u = \frac{p_5 - \alpha_6 p_6 + w_6^2}{2w_6} \quad \textbf{(B- 29)}$$

$$v = \frac{p_5 - \alpha_4 p_4 + u_2^2 + v_2^2 - 2uu_2}{2v_2} \quad \textbf{(B- 30)}$$

Bibliographie :

[1] G.F. ENGEN

« Calibrating the Six-Port Reflectometer by Means of Sliding Terminations »

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 26, Issue: 12, Dec 1978. Pages:951 – 957.

[2] U. STUMPER

« Finding initial estimates needed for the Engen method of calibrating single six-port reflectometers »

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 38, Issue: 7, July 1990. Pages:946 – 949.

[3] B. NEUMEYER

« A new analytical method for complete six-port reflectometer calibration »

Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on,Volume: 39, Issue: 2, April 1990. Pages:376 – 379.

[4] Frank WIEDMANN

« Développements pour des applications grand public du réflectomètre sixportes: algorithme de calibrage robuste, réflectomètre à très large bande et réflectomètre intégré MMIC »

Thèse soutenue le 8 juillet 1997 à l'ENST Paris, numéro d'ordre 97E014.

[5] G.F ENGEN; C.A HOER;

«"Thru-Reflect-Line": An improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyser»

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,Volume: 27, Issue: 12, Dec 1979. Pages:987 - 993.

PUBLICATIONS

Papiers acceptés :

S. BENSMIDA, E. BERGEAULT, B. HUYART, G.BERGHOFF

« Mesure de Puissance de Signaux RF à Variation Rapide d'Enveloppe »

JNM2003, LILLE, mai 2003.

E. BERGEAULT, O. GIBRAT, S. BENSMIDA, B. HUYART

« Multiharmonic Source–Pull/Load–Pull Active Setup Based on Six-Port Reflectometers: Influence of the Second Harmonic Source Impedance on RF Performances of Power Transistors »

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on,Volume: 52 , Issue: 4 , April 2004. Pages: 1118 – 1124.

S. BENSMIDA, E. BERGEAULT, G.I. ABIB, B. HUYART

« Banc de Caractérisation Fonctionnelle de Transistor de Puissance en présence de Signaux Modulés »

JNM 2005, NANTES, mai 2005.

S. BENSMIDA, E. BERGEAULT, G.I. ABIB, B. HUYART

« Power Amplifier Characterization: An Active Load-Pull system based on Six-port Reflectometer using Complex Modulated Carrier »

35th EuMC 2005, PARIS, octobre 2005.

Papiers soumis :

S. BENSMIDA, E. BERGEAULT and G. BERGHOFF

« Measurements under complex modulated signals using six-port reflectometers »

Papier soumis à IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement le 18 Avril 2005.