

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

MESURES LOAD-PULL MULTIHARMONIQUES
AVEC FORME D'ONDE ET APPLICATION À LA CONCEPTION
D'AMPLIFICATEURS MICRO-ONDES EN CLASSE F

PHILIPPE POIRÉ

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

OCTOBRE 1999

©Philippe Poiré, 1999



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*

Our file *Notre référence*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-48891-8

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

MESURES LOAD-PULL MULTIHARMONIQUES
AVEC FORME D'ONDE ET APPLICATION À LA CONCEPTION
D'AMPLIFICATEURS MICRO-ONDES EN CLASSE F

présentée par: POIRÉ Philippe

en vue de l'obtention du diplôme de: Philosophiae Doctor

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de:

M. WU Ke, Ph.D., président

M. GHANNOUCHI Fadhel M., Ph.D., membre et directeur de recherche

M. BRASSARD Gilles, M.Sc.A., membre et codirecteur de recherche

M. KERESTECYIAN, Vahé, M.Sc.A., membre

M. SAVARD, Pierre, Ph.D., membre

DÉDICACE

Cette thèse est dédiée à ma femme, Isabelle, pour son soutien inconditionnel.

**"Patience, patience, patience dans l'azur
chaque atome de silence est la chance d'un fruit mur."**

Patience dans l'azur, Hubert Reeves

REMERCIEMENTS

Le travail présenté ici constitue l'étape finale de ma formation scolaire. Il a pu être réalisé grâce à la contribution directe ou indirecte d'un grand nombre de personnes.

A la base, je remercie mes parents pour l'environnement propice à l'éveil d'un intérêt pour les sciences dont ils ont su m'entourer. Leur patience face à un fils qui aimait tout démonter a été exemplaire.

Dans le monde préuniversitaire, je ne peux passer sous le silence la contribution de quelques professeurs dont l'influence a été marquante par leur enseignement des sciences de base. Nancy Garon, professeur de chimie à la polyvalente de Charlesbourg mérite grandement d'être citée.

Durant les longues années à Polytechnique, j'ai eu droit à l'enseignements de qualité d'un bon nombre de professeurs. Je les remercie ici de leur souci de la qualité.

Je remercie mon directeur de recherche, Fadhel M. Ghannouchi pour m'avoir offert d'être son étudiant et pour le financement accordé. Je remercie mon codirecteur, Gilles Brassard pour ses suggestions pertinentes et son sens pratique inspiré des micro-ondes.

Enfin, merci aux collègues du laboratoire et de l'AÉCSP qui ont su m'aider à garder le moral et qui étaient toujours disponibles pour une discussion inspirante ou pour aller descendre une mousse.

RÉSUMÉ

Cette thèse traite de la conception, de la réalisation et de l'utilisation d'un banc de caractérisation pour transistors micro-ondes basé sur les réflectomètres six-ports. A l'aide d'un ordinateur dédié, ce banc permet la caractérisation multiharmonique de dispositifs de puissance de manière complètement automatique. Les performances du transistor (gain, efficacité, puissance de sortie, linéarité, etc.) sont optimisées en présentant différentes impédances de source et de charge au transistor, en faisant varier la puissance disponible de la source et le point de polarisation. D'autres quantités sont contrôlées mais maintenues constantes comme la température, la modulation de la porteuse et la résistance DC entre la grille et la masse. Les impédances sont synthétisées en utilisant la méthode dite "des branches actives". Cette méthode a été automatisée avec succès pour la première fois pour la synthèse d'impédance de source. Le banc permet aussi pour la première fois la synthèse d'un groupe de charges arbitraires, soit n'importe quelle combinaison d'impédance de source, de charge à la fréquence fondamentale, de charge à la seconde harmonique et de charge à la troisième harmonique. Afin de mesurer la forme d'onde produite par le transistor sous test (tension et courant instantanés en fonction du temps) une nouvelle méthode de mesure basée sur les six-ports a été développée. Cette méthode est basée sur une nouvelle technique de calibration qui utilise un générateur de référence préalablement mesuré. Les mesures de forme d'onde ont permis de mieux comprendre le lien existant entre les conditions d'opération optimales et les performances mesurées. La dernière étape du projet a été la conception, la réalisation et la caractérisation d'un amplificateur de puissance à haute efficacité (classe F) afin de valider les mesures. Le banc de caractérisation forme donc un ensemble offrant à un concepteur un outil puissant qui lui permettra d'obtenir toutes les informations nécessaires au développement d'un design d'amplificateur performant.

Le premier objectif de ce projet a été la réalisation du système de caractérisation multiharmonique. Ce système est composé principalement des sous-systèmes de synthèse d'impédance et des six-ports chargés de la mesure des impédances. Le système de synthèse d'impédance à branches actives utilise des modulateurs vectoriels et des amplificateurs de puissance afin de produire l'onde normalement réfléchiée par une charge réelle. Cette onde est injectée à travers un circulateur. Ce circulateur a aussi pour fonction d'absorber l'onde incidente à la charge synthétisée (sortant du DUT). Les réflectomètres à jonction six-ports ont pour fonction de comparer les deux ondes les traversant afin d'obtenir leur phase relative ainsi que le rapport de leur amplitude. Les six-ports opérant aux fréquences harmoniques utilisent des filtres YIG passe-bande afin de mesurer les différentes fréquences d'intérêt individuellement. Un algorithme ayant pour fonction de déterminer les commandes à appliquer aux sous-systèmes de synthèse de charge pour réaliser le groupe d'impédance désiré a été développé. Cet algorithme est basé sur l'approche du « splicing » vectoriel. Cette nouvelle méthode, qui s'est révélée très robuste et assez performante, permet le fonctionnement du banc de caractérisation sans qu'aucune intervention de l'opérateur ne soit nécessaire en cours de mesure. Afin de rendre le système capable de caractérisations à haute puissance, différents composants trop coûteux pour être achetés ont dû être développés: amplificateurs, té de polarisation, système de régulation thermique, etc.

Une fois le système réalisé, le transistor sous test (Fujitsu FLC091WF) a été caractérisé; les trois ensembles de conditions d'opération qui permettent d'obtenir le gain optimal, la puissance de sortie optimale et l'efficacité optimale ont pu être déterminés. Les conditions d'opération pour le gain optimal impliquent un faible niveau de puissance disponible de la source et un faible niveau de puissance disponible ne permet pas d'obtenir une efficacité élevée.

Les conditions optimales sont définies par l'ensemble formé de Γ_s , $\Gamma_L @\omega$, $\Gamma_L @2\omega$,

$\Gamma_{L @ 3f_0}$, V_{ds} , I_{dsq} et P_{AVS} . Les courbes de modulation AM/AM pour les trois ensembles ont été mesurées afin de quantifier la linéarité du transistor dans ces différentes conditions.

L'étape suivante a consisté à réaliser le sous-système de mesure de forme d'onde ainsi que le générateur de référence requis. La méthode de calibration a alors été définie dans ses moindres détails. Une fois qu'il a été validé, ce sous-système a été intégré au reste du banc de caractérisation. Les formes d'onde produites au drain par le transistor pour les trois ensembles de conditions optimales ont été mesurées ainsi que celles produites pour d'autres conditions d'opération intéressantes.

Enfin, deux amplificateurs utilisant le transistor étudié ont été conçus à l'aide des mesures réalisées afin de vérifier la validation de la caractérisation. Ceci a permis de prouver que les calibrations étaient valides et précises. Le premier amplificateur, réalisé pour vérifier les conditions optimales pour l'efficacité, présente un gain de 10,2 dB, une puissance de sortie de 22,7 dBm et une efficacité de 66 %. Les conditions d'opération correspondantes sont : $\Gamma_S = 0,90 \angle -114^\circ$, $\Gamma_L = 0,70 \angle 2^\circ$, $\Gamma_{L @ 2f_0} = 0,90 \angle 230^\circ$, $\Gamma_{L @ 3f_0} = 0,90 \angle 260^\circ$, $V_{ds} = 7,5$ V, $I_{dsq} = 45$ mA, $R_g = 100 \Omega$ et $P_{AVS} = 12,5$ dBm. Le second amplificateur, réalisé pour vérifier les conditions optimales pour la puissance de sortie présente un gain de 11,1 dB, une puissance de sortie de 23,7 dBm et une efficacité de 42 %. Les conditions d'opération correspondantes sont : $\Gamma_S = 0,90 \angle -110^\circ$, $\Gamma_L = 0,61 \angle -9^\circ$, $\Gamma_{L @ 2f_0} = 0,90 \angle 230^\circ$, $\Gamma_{L @ 3f_0} = 0,90 \angle 120^\circ$, $V_{ds} = 7,5$ V, $I_{dsq} = 150$ mA, $R_g = 100 \Omega$ et $P_{AVS} = 12,5$ dBm.

Au moment de démarrer le projet décrit dans cette thèse, certaines hypothèses ont été émises :

- Il est possible d'améliorer les performances d'un amplificateur en choisissant les impédances présentées au transistor utilisé aux fréquences harmoniques.

- Bien qu'il soit plus difficile à contrôler qu'un système de synthèse d'impédance à boucles actives, il est possible de contrôler un système de synthèse à branches actives pour produire une combinaison de charges aux harmoniques.
- L'approche des "branches actives" est plus sécuritaire du point de vue des oscillations que l'approche des boucles actives.
- Il est possible de calibrer un six-ports pour lui faire mesurer une forme d'onde, ce qui revient à mesurer la différence entre une onde de référence et une onde à mesurer.
- Il est possible d'établir un lien entre la forme d'onde produite par un FET et ses performances (gain, efficacité, puissance de sortie, etc.)

L'analyse des résultats a permis de démontrer que les sous-systèmes de synthèse d'impédance par branches actives sont pleinement fonctionnels car ils permettent la synthèse en un temps raisonnable d'une combinaison arbitraire d'impédances. Les résultats montrent aussi qu'il est possible d'obtenir une efficacité d'au moins 54 %, soit un gain d'au moins 13,4 dB ou soit une puissance de sortie d'au moins 25,2 dBm pour le transistor sous test en ajustant les impédances de source et de charge à la fondamentale. Ces performances sont nettement supérieures à celles qui auraient été obtenues par un design basé sur les paramètres S donnés par le fabricant. En ajustant l'impédance de charge à la seconde harmonique, il est possible d'améliorer soit l'efficacité d'au moins 16 %, soit le gain d'au moins 1,3 dB ou soit la puissance de sortie d'au moins 1,4 dBm. De même, en ajustant l'impédance de charge à la troisième harmonique, on peut améliorer l'efficacité d'un autre 3 %, le gain d'un autre 1,4 dB et la puissance de sortie d'un autre 1,5 dBm. Les mesures de forme d'onde ont permis de confirmer l'hypothèse sur le lien avec les comportements optimaux. Un comportement efficace correspond à des ondes de tension et de courant carrées et en opposition de phase. Les principaux problèmes rencontrés avec le banc de caractérisation sont sa lenteur (de 1 à 15 minutes pour la synthèse d'une combinaison d'impédances) et sa répétabilité diminuée lors de la caractérisation aux harmoniques. Ces deux problèmes peuvent être expliqués par le

manque d'intégration des six-ports (5 s par mesure de Γ) et l'approche des branches actives.

Malgré ces défauts mineurs, le système développé pourrait être utilisé pour des applications spécifiques comme l'optimisation des performances d'amplificateurs utilisés dans des systèmes PCS. Des systèmes produits à un grand nombre d'exemplaires et fonctionnant sur des bandes de fréquences faibles sont particulièrement bien adaptés à l'approche utilisée. Il importe de retenir que l'efficacité est la performance la plus influencée par les impédances aux harmoniques. La conception d'amplificateurs à haute efficacité, dont ceux en classe F, est particulièrement facilitée par l'utilisation du système décrit dans cette thèse.

En conclusion, les travaux décrits dans cette thèse ont permis de faire avancer les techniques de mesures micro-ondes par la mise au point d'un banc de caractérisation non linéaire. Une nouvelle méthode de mesure de formes d'onde a également été validée. Des recherches dans cette direction devraient permettre d'améliorer la précision du système.

ABSTRACT

This thesis deals with the design, realization and use of a six-port reflectometer based characterization bench for microwave transistors. Using a dedicated computer, this bench allows a completely automated multiharmonic characterization of power devices. The performances of the transistor (transducer gain, output power, efficiency, linearity, etc.) are optimized by showing different source and load impedances to the transistor, by varying the power available from the source and by varying the bias point. Other quantities like the temperature, the modulation of the carrier and the gate DC resistance are controlled but maintained constant. The impedances are synthesized using the active branch approach. The method has been successfully automated for the first time for the synthesis of the source impedance. The bench also allows for the first time the synthesis of an arbitrary group of impedances, any combination of source impedance, load impedance at the fundamental, load impedance at the second harmonic and load impedance at the third harmonic. In order to measure the waveforms (instantaneous voltage and current over time) produced by the transistor under test, a new measurement method based on six-port reflectometers has been developed. This method is based on a novel calibration technique using a previously measured reference generator. The waveform measurements allowed a better understanding of the relation linking the optimal conditions to the measured optimal performances. In order to validate the measurements, the last step of the project was the design, construction and measurement of a high efficiency class F power amplifier. Therefore, the characterization bench constitutes a powerful tool allowing a designer to acquire all the necessary data for the design a high performance power amplifier.

The first goal of this project has been the construction of the multiharmonic characterization system. This system is mainly composed of the impedance synthesis and six-port based measurement sub-systems. The active branch impedance synthesis subsystem uses vector modulators and power amplifiers to produce the wave normally reflected by a real load. This wave is injected across a circulator. This circulator also absorbs the wave incident to the synthesized load (going out of the DUT). The function

of the six-port reflectometers is to compare the two waves crossing it in opposite directions, yielding their relative amplitude and phase. The power flow across the calibration plane is also measured. The six-port reflectometers operating at several frequencies use band-pass YIG filters in order to individually measure the different frequencies of interest. An algorithm used to determine the vector-modulator commands required for the synthesis of an impedance has been developed. This algorithm is based on the vectorial splicing approach. This new method, which was found to be robust and accurate, allows a completely automated operation of the characterization bench, there is no need for the intervention from an operator during the measurements. In order to make the characterization capable of high power operations, some devices were developed: amplifiers, bias tees, temperature regulation sub-system, etc.

Once the measurement system was completed, the transistor under test (Fujitsu FLC091WF) was characterized and three sets of optimal operating conditions leading to the optimal gain, output power and efficiency were obtained. The set of optimal operating conditions is constituted of Γ_S , $\Gamma_L @f_0$, $\Gamma_L @2f_0$, $\Gamma_L @3f_0$, V_{ds} , I_{dsq} and P_{AVS} . For the three optimal sets, AM/AM curves were measured in order to quantify the linearity of the transistor. The next step was the construction of the waveform measurement subsystem with the associated reference generator. The calibration method was then extensively defined. Once the subsystem was validated, it was integrated in to the characterization bench. The waveform produced by the drain of the transistor for the three sets of optimal conditions along with other interesting sets were measured.

Finally, two amplifiers based on the studied transistor were designed using the measurement made in order to validate the characterization process. The measurements of the amplifiers lead to the conclusion that the calibrations were valid and precise. The first amplifier, using the optimal conditions for the drain efficiency, has a gain of 10.2 dB, an output power of 22,7 dBm and an efficiency of 66 %. The associated operating conditions are: $\Gamma_S = 0,90\angle-114^\circ$, $\Gamma_L = 0,70\angle 2^\circ$, $\Gamma_L @2f_0 = 0,90\angle 230^\circ$, $\Gamma_L @3f_0 = 0,90\angle 260^\circ$, $V_{ds} = 7,5$ V, $I_{dsq} = 45$ mA and $P_{AVS} = 12,5$ dBm. The second

amplifier, using the optimal conditions for the output power has a gain of 11,1 dB, an output power of 23,7 dBm and a drain efficiency of 42 %. The associated operating conditions are: $\Gamma_S = 0,90 \angle -110^\circ$, $\Gamma_L = 0,61 \angle -9^\circ$, $\Gamma_{L@2f_0} = 0,90 \angle 230^\circ$, $\Gamma_{L@3f_0} = 0,90 \angle 120^\circ$, $V_{ds} = 7,5$ V, $I_{dsq} = 150$ mA, $R_g = 100 \Omega$ and $P_{AVS} = 12,5$ dBm.

When the project was defined, some hypothesis were formulated:

- it is possible to improve the performances of an amplifier by tuning the load impedance at the harmonic frequencies;
- even if it is more complex than for an active-loop method, it is possible to control an active-branch based impedance synthesis system to produce a given load impedance combination;
- the active branch approach is safer than the active loop one from an oscillation viewpoint;
- it is possible to calibrate a six-port to make waveform measurements; that is equivalent to measuring the difference between a known reference waveform and the waveform to measure;
- it is possible to establish a link between the waveform produced at the drain of a FET and its performances (gain, efficiency, output power, etc.)

The analysis of the results demonstrated that the active branch load synthesis subsystem is fully functional because it allows in a reasonable time the synthesis of an arbitrary set of impedances. The results also show that it is possible to obtain an efficiency of at least 54 % (at 1 dB GCP), a gain of at least 13,4 dB and an output power of at least 25,2 dBm from the transistor under test by tuning the source and load impedance at the fundamental frequency. Those performances are clearly better than the ones expected from a S-parameter based design. By tuning the impedance load at the second harmonic, it was experimentally demonstrated that it is possible to improve the efficiency by 16 %, or the gain of 1,3 dB or the output power by 1,4 dBm. Similarly, by tuning the load at the

third harmonic, the efficiency was improved by another 3 %, the gain by another 1,4 dB and the output power by another 1,5 dB.

The waveform measurements confirmed the hypothesis about the link between the performances and the operating conditions. An efficient behavior of the transistor correspond to square and out of phase voltage and current waves. The main problems encountered with the characterization bench are its slowness (1 to 15 minutes per set of impedance) and its reduced repeatability for the measurements at the harmonics. These problems can be explained by the lack of integration of the six-port reflectometers (5 s per Γ measurement) and by the active branch approach which requires a lot of measurements. Nevertheless, the developed measurement system could be used for specific applications like the optimization of the performances of amplifiers used in PCS. Communication systems fabricated in large numbers and working in a limited frequency band are particularly adapted for the described method. It is important to remember that efficiency is more influenced by the load impedance at the harmonics than output power or gain. The design of high efficiency amplifiers (class F) is particularly eased by the system described in this thesis.

In conclusion, the research described in this thesis contributed to the advancement in microwave measurement science by developing a novel non-linear characterization bench. A new method for the measurement of waveforms has also been validated. More research in this direction could lead to the improvement of this measurement technique

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	iv
REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ.....	vi
ABSTRACT	xi
TABLE DES MATIÈRES.....	xv
LISTE DES ANNEXES	xix
LISTE DES TABLEAUX	xx
LISTE DES FIGURES	xxii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xxvii
AVANT-PROPOS.....	xxix
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1: LE RÉFLECTOMÈTRE SIX-PORTS	8
1.1 Principe de base et explications qualitatives	8
1.2 Avantages et inconvénients des six-ports.....	9
1.3 Développement des équations pertinentes pour l'étalonnage.....	10
1.3.1 Passage de la matrice à six-ports aux paramètres d'étalonnage.....	10
1.3.2 Technique d'étalonnage à 13 charges, système d'équation surdéterminé	11
1.3.3 Utilisation du résidu pour juger de la validité de la calibration.....	12
1.4 Méthodes de calibration utilisées.....	12
1.4.1 Méthode à trois standards et demi	13
1.4.2 Calibration TRL.....	13
1.4.3 Équation de calibration en puissance.....	13
1.5 Les six-ports utilisés	14
1.5.1 La structure du six-ports avec puissancemètre Pacific Measurements.....	15
1.5.2 La structure du six-ports avec puissancemètre Boonton	16
1.5.3 La structure du six-ports avec puissancemètre Boonton et filtre YIG.....	18

1.6	Précision et stabilité des mesures réalisées avec les six-ports.....	20
1.6.1	Erreur absolue.....	21
1.6.2	Bruit des mesures.....	23
1.6.3	Stabilité des mesures	24
CHAPITRE 2 :LE SYSTÈME SOURCE-PULL/LOAD-PULL AUTOMATIQUE.....		26
2.1	Objectif poursuivi et justifications	26
2.1.1	Difficultés rencontrées avec les dispositifs non-linéaires.....	27
2.2	La synthèse des impédances de source et de charge.....	28
2.2.1	Théorie relative aux branches actives.....	33
2.2.2	Réalisation du système de synthèse de l'impédance de source	37
2.2.3	Réalisation du système de synthèse de l'impédance de charge	39
2.2.4	Performances et limitations des systèmes de synthèse d'impédance.....	43
2.2.5	Banc de caractérisation complet.....	44
2.3	Algorithme de synthèse des charges.....	45
2.3.1	Allure de la fonction de commande.....	45
2.3.2	Algorithme.....	48
2.4	Synthèse de la puissance disponible	51
2.5	Les plans d'expérience	53
2.5.1	Plans de Plackett-Burmann.....	55
2.6	Logiciels utilisés pour l'opération du banc.....	58
2.6.1	Algorithme de niveau supérieur	66
2.6.2	Algorithme de la fonction de synthèse d'une impédance.....	69
2.7	Stratégie expérimentale utilisée.....	70
2.7.1	Objectif de la caractérisation	71
2.7.2	Étapes de la caractérisation.....	72
2.8	Résultats expérimentaux des effets de l'impédance de source sur le gain	75
2.9	Résultats expérimentaux des effets de l'impédance de charge sur le gain	79
2.10	Résultats expérimentaux du balayage en puissance	83

2.11 Résultats expérimentaux des effets de l'impédance de source sur le gain	85
2.12 Résultats expérimentaux sur les effets de l'impédance de charge sur le gain	89
2.13 Résultats expérimentaux sur les effets de l'impédance de charge P_L	92
2.14 Résultats expérimentaux sur les effets de l'impédance de charge sur η_d	96
2.15 Effets des terminaisons aux harmoniques sur la puissance de sortie	100
2.16 Effets des terminaisons aux harmoniques sur l'efficacité du drain	110
2.17 Effets des conditions d'opération sur la distorsion AM/AM	119
2.18 Effets des conditions d'opération sur la distorsion AM/PM	124
2.19 Conclusion	124
CHAPITRE 3: CALIBRATION POUR MESURE DE FORME D'ONDE	127
3.1 Théorie et rappels	127
3.1.1 Série de Fourier et spectre complexe	127
3.1.2 Exemples	129
3.2 Approche proposée	131
3.2.1 Intérêt de cette approche	132
3.2.2 Principe de la calibration par le générateur de référence	133
3.2.3 Liens de l'approche avec les travaux du HP-NMDG	135
3.3 Générateur de référence utilisé	135
3.3.1 Caractéristiques recherchées	135
3.3.2 Conception du générateur	136
3.3.3 Méthode de caractérisation du générateur	137
3.3.4 Résultats de caractérisation du générateur	138
3.3.5 Photo du générateur	140
CHAPITRE 4: SYSTÈME DE MESURE DE FORME D'ONDE	142
4.1 Utilité des mesures de forme d'onde pour la conception d'amplificateurs	142
4.2 Validation des mesures avec un montage simple	143
4.2.1 Description du montage et développement des formules utilisées	143
4.2.2 Mesures	147

4.3	Insertion du système de mesure de forme d'onde au banc de caractérisation ...	149
4.3.1	Équations utilisées et montage	150
4.4	Estimation de la précision des mesures	156
4.5	Résultats expérimentaux	158
4.5.1	Forme d'onde et courbes de charge dynamique pour P_L optimale	159
4.5.2	Forme d'onde et courbes de charge dynamique pour η_d optimale	164
4.6	Analyse des résultats.....	169
4.7	Conclusion.....	171
CHAPITRE 5 : CONCEPTION DES AMPLIFICATEURS DE VALIDATION.....		172
5.1	Validation de la caractérisation	172
5.2	Conception des amplificateurs.....	172
5.3	Réalisation des amplificateurs	174
5.3.1	Technologie utilisée.....	174
5.3.2	Masque du circuit	175
5.3.3	Liste des composants	176
5.4	Mesures de l'amplificateur	179
5.4.1	Les paramètres S.....	179
5.4.2	Le gain en grand signal	180
5.4.3	L'efficacité du drain	181
5.4.4	Puissance de sortie.....	182
5.5	Discussion sur la validité de la caractérisation	182
CONCLUSION.....		183
RÉFÉRENCES		186
ANNEXE.....		200

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE I : Plans du montage 201

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Précision des réflectomètres à jonction six-ports.	21
Tableau 1.2 : Évaluation de la précision du réflectomètre PM pour la mesure de Γ_S	22
Tableau 2.1 : Module des paramètre S du triplexeur.....	41
Tableau 2.2 : Les 16 lignes d'un plan d'expérience	56
Tableau 2.3 : Les niveaux utilisés à la première itération	56
Tableau 2.4 : Puissance de sortie pour les 16 lignes de quatre itérations.....	57
Tableau 2.5 . Les modèles générés pour la puissance de sortie.....	57
Tableau 2.6 : Points optimaux.....	58
Tableau 2.7 : Signification des colonnes du fichier de mesure	63
Tableau 2.8 : Impédance de source optimale à la fondamentale pour G_T (petit signal) .	79
Tableau 2.9 : Charge à la fondamentale pour le gain de répéteur optimal (petit signal) .	82
Tableau 2.10 : Balayage de P_{AVS} pour trouver le point de compression de G_T de 1 dB.	84
Tableau 2.11 : Impédance de source à la fondamentale pour G_T optimal (grand signal)	88
Tableau 2.12 : Charge optimale à la fondamentale pour le G_T (grand signal)	92
Tableau 2.13 : Charge optimale à la fondamentale pour la puissance de sortie	95
Tableau 2.14 : Charge à la fondamentale pour l'efficacité du drain optimale.....	99
Tableau 2.15 : Charge à la seconde harmonique pour la puissance de sortie optimale.	104
Tableau 2.16 : Charge à la troisième harmonique pour la puissance de sortie optimale	108
Tableau 2.17 : Charge optimale à la deuxième harmonique pour l'efficacité du drain.	113
Tableau 2.18 : Charge optimale à la troisième harmonique pour l'efficacité du drain .	117
Tableau 2.19 : P_{AVS} au PCG 1 dB, conditions pour P_L et G_T optimaux	121
Tableau 2.20 : P_{AVS} au PCG de 1 dB de G_T , conditions pour η_d optimale	123
Tableau 2.21 : Gains totaux avec l'approche du load-pull harmonique	125
Tableau 3.1 : Coefficients des séries de Fourier des deux ondes	131
Tableau 3.2 : Résultats de calibration du générateur de référence	140
Tableau 4.1 : Mesures de validation.....	148

Tableau 4.2 : Substitutions de variables pour l'obtention des formules nécessaires	153
Tableau 4.3 : Composantes des formes d'onde de validation (tension)	158
Tableau 4.4 : Composantes des formes d'onde de validation (courant).....	158
Tableau 4.5 : Spectre complexe de l'onde de tension mesuré, puissance optimale	160
Tableau 4.6 : Spectre complexe de l'onde de courant mesuré, puissance optimale.....	160
Tableau 4.7 : Spectre complexe de l'onde de tension mesuré, efficacité optimale.....	165
Tableau 4.8 : Spectre complexe de l'onde de courant mesuré, efficacité optimale	165
Tableau 5.1 : Coefficients de réflexion pour les amplificateurs de validation	173
Tableau 5.2 : Coefficients de réflexion mesurés pour les amplificateurs de validation	173
Tableau 5.3 : Composants utilisés.....	177
Tableau 5.4 : Paramètres S à 4 GHz des amplificateurs de validation	180
Tableau 5.5 : Gain de répéteur des amplificateurs de validation (grand signal)	181
Tableau 5.6 : Efficacité du drain des amplificateurs	181
Tableau 5.7 : Puissance de sortie des amplificateurs.....	182

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Le réflectomètre six-ports	9
Figure 1.2 : Le réflectomètre à jonction six-ports avec puissancemètre PM.....	16
Figure 1.3 : Le six-ports avec puissancemètre Boonton sans filtre YIG	18
Figure 1.4 : Le six-ports avec puissancemètre Boonton et filtre YIG	20
Figure 1.5 : Montage pour vérifier la précision de la mesure de Γ_S	23
Figure 2.1 : Ondes incidente et réfléchiée par une charge micro-onde	29
Figure 2.2 : Synthèse passive d'impédance de charge et de source avec synthétiseur	30
Figure 2.3 : Synthèse active d'impédance de source et de charge avec boucle actives ...	31
Figure 2.4 : Synthèse d'impédance de source et de charge par branches actives	32
Figure 2.5 : Méthode hybride de synthèse d'impédance avec tuner et branche active	33
Figure 2.6 : Méthode des branches actives et mesure de Γ_S (en haut) et Γ_L (en bas)	34
Figure 2.7 : Zone interdite pour la synthèse de charge	37
Figure 2.8 : Système de synthèse d'impédance de source	37
Figure 2.9 : Système de synthèse d'impédance de charge multiharmonique	40
Figure 2.10 : Le banc de caractérisation complet	44
Figure 2.11 : Figure théorique entre la commande d'un modulateur vectoriel et Γ	47
Figure 2.12 : Figure expérimentale entre la commande d'un modulateur vectoriel et Γ	47
Figure 2.13 : Algorithme de splicing vectoriel	50
Figure 2.14 : Puissance disponible dans un système de synthèse d'impédance de source	52
Figure 2.15 : Cercle de G_T constant en fonction Γ_S pour valider la précision des mesures	53
Figure 2.15 : Conditions d'opération et performances à optimiser	71
Figure 2.16 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe A.....	76
Figure 2.17 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe AB à 25 % I_{dss}	77
Figure 2.18 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe AB à 15 % I_{dss}	77

Figure 2.19 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe AB à 10 % I_{dss}	78
Figure 2.20 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe B à 0.3 % I_{dss}	78
Figure 2.21 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe A	80
Figure 2.22 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 25 % I_{dss}	80
Figure 2.23 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 15 % I_{dss}	81
Figure 2.24 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 10 % I_{dss}	81
Figure 2.25 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe B à 0.3 % I_{dss}	82
Figure 2.26 : Courbes G_T en fonction de P_{AVS} au transistor pour les cinq polarisation ..	84
Figure 2.27 : Courbes de G_T en fonction de Γ_S , classe A	86
Figure 2.28 : Courbes de G_T en fonction de Γ_S , classe AB à 25 % I_{dss}	86
Figure 2.29 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe AB à 15 % I_{dss}	87
Figure 2.30 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe AB à 10 % I_{dss}	87
Figure 2.31 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe B à 0,3 % I_{dss}	88
Figure 2.32 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe A	89
Figure 2.33 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 25 % I_{dss}	90
Figure 2.34 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 15 % I_{dss}	90
Figure 2.35 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 10 % I_{dss}	91
Figure 2.36 : Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe B à 0,3 % I_{dss}	92
Figure 2.37 : Courbes de P_L constante en fonction de Γ_L , classe A	93
Figure 2.38 : Courbe de P_L constante en fonction de Γ_L , classe AB à 25 % I_{dss}	93
Figure 2.39 : Courbe de P_L constante en fonction de Γ_L , classe AB à 15 % I_{dss}	94
Figure 2.40 : Courbes de P_L constante en fonction de Γ_L , classe AB à 10 % I_{dss}	94
Figure 2.41 : Courbes de P_L constante en fonction de Γ_L , classe B à 0,3 % I_{dss}	95
Figure 2.42 : Courbes de η_D constant en fonction de Γ_L , classe A	97
Figure 2.43 : Courbes de η_D constant en fonction de Γ_L , classe AB à 25 % I_{dss}	97
Figure 2.44 : Courbe de η_D constante en fonction de Γ_L , classe AB à 15 % I_{dss}	98

Figure 2.45 : Courbe de η_D constante en fonction de Γ_L , classe AB à 10 % I_{dss}	98
Figure 2.46 : Courbe de η_D en fonction de Γ_L , classe B à 0,3 % I_{dss}	99
Figure 2.47 : P_L en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe A	101
Figure 2.48 : P_L en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 25 % I_{dss}	102
Figure 2.49 : P_L en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}	102
Figure 2.50 : P_L en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 10 % I_{dss}	103
Figure 2.51 : P_L en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe B à 0,3 % I_{dss}	103
Figure 2.52 : P_L en fonction de $ \Gamma_L @ 2f_0 $ pour une polarisation en classe AB à 15 % I_{dss}	105
Figure 2.53 : P_L en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe A	106
Figure 2.54 : P_L en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 25 % I_{dss}	106
Figure 2.55 : P_L en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}	107
Figure 2.56 : P_L en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 10 % I_{dss}	107
Figure 2.57 : P_L en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe B à 0,3 % I_{dss}	108
Figure 2.58 : P_L en fonction de l'amplitude de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}	109
Figure 2.58 : η_d en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe A.....	110
Figure 2.59 : η_d en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 25 % I_{dss}	111
Figure 2.60 : η_d en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}	111
Figure 2.61 : η_d en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 10 % I_{dss}	112
Figure 2.62 : η_d en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe B à 0,3 % I_{dss}	112
Figure 2.63 : η_d en fonction de l'amplitude de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}	114
Figure 2.64 : η_d en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe A.....	115
Figure 2.65 : η_d en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 25 % I_{dss}	115
Figure 2.66 : η_d en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}	116
Figure 2.67 : η_d en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 10 % I_{dss}	116
Figure 2.68 : η_d en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe B à 0,3 % I_{dss}	117

Figure 2.69 : η_d en fonction de l'amplitude de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}	118
Figure 2.70 : AM/AM pour optimum G_T grand signal à f_0 seulement	120
Figure 2.71 : AM/AM pour optimum G_T grand signal à f_0 et $2 f_0$	121
Figure 2.72 : AM/AM pour optimum grand signal à f_0 seulement.....	122
Figure 2.73 : AM/AM pour η_d optimale grand signal à f_0 et $2 f_0$	123
Figure 3.1 : Premier exemple de forme d'onde.....	130
Figure 3.2 : Second exemple de forme d'onde.....	130
Figure 3.3 : Schéma électrique du générateur de référence.....	137
Figure 3.4 : Formes d'onde en tension produites par le générateur de référence.....	139
Figure 3.5 : Photographie commentée du générateur de référence.....	141
Figure 4.1 : Montage utilisé pour la validation.	144
Figure 4.2 : Graphique de fluence du montage de validation.....	145
Figure 4.3 : Montage détaillé pour la calibration de la mesure des formes d'onde.	151
Figure 4.4 : Montage détaillé pour la mesure de formes d'onde.....	151
Figure 4.5 : Photo de la partie du montage pour la mesure de formes d'onde.....	152
Figure 4.6 : Schéma électrique du générateur d'impulsion.....	152
Figure 4.7 : Formes d'onde en tension, expériences de validation.....	157
Figure 4.8 : Formes d'onde en courant, expériences de validation.	157
Figure 4.9 : Décomposition d'une onde en composantes fréquentielles.	159
Figure 4.10 : Courant entrant dans le drain du FET, puissance maximale.....	160
Figure 4.11 : Courant entrant dans la charge, puissance maximale.....	161
Figure 4.12 : Tension au transistor (V_{ds}), puissance maximale.....	161
Figure 4.13 : Tension dans la charge en fonction du temps, puissance maximale	162
Figure 4.14 : Courant en fonction de la tension dans le transistor, puissance maximale	162
Figure 4.15 : Bilan de puissance instantanée dans le transistor, puissance maximale ..	163
Figure 4.16 : Bilan de puissance instantanée dans la charge, puissance maximale.....	163
Figure 4.17 : Puissance réelle instantanée dissipée la charge, puissance maximale	164

Figure 4.18 : Courant dans le FET en fonction du temps, efficacité maximale	165
Figure 4.19 : Courant dans la charge en fonction du temps, efficacité maximale.....	166
Figure 4.20 : Tension au transistor en fonction du temps, efficacité maximale	166
Figure 4.21 : Tension dans la charge en fonction du temps, efficacité maximale.....	167
Figure 4.22 : Courant en fonction de la tension dans le transistor, efficacité maximale	167
Figure 4.23 : Bilan de puissance instantanée dans le transistor, efficacité maximale ...	168
Figure 4.24 : Bilan de puissance instantanée dans la charge, efficacité maximale	168
Figure 4.25 : Puissance réelle dissipée dans la charge, efficacité maximale.....	169
Figure 5.1 : Masque de l'amplificateur pour le gain maximal	175
Figure 5.2 : Masque de l'amplificateur pour la puissance de sortie maximale	175
Figure 5.3 : Masque de l'amplificateur pour l'efficacité du drain maximale	176
Figure 5.4 : Photographie de l'amplificateur avec gain optimal	178
Figure 5.5 : Photographie de l'amplificateur avec puissance optimale.....	178
Figure 5.6 : Photographie de l'amplificateur avec efficacité optimale	179
FigureA1.1 : Plan du montage complet	201
FigureA1.2 : Plan du sous-système de synthèse d'impédance de source.....	201
FigureA1.3 : Plan du sous-système de synthèse d'impédance de charge.....	202
FigureA1.4 : Plan du sous-système de synthèse d'impédance de charge.....	202

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADC	Analog to Digital Converter
AM	Amplitude Modulation
AsGa	Gallium Arsenide (Arséniure de Gallium)
BJT	Bipolar Junction Transistor
CGP	Compression Gain Point (point de compression du gain)
DAC	Digital to Analog Converter
DUT	Device Under Test
FET	Field Effect Transistor (TEC)
FFT	Fast Fourier Transform (transformée de Fourier rapide)
FM	Frequency Modulation
FT	Fourier Transform (transformée de Fourier)
GaAs	Arséniure de Gallium
G_A	Gain disponible
GI	Générateur d'impulsion
G_P	Gain opérationnel
GPIB	General Purpose Interface Bus (IEEE 488)
GR	Générateur de référence
GRAMES	Groupe de Recherche Avancé en Micro-ondes et Electronique Spatiale
G_T	Transducer gain
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HP	Hewlett Packard company
HPIB	Hewlett-Packard Interface Bus (IEEE 488)
I_{ds}	Courant drain-source dans un TEC
I_{dsq}	Courant drain-source dans un TEC sans présence de signal RF
IEEE	Institute for Electrical and Electronical Engineering
IF	Intermediate Frequency
LASER	Light Amplification Stimulated by Emission of Radiation
LO	Local Oscillator
MESFET	Metal-SEmiconductor FET
MHMIC	Miniaturized Hybrid Microwave Integrated Circuit
MIC	Microwave Integrated Circuit
MIMIC	Millimeter wave Monolithic Integrated Circuit
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MOSFET	Metal-Oxyde-Semiconductor FET
MTA	Microwave Transition Analyser
NIST	National Institute of Standards and Technology (USA)
NMDG	Network Measurement and Description Group
NNMS	Nonlinear Network Measurement System

PCS	Personal Communication System
PIN	Diode composée de semi-conducteur dopé P, intrinsèque et dopé N.
P_L	Puissance dissipée dans la charge
P_{AVS}	Puissance disponible de la source
P_{IN}	Puissance absorbée par le dispositif
PM	Phase Modulation
RF	Radio Frequency
RSP	Reflectomètre Six-ports
SNR	Signal to Noise Ratio
SPR	Six-Port Reflectometer
SRD	Step Recovery Diode
SSPA	Solid State Power Amplifiers (Amplificateurs de puissance à l'état solide)
TDR	Time Domain Reflectometry
TEC	Transistor à Effet de Champ
TF	Transformée de Fourier
TWT	Travelling Wave Tube
V_{ds}	Tension entre le drain et la source d'un FET
V_{gd}	Tension entre la grille et le drain d'un FET
V_{gs}	Tension entre la grille et la source d'un FET
V_{gsq}	Tension entre la grille et la source sans application de signal AC
VNA	Vector Network Analyzer (Analyseur de Réseaux vectoriel)
VUB	Vrije Universiteit Brussel (Université libre de Bruxelles)
Γ_{IN}	Coefficient de réflexion de l'entrée du DUT
Γ_L ou $\Gamma_L @ f_0$	Coefficient de réflexion de la charge à la fondamentale
$\Gamma_L @ 2f_0$	Coefficient de réflexion de la charge à la seconde harmonique
$\Gamma_L @ 3f_0$	Coefficient de réflexion de la charge à la troisième harmonique
Γ_{OUT}	Coefficient de réflexion de la sortie du DUT
Γ_S	Coefficient de réflexion de la source
η_d	Efficacité du drain (toujours à la fondamentale)

AVANT-PROPOS

Avant d'entrer dans le vif du sujet, quelques mots s'imposent concernant le choix de mon sujet de recherche. Mon projet est la suite de nombre d'autres projets ayant utilisé les réflectomètres à jonction six-ports pour la caractérisation de dispositifs micro-ondes. Plus particulièrement, le projet précédent, mené par Di-Luan Lê dans le cadre de son Ph.D. a permis de démontrer que les méthodes du source-pull et du load-pull multiharmonique permettent la conception de mélangeurs performants. Cependant, le banc de caractérisation qu'il a développé ne permet pas de mesures à fort niveau de puissance ni de mesures automatiques. Au tout début de mon projet (alors une maîtrise) l'objectif était de produire un banc de caractérisation à haute puissance, multiharmonique à branches actives et automatique, ceci dans le but d'améliorer le banc développé par Di-Luan. Au cours d'une discussion avec mes codirecteurs, il a été mentionné qu'il devrait être possible de trouver une manière pour mesurer les formes d'ondes avec un tel montage, étant donné la quantité d'information disponible. L'obstacle qui empêche une mesure directe des formes d'onde est que le six-ports ne mesure pas les ondes qui le traverse par rapport à une référence externe mais bien une onde par rapport à l'autre, et ce pour des ondes à la même fréquence. Il fallait donc trouver une manière de créer un lien entre les différentes composantes en fréquence d'une forme d'onde. Une revue bibliographique sur les mesures de forme d'onde a dégagé deux approches possibles: celle du générateur de référence caractérisé [129] et celle de la diode d'or [120]. D'autres méthodes sont mentionnées (stroboscope avec microscope électronique, circuits supraconducteurs, etc.) mais ils ne sont pas applicables dans le cadre de ce projet [40-45]. Par chance, il m'a été possible d'appliquer pour une bourse pour stage à l'étranger. En réalisant ce stage chez les experts des mesures de forme d'onde avec générateur de référence, il m'a été possible d'obtenir le générateur de référence caractérisé avec précision dont j'avais besoin. Ce stage m'a aussi permis de contribuer aux travaux du NMDG et cela s'est révélé être une expérience très formatrice.

INTRODUCTION

L'histoire du développement des circuits micro-ondes va de pair avec le développement des instruments de mesure micro-ondes. La conception de circuits élaborés ou performants demande de bons appareils de mesure pour leur caractérisation. De par la fréquence élevée des signaux micro-ondes, impliquant de petites longueurs d'ondes, il est beaucoup plus difficile d'effectuer des mesures micro-ondes que des mesures à basse fréquence. Le lien entre instrumentation de mesure et performances des circuits est clair: de meilleures mesures mènent à de meilleures conceptions. On obtient de meilleures mesures en augmentant le nombre de quantités mesurées (P , Γ , $V(t)$, $I(t)$, $I(V(t))$, etc.) et en augmentant la précision des mesures. Le projet décrit dans cette thèse s'inscrit directement dans cette ligne car il propose de nouvelles méthodes de mesures qui rendent disponible de l'information difficile à obtenir. Plus particulièrement, le banc de mesure développé permet de mesurer les performances de transistors en mode non-linéaire auxquels est présenté n'importe quelle combinaison d'impédances de source, de charge à la fréquence fondamentale, à la seconde harmonique et à la troisième harmonique. En addition, le banc de caractérisation permet la mesure de formes d'ondes à l'aide d'une méthode innovatrice. D'autres bancs de mesure présentés dans la littérature ont pour but de réaliser des mesures s'approchant beaucoup de celles présentées dans cette thèse mais il leur manque toujours une caractéristique importante: soit le module du coefficient de réflexion des impédances synthétisées est limité, soit la puissance est limitée, soit les impédances ne sont pas toutes contrôlées simultanément ou soit les forme d'ondes ne sont pas mesurées. L'atteinte de tous ces buts simultanément permet d'établir expérimentalement des liens entre différents comportements du dispositif à l'étude et de permettre à un concepteur de produire des circuits micro-ondes plus performants.

Le banc de caractérisation présenté dans cet ouvrage permettra d'optimiser le gain, la puissance de sortie et l'efficacité du drain d'un transistor à effet de champ (FET). Les paramètres qui seront variés pour optimiser les performances seront la puissance disponible de la source, l'impédance de la source, l'impédance de la charge à la fréquence fondamentale, à la seconde harmonique et à la troisième harmonique et le courant de polarisation du drain. Pour les points optimaux, des analyses de linéarité AM/AM (balayage en puissance) ont été réalisées pour étudier l'effet de l'optimisation par les charges aux harmoniques. Enfin, les mesures de formes d'ondes, tension en fonction du temps, courant en fonction du temps et courbe de charge dynamique, seront réalisées afin d'associer la forme des ondes produites avec les conditions d'opération correspondant aux performances optimales.

Les mesures produites par le banc de caractérisation seront utilisées pour concevoir un amplificateur à haute efficacité. L'efficacité est une performance fortement influencée par l'impédance de la charge présentée aux harmoniques. Les amplificateurs dont l'efficacité est améliorée en ajustant la charge aux harmoniques sont dit de classe F. Il est important de constater que l'on obtient une grande efficacité et une grande puissance de sortie d'un transistor quand on l'opère en mode non-linéaire. La conception de tels amplificateurs nécessite donc l'utilisation d'un modèle non-linéaire de qualité et de tels modèles sont rarement disponibles et plutôt difficiles à construire. Le modèle peut être avantageusement remplacé par des mesures effectuées par un banc de caractérisation non-linéaire. La conception de circuits performants basés sur l'utilisation de dispositifs actifs opérés en mode non-linéaire constitue donc l'application principale du banc présenté. La réalisation de l'amplificateur en classe F permettra aussi de valider les mesures effectuées. Cette validation confirmera que les différentes calibrations ont été effectuées avec soin et que la précision des mesures était bonne. Les résultats du banc de mesure présenté pourraient aussi être utilisés pour valider des modèles non-linéaires de transistors. Comme le banc permet d'opérer un dispositif sous presque n'importe quelle

condition, il peut donc vérifier si le comportement prédit par le modèle et le comportement mesuré sont les mêmes. Inversement, il peut permettre d'acquérir les données nécessaires à la construction d'un modèle de qualité puisque les données auront été acquises dans un plus grand nombre de conditions d'opération.

Le projet s'est déroulé de manière à construire progressivement le banc de mesure. Aux sous-systèmes de base (les six-ports) ont été ajoutés les différents sous-systèmes : système de synthèse de charges, logiciel de synthèse de charges, sous-système de mesure de forme d'onde et logiciel de mesure de formes d'ondes. Chaque ajout d'un sous-système a été suivi d'une phase de validation du fonctionnement du nouvel ensemble et de la réalisation des mesures correspondantes. La première étape du projet a consisté en la réalisation des instruments de mesure de base: les six-ports. Ces circuits sont accompagnés des logiciels d'étalonnage et de calibration nécessaires. Ensuite, le sous-système de synthèse de charge a été réalisé. Cette tâche a demandé la conception et la réalisation de différents circuits comme les triplexeurs et les modulateurs vectoriels. Puis a suivi l'écriture des fonctions de synthèse de charge du logiciel principal. Ce logiciel a pour fonction de déterminer quelle commande envoyer à chacun des modulateurs vectoriels pour présenter la combinaison d'impédance de source et de charge voulue au transistor. Différentes approches ont été testées avant de retenir l'approche du "splicing" vectoriel. Cette approche est relativement simple et moyennement rapide mais très robuste. Arrivé à ce point, le banc de mesure avait suffisamment de possibilités pour réaliser une grande partie des mesures. C'est à ce point qu'on été effectuées les analyses source-pull, load-pull et les balayages en puissance. Ces différentes analyses ont été réalisées en parallèle pour différents points de polarisation soit un point en classe A ($I_{dsq} = 50 \% I_{dss}$), trois points en classe AB ($25 \% I_{dss}$, $15 \% I_{dss}$, $10 \% I_{dss}$) et un point en classe B ($0.3 \% I_{dss}$).

A suivi le développement du sous-système de mesure de forme d'onde qui comprend un

standard, un six-ports de mesure et le logiciel nécessaire. Le standard de calibration a été réalisé au « Network Measurement and Description Group » de la compagnie Hewlett-Packard situé dans les locaux de L'Université Libre de Bruxelles flamande (Vrije Universiteit Brussel ou VUB) afin de profiter de l'expérience en conception des membres du groupe ainsi que de l'instrumentation unique au NMDG. Le NNMS ou « Nonlinear Network Measurement System » permet de mesurer avec précision la forme d'onde produite par un signal. Cet appareil peut mesurer l'amplitude et la phase (relative à la fondamentale) des harmoniques d'un signal périodique dont la fréquence fondamentale est comprise entre 0.5 et 50 GHz. Le standard de calibration utilisé pour le système de mesure de forme d'onde à réflectomètre six-ports génère un train d'impulsion. Ce signal est très riche en harmoniques car un train d'impulsion idéal correspond dans le domaine fréquentiel à un peigne. Le standard de calibration pour mesure de forme d'onde doit produire un signal riche en harmoniques car si on désire mesurer une composante fréquentielle, celle-ci doit être aussi produite par le standard de calibration. Le système de mesure même a ensuite été réalisé. Ce dernier est constitué d'un six-ports à large bande avec filtre YIG et d'un coupleur directionnel. Enfin, des mesures de forme d'onde produites par le transistor ont été réalisées pour les conditions optimales obtenues lors des mesures load-pull multiharmoniques. La courbe de charge dynamique (courant entre le drain et la source instantané en fonction de la tension instantanée entre le drain et la source) a permis d'interpréter dans le domaine les résultats obtenus lors des analyses source-pull et load-pull.

La toute dernière étape a été la réalisation d'un amplificateur à haute efficacité utilisant les données générées lors des différentes analyses. Les performances de cet amplificateur ont été mesurées afin de vérifier si on obtient bien les mêmes performances que celles mesurées précédemment.

Pour terminer cette introduction, il est intéressant de situer le projet ici décrit par rapport

à l'évolution des méthodes de mesure aux fréquences micro-ondes au cours du siècle. Sur cette période, on constate une augmentation du nombre des quantités mesurées. La première période correspond à la préhistoire des mesures micro-ondes. Elle s'étend de la fin du dix-neuvième siècle jusqu'au début de la deuxième guerre mondiale. Au cours de cette période, on assiste au développement des premières sources de signal à très haute fréquence mais les méthodes de mesure demeurent très frustrées. On peut à peine mesurer la puissance d'un signal à l'aide de calorimètres ou de cristaux. Sauf en de rares exceptions, on ne peut pas non plus mesurer le coefficient de réflexion d'une charge [1]. Par contre, dans la même période, on peut mesurer les impédances de charges à basse fréquence et les premiers oscilloscopes font leur apparition, rendant possible la mesure de forme d'onde [2, 3]. Dans cette période, on assiste aussi à la naissance des premiers appareils réalisant les fonctions des analyseurs de spectres, ce sont simplement des filtres passe-bande variables mécaniquement couplés à des détecteurs. On constate donc que les mesures aux fréquences micro-ondes souffrent d'un retard [4, 5].

La deuxième période va de la deuxième guerre mondiale jusqu'à l'invention des analyseurs de réseaux vectoriels (fin des années 60). Les développements techniques associés à la guerre, notamment dans le domaine du RADAR, ont aidé à l'apparition des techniques qui permettent de mesurer le coefficient de réflexion complexe d'une charge micro-onde. Les lignes à fentes sont un bon exemple d'une telle technique. Ces techniques ont des défauts: manque de contrôle de l'impédance présentée au dispositif sous test, faible bande d'opération, opération manuelle et lente, etc. Aussi, dans la même période, les détecteurs de puissance gagnent en précision avec les développements de l'électronique basse fréquence et l'utilisation de thermocouples [6].

L'invention des analyseurs de réseaux vectoriels marque le début de la troisième période des mesures micro-ondes. Les instruments sont plus faciles à opérer, ils sont plus précis et leur plage d'opération augmente. C'est dans cette période qu'apparaissent les

analyseurs de réseaux hétérodynes et superhétérodynes ainsi que les réflectomètres à jonction six-ports [7-15]. Les analyseurs de réseaux hétérodynes présentent aussi l'avantage de bien fixer à 50Ω l'impédance présentée au dispositif sous test, rendant plus facile la mesure des paramètres S. L'impédance présentée devient très importante avec l'introduction des premiers transistors micro-onde. Quant à eux, les six-ports permettent des mesures précises tout en présentant n'importe quelle impédance au dispositif sous test. La porte s'est alors ouverte pour les mesures source-pull et load-pull.

La cinquième période débute (vers la fin des années 80) avec l'apparition des premiers appareils permettant la mesure de forme d'onde aux fréquences micro-ondes [16-37]. Ces appareils utilisent différentes approches comme l'utilisation d'échantillonneurs rapides et de mélangeurs harmoniques. Il devient alors possible de réaliser aux fréquences micro-ondes les mêmes mesures qu'à plus basse fréquence [38, 39].

Le projet décrit dans cette thèse propose une nouvelle technique pour mesurer les formes d'onde aux fréquences micro-ondes utilisant les réflectomètres six-ports. L'intérêt particulier de la nouvelle technique est qu'il est possible de l'utiliser à des fréquences supérieures que celles accessibles aux techniques actuelles. La nouvelle technique fonctionne dans le domaine des fréquences car l'amplitude et la phase relative à la fondamentale de chaque harmonique est mesurée séparément. On obtient donc le spectre complexe du signal périodique à mesurer et la forme d'onde (domaine temporel) est obtenue par transformée de Fourier inverse. Un standard de calibration préalablement mesuré ou modélisé est utilisé pour créer un lien temporel entre les différentes harmoniques à mesurer. La méthode proposée est donc radicalement différente des autres méthodes de mesures existantes car toutes utilisent une conversion en fréquence afin de mesurer la forme d'onde à des fréquences plus basses. Cette conversion en fréquence est réalisée à l'aide d'échantillonneurs et de mélangeurs à large bande. De plus, le projet présenté ici présente pour la première fois un système de mesure capable

de présenter n'importe quelle impédance à un dispositif étudié tout en mesurant les formes d'onde. Cette double capacité permettra de bien comprendre le fonctionnement d'un transistor micro-ondes opéré en mode non-linéaire.

CHAPITRE 1: LE RÉFLECTOMÈTRE SIX-PORTS

Le principe du six-ports a été pour la première fois présenté par C. A. Hoer en 1972 [46]. Le réflectomètre à jonction six-ports est une réponse aux difficultés rencontrées à l'époque pour réaliser des instruments de mesure micro-ondes pouvant donner à la fois le coefficient de réflexion d'une charge ainsi que la puissance absorbée par cette charge de manière précise. Le six-ports est plus un principe qu'un instrument défini. Presque n'importe quel circuit comportant six ports et dont aucun des ports n'est isolé peut être utilisé comme un six-ports. C'est l'étape de l'étalonnage qui prendra en compte les caractéristiques de chaque jonction six-ports. La conception du six-ports a pour seul but d'obtenir de bonnes performances.

1.1 Principe de base et explications qualitatives

Le six-ports est un comparateur d'onde constitué d'éléments passifs. Le six-ports compare les ondes en amplitude et en phase [47, 48]. L'amplitude absolue de chacune des ondes est aussi mesurée. Deux premiers ports définissent une branche (la branche principale) qui est inséré dans le système de mesure (figure 1.1). Dans la branche principale, deux ondes en sens opposé peuvent circuler. Les quatre autres ports sont des ports de mesure. A ces derniers ports, on mesure la puissance [49]. La puissance à chacun des 4 ports de mesure est fonction de la puissance de chacune des ondes circulant dans la branche principale et de la phase entre ces deux ondes. Il est souvent commode de concevoir le six-ports de manière à ce que la puissance à un port de mesure ne soit fonction que de la puissance de l'une des ondes voyageant sur la branche principale. Ceci facilite les mesures de puissance absolue des ondes [50, 51].

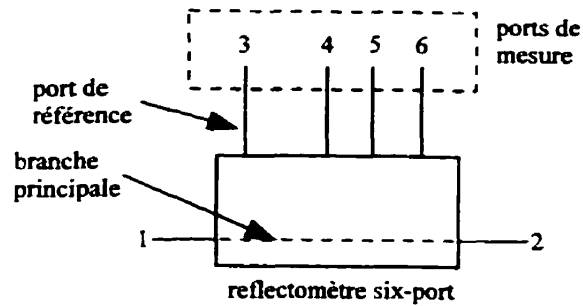


Figure 1.1: Le réflectomètre six-ports

1.2 Avantages et inconvénients des six-ports

Les six-ports ont les avantages suivants sur les analyseurs de réseaux commerciaux:

- Coût relativement faible, rendant cet instrument accessible à un plus grand nombre d'utilisateurs,
- Possibilité de mesurer les rapports d'ondes (ou impédances) à plusieurs fréquences simultanément sur un même circuit,
- Possibilité de mesurer des circuits à N ports de manière facile,
- Fréquences de fonctionnement plus hautes qu'avec les analyseurs de réseaux actuels (plus de 110 GHz) [52],
- Avantages intéressants en mesures pulsées, [53, 54]

Par contre les six-ports ont les désavantages suivants:

- Plage dynamique plus faible (50 dB contre 70 dB) qu'avec les VNA commerciaux,
- Précision réduite à cause du manque d'intégration de ces systèmes expérimentaux
- Vitesse réduite (même raison qui ci-haut),
- Complexité de calibration
- Besoin d'un opérateur plus qualifié

Reste que l'utilisation de réflectomètres six-ports offre une excellente occasion de

formation pour un étudiant universitaire. Comprendre son utilisation nécessite la maîtrise d'un grand nombre de concepts utilisés en micro-onde et en métrologie.

1.3 Développement des équations pertinentes pour l'étalonnage

L'étalonnage est une étape qui permet de caractériser une jonction six-ports afin qu'elle puisse être utilisée. De nombreuses approches existent dans la littérature, chacune utilisant son propre modèle et sa propre notation. La méthode utilisée est celle privilégiée au GRAMES. L'étape de l'étalonnage n'est pas suffisante pour préparer les six-ports aux mesures; l'étape de la boîte d'erreur permettra de calibrer précisément les six-ports à un plan de référence bien défini.

1.3.1 Passage de la matrice à six-ports aux paramètres d'étalonnage

L'étalonnage a pour but de déterminer les cinq paramètres qui définissent le fonctionnement de la jonction six-ports. On peut définir une jonction six-ports par 5 nombres réels à condition de respecter les hypothèses suivantes:

- Les détecteurs utilisés aux 4 ports de mesure présentent au six-ports une impédance constante,
- Les paramètres S de la jonction six-ports sont constants,

On obtient ces 5 paramètres, p , q , r , A^2 et B^2 en simplifiant la matrice des paramètres S de la jonction six-ports à l'aide des hypothèses susmentionnées.. Le développement détaillé et complet se trouve dans un rapport de l'École Polytechnique [55].

Soient les puissances normalisées Q_i définies par:

$$Q_1 = \frac{P_4}{P_3}, Q_2 = \frac{P_5}{P_3}, Q_3 = \frac{P_6}{P_3} \quad (1.1)$$

où les P_i sont les mesures de puissances aux 4 ports de mesure. Suite à plusieurs manipulations, la matrice des paramètres S du six-ports se réduit à l'équation suivante :

$$X_1 Q_1^2 + X_2 Q_2^2 + X_3 Q_3^2 + X_4 Q_1 Q_2 + X_5 Q_1 Q_3 + X_6 Q_2 Q_3 + X_7 Q_1 + X_8 Q_2 + X_9 Q_3 + 1 = 0 \quad (1.2)$$

Les neuf X_i sont les inconnues à déterminer pour obtenir les paramètres d'étalonnage.

Les cinq paramètres de l'étalonnage sont alors donnés par :

$$\begin{aligned} q &= \frac{2X_4 - X_7 X_8}{2X_1 X_8 - X_4 X_7} & r &= \frac{2X_5 - X_7 X_9}{2X_1 X_9 - X_5 X_7} \\ p &= r + q + \frac{X_7}{X_1} & & (1.3 \text{ à } 1.7) \\ A^2 &= \sqrt{prX_2} & B^2 &= \sqrt{pqX_3} \end{aligned}$$

Les équations suivantes permettent de relier les puissances normalisées (Q_i) au coefficient de réflexion non calibré (W).

$$\alpha = \frac{A^2 - B^2 - p}{2\sqrt{B^2 p}} \quad \beta = \frac{p + Q_1 - qQ_2}{2\sqrt{p}} \quad \gamma = \frac{B^2 + Q_1 - rQ_3}{2\sqrt{B^2}} \quad (1.8 \text{ à } 1.10)$$

$$\text{Im}(W) = \frac{\alpha\beta + \gamma}{\pm\sqrt{1 - \alpha^2}} \quad \text{Re}(W) = \beta \quad (1.11 \text{ et } 1.12)$$

L'incertitude sur le signe du dénominateur de l'équation 1.11 sera déterminé à l'étape de la boîte d'erreur.

1.3.2 Technique d'étalonnage à 13 charges, système d'équation surdéterminé

Pour calculer les inconnues de l'équation 1.2 (les X_i), on utilise la méthode des 13 standards. Cette méthode est la plus utilisée au Grames mais n'est pas la seule que l'on retrouve dans la littérature [56-65]. Elle comporte l'avantage de ne pas nécessiter de charges précisément connues.

1.3.3 Utilisation du résidu pour juger de la validité de la calibration

Après avoir résolu le système d'équations permettant l'obtention des paramètres de calibration, on obtient un résidu de calcul. Ce résidu est la somme des membres de droite de l'équation 2 lorsqu'on remplace les X_i par les valeurs calculées et les Q_i par les valeurs mesurées. On peut utiliser la valeur du résidu pour évaluer la précision de la calibration. Une valeur de résidu inférieure à 0,01 signifie que la calibration est de très bonne qualité. Avec un résidu entre 0,1 et 0,01, la qualité est acceptable mais il faut tenir compte de la présence d'erreurs de mesure. Avec un résidu supérieur à 0,1, les erreurs seraient trop grandes et on peut conclure qu'il y a eu une erreur de mesure importante lors de l'étalonnage. Ces erreurs peuvent avoir plusieurs causes: mauvais fonctionnement du puissance-mètre, connecteur lâche dans le montage, mauvaise manipulation du court-circuit mobile et des atténuateurs, etc.

A l'intérieur de la plage dynamique des puissance-mètres, les valeurs des résidus sont indépendantes du niveau de puissance auquel est réalisé l'étalonnage, car les puissances sont normalisées avant que les paramètres soient calculés.

1.4 Méthodes de calibration utilisées

La calibration est utilisée afin de définir un plan de référence pour les mesures [66]. Après l'étape de calibration, les paramètres de la boîte d'erreur qui relie W et Γ seront connus et des mesures précises de coefficient de réflexion pourront être effectuées. La boîte d'erreur qui relie W et Γ comporte trois coefficients complexes: c , d et e .

$$\Gamma = \frac{c - dW}{1 - eW} \quad (1.13)$$

1.4.1 Méthode à trois standards et demi

La méthode à trois standards et demi utilise trois charges dont le coefficient de réflexion est précisément connu et un quatrième approximativement connu (le demi-standard) [55]. La mesure des trois premiers standards permet de constituer un système de trois équations à trois inconnues qui une fois résolu donnera les c , d et e . La mesure du demi-standard permettra de lever l'incertitude de signe dans l'équation 1.11. On constate donc que la méthode d'étalonnage à 13 charges et la méthode de calibration à trois standards et demi sont dépendantes l'un de l'autre.

1.4.2 Calibration TRL

Le principal avantage de cette méthode de calibration est qu'elle permet de placer le plan de calibration à un endroit précis d'une ligne non-coaxiale comme une ligne microruban. Comme la fixture utilisée pour le transistor sous test utilise des lignes microruban, la méthode de calibration TRL sera utilisée pour déplacer le plan de calibration juste à l'entrée et à la sortie du boîtier du transistor sous test [67]. Comme ils sont bien connus et acceptés par la communauté scientifique, on a choisi de ne pas entrer dans les détails de la méthode ici. La calibration TRL sera appliquée après celle de la boîte d'erreur.

1.4.3 Équation de calibration en puissance

L'étape de la calibration en puissance permet de pouvoir mesurer le bilan de puissance net (power flow) au plan de calibration du six-ports [68]. La calibration en puissance doit déterminer la valeur du coefficient scalaire, k_p , qui permet d'obtenir le bilan de puissance net en utilisant la mesure de la puissance absolue au port de référence du six-ports, habituellement le port no. 3. L'équation utilisée pour le calcul du bilan de

puissance est la suivante:

$$P = \frac{k_p P_3 |1 - \Gamma|}{|1 - c\Gamma|} \quad (1.14)$$

où P est le bilan de puissance, k_p le coefficient de calibration en puissance, Γ le coefficient de réflexion et c le premier coefficient de la boîte d'erreur. Rappelons que par convention, un coefficient de réflexion dont le module est inférieur à un correspond à un bilan de puissance positif et un coefficient de réflexion dont le module est supérieur à un correspond à un bilan de puissance négatif. Un coefficient de réflexion avec un module égal à un correspond à un bilan de puissance nul car autant de puissance traverse le plan de mesure dans les deux sens.

Pour déterminer k_p , on branche le détecteur d'un puissance-mètre au plan de mesure et on effectue une mesure avec le six-ports dont on a préalablement déterminé la boîte d'erreur. Le puissance-mètre fournit la valeur de P , la mesure du six-ports fournit P_3 et Γ et la boîte d'erreur c . La seule inconnue qui reste est k_p qui est facilement déterminée par simple isolation.

1.5 Les six-ports utilisés

Cette section présente en détail les six-ports utilisés dans le banc de caractérisation. Chacun des six-ports est différent des autres et adapté à des fonctions particulières. Tous les six-ports utilisent des coupleurs discrets et des commutateurs achetés à différentes compagnies. Il est possible de réaliser facilement des six-ports en utilisant des lignes microruban mais pour des six-ports à large bande, il est plus commode d'assembler des coupleurs à large bande discrets.

1.5.1 La structure du six-ports avec puissancemètre Pacific Measurements

Ce six-ports est consacré aux mesures de l'impédance de source. Il est conçu pour ne fonctionner qu'autour de 4 GHz. Il est composé d'un coupleur directionnel de 10 dB, d'un diviseur de puissance à 3 dB et 0°, de trois coupleurs hybrides à 3 dB et 90°, d'une charge adaptée et d'un atténuateur de 3 dB. Chaque port de mesure est relié à un détecteur de puissancemètre ce qui évite d'avoir à utiliser un commutateur et permet une opération plus rapide car il n'est pas nécessaire d'attendre que le détecteur stabilise après avoir opéré le commutateur. Les coupleurs sont de la compagnie M/A-COM La figure 1.2 ci-dessous donne les détails de ce six-ports. Ce six-ports a été récupéré d'un ancien montage et n'a pas été conçu spécifiquement pour le projet traité ici. Il opère à 4 GHz pour des niveaux de puissance de -20 à 30 dBm.

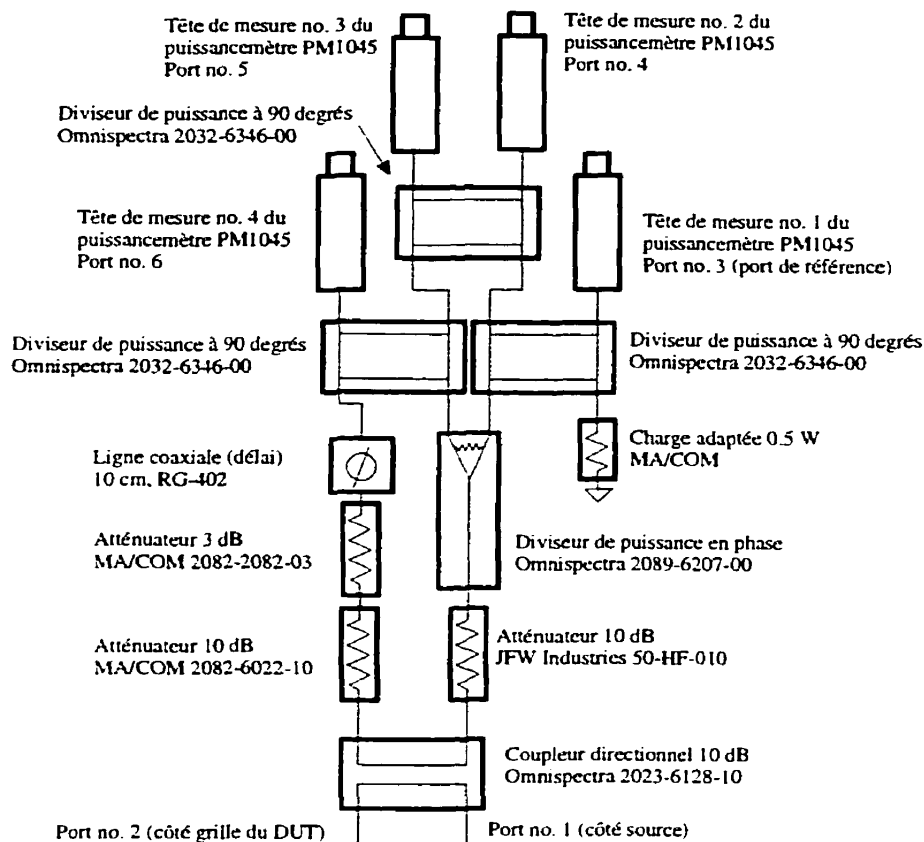


Figure 1.2 : Le réflectomètre à jonction six-ports avec puissancemètre PM

1.5.2 La structure du six-ports avec puissancemètre Boonton

Ce six-ports à large bande a été conçu de manière à fonctionner entre 2 et 18 GHz. Il est utilisé dans un premier temps pour mesurer le coefficient de réflexion à l'entrée du transistor (Γ_{IN}) et dans un second temps (avec l'ajout d'un filtre YIG) pour mesurer les formes d'onde. Il est basé sur la même structure que le six-ports utilisant le puissancemètre Pacific Measurement. La longueur électrique (phase) de la ligne branchée sur l'atténuateur de 3 dB a été ajustée de manière à bien positionner les points Q du six-ports et pour faire en sorte que la position de ces points Q soit stable en fréquence de manière à ce que le fonctionnement du six-ports soit précis sur toute la

bande d'opération (lorsqu'il est utilisé à plusieurs fréquences). Les quatre ports de mesure sont reliés aux ports commutés d'un commutateur à 4 branches. Le commutateur utilisé est le S4W-69-1 de la compagnie GT Microwave. Lorsqu'un port du commutateur est isolé, il présente une impédance de 50 ohms. Un des détecteurs du puissancemètre Boonton est branché au port commun du commutateur. Cette configuration permet l'économie de trois détecteurs de puissancemètre mais nécessite l'achat d'un commutateur. Comme un commutateur coûte moins cher (600 \$C) qu'un détecteur (environ 1600 \$C), l'économie est appréciable. Cependant, l'opération d'un six-ports avec commutateur est un peu plus lente car après avoir commuté une branche, il faut laisser environ 300 ms au détecteur pour se stabiliser. La précision peut aussi être affectée si l'impédance présentée aux ports de mesure du six-ports lorsque le port est relié au détecteur est différente de celle présentée lorsque le port de mesure est isolé du détecteur. Cette situation peut être corrigée en insérant des atténuateurs entre les ports de mesure et le commutateur. Bien sûr, une telle solution occasionne une perte de sensibilité du six-ports pour les faibles puissances. La figure ci-après donne les détails de ce six-ports.

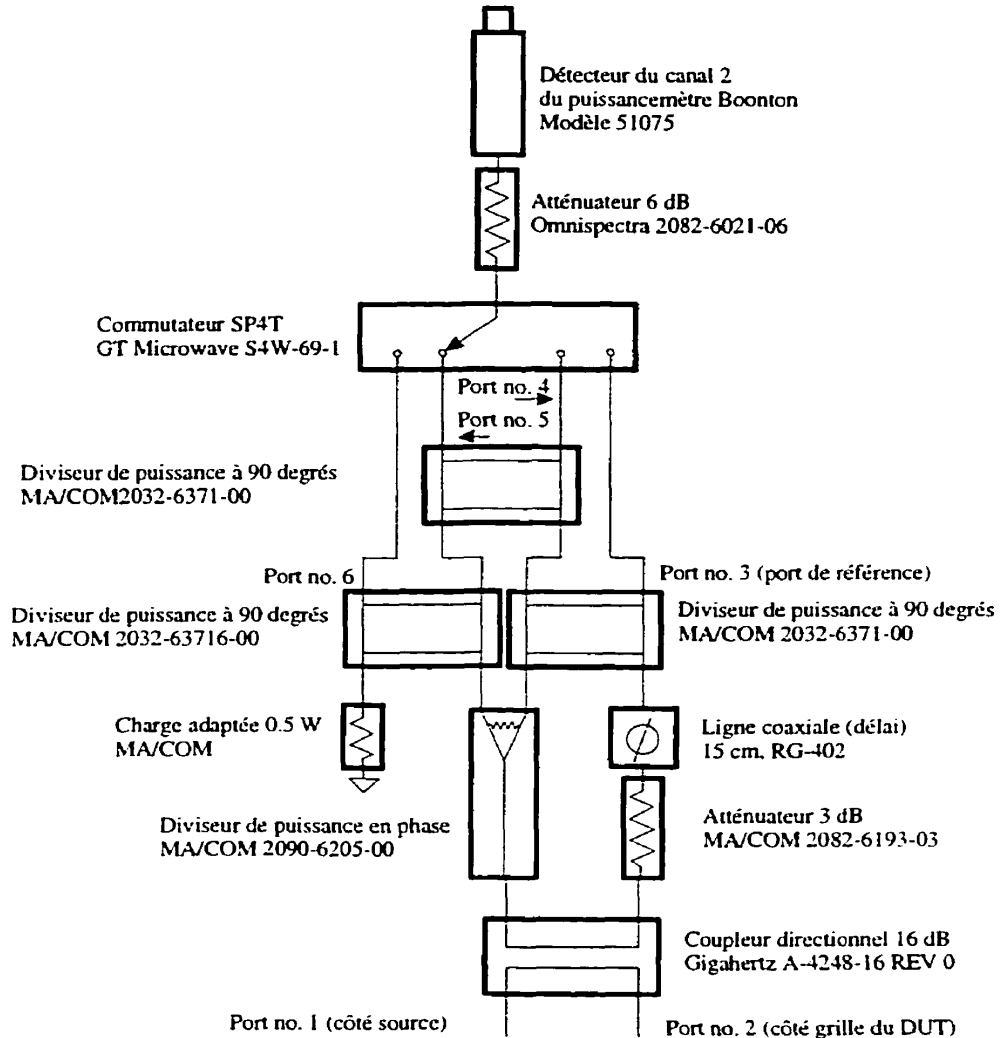


Figure 1.3 : Le six-ports avec puissancemètre Boonton sans filtre YIG

1.5.3 La structure du six-ports avec puissancemètre Boonton et filtre YIG

Ce dernier six-ports est utilisé pour mesurer l'impédance des charges présentées au drain du transistor sous test. Il mesure l'impédance et le bilan de puissance à la fondamentale, à la deuxième harmonique, à la troisième et à la quatrième harmonique, soit à 4, 8, 12 et

16 GHz. Il utilise les mêmes coupleurs que le six-ports précédent. Par contre le commutateur est le N428BNMO de la compagnie Miteq. Les deux commutateurs ont les mêmes propriétés électriques. Afin d'utiliser un six-ports à différentes fréquences, il faut utiliser un filtre passe-bande pour mesurer de manière indépendante chaque composante fréquentielle du signal traversant le six-ports. Un filtre YIG, filtre passe-bande commandé par courant, a été choisi à cette fin. Le modèle est le TMF1800B de la compagnie Integra Microwave. Il est contrôlable par GPIB ce qui facilite de beaucoup son opération. Un autre filtre YIG commandé à l'aide d'une source de courant "maison" a été utilisé précédemment mais il a été abandonné car l'ensemble filtre et source de courant était instable (dérive) dans le temps, diminuant de beaucoup la durée de la validité de la calibration. Pendant la caractérisation du DUT à la fondamentale, le filtre YIG a été remplacé par un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est 4,5 GHz. Ce filtre réalisé en lignes microruban permet d'améliorer sensiblement la répétabilité des mesures. Aussi, la rapidité des mesures est augmentée car on n'a pas besoin d'attendre que le filtre YIG stabilise la position de sa bande passante.

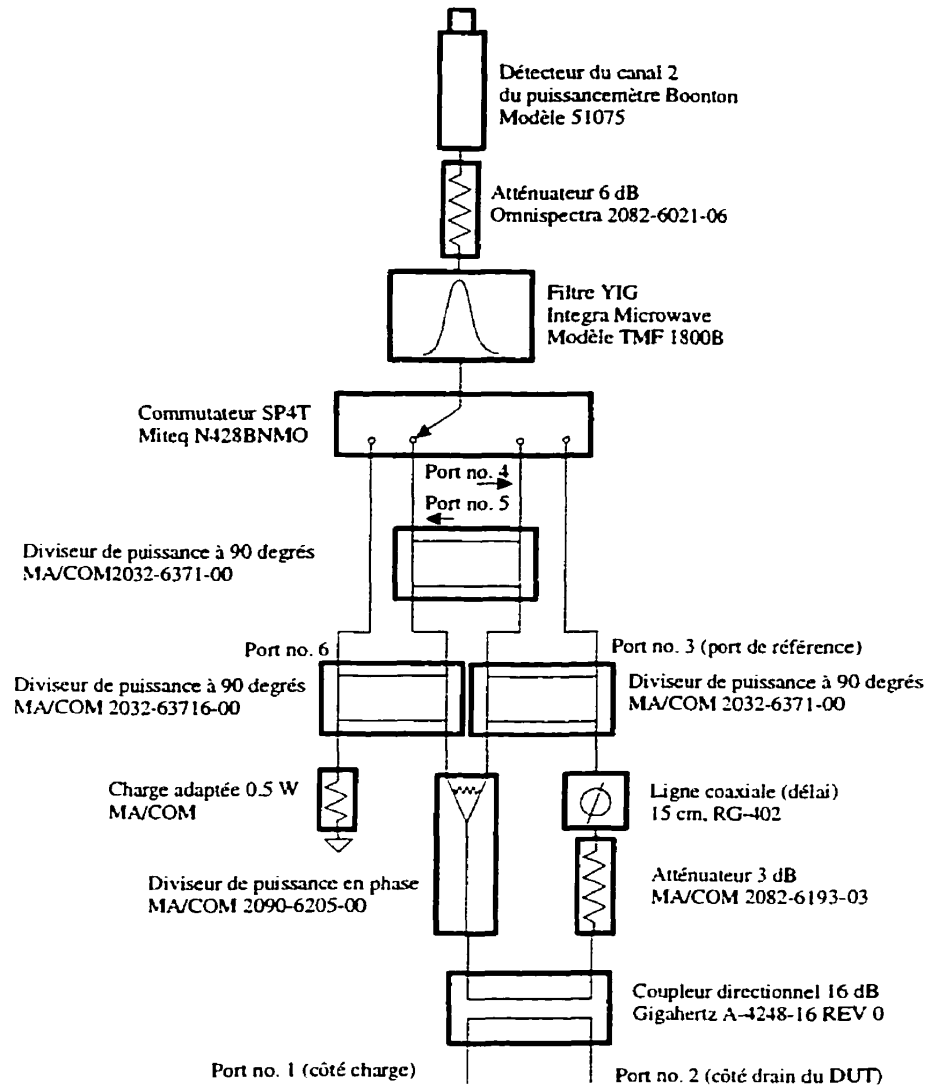


Figure 1.4 : Le six-ports avec puissancemètre Boonton et filtre YIG

1.6 Précision et stabilité des mesures réalisées avec les six-ports

Afin de pouvoir confirmer la validité des mesures réalisées, le concepteur d'un appareil de mesure doit estimer l'erreur induite par le système. De même, afin de pouvoir réaliser des mesures sur une longue période de temps sans avoir à reprendre tout le processus de calibration, il faut connaître la durée de validité d'une calibration. La calibration totale du

banc de caractérisation est un processus long et délicat dont il faut minimiser les répétitions afin de produire des résultats de mesure à un rythme suffisant. La précision des réflectomètres à jonction six-ports a été abordée dans des publications très détaillées [69-75].

1.6.1 Erreur absolue

L'erreur absolue est l'erreur qui existe entre la valeur réelle de l'impédance à mesurer et la valeur de l'impédance mesurée par le système. Cette erreur provient de l'imprécision des coefficients de l'étalonnage, des coefficients de la boîte d'erreur et d'une modification de l'état du système de mesure entre le moment de la calibration et de la mesure. Les erreurs associées à des calibrations imparfaites sont surtout causées par du bruit de mesure. Les bruits de mesure présents lors des mesures associées à la calibration sont en quelque sorte inclus en permanence dans les coefficients de calibration. La procédure d'étalonnage à 13 standards utilise un système d'équations surdéterminé ce qui permet de réduire les effets du bruit de mesure présent lors de l'étalonnage. Par contre, l'étape de la détermination de la boîte d'erreur utilise autant d'équations qu'il y a d'inconnues à déterminer et ne réduit pas les effets du bruit de mesure.

Pour les trois six-ports utilisés, l'erreur absolue typique est donné ci-dessous

Tableau 1.1 : Précision des réflectomètres à jonction six-ports.

Six-ports	Erreur sur Γ	Erreur sur la puissance
Avec puissancemètre PM	$\pm 0,01 \pm j0,01$	$\pm 0,1$ dB
Puissancemètre Boonton sans YIG	$\pm 0,01 \pm j0,01$	$\pm 0,1$ dB
Puissancemètre Boonton avec YIG	$\pm 0,01 \pm j0,01$	$\pm 0,1$ dB

L'évaluation de l'erreur de mesure a été réalisée en comparant les mesures d'une série de charges passives effectuées avec les six-ports et avec un analyseur de réseaux commercial.

Comme la synthèse et la mesure des coefficients de réflexion de la source sont plus complexes que du côté de la charge, la précision de la mesure de l'impédance de la source a été vérifiée indépendamment. Afin de permettre l'utilisation d'un VNA commercial pour vérifier les mesures, l'impédance de la source a été synthétisée à l'aide de charges réelles (figure 1.5). Trois charges différentes (circuit-ouvert, court-circuit et charge adaptée) ont été branchées derrière le six-ports qui mesure le Γ_S . Les coefficients de réflexion présentés au plan de mesure ont ensuite été mesurés par le six-ports et un VNA HP8510c. Les résultats de ces mesures sont présentés au tableau 1.2.

Tableau 1.2: Évaluation de la précision du réflectomètre PM pour la mesure de Γ_S

Charge branchée au RSP	Six-ports PM	VNA HP8510c	Différence
	$\pm 0,01 \pm j0,01$	$\pm 0,01 \pm j0,01$	$\pm 0,02 \pm j0,02$
Circuit ouvert	$0,495 \angle -16^\circ$	$0,531 \angle -17^\circ$	0,04
Court-circuit	$0,614 \angle -157^\circ$	$0,616 \angle -157^\circ$	0,002
charge adaptée	$0,160 \angle -97^\circ$	$0,162 \angle -104^\circ$	0,002

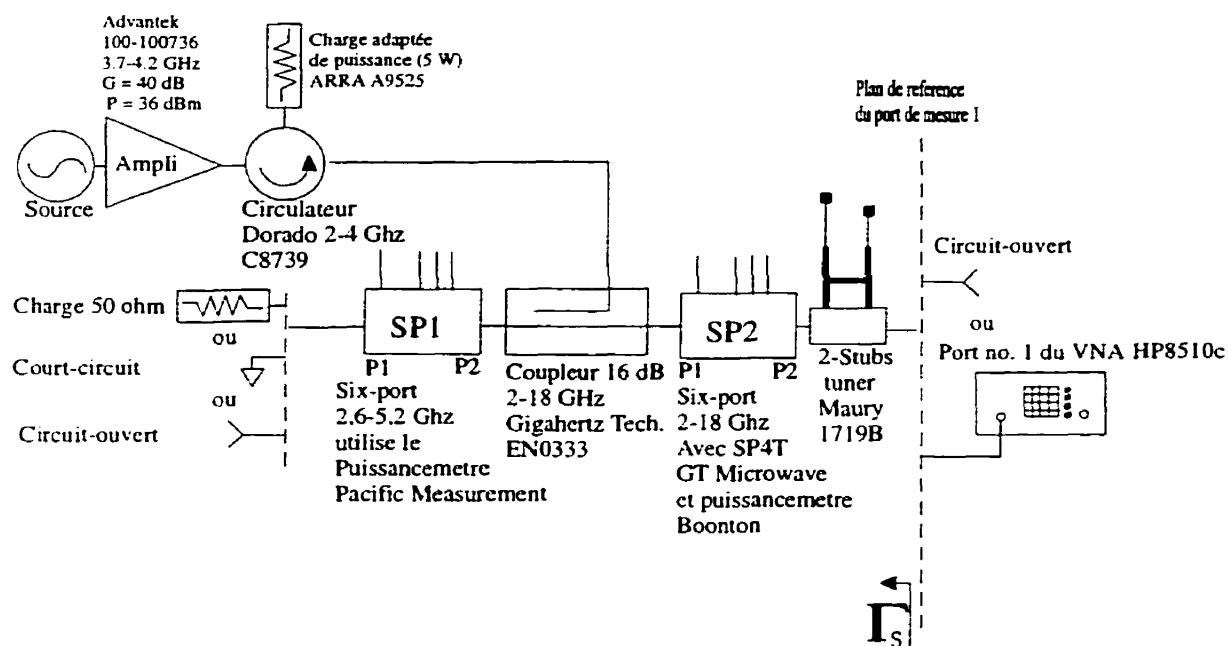


Figure 1.5 : Montage pour vérifier la précision de la mesure de Γ_s

1.6.2 Bruit des mesures

Le bruit de mesure est une quantification de la répétabilité non idéale d'un système de mesure. Dans un système bruyant, les mesures sont réparties dans un nuage centré sur une valeur moyenne. Avec l'erreur absolue qui constitue un biais permanent, le bruit de mesure constitue l'autre source d'erreur.

Le bruit de mesure pour un six-ports vient de l'amplification par calcul du bruit de mesure des puissance-mètres. Le nombre de calculs nécessaires pour passer des 4 puissances lues aux ports de mesure au coefficient de réflexion et au bilan de puissance est tel que l'erreur relative sur la mesure des puissances aux ports de mesure peut être multipliée par 10 ou même 50, selon la valeur de Γ . Ce facteur de multiplication du bruit dépend du coefficient de réflexion mesuré. Typiquement, l'écart type est égal à 0,1 %

pour les mesures avec les sondes des puissancemètres, indépendamment du modèle utilisé. Cet écart type devient environ 2 % pour les mesures de bilan de puissance. Si le coefficient de réflexion mesuré a un module proche de 1, l'écart type sur les mesures du bilan de puissance grimpe rapidement jusqu'à rendre les mesures complètement sans signification quand le module du coefficient de réflexion est égal à un. Ce phénomène s'explique bien en observant l'équation utilisée pour calculer le bilan de puissance (sous-section 1.4.3). Le même phénomène d'imprécision sur la mesure de puissance se produit quand le coefficient de réflexion est égal à $1/c$ (c étant un des paramètres de la boîte d'erreur)

1.6.3 Stabilité des mesures

La stabilité des mesures est un phénomène important car il est relié à la durée de validité d'une calibration. Il est important de connaître durant combien de temps on peut effectuer des mesures précises sans avoir à calibrer de nouveau le système.

La stabilité des mesures est affectée par différents phénomènes. Le premier est la température des détecteurs. Les puissancemètres utilisés sont basés sur des détecteurs à diodes. Ces diodes produisent, par phénomène de rectification, une tension continue qui est fonction de la puissance RF incidente. La tension produite est aussi fonction de l'énergie de seuil de la jonction de la diode, de la vitesse et de la durée de vie des porteurs de charge dans le semi-conducteur; ces trois quantités sont influencées par la température. Le second phénomène affectant la stabilité est la température des câbles utilisés pour conduire les signaux micro-ondes. Ces câbles comportent une enveloppe extérieure en aluminium qui se dilate lorsque leur température augmente. Il y a assez de longueur de câble entre les six-ports et leur plan de calibration pour qu'une différence de 10 degrés C produise une erreur d'environ 2 degrés sur la phase des coefficients de

réflexion mesurés. L'importance de cet effet augmente avec la fréquence utilisée pour les mesures. Les groupe de recherche désirant faire des mesures très précises avec des six-ports contrôlent avec grand soin la température de leurs montages. Pour minimiser les effets des variations de température, le montage est laissé en permanence sous tension. Les différents appareils de mesures et les amplificateurs dégagent alors toujours la même quantité de chaleur et la température dans le local demeure à peu près stable. Enfin, le troisième phénomène affectant la stabilité est constitué par les modifications au montage. Il est nécessaire de déplacer certaines parties du système de mesure afin d'en calibrer une autre ou pour installer et retirer le transistor sous test. Même si ces opérations sont effectuées avec le plus grand soin, il arrive que l'assemblage des composants du système de mesure soit modifié. Il est donc important de mesurer une charge étalon après avoir déplacé des parties du montage avant de reprendre les mesures. Si on considère cet aspect, on comprend qu'il est avantageux d'utiliser une synthèse de charge électronique ce qui évite d'avoir à toucher au montage lors des mesures. Ce sujet sera abordé plus à fond dans le prochain chapitre.

CHAPITRE 2 :LE SYSTÈME SOURCE-PULL/LOAD-PULL AUTOMATIQUE

Ce chapitre traite du système de synthèse des impédances présentées au transistor sous test et des mesures effectuées avec le dispositif sous test. Dans un premier temps, les objectifs qui ont motivé la mise au point de ce système sont exposés ainsi que d'autres alternatives que l'on retrouve dans la littérature. Dans un second temps, le système de synthèse d'impédance réalisé est présenté. Ses composantes matérielles et les algorithmes utilisés sont expliqués. Enfin, la troisième partie présente les résultats expérimentaux et leur analyse.

2.1 Objectif poursuivi et justifications

Le système de caractérisation vise à optimiser les performances du transistor à l'étude (utilisé comme amplificateur de puissance) en ajustant l'impédance de la source de signal présentée à la grille du dispositif (source-pull) [76-78]. De même, le système permet d'optimiser les performances du transistor en ajustant l'impédance des charges présentées au drain du transistor (load-pull). Les charges présentées au drain sont multiples car on considère les charges à la fondamentale, à la seconde harmonique et à la troisième harmonique. Ces trois charges peuvent être synthétisées indépendamment. Le terme "pull" exprime que l'on veut tirer le plus de performance possible en ajustant l'impédance de la source (source-pull) ou celle de la charge (load-pull) [79-81]. D'autres conditions d'opération du transistor seront ajustées pour améliorer les performances: la puissance disponible de la source, le point de polarisation, la température du dispositif et la résistance présentée à la grille [82-86].

Les performances à optimiser sont multiples:

- le gain de répéteur (transducer gain) de l'amplificateur, G_T [87]

- la puissance transférée à la charge présentée au transistor, P_L [88]
- l'efficacité de drain du transistor à la fondamentale, η_d
- la linéarité en amplitude du transistor (distorsion AM/AM)
- la linéarité en phase du transistor (distorsion AM/PM)
- l'intermodulation entre deux porteuses proches (ratio C/I) [89]

Une autre quantité sera abordée dans un chapitre ultérieur, la forme d'onde produite par le transistor. Ces performances ne sont pas affectées par toutes les conditions d'opération. L'existence ou non de relations entre les performances et les conditions d'opération sera utilisée pour établir une stratégie d'optimisation qui permettra de trouver, à l'aide d'étapes bien définies, le comportement optimal recherché. Ce comportement optimal sera une combinaison de différents critères car il est impossible d'atteindre en même temps les comportements optimums pour toutes les performances à la fois. Un compromis doit être défini.

2.1.1 Difficultés rencontrées avec les dispositifs non-linéaires

Arrivé à ce point, il est important d'expliquer pourquoi un banc de caractérisation est nécessaire pour déterminer les conditions d'opération optimales. Le transistor à l'étude, comme tous les TEC, présente un comportement fortement non-linéaire lorsqu'il est opéré dans les conditions correspondant à une puissance de sortie et à une efficacité élevées [90]. En mode petit signal (à faible puissance), le transistor peut être modélisé par des paramètres linéaires comme les paramètres S ou ABCD et on peut alors mesurer ces paramètres et concevoir un amplificateur optimal par calcul. Malheureusement, en mode grand signal, de tels paramètres n'ont pas réussi à s'imposer de manière pratique. Il existe nombre de modèles physiques ou de type boîte noire dans la littérature pour représenter les transistors jusque dans leur mode non-linéaire mais leur détermination est

fort longue et demande une bonne dose d'expérience pratique de la part du concepteur [91-92]. On assiste aussi à l'émergence de nouvelles représentations pour les transistors comme les "VIOMAP" et les paramètres S étendus mais les méthodes de conception les utilisant n'ont pas encore fait leur preuve [93]. Même les appareils permettant de mesurer ces paramètres non-linéaires sont encore au stade expérimental. D'ici quelques années, il en sera peut-être autrement.

Le problème se résume ainsi: il faut trouver le comportement optimal pour un dispositif non-linéaire et ce comportement est une fonction non-linéaire d'un nombre important de conditions d'opération de telle façon que l'on ne peut optimiser le comportement en variant chaque condition d'opération à tour de rôle. Plus concrètement, on désire optimiser 6 comportements en variant 4 quantités complexes (Γ_S , $\Gamma_{L@f0}$, $\Gamma_{L@2f0}$ et $\Gamma_{L@3f0}$) et 2 quantités réelles (P_{AVS} et I_{dsq}). C'est donc un espace à 10 dimensions qu'il faut explorer pour déterminer les conditions associées au comportement voulu. Une telle exploration ne peut donc pas se faire à l'aveuglette. En utilisant 5 niveaux par condition d'opération, on aurait 5^{10} mesures à effectuer, soit 9765625 mesures. A 5 secondes par mesure, cela représente 565 jours.

La stratégie proposée utilisera un appareil qui mesurera directement les conditions d'opération et les performances du dispositif. On ne déterminera pas de modèle ni de paramètres pour représenter le dispositif. Une stratégie sera élaborée pour atteindre le point optimal en minimisant le nombre de mesures nécessaire.

2.2 La synthèse des impédances de source et de charge

La synthèse des charges est la fonction qui permet de présenter différentes impédances au transistor sous test. Dans ce texte, on parle indifféremment d'impédance ou de

coefficient de réflexion. Ces deux quantités sont équivalentes et reliées par les équations bien connues. Une charge micro-onde peut donc être vue comme un coefficient de réflexion. Ce coefficient de réflexion est le rapport complexe entre une onde réfléchie (b) et une onde incidente (a).

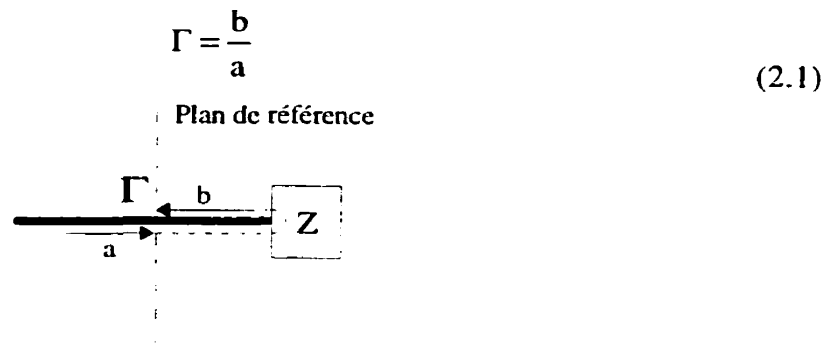


Figure 2.1 : Ondes incidente et réfléchie par une charge micro-onde

l'onde réfléchie b peut être produite de plusieurs manières. Qu'elle soit produite par une charge réelle ou par un autre processus ne modifie en rien le comportement du transistor qui en résulte. Les performances du MESFET sont influencées par le rapport entre les ondes a et b au plan de sa grille et de son drain, peu importe ce qu'il y a aux autres plans de référence. Un certain rapport d'onde correspond à une seule impédance et comment est produite l'onde b qui est retournée au transistor n'a pas d'importance.

L'onde b peut donc être produite de différentes manières mais certaines sont plus avantageuses du point de vue de la mise en œuvre du système de mesure.

Le système de synthèse d'impédance doit avoir les propriétés suivantes:

- Couverture complète de l'abaque de Smith soit des coefficients de réflexion avec un module égal ou inférieur à l'unité.
- Précision: les impédances synthétisées doivent l'être avec une tolérance suffisamment faible pour permettre une bonne répétabilité des mesures.
- Rapidité: les impédances doivent être synthétisées dans un temps raisonnable

- Stabilité: le système de synthèse ne doit pas provoquer d'oscillations du transistor.
- Automatisation: le système doit pouvoir être contrôlé par un ordinateur afin de pouvoir fonctionner sans intervention humaine.

La méthode la plus simple pour présenter des impédances variables à un transistor consiste en l'utilisation d'un synthétiseur (tuner) mécanique (fig. 2.2). Le tuner est constitué par un ou deux guides d'onde de longueur variable insérés en parallèle avec la ligne qui traverse le synthétiseur. Cette méthode ne peut pas être facilement automatisée et ne permet pas de couvrir tout l'abaque de Smith. Cette couverture incomplète est causée par les pertes d'insertion des dispositifs situés entre le synthétiseur et le DUT (té de polarisation, coupleurs, six-ports, etc.). Elle ne convient donc pas à un système destiné à produire un grand nombre de mesures. Sur chacune des figures suivantes, on remarque un bloc donc la fonction est de fournir la puissance disponible au transistor (bloc P_{AVS}). On doit ajouter ce bloc à celui responsable de la synthèse de Γ_S car il est important de pouvoir ajuster indépendamment P_{AVS} et Γ_S .

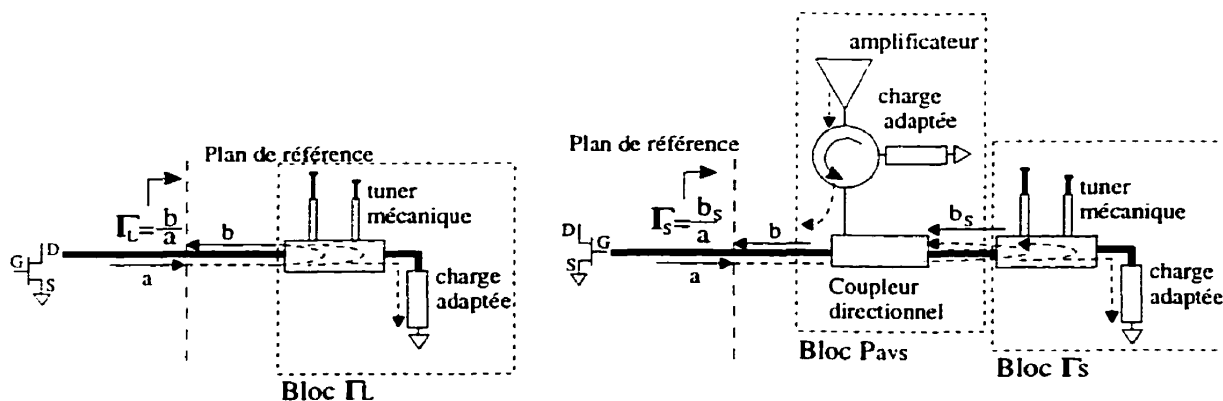


Figure 2.2 : Synthèse passive d'impédance de charge et de source avec synthétiseur

Une autre méthode assez répandue utilise une boucle active (fig. 2.3). Dans cette

méthode, le signal qui sort du transistor (onde b) passe par un circulateur, dans un modulateur vectoriel qui ajuste son amplitude et sa phase, dans un amplificateur qui compense les pertes et finalement repasse dans le circulateur afin d'être envoyée au DUT comme onde b .

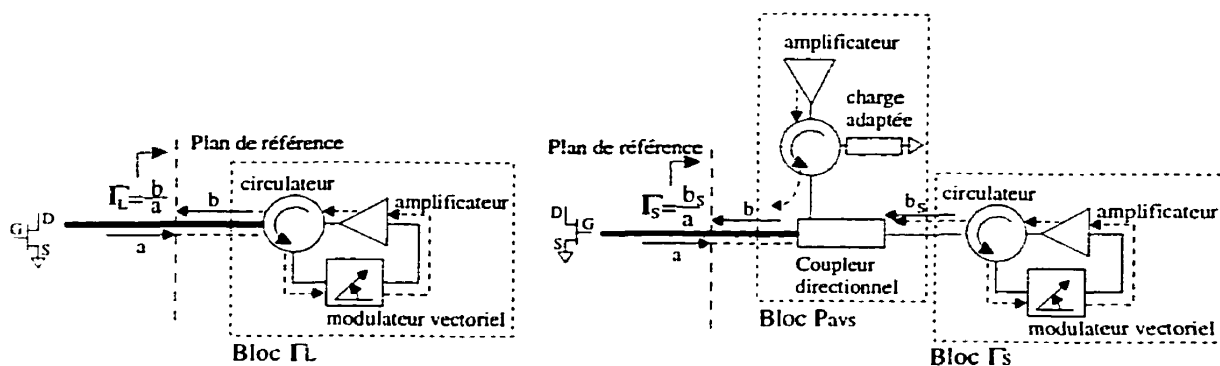


Figure 2.3 : Synthèse active d'impédance de source et de charge avec boucle actives

Cette méthode est intéressante car la puissance de l'onde a qui sort du transistor peut varier et l'onde b qui est retournée au transistor varie de la même manière. Cette propriété facilite les caractérisations de type balayage en puissance (power sweep). Par contre, cette approche favorise les oscillations du transistor. Ceci s'explique par le fait qu'il existe un parcours fermé (boucle) qu'une onde peut parcourir (transistor-circulateur-modulateur-amplificateur-circulateur-transistor). Si le gain de cette boucle est supérieur à un à une fréquence et que la longueur électrique de la boucle est un multiple d'une longueur d'onde de cette même fréquence, la boucle oscillera à cette fréquence. Une façon de régler ce problème est d'insérer un filtre passe-bande très sélectif dans la boucle. Ceci rend plus complexe l'opération du montage car les filtre utilisés sont généralement des filtres YIG et leur emploi est délicat (variation de la position en fréquence de la bande passante, variation des pertes d'insertion, etc.). Cette approche a donc été rejetée afin de rechercher une méthode ne comportant pas de risques d'oscillations, oscillations qui pourraient détruire le dispositif à l'étude et ainsi causer des retards dans l'expérimentation.

La méthode suivante utilise une branche active (fig. 2.4). Dans cette méthode, le signal qui sort du transistor (onde a) passe par un circulateur et est dirigée dans une charge adaptée. Une autre onde issue du même synthétiseur (cohérente en phase avec l'onde a) est envoyée dans un modulateur vectoriel, dans un amplificateur et finalement dans le circulateur afin d'être envoyée au DUT comme onde b.

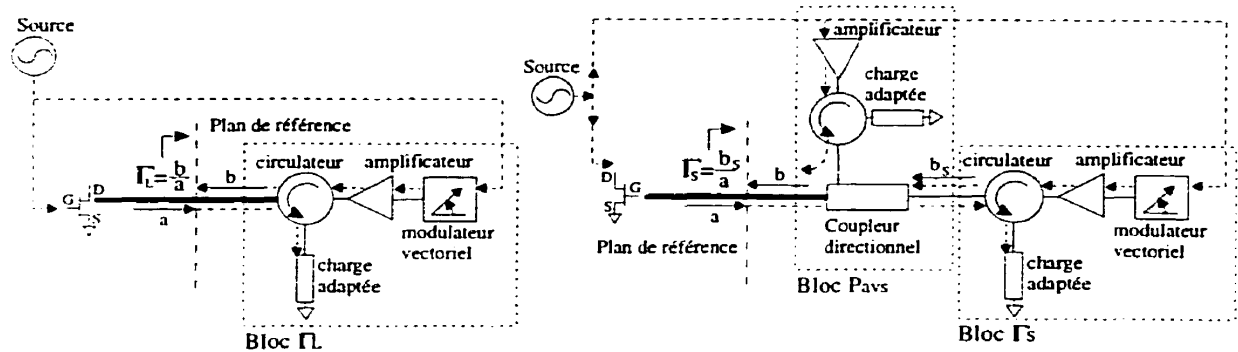


Figure 2.4 : Synthèse d'impédance de source et de charge par branches actives

Cette méthode, contrairement à celle de la boucle active, ne peut pas provoquer l'oscillation du DUT car il n'existe pas de parcours fermé qu'une onde pourrait parcourir. Les ondes a et b sont cohérentes et indépendantes. Ceci rend un peu plus complexe la réalisation des balayages en puissance car il faudra ajuster le coefficient d'insertion du modulateur vectoriel à chaque niveau de puissance mais le gain en sécurité compense cet effet négatif. C'est cette méthode qui a été retenue. Les détails en sont expliqués à la section suivante.

Enfin, il existe des méthodes hybrides combinant un synthétiseur et une branche active qui permettent de mesurer facilement certaines zones de l'abaque de Smith mais comme elles ne sont pas complètement automatiques, leur emploi a été rejeté.

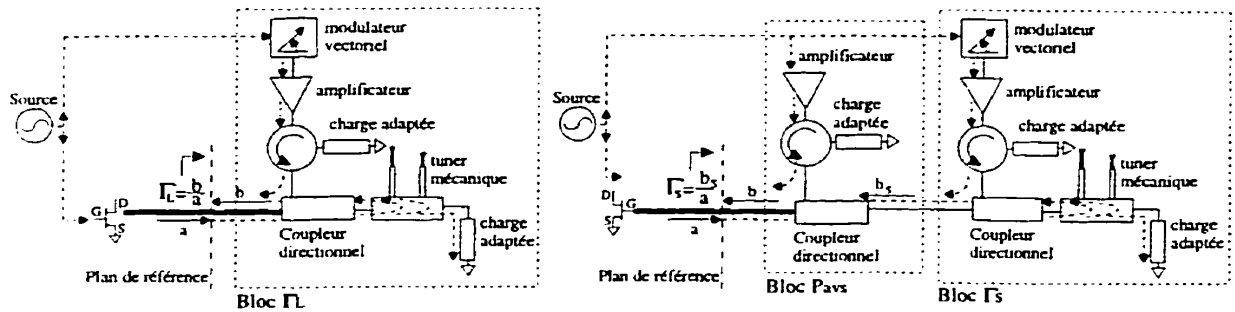


Figure 2.5 : Méthode hybride de synthèse d'impédance avec tuner et branche active

2.2.1 Théorie relative aux branches actives

Comme on vient de le voir, avec la méthode des branches actives, on remplace l'onde produite par une charge réelle, par une onde bien contrôlée en amplitude et en phase. La figure suivante permet d'expliquer plus à fond le fonctionnement de la méthode ainsi que ses limites.

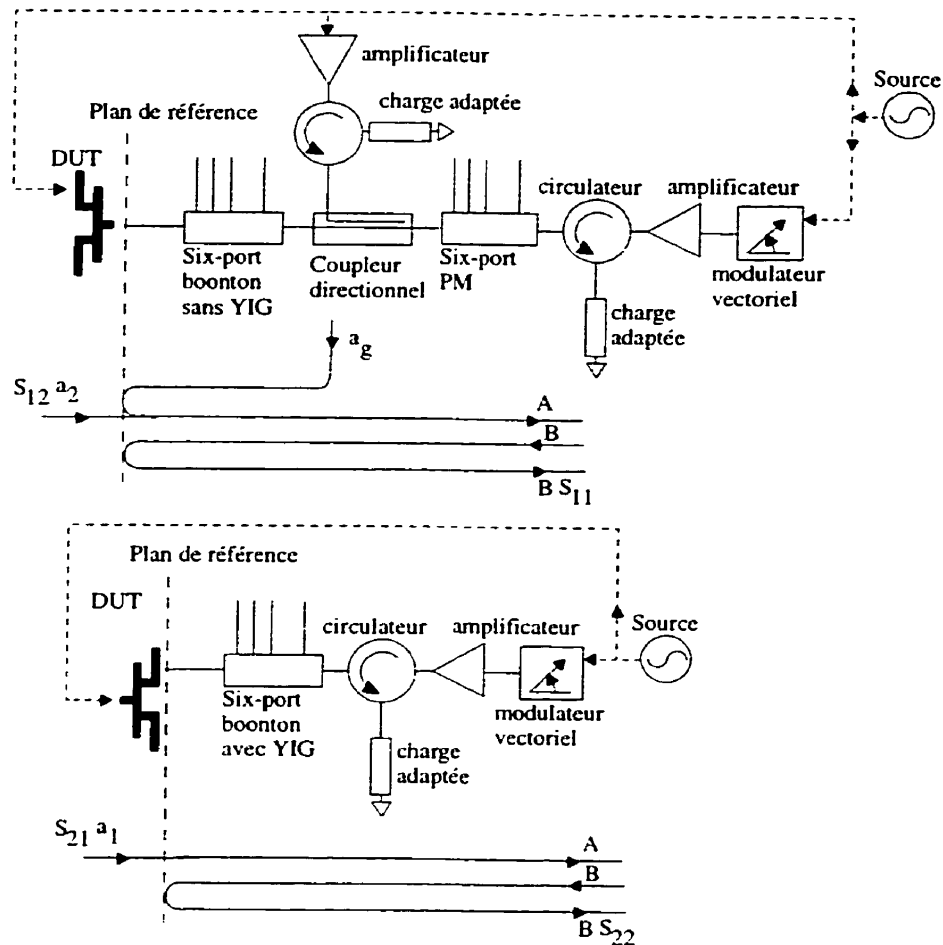


Figure 2.6 : Méthode des branches actives et mesure de Γ_S (en haut) et Γ_L (en bas)

Dans le cas de la synthèse de l'impédance de la source, on peut considérer 2 ondes, A et B, afin de bien décrire la situation. L'onde A (à ne pas confondre avec les ondes a_1 ou a_2) est la somme de la réflexion sur le DUT de l'onde injectée pour fournir la puissance disponible (a_2) et de l'onde injectée à travers le DUT par la charge ($S_{12} b_2$). Cette onde A est définie de manière à être indépendante de l'onde utilisée pour synthétiser l'impédance de la source. Un synthétiseur ("tuner") mécanique est inséré entre le coupleur et le DUT afin d'adapter le coupleur au port du DUT afin que l'onde a_g se dirige seulement vers le DUT après avoir été injectée. Lors de l'adaptation du coupleur, on remplace le DUT par une charge 50Ω . L'onde A se dirige vers l'isolateur et y est

absorbée. L'onde B est l'onde injectée pour synthétiser l'impédance de la source. Elle est injectée à travers l'isolateur vers le DUT. Une partie de cette onde se réfléchit sur le DUT et rebrousse chemin pour être aussi absorbée dans l'isolateur.

Le coefficient de réflexion de la source est défini comme le rapport de l'onde injectée pour la synthèse de la charge sur la somme des ondes envoyées vers la source. Dans notre cas, on a l'équation suivante :

$$\Gamma_s = \frac{B}{A + B \cdot S_{11}} \quad (2.2)$$

Ou encore:

$$\Gamma_s = \frac{1}{\frac{A}{B} + S_{11}} \quad (2.3)$$

qui devient:

$$\left| S_{11} + \frac{A}{B} \right| = \left| \frac{1}{\Gamma_s} \right| \quad (2.4)$$

L'intérêt de cette équation est qu'elle permet de définir les limites du système de synthèse de charge. On constate avec l'équation 2.3 que pour synthétiser une impédance proche de $1/S_{11}$ il faut que l'onde B ait une amplitude beaucoup plus grande que l'onde A, afin que le terme A/B soit négligeable. On a donc une zone sur l'abaque de Smith dans laquelle on ne peut pas synthétiser d'impédance. La taille de cette zone est définie par le ratio A/B . Dans le cas de la caractérisation d'un FET, on a un S_{11} avec un module proche de 1. Le module de $1/S_{11}$ a donc aussi une valeur proche de 1 et la zone interdite risque d'être en partie à l'intérieur du cercle unitaire ($|\Gamma| = 1$).

Le transistor étudié, le FLC091WF de Fujitsu, a un S_{11} dont le module est d'environ 0.9. Si on veut lui présenter un Γ_s complexe conjugué ($|\Gamma_s|=0.9$), l'onde B devra avoir 4,74

fois l'amplitude de l'onde A. En terme de puissance, l'onde B devra être 22.4 fois plus puissante (13,5 dB de plus). On constate donc qu'il est important de tenir compte de cette contrainte sur les niveaux de puissance nécessaires pour la synthèse de charges lorsqu'on conçoit un tel système de mesure. Comme on le verra dans la prochaine section, la puissance de sortie maximale de l'amplificateur de synthèse de Γ_S doit être beaucoup plus élevée que la puissance disponible de la source synthétisée.

Par le même raisonnement, on arrive à la même relation pour la synthèse de Γ_L soit :

$$\Gamma_L = \frac{1}{\frac{A}{B} + S_{22}} \quad (2.5)$$

et:

$$\left| S_{22} + \frac{A}{B} \right| = \left| \frac{1}{\Gamma_L} \right| \quad (2.6)$$

Par contre, comme le module du S_{22} d'un FET polarisé en classe A ou AB est significativement inférieur à 1, le rapport de puissance entre les ondes A et B ne doit pas être aussi grand que dans le cas de la synthèse de l'impédance de la source.

La figure suivante montre la position de la zone interdite pour un $S_{11} = 0.85 \angle 105^\circ$ et un A/B de 14 dB. La croix dans le cercle interdit est à la position $1/S_{11}$.

Etude de la zone interdite, plan Gamma

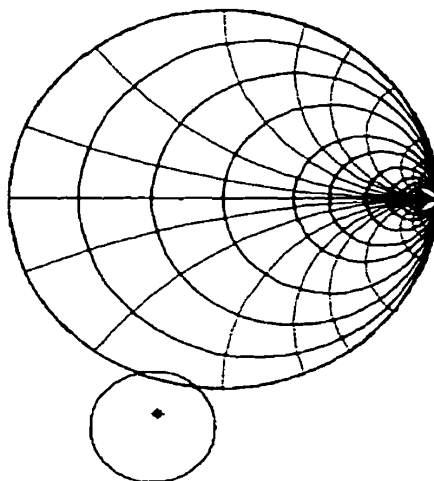


Figure 2.7 : Zone interdite pour la synthèse de charge

2.2.2 Réalisation du système de synthèse de l'impédance de source

La figure 2.8 présente le schéma physique complet du système de synthèse de l'impédance de source.

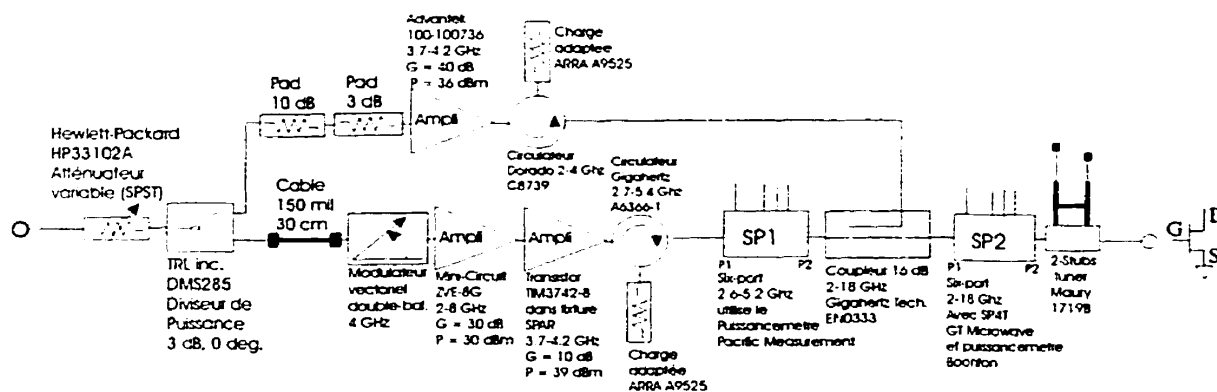


Figure 2.8 : Système de synthèse d'impédance de source

Le signal en provenance du synthétiseur est injecté dans le système dans un diviseur de

puissance de 3 dB (Compagnie TRL, modèle DMS285) situé à gauche du schéma. Entre le coupleur de 3 dB et le coupleur 16 dB (Gigahertz inc), on remarque deux branches distinctes : la première sert à fournir la puissance disponible au DUT et la seconde sert pour la synthèse de la charge. La branche pour la synthèse de puissance débute par deux atténuateurs coaxiaux de 10 dB et 3 dB utilisés pour ajuster le rapport de puissance entre les deux branches (voir section précédente). Suit un amplificateur Advantek (modèle 100-100736) ayant un gain de 40 dB (à 4 GHz) et une puissance de sortie maximale de 36 dBm. Enfin, un circulateur (Dorado, modèle 18738) termine cette branche. Sa fonction est de protéger l'amplificateur. Le circulateur a aussi pour fonction de maintenir constante l'impédance vue par le coupleur même si l'impédance de sortie de l'amplificateur change. La seconde branche débute par un modulateur vectoriel à 4 GHz utilisant la configuration doublement balancée [94]. A l'aide des 4 tensions de commande (2 paires complémentaires) il est possible de faire varier la phase d'insertion du modulateur vectoriel sur 360° et ses pertes d'insertion de 6 à 35 dB. C'est cette variation des pertes et de la phase d'insertion qui est à la base du principe de la synthèse d'impédance par branche active. Après le modulateur vectoriel, on retrouve un premier amplificateur (Mini-Circuit modèle ZVE-8G) avec un gain de 30 dB et une puissance de sortie de 30 dBm. Cet amplificateur a pour but d'augmenter le niveau de puissance du signal vers celui nécessaire pour bien couvrir l'abaque de Smith dans son ensemble. Suit un deuxième amplificateur composé d'un transistor avec adaptation interne (Motorola, modèle TIM-3742-8L). Cet amplificateur est monté dans un circuit simple comportant seulement deux tés de polarisation en ligne microruban. Cet amplificateur a un gain de 8 dB et une puissance de sortie de 38 dBm. Après l'amplificateur, on retrouve un circulateur (Gigahertz, modèle A6366-1) chargé de protéger l'amplificateur et d'absorber l'onde réfléchiée par le DUT. Suit le six-ports responsable de la mesure de l'impédance de la source. Ce six-ports utilise le puissancemètre PM et est décrit en détail au chapitre précédent.

Les deux branches sont réunies au moyen du coupleur directionnel de 16 dB (Gigahertz inc. modèle A4248-16). Ce coupleur est branché de manière à injecter l'onde en provenance de la branche qui produit la puissance disponible vers le DUT. Un synthétiseur à deux branches (two stubs tuner) situé plus loin sur la branche principale est utilisé pour adapter le coupleur de manière à injecter l'onde seulement vers le DUT. Ceci permet d'utiliser les mesures des deux six-ports pour calculer la puissance disponible de la source dans une impédance autre que 50 ohms. Cette information est essentielle pour calculer le gain de répéteur du transistor à l'aide de :

$$P_{AVS} = |a_1|^2 \frac{|1 - \Gamma_S \Gamma_{IN}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)} \quad (2.7)$$

où : P_{AVS} est la puissance disponible de la source

a_1 est l'onde incidente à la grille du DUT

Γ_S est le coefficient de réflexion synthétisé de la source

Γ_{IN} est le coefficient de réflexion de la grille du transistor

Après le coupleur, on retrouve le six-ports chargé de la mesure de l'impédance d'entrée du transistor et de la puissance absorbée par le transistor. Ce six-ports est décrit en détail dans une section du chapitre précédent. Enfin, juste avant le DUT, on retrouve le té de polarisation utilisé pour fournir la tension de la grille. Ce té, réalisé à Polytechnique en technologie MIC, est basé sur une structure qui permet de fournir un fort courant DC (> 4 A) au DUT et de supporter le passage d'une forte puissance RF (> 10 W) [95-97].

2.2.3 Réalisation du système de synthèse de l'impédance de charge

La figure 2.9 présente le schéma physique complet du système de synthèse de l'impédance de charge.

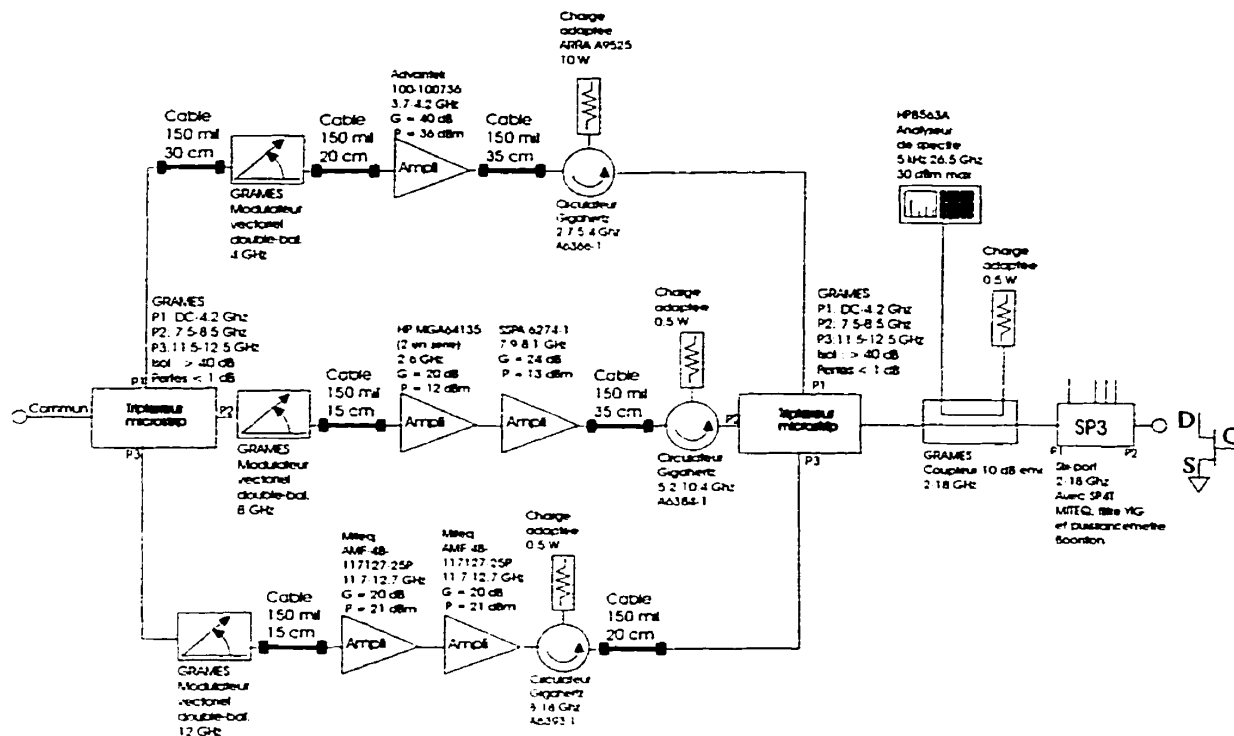


Figure 2.9 : Système de synthèse d'impédance de charge multiharmonique

Le signal en provenance du synthétiseur est envoyé à un amplificateur (non représenté sur la figure, Mini-Circuit ZHL-42, $G=30$ dB, P_{out} max. 28 dBm) afin d'avoir suffisamment de puissance pour exciter correctement le générateur d'harmonique. Le générateur d'harmonique est composé d'une diode à échelon (Hewlett-Packard, modèle 5082-0885) montée en parallèle sur une ligne 50 ohms. Ce dispositif a été conçu et assemblé au HP-NMDG de Bruxelles. Le générateur d'harmonique est un circuit fortement non-linéaire qui produit un grand nombre de signaux ayant des fréquences harmoniques de la fréquence d'excitation. Typiquement une SRD peut produire jusqu'à 40 harmoniques. Dans le cadre de l'application décrite ici, seules les 3 premières harmoniques sont utilisées. (f_0 , $2f_0$, $3f_0$). On peut se représenter le générateur d'harmoniques comme une source produisant 3 signaux synchronisés à des fréquences différentes. Après le générateur d'harmoniques, on retrouve un triplexeur dont la fonction est de séparer les 3 ondes produites. Chaque onde sera traitée indépendamment

avant d'être combinée avec un second triplexeur identique au premier. Entre les 2 triplexeurs, on a donc 3 branches en parallèle, chacune étant chargée de la synthèse de l'impédance de charge à une fréquence différente. Les triplexeurs sont constitués d'une ligne d'accès et de trois filtres microruban montés en étoile [98]. Chaque triplexeur comporte donc 4 ports : un port commun et un port par fréquence. Le filtre de la branche à 4 GHz est un filtre passe-bas, les filtres des branches à 8 et 12 GHz sont des filtres passe-bande à lignes quart d'onde résonnantes. Devant chaque filtre, une longueur de ligne d'impédance différente de 50 ohms est utilisée pour que le filtre ramène un circuit ouvert à la jonction des branches aux fréquences qu'il ne laisse pas passer. Ceci garanti la bonne adaptation de l'ensemble et améliore l'isolation. Le tableau 2.1 montre les performances mesurées du triplexeur.

Tableau 2.1 : Module des paramètres S du triplexeur.

Fréquence	Module des paramètres S		
	4 GHz	8 GHz	12 GHz
	dB	dB	dB
S_{11}	-16	-19	-10
S_{21}	-0,58	-50	-24
S_{22}	-12	-0,25	-1,0
S_{31}	-23	-1,2	-24
S_{33}	-0,7	-21	-1,7
S_{41}	-27	-35	-3,0
S_{44}	-0,3	-1,0	-13

Chacune des trois branches est composée des mêmes éléments : un atténuateur pour ajuster le gain de la branche, un modulateur vectoriel pour la synthèse de l'impédance de charge, un amplificateur afin d'atteindre le niveau de puissance adéquat et un circulateur afin d'absorber l'onde produite par le transistor. Sans les circulateurs, les ondes injectées par les branches actives seraient en interférence avec les ondes produites par le transistor et réfléchies par les amplificateurs. Cette interférence compliquerait la synthèse des impédance car les ondes réfléchies par les amplificateurs ne peuvent pas être contrôlées.

Les atténuateurs des trois branches sont de type coaxiaux. Celui de la branche à 4 GHz a une valeur de 10 dB, celui de la branche à 8 GHz 3 dB et celui de la branche à 12 GHz 3 dB. Les trois modulateurs vectoriels ont été réalisés au laboratoire et sont de type doublement balancé. L'amplificateur de la branche à 4 GHz a un gain de 40 dB et une puissance de sortie de 36 dBm. (Advantek modèle 100-100736). Le premier de la branche à 8 GHz (Hewlett-Packard, modèle MGA-64135) a 20 dB de gain et une puissance de sortie de 20 dBm [99, 100] et le second a 24 dB de gain et une puissance de sortie de 20 dBm (SSPA Corporation, modèle 6274-01). Celui de la branche à 12 GHz est constitué de deux amplificateurs identiques de 20 dB de gain et 21 dBm de puissance de sortie (Miteq, modèle AMF-4B-117127-25P). Dans certaines conditions, l'amplificateur Miteq ne suffit pas. On peut alors ajouter un amplificateur supplémentaire ayant un gain de 7 dB et une puissance de sortie de 29 dBm. Ce dernier est constitué d'une puce (Hewlett-Packard TC724) montée dans un circuit MIC comportant un circuit de polarisation. Suivent ensuite les trois circulateurs (tous de Gigahertz; 4 GHz : modèle A6366-1, 8 GHz : modèle A6384-1, 12 GHz : modèle A6393-1).

Après le second triplexeur, on retrouve un coupleur utilisé pour brancher un analyseur de spectre. Ce circuit est constitué de deux lignes microruban couplées par le côté. Le coupleur est utilisé à des fins de diagnostic du montage et pour vérifier la présence ou non d'oscillations dans le montage ou le DUT. Comme le gain des amplificateurs est assez important, il est déjà arrivé qu'une boucle d'oscillation se forme via un couplage parasite entre les deux triplexeurs. La branche à f_0 oscillait alors à une fréquence de 3,3 GHz et la puissance de ce signal à 3,3 GHz était plus grande que celle du signal à 4 GHz rendant impossible toute mesure et risquant d'endommager le DUT.

Après le coupleur, on retrouve le six-ports responsable de la mesure des impédances de charge. Ce six-ports utilise le puissance-mètre Boonton ainsi qu'un filtre YIG et est décrit

au chapitre précédent. Suit un coupleur directionnel de 16 dB (MA/COM) utilisé pour la mesure de la variation de la phase d'insertion du dispositif sous test. Un té de polarisation identique à celui utilisé dans la branche de synthèse de l'impédance de la source est utilisé pour polariser le drain du DUT.

2.2.4 Performances et limitations des systèmes de synthèse d'impédance

Les gains des différentes branches ont été ajustés afin de pouvoir produire toutes les impédances de charge ayant un coefficient de réflexion inférieur à un. Du côté de l'impédance de source, il est possible de synthétiser toute charge à l'intérieur du cercle unitaire à condition que le module du coefficient de réflexion de la grille du transistor soit inférieur à 0,95. Sous certaines conditions de polarisation (classe B ou C) combinées à certaines impédances de charge (module de Γ_L proche de 1), on peut avoir un coefficient de réflexion à l'entrée du transistor de un ou même plus. Dans ces cas, il devient impossible de synthétiser certaines impédances de source.

La figure 2.12 montre les résultats des mesures qui ont permis de déterminer les zones de l'abaque de Smith pour lesquelles il est impossible de synthétiser une charge dans le cas de l'impédance de charge à la fondamentale. Cette figure présente les Γ_S obtenus en faisant varier la tension I du modulateur vectoriel de la branche de synthèse de Γ_S de $-0,8$ V à $-0,7$ V par pas de 2,5 mV et la tension Q de $-0,85$ V à $-0,75$ V par pas de 2,5 mV. On constate qu'il existe une zone dans l'abaque de Smith, proche de $\Gamma_S = 1 \angle -110^\circ$, dans laquelle on ne peut pas synthétiser l'impédance.

Le système permet aussi la synthèse du coefficient de réflexion avec une répétabilité meilleure que 1 mU (1 U = rayon de l'abaque de Smith). Malheureusement, la valeur exacte de la répétabilité ne peut pas être mesurée car 1 mU correspond à la meilleure

répétabilité que l'on peut obtenir avec les six-ports utilisés. Le principal facteur affectant la répétabilité est le bruit superposé aux tensions de commande des modulateurs vectoriels. Ce bruit provient de l'ordinateur, particulièrement des différentes cartes de l'ordinateur (réseau, vidéo, HPIB, DAC, ADC), chacune comportant un oscillateur local. Sans un filtre passe-bas entre la carte DAC et les modulateurs vectoriels, la répétabilité tourne autour de 15 mU.

2.2.5 Banc de caractérisation complet

La figure 2.10 montre comment sont intégrés ensemble les différents composants du banc de caractérisation.

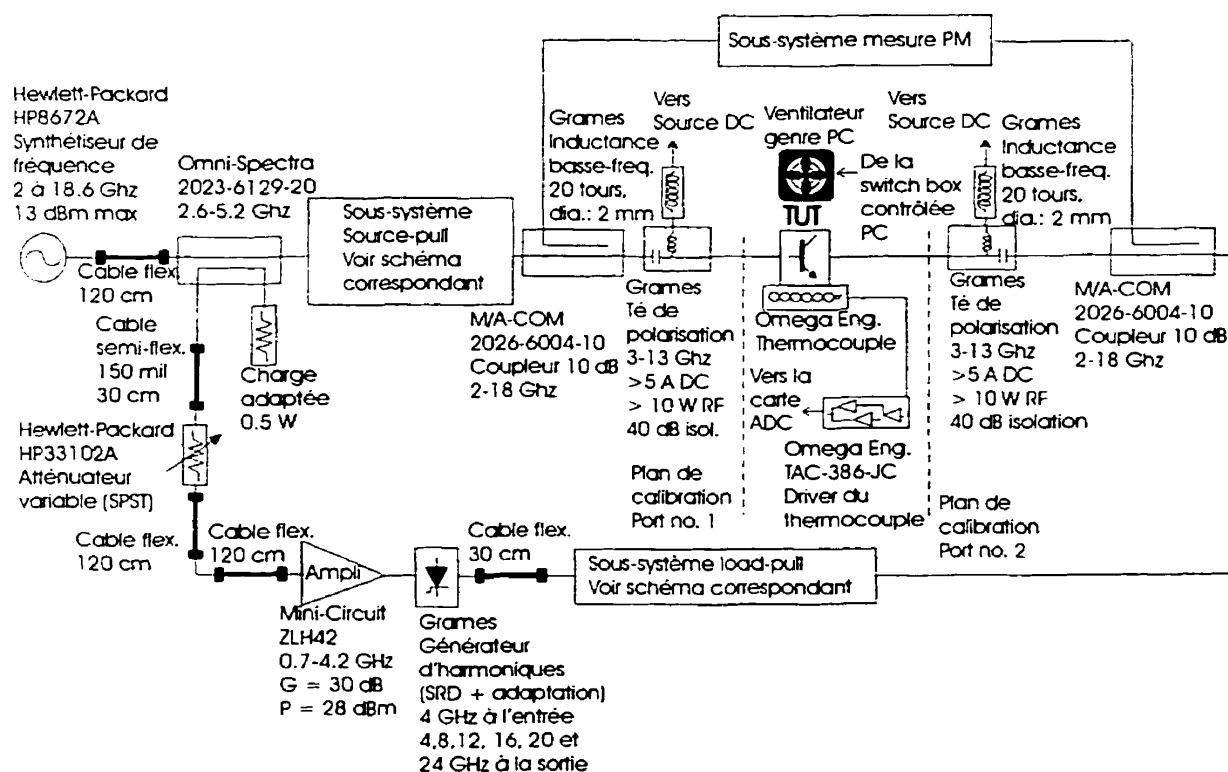


Figure 2.10 : Le banc de caractérisation complet

2.3 Algorithme de synthèse des charges

Comme on l'a vu aux sections précédentes, il est possible de réaliser la synthèse d'impédance aux fréquences micro-ondes en utilisant une configuration comportant des branches actives. Ces branches comportent des modulateurs vectoriels responsables de l'ajustement de la phase d'insertion et du gain des branches actives. Cependant, rien ne permet de prévoir *a priori* quelles sont les commandes à envoyer aux modulateurs vectoriels pour synthétiser une impédance particulière [101, 102]. La fonction de l'algorithme de synthèse de charge est de réussir à trouver quelles sont les tensions de commande à envoyer au modulateur vectoriel pour produire l'impédance désirée.

Certaines analyses source-pull et load-pull s'effectuent en synthétisant un grand nombre d'impédances de source et de charges uniformément réparties sur l'abaque de Smith mais non définies précisément. Cependant, dans le cas d'un source-pull et load-pull multiharmonique, il faut garder certaines charges constantes pendant qu'on varie les autres. C'est pourquoi il faut disposer d'une méthode qui permet de garder constantes certaines impédances.

L'algorithme de synthèse de charge devra être automatique afin qu'il puisse être programmé, il devra être rapide afin de minimiser le temps total des analyses source-pull et load-pull et il devra être fiable (pas de blocage) afin de ne pas interrompre le cours des mesures.

2.3.1 Allure de la fonction de commande

Un modulateur vectoriel est commandé à l'aide de quatre tensions nommées I , \bar{I} , Q

et \bar{Q} . Ces quatre tensions forment deux paires de tensions complémentaires reliées par les équations suivantes.

$$\bar{I} = -1.3V - I \quad (2.8)$$

$$\bar{Q} = -1.3V - Q \quad (2.9)$$

Les 4 tensions de commandes se ramènent donc à deux tensions que l'on peut combiner pour former une commande vectorielle.

$$C = I + j Q \quad (2.10)$$

L'intérêt de travailler avec une commande vectorielle réside dans le fait que l'espace de commande est de la même forme que le coefficient de transmission du modulateur vectoriel. La commande $I=Q=-0,65 \text{ V}$ correspond à un minimum du module du coefficient de transmission. Une bonne approximation de la fonction reliant la commande au coefficient de transmission a la forme:

$$T = k(C - C_0) \quad (2.11)$$

où T est le coefficient de transmission complexe du modulateur vectoriel

k est un coefficient complexe qui permet de mettre à l'échelle et de tourner le plan de commande pour le faire coïncider avec le plan T .

C_0 est la commande permettant de réaliser le coefficient de transmission avec un module minimum.

L'autre relation importante pour la synthèse d'une impédance est celle entre le coefficient de transmission du modulateur vectoriel et le coefficient de réflexion de la charge synthétisée : Γ . Elle permet de relier C et Γ . La relation entre T et Γ est beaucoup moins linéaire que celle entre C et T et elle dépend du dispositif sous test car la réflexion de l'onde injectée pour la synthèse de l'impédance par le DUT contribue à la synthèse de la charge. Cependant, si on simplifie le problème en assumant que l'impédance de sortie du transistor (Z_{out}) est constante et en utilisant l'équation 2.11, on peut obtenir une bonne approximation de la fonction entre T et Γ . Les figures suivantes montrent la forme de la

relation obtenue par simulation et celle obtenue expérimentalement.. Sans être identiques, les deux fonctions sont suffisamment semblables pour que l'on puisse utiliser une fonction approximative proche de la relation réelle combinée avec la relation entre C et T pour développer un algorithme de synthèse d'impédance.

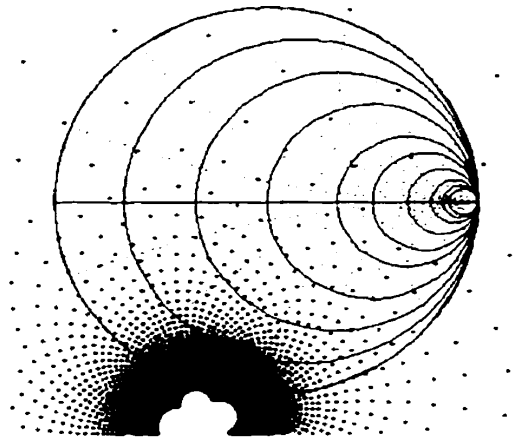


Figure 2.11 → Figure théorique entre la commande d'un modulateur vectoriel et Γ

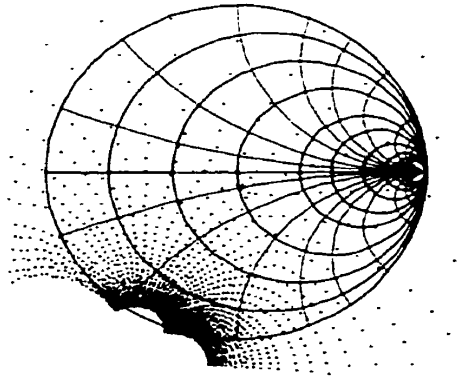


Figure 2.12 : Figure expérimentale entre la commande d'un modulateur vectoriel et Γ

La ressemblance entre les figures 2.11 et 2.12 se dégrade avec l'augmentation du niveau de puissance ou avec la diminution de I_{dsq} . Les non-linéarités qui ne sont pas prises en

compte dans la simulation expliquent ce phénomène.

2.3.2 Algorithme

L'algorithme retenu suppose que la fonction entre C et Γ est approximativement linéaire. Cette propriété de linéarité signifie que le ratio complexe entre une petite perturbation de la commande et la perturbation résultante dans le plan des Γ est constant. Soit:

$$\Delta\Gamma = k\Delta C \quad (2.12)$$

où ΔC est une petite perturbation de la commande

k est la coefficient complexe reliant les plans C et Γ

$\Delta\Gamma$ est la petite perturbation du Γ résultante.

A partir d'une commande initiale C_0 et d'une commande légèrement perturbée C_1 , de la mesure des coefficients de réflexion correspondants Γ_0 et Γ_1 et du coefficient de réflexion à synthétiser Γ_{obj} , on pourra par modifications successives de la perturbation ($\Delta C = C_1 - C_0$) arriver à trouver C_{obj} , la commande objective. En d'autres termes, on recherche quel ΔC produira le $\Delta\Gamma$ qui permettra de passer du coefficient de réflexion mesuré au départ au coefficient de réflexion désiré.

La figure suivante montre en détail les différentes étapes de la méthode. La première étape consiste à envoyer les commandes C_0 et C_1 au modulateur vectoriel et à mesurer les coefficients de réflexion correspondants. Les commandes C_0 et C_1 sont séparées de 0.1 mV dans le plan de commande. La variation utilisée est minimale afin d'éviter de produire un coefficient à l'extérieur de l'abaque de Smith, ce qui pourrait être dangereux pour le DUT. Pour obtenir la commande C_2 , il faut calculer le rapport des modules et

l'angle et entre les vecteur $\Gamma_1 - \Gamma_0$ et $\Gamma_{obj} - \Gamma_0$.

$$k = \frac{\Gamma_{obj} - \Gamma_0}{\Gamma_1 - \Gamma_0} \quad (2.13)$$

Le rapport k est une quantité vectorielle qui est utilisée pour modifier le vecteur de commande $C_1 - C_0$. Le second vecteur de commande est donné par :

$$C_2 - C_0 = k(C_1 - C_0) \quad (2.14)$$

et la nouvelle commande C_2 par :

$$C_2 = C_0 + k(C_1 - C_0) \quad (2.15)$$

Pour la commande m d'une série de commande est donnée par:

$$C_{m+1} = C_0 + k(C_m - C_0) \quad (2.16)$$

Dans un contexte de commande non-linéaire, il est plus avantageux d'utiliser un facteur d'amortissement afin de ne pas effectuer complètement le changement défini par k . Dans certains cas le vecteur dans le plan des coefficients de réflexion et le vecteur dans le plan de commande ne tournent et ne s'étirent pas de la même façon. Dans de telles situations, l'algorithme de synthèse de charge peut produire une série de charges ne convergeant pas vers l'objectif. Dans des situations particulièrement dégénérées, la série de charges produites par l'algorithme diverge de l'objectif. Le facteur d'amortissement peut alors améliorer la situation en définissant une nouvelle commande moins éloignée de la commande initiale [103-106]. Si un facteur d'amortissement est utilisé, la formule pour le nouveau point devient :

$$C_{m+1} = C_0 + s \cdot k(C_m - C_0) \quad (2.17)$$

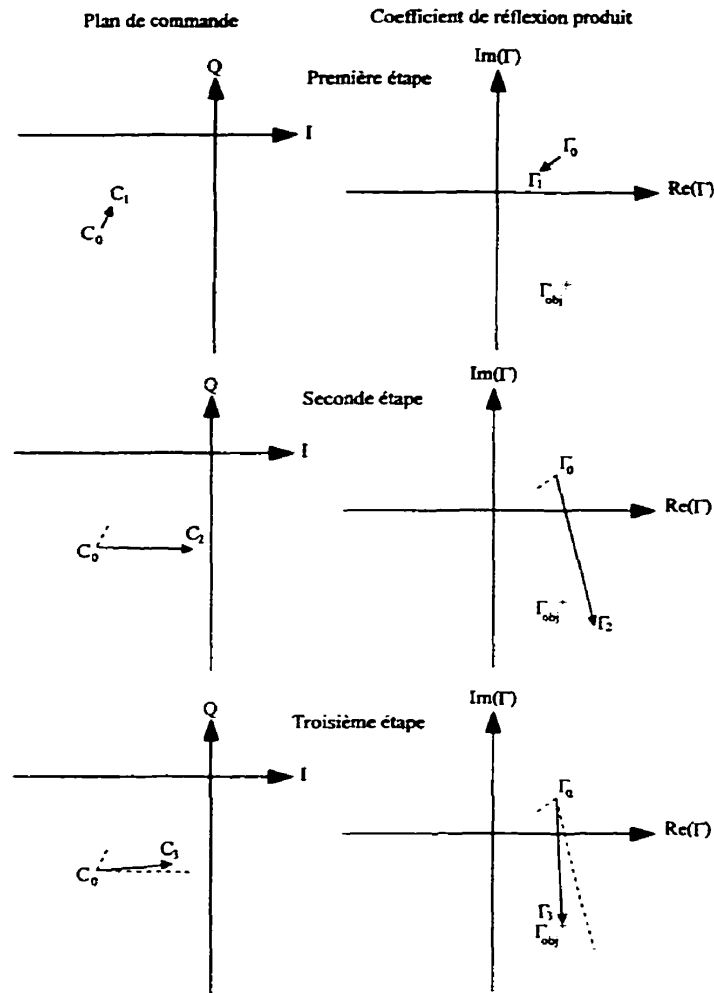


Figure 2.13 : Algorithme de splicing vectoriel

Si la distance entre le coefficient de réflexion de départ et le coefficient de réflexion objectif est inférieure à $0,6 U$ et que la tolérance sur le coefficient de réflexion est de $15 mU$, l'algorithme arrive à l'objectif en 3 à 10 itérations. Si la distance est supérieure à $0,6 U$, il est plus efficace de définir un objectif intermédiaire. Cet objectif est situé sur la ligne droite allant de Γ_0 à Γ_{obj} à une distance de $0,6$ de Γ_0 . Plus la distance entre Γ_0 à Γ_{obj} augmente, plus le nombre d'objectifs intermédiaires augmente. Afin de ne pas prendre trop d'itérations pour la synthèse de l'objectif, la tolérance pour la synthèse des charges intermédiaires est de $0,15 U$. Quand la synthèse d'une charge intermédiaire a été réussie,

l'algorithme utilise la commande associée au dernier coefficient de réflexion synthétisé comme nouveau point de départ. Si l'algorithme n'arrive pas à synthétiser la charge objectif en 10 itérations, le nouveau point de départ utilisé est la commande qui correspond au coefficient de réflexion le plus rapproché du coefficient de réflexion. Si l'algorithme n'arrive pas à synthétiser le coefficient de réflexion en 10 passes de l'algorithme, soit 100 mesures au maximum, la synthèse de l'impédance est abandonnée à l'algorithme de niveau supérieur qui décide du nouvel objectif. Par exemple, si la synthèse de Γ_S a échoué, on peut passer à la synthèse de Γ_L et revenir par la suite à la synthèse de Γ_S et connaître alors plus de succès.

2.4 Synthèse de la puissance disponible

Afin de pouvoir mesurer le gain de répéteur, il est important de connaître la puissance disponible de la source. Le six-ports situé au port 1 (six-ports avec puissance-mètre Boonton sans filtre YIG) donne la puissance absorbée par le DUT ainsi que l'impédance d'entrée du DUT tandis que le six-ports utilisé pour l'impédance de la source (six-ports avec puissance-mètre PM) ne donne pas d'information sur la puissance disponible. Cependant, en combinant les mesures des deux six-ports, on peut calculer la puissance disponible de la source.

Selon Gonzalez [107], la puissance disponible d'une source micro-onde est donnée par la formule suivante:

$$P_{AVS} = \frac{|b_s|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} \quad (2.18)$$

où les quantités sont définies dans la figure ci-dessous:

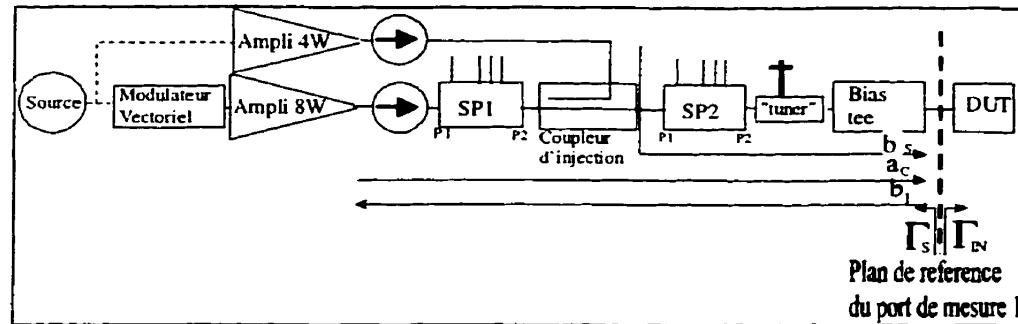


Figure 2.14 : Puissance disponible dans un système de synthèse d'impédance de source

D'autre part, on peut définir l'amplitude de l'onde b_s à l'aide de quantités mesurées par le banc de caractérisation.

$$|b_s|^2 = |a_1|^2 |1 - \Gamma_S \Gamma_{IN}|^2 \quad (2.19)$$

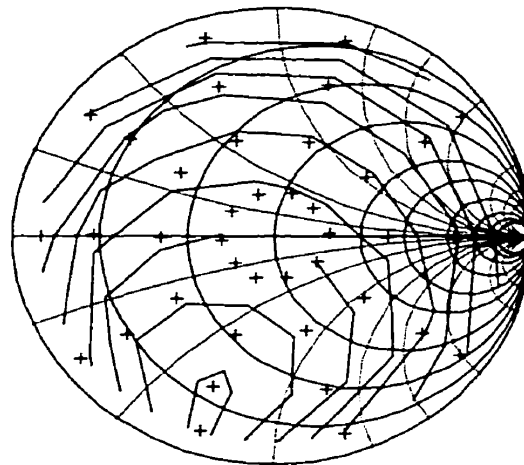
Avec $b_1 = b_s + a_c$. Ces deux équations combinées donnent la formule utilisée pour la mesure de la puissance disponible

$$P_{AVS} = |a_1|^2 \frac{|1 - \Gamma_S \Gamma_{IN}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)} \quad (2.20)$$

Cependant, pour que ces formules soient valides, il faut que l'onde injectée au travers du coupleur (voir figure à la section 2.2.2) soit envoyée uniquement vers le DUT, afin de contribuer uniquement à l'onde a_1 . Sinon, l'onde injectée par le coupleur contribue aussi à l'onde b_1 et le six-ports no. 1 ne pourrait plus mesurer le rapport entre les ondes a_c et b_1 (Γ_S). Afin d'assurer un tel fonctionnement, un "tuner" à deux branches est inséré entre le six-ports de mesure de P_{IN} et le té de polarisation. Afin d'ajuster le tuner, un détecteur du puissancemètre Boonton est branché à la place de la charge adaptée du circulateur situé près du six-ports de mesure de Γ_S . Une charge adaptée de bonne qualité est placée au port de mesure 1 et le tuner est ajusté de manière à minimiser la lecture de puissance. Typiquement, l'adaptation réussie est d'environ 40 dB.

La validité de cette approche a été vérifiée expérimentalement car lorsque le coefficient

de réflexion de la source est égal au coefficient de réflexion à l'entrée du DUT conjugué (adaptation conjuguée), la puissance disponible est égale à la puissance absorbée. Aussi, des analyses source-pull en mode petit signal ont produit des cercles de gain de répéteur constant bien réguliers, preuve que la puissance disponible a été maintenue constante peu importe le Γ_S synthétisé. Le cercle de gain constant égal à 8 dB est interrompu seulement à cause du logiciel utilisé pour générer les courbes. C'est la série 361 qui a été utilisée pour générer la figure 2.15.



Niveaux: 12, 10, 8, 6, 4, 2, 0, -2, -4, -6, -8 et -10 dB

Figure 2.15 : Cercle de G_T constant en fonction Γ_S pour valider la précision des mesures

2.5 Les plans d'expérience

L'approche des plans d'expérience a été utilisée pour tenter de trouver les conditions d'opération optimales en minimisant le nombre de mesures requises. Un plan d'expérience est une liste de mesures à effectuer en affectant aux paramètres importants une série de valeurs bien définies (niveaux). Dans le cas des analyses source-pull et load-pull à la fondamentale, les paramètres qui varient sont l'amplitude de Γ_S , la phase de Γ_S , la partie réelle de Γ_L , la partie imaginaire de Γ_L et la puissance disponible. Pour chacun

de ces cinq paramètres, quatre niveaux étaient utilisés. Chaque expérience du plan sera donc constituée des mesures des quantités à optimiser (gain, puissance et efficacité) alors que les paramètres sont fixés à une combinaison de niveaux. La combinaison des niveaux des paramètres est choisie à chaque expérience de manière à construire un ensemble orthogonal de mesures qui permettra de dégager la contribution de chacun des paramètres. Comme les lignes sont indépendantes, il est possible de construire à partir des mesures, un modèle simple qui est théoriquement indépendant des niveaux retenus. Le modèle est de type polynomial et n'utilise pas les équations habituelles qui relient les quantités mesurées aux paramètres. Un tel modèle est souvent désigné par l'expression «modèle boîte noire ».

Le modèle polynomial est alors optimisé de manière à calculer le niveau de chacun des paramètres qui donne la performance optimale. Si le modèle colle bien à la réalité, on obtient alors un point calculé proche de l'optimum réel. L'étape suivante consiste à préparer un nouveau plan d'expérience en définissant de nouveaux niveaux autour de l'optimum calculé à l'aide du modèle. On réalise alors les nouvelles mesures dont découlent un nouveau modèle et un nouvel optimum de ce modèle.

A chaque itération de ce processus, on réduit la taille de l'espace étudié. Éventuellement, la taille de l'espace explorée est si petite que les variations des performances mesurées causées par la variation des niveaux sont plus petites que le bruit de mesure. On a alors défini la plus petite zone optimale possible.

On constate donc que l'approche des plans d'expérience permet d'explorer l'espace des paramètres de manière très méthodique. Explorer le même espace sans plan d'expérience demande plus d'essais et d'erreurs. On fait varier Γ_S pour trouver un optimum, puis Γ_L , on revient à Γ_S , on varie P_{AVS} , on revient à Γ_S , etc. Cela demande plus de temps, plus de mesures et on perd toute notion des effets d'une variation simultanée de paramètres.

L'exploration expérimentale d'un espace à N dimensions est un problème souvent complexe d'où le développement de méthodes comme les plans d'expérience. Les plans d'expérience sont donc des guides qui permettent de dégager les effets d'un grand nombre de paramètres sur une performance à optimiser ou contrôler.

Par contre, le choix de l'utilisation d'un modèle polynomial est arbitraire et peut donc introduire un biais dans la méthode. La détermination des termes à inclure dans le modèle demande aussi une certaine expérience dans l'analyse des résidus (différence entre quantités mesurées et calculées en fonction des paramètres). De même, la détermination des nouveaux niveaux des paramètres dans la préparation d'une nouvelle itération demande aussi de l'expérience. Ces désavantages peuvent constituer des obstacles majeurs.

2.5.1 Plans de Plackett-Burmann

Selon Wheeler, les plans d'expérience de type Plackett-Burmann permettent d'évaluer la contribution d'un maximum de 9 paramètres affectés chacun à 4 niveaux en 16 essais (ou lignes)[108]. Le tableau 2.2 montre un plan d'expérience à 16 lignes, 5 modalités et 4 niveaux. Ce plan a été utilisé pour optimiser le gain, la puissance de sortie et l'efficacité du drain à la fondamentale. Le tableau 2.2 décrit les différentes lignes de la matrice d'expérience. Le tableau 2.3 montre la valeur des différents niveaux pour la première itération. Le tableau 2.4 montre les mesures de la puissance dissipée dans la charge à la fréquence fondamentale pour 4 itérations de la méthode des plans d'expérience. Les modèles construits à partir des mesures du tableau 2.4 sont présentés au tableau 2.5. Enfin, le tableau 2.6 montre les optimums finaux pour la puissance de sortie, le gain et l'efficacité du drain. Le tableau des optimums montre aussi la valeur de l'optimum calculé à l'aide du dernier modèle. On constate que la valeur prédite par le

modèle et celle mesurée sont en bon accord.

Tableau 2.2 : Les 16 lignes d'un plan d'expérience

Paramètre	A $ \Gamma_s $	B $\text{angle}(\Gamma_s)$	C $\text{Re}(\Gamma_l)$	D $\text{Im}(\Gamma_l)$	E $P_{\text{avs}} \text{ (dBm)}$
ligne 1	Niveau 1	Niveau 1	Niveau 1	Niveau 1	Niveau 1
ligne 2	Niveau 1	Niveau 2	Niveau 2	Niveau 2	Niveau 2
ligne 3	Niveau 1	Niveau 3	Niveau 3	Niveau 3	Niveau 3
ligne 4	Niveau 1	Niveau 4	Niveau 4	Niveau 4	Niveau 4
ligne 5	Niveau 2	Niveau 4	Niveau 3	Niveau 2	Niveau 1
ligne 6	Niveau 2	Niveau 3	Niveau 4	Niveau 1	Niveau 2
ligne 7	Niveau 2	Niveau 2	Niveau 1	Niveau 4	Niveau 3
ligne 8	Niveau 2	Niveau 1	Niveau 2	Niveau 3	Niveau 4
ligne 9	Niveau 3	Niveau 1	Niveau 3	Niveau 4	Niveau 2
ligne 10	Niveau 3	Niveau 2	Niveau 4	Niveau 3	Niveau 1
Ligne 11	Niveau 3	Niveau 3	Niveau 1	Niveau 2	Niveau 4
Ligne 12	Niveau 3	Niveau 4	Niveau 2	Niveau 1	Niveau 3
Ligne 13	Niveau 4	Niveau 4	Niveau 1	Niveau 3	Niveau 2
Ligne 14	Niveau 4	Niveau 3	Niveau 2	Niveau 4	Niveau 1
Ligne 15	Niveau 4	Niveau 2	Niveau 3	Niveau 1	Niveau 4
Ligne 16	Niveau 4	Niveau 1	Niveau 4	Niveau 2	Niveau 3

Tableau 2.3: Les niveaux utilisés à la première itération

Paramètre	A $ \Gamma_s $	B $\text{angle}(\Gamma_s)$	C $\text{Re}(\Gamma_l)$	D $\text{Im}(\Gamma_l)$	E $P_{\text{avs}} \text{ (dBm)}$
Niveau 1	0,4	0	-0,70	-0,70	-8
Niveau 2	0,6	90	-0,22	-0,22	-5
Niveau 3	0,8	180	0,22	0,22	-2
Niveau 4	0,95	270	0,70	0,70	1

Tableau 2.4: Puissance de sortie pour les 16 lignes de quatre itérations

Paramètre	Première itération (mW)	Seconde itération (mW)	Troisième itération (mW)	Quatrième itération (mW)
Ligne 1	0,020	1,28	3,01	11,69
Ligne 2	3,2	2,97	7,82	15,51
Ligne 3	10,1	1,43	10,36	15,82
Ligne 4	0,212	4,03	7,07	14,61
Ligne 5	5,65	4,05	7,80	19,50
Ligne 6	1,03	7,23	7,37	18,11
Ligne 7	-0,0156	2,13	11,2	9,71
Ligne 8	0,408	0,142	13,1	10,23
Ligne 9	1,14	2,69	7,00	16,29
Ligne 10	2,14	17,96	7,36	12,58
Ligne 11	2,18	2,82	5,59	17,05
Ligne 12	0,527	1,68	11,63	20,00
Ligne 13	1,15	3,47	15,56	17,05
Ligne 14	3,03	9,36	6,91	15,44
Ligne 15	1,84	5,16	11,62	15,79
Ligne 16	0,376	1,01	12,06	16,42
optimum mesuré	10,1	17,96	15,56	20,00
optimum du modèle	19,6	15,7	23,82	22,28

Tableau 2.5. Les modèles générés pour la puissance de sortie.

Itération	Modèle (P_L en dBm)
1 *	$P_L = 7,028 + 1,931*A + 0,966*C + 1,326*D + 5,753*E - 0,883*A^2 - 2,214*C^2 - 2,362*D^2$
2	$P_L = -38,298 + 10,845*A + 35,353*B^2 + 8,399*C + 10,035*D + 0,609*E - 8,267*B$
3	$P_L = -9,726 + 9,873*A + 3,437*B + 10,45*C + 16,5*D - 0,473*E - 14,45*C^2 - 23,52*D^2 - 0,149*E^2$
4	$P_L = 9,387 + 1,464*A + 12,06*C + 0,140*E - 24,51*C^2 - 0,054*E^2 + 3,04*A*D$

* Pour ce modèle, $A = \text{Re}(\Gamma_S)$ and $B = \text{Im}(\Gamma_S)$

Tableau 2.6 : Points optimaux

Paramètre	Puissance de sortie	Gain de répéteur	Efficacité du drain
Paramètre A	0,90	0,90	0,72
Paramètre B	132°	133°	116°
Paramètre C	0,26	0,17	0,25
Paramètre D	0,44	0,40	0,35
Paramètre E	4,3 dBm	-6 dBm	2,8 dBm
Prédiction du modèle	23,8 mW (13,8 dBm)	52,3 (17,2 dB)	51,9 %
Valeur mesurée	20,2 mW (13,0 dBm)	51,9 (17,2 dB)	53 %

Malgré le succès de l'approche des plans d'expérience pour un transistor faible bruit opéré en mode petit signal, l'approche n'a pas pu être utilisée pour optimiser les performances du transistor de puissance en mode grand signal. A l'époque de l'expérimentation avec les plans d'expérience, la méthode de mesure de la puissance disponible n'était pas au point. Comme la puissance disponible ne pouvait être mesurée précisément elle ne pouvait non plus être maintenue constante. d'où la construction de modèles incorrects ne permettant pas de trouver les conditions correspondant aux comportements optimums du transistor. Faute de temps, l'approche a été abandonnée. Quand le problème de la mesure de la puissance disponible a été résolu, le temps manquait pour revenir aux plans d'expérience et une approche plus sûre mais moins performante a été utilisée. Il reste qu'il serait intéressant de poursuivre le travail dans cette voie car elle semble prometteuse.

2.6 Logiciels utilisés pour l'opération du banc

Un ordinateur est essentiel au fonctionnement automatique du banc de caractérisation. Il est responsable :

- des calculs relatifs aux mesures des réflectomètres, soit de la conversion des 4 mesures de puissance en coefficient de réflexion et en bilan de puissance à l'aide des coefficients

d'étalonnage et de ceux de la boîte d'erreur.

- des communications sur le GPIB pour le contrôle des instruments évolués (synthétiseur, bloc d'alimentation, commutateurs, puissancemètres, filtres YIG, analyseur de spectre)
- de la gestion de la cartes DAC pour le contrôle des modulateurs vectoriels et des atténuateurs variables (peu utilisés).
- de la gestion de la ADC pour la lecture du thermocouple et de la tension continue produite par les mélangeurs du sous-système de mesure PM.

De plus, il est responsable de l'exécution des algorithmes de synthèse de charge et du stockage des mesures.

Les différents programmes ont été écrits à l'aide du langage VEE-Test (Visual Engineering Environment for Test). Ce choix a été motivé par l'existence de certains programmes lors du démarrage du projet, par la facilité avec laquelle il est possible de communiquer avec des instruments via le GPIB, par la facilité avec laquelle il est possible de créer des interfaces usagers conviviaux et par la possibilité de modifier le programme en cours d'exécution. Cependant, la programmation s'effectue de manière graphique, le transfert des variables s'effectuant à l'aide de «fils». Si on ne prend pas garde à programmer de manière disciplinée, un programme en VEE-Test peut facilement devenir incompréhensible même pour le programmeur. Toute personne désirant utiliser ce logiciel doit en être consciente.

Les programmes se retrouvent en trois catégories : les programmes d'étalonnages, les programmes pour le calcul des boîtes d'erreur et les programmes de mesure.

Les programmes d'étalonnage sont utilisés pour présenter 13 charges aux six-ports afin d'obtenir les coefficients p , q , r , A^2 et B^2 . Chaque six-ports a un programme

d'étalonnage qui lui est propre. Le programme 13stdpm.vee est associé au six-ports à puissancemètre PM, le programme 13std_boin.vee est associé au six-ports à puissancemètre Boonton sans filtre YIG et le programme 13swyim.vee est associé au six-ports à puissancemètre Boonton avec filtre YIG. Ces logiciels guident l'utilisateur dans le processus d'étalonnage en lui demandant de brancher un court-circuit mobile (avec et sans atténuateurs) au six-ports et de déplacer le court-circuit. Les programmes mesurent les 4 puissances aux ports de mesure des réflectomètres et produisent un fichier contenant ces mesures. Le calcul des paramètres d'étalonnage est effectué avec le programme hcal. Ce programme a été écrit en Fortran et est compilé pour une station de travail HP série 300. Le programme se lance avec la ligne suivante :

```
hcal <fichier_in >fichier_out
```

où fichier_in est le fichier produit par les logiciels d'étalonnages et fichier_out est un fichier de commentaires qui contient des détails sur l'exécution du programme. Le programme produit aussi un fichier de sortie nommé w.dat qui contient sur chaque ligne, dans l'ordre, la fréquence d'étalonnage et les paramètres p , q , r , A^2 et B^2 .

Les programmes de calibration sont les suivants : gammapm.vee pour le six-ports à puissancemètre PM, gamma_boin.vee pour le six-ports à puissancemètre Boonton sans filtre YIG et gammaswyiw.vee pour le six-ports à puissancemètre Boonton avec filtre YIG. Ces programmes servent à mesurer les standards de calibration ce qui permet d'obtenir les paramètres de la boîte d'erreur c , d et e et de lever l'incertitude de signe dans les équations associées à l'étalonnage. Ces trois programmes demandent à l'utilisateur de brancher un court-circuit décalé, un circuit ouvert décalé, une charge adaptée et un court-circuit en série avec un atténuateur de 6 dB. Le coefficient de réflexion des trois premiers standards est bien connu alors que celui du quatrième est approximativement connu. C'est ce dernier qui est utilisé pour lever l'ambiguïté de signe dans les formules

de calcul pour le coefficient de réflexion. Ces programmes permettent aussi d'obtenir les coefficients de la calibration en puissance. Lors de cette étape, on mesure le bilan de puissance à l'aide du six-ports calibré pour Γ et avec un détecteur de puissance. On peut alors calculer P_k , le coefficient de calibration en puissance.

Les programmes servant directement aux mesures ont été divisés en différents morceaux afin de ramener à une taille raisonnable les différents éléments [109]. On obtient ainsi différentes bibliothèques qui sont chargées en mémoire par le programme principal avant chaque utilisation. Ces bibliothèques sont des programmes écrits avec VEE-Test. Les fonctions définies dans ces programmes peuvent être rendues accessibles à un autre programme si cet autre programme charge le programme contenant les fonctions. Les principales bibliothèques sont les suivantes :

libspn2.vee: Cette bibliothèque contient toutes les fonctions qui permettent de prendre des mesures avec des réflectomètres six-ports (initialisation et opération des six-ports). Elle contient aussi les fonctions relatives au synthétiseur de signal.

p_supply.vee : Cette bibliothèque contient les fonctions relatives au bloc d'alimentation à 3 canaux Tektronix PS2520G. Les fonctions permettent de fixer le niveau de tension ou de courant pour les trois canaux ainsi que de lire la valeur de la tension ou de courant des 3 canaux.

temperat.vee : Cette bibliothèque contient les fonctions relatives à la régulation en température du DUT. Une fonction permet de prendre une lecture du thermocouple dont le point de mesure est fixé au boîtier du transistor sous test. Une fonction permet de démarrer ou d'arrêter le ventilateur utilisé pour refroidir le transistor et une autre permet de démarrer ou d'arrêter le courant qui passe au travers de la résistance utilisé pour réchauffer le transistor. Une puissance thermique d'environ 5 W est dissipée dans la résistance. Une dernière fonction fait appel aux trois autres pour décider de l'action à prendre pour maintenir le transistor à la bonne température.

fct_dac2.vee : Cette librairie est en fait une adaptation à l'environnement VEE-Test d'une librairie compilée de fonctions écrites en C. Cette librairie est fournie par le manufacturier des cartes DAC et ADC (Computer Boards Inc.) sous forme de « dynamically linked library » (.DLL). Les fonctions VEE-Test se limitent à charger la librairie compilée et à formater les entrées et sorties de ces fonctions. Les fonctions de cette librairie permettent d'ajuster la tension de sortie des 16 canaux des cartes DAC. D'autres fonctions permettent de lire les tensions appliquées aux 8 entrées (en mode bipolaire) de la carte ADC. Toutes ces fonctions retournent aussi un code d'erreur utilisé pour diagnostiquer d'éventuels problèmes.

yighbib.vee : Cette librairie comporte les fonctions relatives à l'opération des filtres YIG modèle TMF1800B et TMF1800H de la compagnie Integra Microwave. Les fonctions permettent de calculer le code à envoyer au filtre afin de positionner la bande passante à la fréquence voulue.

Le programme principal de mesure contient l'algorithme de synthèse d'impédance par branches actives ainsi que l'algorithme qui permet la synthèse simultanée d'un groupe d'impédances arbitraires. Ces deux algorithmes sont détaillés dans les sous-sections suivantes. Pour chaque combinaison d'impédance, différentes quantités sont mesurées. Ces quantités sont sauvegardées sur une ligne du fichier de mesure à l'aide du format présenté au tableau 2.7 :

Tableau 2.7 : Signification des colonnes du fichier de mesure

Colonne	Quantité	Unités	Colonne	Quantité	Unités
1	fréquence	GHz	23	V_{pm1}	V
2	V_{gs}	V	24	V_{pm2}	V
3	I_{gs}	A	25	$I_s @ f_0$	V
4	V_{ds}	V	26	$Q_s @ f_0$	V
5	I_{ds}	A	27	$I_L @ f_0$	V
6	$Re(\Gamma_S) @ f_0$	U	28	$Q_L @ f_0$	V
7	$Im(\Gamma_S) @ f_0$	U	29	$I_L @ 2f_0$	V
8	P_S	mW	30	$Q_L @ 2f_0$	V
9	$Re(\Gamma_{IN}) @ f_0$	U	31	$I_L @ 3f_0$	V
10	$Im(\Gamma_{IN}) @ f_0$	U	32	$Q_L @ 3f_0$	V
11	$P_{IN} @ f_0$	mW	33	P_{synth}	dBm
12	$Re(\Gamma_L) @ f_0$	U	34	V_{att1}	V
13	$Im(\Gamma_L) @ f_0$	U	35	V_{att2}	V
14	$P_L @ f_0$	mW	36	V_{YIG1}	V
15	$Re(\Gamma_L) @ 2f_0$	U	37	I_{YIG1}	A
16	$Im(\Gamma_L) @ 2f_0$	U	38	V_{YIG2}	V
17	$P_L @ 2f_0$	mW	39	I_{YIG2}	A
18	$Re(\Gamma_L) @ 3f_0$	U	40	succès	0/1
19	$Im(\Gamma_L) @ 3f_0$	U	41	temps	minutes
20	$P_L @ 3f_0$	mW	42	no ligne	U
21	Phase	°			
22	Température	°C			

où fréquence est la fréquence du synthétiseur

V_{gs} est la tension entre la grille et la source mesurée avec signal RF

I_{gs} est le courant de grille du transistor, avec signal RF

V_{ds} est la tension entre le drain et la source mesurée avec signal RF

I_{ds} est le courant entre le drain et la source mesuré avec signal RF

$Re(\Gamma_S) @ f_0$ est la partie réelle du coefficient de réflexion de la source

$Im(\Gamma_S) @ f_0$ est la partie imaginaire du coefficient de réflexion de la source

P_S est le bilan de puissance mesuré par le six-ports PM

$Re(\Gamma_{IN}) @ f_0$ est la partie réelle du coefficient de réflexion de l'entrée du DUT

$Im(\Gamma_{IN}) @ f_0$ est la partie imaginaire du coefficient de réflexion de l'entrée du DUT

$P_{IN} @ f_0$ est le bilan de puissance à l'entrée du DUT

$\text{Re}(\Gamma_L) @ f_0$ est la partie réelle du coefficient de réflexion de la charge à la fondamentale

$\text{Im}(\Gamma_L) @ f_0$ est la partie imaginaire du coefficient de réflexion de la charge à la fondamentale

$P_L @ f_0$ est le bilan de puissance dans la charge à la fondamentale

$\text{Re}(\Gamma_L) @ 2f_0$ est la partie réelle du coefficient de réflexion de la charge à la seconde harmonique

$\text{Im}(\Gamma_L) @ 2f_0$ est la partie imaginaire du coefficient de réflexion de la charge à la seconde harmonique

$P_L @ 2f_0$ est le bilan de puissance dans la charge à la seconde harmonique

$\text{Re}(\Gamma_L) @ 3f_0$ est la partie réelle du coefficient de réflexion de la charge à la troisième harmonique

$\text{Im}(\Gamma_L) @ 3f_0$ est la partie imaginaire du coefficient de réflexion de la charge à la troisième harmonique

$P_L @ 3f_0$ est le bilan de puissance dans la charge à la troisième harmonique

Phase est la phase relative mesurée par le système de mesure PM

Température est la température mesurée par le thermocouple et la carte ADC

V_{pm1} est la tension lue au premier mélangeur du système de mesure PM

V_{pm2} est la tension lue au second mélangeur du système de mesure PM

$I_S @ f_0$ est la tension de commande I du modulateur vectoriel de la branche de synthèse de l'impédance de la source

$Q_S @ f_0$ est la tension de commande Q du modulateur vectoriel de la branche de synthèse de l'impédance de la source

$I_L @ f_0$ est la tension de commande I du modulateur vectoriel de la branche de synthèse de l'impédance de la charge à la fondamentale

$Q_L @ f_0$ est la tension de commande Q du modulateur vectoriel de la branche de synthèse de l'impédance charge à la fondamentale

$I_L @ 2f_0$ est la tension de commande I du modulateur vectoriel de la branche de

synthèse de l'impédance de la charge à la seconde harmonique

$Q_L @ 2f_0$ est la tension de commande Q du modulateur vectoriel de la branche de synthèse de l'impédance charge à la seconde harmonique

$I_L @ 3f_0$ est la tension de commande I du modulateur vectoriel de la branche de synthèse de l'impédance de la charge à la troisième harmonique

$Q_L @ 3f_0$ est la tension de commande Q du modulateur vectoriel de la branche de synthèse de l'impédance charge à la troisième harmonique

P_{synth} est la puissance de sortie du synthétiseur de signal

V_{att1} est la tension de commande du premier atténuateur électronique (peu utilisé)

V_{att2} est la tension de commande du second atténuateur électronique (peu utilisé)

V_{YIG1} est la tension de commande du premier filtre YIG à commande analogique (rarement utilisé)

I_{YIG1} est le courant de commande du premier filtre YIG (rarement utilisé)

V_{YIG2} est la tension de commande du second filtre YIG à commande analogique (rarement utilisé)

I_{YIG2} est le courant de commande du second filtre YIG (rarement utilisé)

succès est une quantité binaire. 1 signifie que la ligne a été réussie et 0 que la ligne a été un échec

temps est le temps en minutes depuis le début des mesures contenues dans ce fichier.

no ligne est le numéro de la ligne dans la matrice d'expérience. Un même numéro de ligne peut revenir plusieurs fois dans un fichier si les lignes sont répétées afin de réduire le bruit de mesure.

Les noms de variables utilisés dans le tableau ci-haut sont aussi ceux utilisés dans les programmes. Le fichier de mesure peut aussi contenir la chaîne de caractère NaN ("Not a Number") qui signifie que la quantité n'a pas été mesuré. Cette chaîne de caractère est utilisée car elle est reconnue par Matlab, le métalangage avec lequel est réalisée l'analyse

des résultats expérimentaux.

Beaucoup de quantités enregistrées dans le fichier ne sont jamais utilisées. La stratégie a toujours été de mesurer un maximum de quantités afin d'aider à une éventuelle recherche d'erreur *a posteriori*.

En plus du fichier de mesures le logiciel de caractérisation produit 3 autres fichiers : un fichier avec la matrice d'expérience et la matrice des niveaux, un fichier avec les coefficients de calibration et un dernier fichier avec des commentaires sur l'expérience. Les 4 fichiers produits portent le même nom mais une extension différente. Le format du nom est le suivant : sp_lpXXX ou XXX est le numéro de la série. On retrouve ces numéros dans les tableaux et graphiques de résultats. Les fichiers de mesures ont pour extension .DAT, les fichiers de commentaire ont pour extension .INF, les fichiers de calibration .EBX et ceux pour les matrice .MTC. Par exemple, SP_LP123.DAT est le fichier de données de la série 123. Il arrive que certaines séries soient lancées en même temps afin de gagner du temps. Ces séries sont alors combinées dans le même fichier. Le numéro des séries est alors combiné dans le nom du fichier. Par exemple, SP_LP123124125.DAT est le fichier contenant les résultats des séries 123, 124 et 125. Les numéros des séries sont en ordre chronologique.

2.6.1 Algorithme de niveau supérieur

L'algorithme de niveau supérieur présenté ici correspond à la structure du logiciel de caractérisation principal. Il présente comment et dans quel ordre sont appliqués les éléments de la stratégie qui permet de présenter une combinaison arbitraire d'impédances au transistor.

- Début du programme
- Chargement des librairies
- Initialisation des variables et dialogue avec l'utilisateur
 - Type d'analyse (source-pull, load-pull, balayage en puissance, plan d'expérience)
 - Édition de la matrice de niveaux
 - Demander les tolérances à appliquer aux charges à synthétiser
 - Demander le nom du fichier de mesures
 - Éditer le fichier de commentaires
- Initialisation des instruments du banc de caractérisation
- Pour chaque ligne de la matrice d'expérience
 - Initialiser les variables relatives à l'objectif
- Pour chaque répétition d'une ligne
 - Lecture de l'état actuel (charges et puissance)
 - Vérification de l'atteinte de l'objectif
 - Tant que l'objectif n'est pas atteint et que le nombre d'itérations maximal n'est pas atteint
 - Décider quelle impédance synthétiser
 - Synthétiser l'impédance retenue et la puissance à conserver constante (détaillé à la section suivante)
 - Mesurer les autres impédances
 - Vérifier si l'objectif est atteint
 - Sauvegarder l'état du montage
- Mettre le banc de mesure en mode sécuritaire (ventilateur en marche, élément chauffant éteint, pas de production de signal par le synthétiseur)
- Fin du programme

Au cœur de l'algorithme ci-dessus, on retrouve une fonction qui a pour but de déterminer quelle est l'impédance à synthétiser. Cette impédance est choisie parmi le groupe des impédances à synthétiser. Avec la méthode de synthèse d'impédance par branches actives, les différentes impédances sont très liées entre elles. Toute modification d'une onde injectée vers le DUT pour la synthèse d'une impédance modifie non seulement l'impédance synthétisée par cette onde mais aussi toutes les autres impédances. L'onde qui a le plus d'effet sur les autres est celle injectée pour la synthèse de l'impédance de source, suivie par celle pour la synthèse de l'impédance de la charge à la fondamentale, puis de celle de la charge à la seconde harmonique et enfin celle pour l'impédance de la charge à la troisième harmonique. Il est donc important de synthétiser prioritairement l'impédance de la source car si on la modifie ultérieurement toutes les autres impédances synthétisées seraient perdues. En partant de cette constatation, une stratégie de synthèse de charge a été développée. Avant de décider quelle impédance on doit synthétiser, les impédances initiales sont mesurées et la distance (dans le plan des coefficients de réflexion) de chacune avec son impédance cible est calculée. Ces distances sont multipliées par un facteur de pondération qui tient compte de l'importance relative des impédances. La distance entre l'impédance de la source mesurée et objectif est multipliée par 10, la différence pour l'impédance de charge à la fondamentale par 5, la différence pour l'impédance de la charge à la seconde harmonique par 2 et la différence pour l'impédance de la charge à la troisième harmonique par 1. La charge retenue pour la synthèse est celle dont le produit entre la différence et le facteur de pondération est la plus élevée. Cette simple stratégie a permis de réduire par un facteur d'environ 2 le temps nécessaire à la synthèse d'une combinaison d'impédances par rapport au temps requis sans utilisation de facteurs de pondération.

2.6.2 Algorithme de la fonction de synthèse d'une impédance

Cette fonction est une des plus importantes de tout le logiciel de caractérisation. Elle est responsable de la détermination de la commande à envoyer à un modulateur vectoriel pour la synthèse d'une impédance. La routine doit réaliser un nombre minimal de mesures afin de limiter le temps nécessaire à la synthèse. Elle doit aussi être robuste et déterminer la bonne commande en tout temps. Elle doit aussi être en mesure de synthétiser l'impédance voulue avec une tolérance variable. Cette fonction est enfin responsable de maintenir un niveau de puissance choisi constant. La puissance à garder constante est soit la puissance disponible de la source ou la puissance dissipée dans la charge à la fréquence fondamentale.

- Début de la fonction
 - Initialisation des variables
 - Tant que l'impédance n'est pas synthétisée, que la puissance à synthétiser n'a pas été produite et que le nombre d'itérations maximal n'a pas été atteint
 - Commander le modulateur vectoriel
 - Mesurer l'impédance produite
 - Si l'impédance produite est la meilleur produite
 - Garder cette impédance comme meilleur résultat
 - Si l'impédance produite est à l'intérieur du cercle de tolérance
 - Si l'impédance à synthétiser est celle de la source
 - Mesurer la puissance disponible de la source
 - Modifier la puissance du synthétiseur si la puissance disponible n'est pas à l'intérieur des tolérances.
 - Si l'impédance à synthétiser est celle de la charge à la fondamentale
 - Mesurer la puissance dissipée dans la charge
 - Modifier la puissance du synthétiseur si la puissance dissipée n'est pas à l'intérieur des tolérances.
 - Calculer la prochaine commande du modulateur vectoriel avec la méthode du splicing vectoriel
 - Retourner la commande du modulateur vectoriel correspondant à la meilleure impédance produite.
 - Retourner si la synthèse a été un succès ou non.
- Fin de la fonction

2.7 Stratégie expérimentale utilisée

Suite à l'échec de l'optimisation des performances du transistor avec l'approche des

plans d'expérience, une nouvelle stratégie a été élaborée. Cette approche utilise davantage les connaissances dont on dispose sur les transistors à effet de champ. Par contre, cette approche ne pourra pas permettre de déterminer les conditions optimales aussi rapidement qu'aurait pu le faire l'approche des plans d'expérience.

2.7.1 Objectif de la caractérisation

L'objectif principal de la caractérisation est de déterminer quelles combinaisons de Γ_S , $\Gamma_{L@f0}$, $\Gamma_{L@2f0}$, $\Gamma_{L@3f0}$, P_{AVS} , I_{dsq} et R_g donneront le gain optimal, l'efficacité optimale et la puissance de sortie optimale. On s'intéresse aussi aux performances en distorsion AM/AM (point de compression de 1 dB du gain). Enfin, les formes d'ondes correspondant aux différentes conditions optimales seront mesurées.

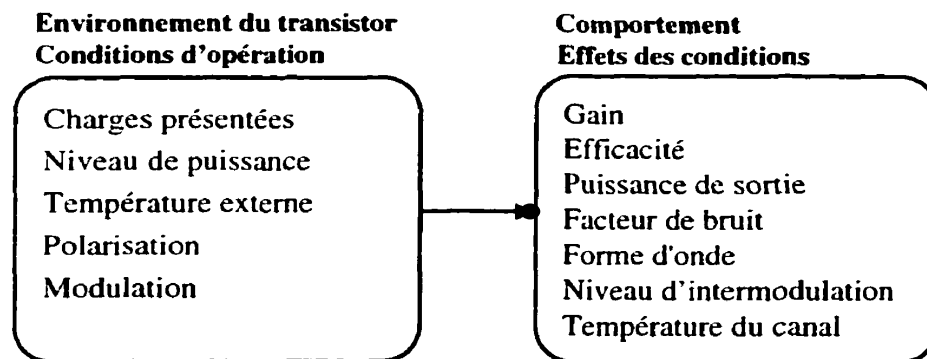


Figure 2.15 : Conditions d'opération et performances à optimiser

L'objectif le plus privilégié est l'efficacité du drain car l'interprétation avec les formes d'onde est intéressante. Un amplificateur à haute efficacité sera conçu à la toute fin du projet afin de valider les mesures.

2.7.2 Étapes de la caractérisation

Les différentes étapes de la caractérisation forment quatre groupes : la caractérisation à la fondamentale, la caractérisation aux harmoniques, les balayages en puissance et les mesures de forme d'onde. Chaque étape est réalisée avec 5 points de polarisation différents. Pour chacun de ces points, la tension drain-source est maintenue constante à la moitié de sa valeur maximale, soit 7.5 V pour le FLC091WF qui est étudié. Le courant drain-source sans signal RF (I_{dsq}) est fixé successivement à 50 % du courant de saturation (150 mA), 25 % du courant de saturation (75 mA), 15 % du courant de saturation (45 mA) et 0.1 % du courant de saturation (entre 0 et 1 mA). Le courant de saturation a été mesuré à 300 mA à $V_{ds} = 5$ V et $V_{gs} = 0$ V pour une température du boîtier du transistor de 31 °C.

Caractérisation à la fondamentale

- 1 - Variation de l'impédance de la source pour trouver le gain de répéteur optimal. Le coefficient de réflexion de la charge est maintenu constant à $0.71 \angle 172^\circ$ et la puissance dissipée dans la charge à 18 dBm (opération en mode petit signal)
- 2 - Variation de l'impédance de la charge pour trouver le gain de répéteur optimal. Le coefficient de réflexion de la source est maintenu constant à la valeur optimale déterminée à l'étape 1 et la puissance dissipée dans la charge à 18 dBm (opération en mode petit signal)
- 3 - Balayage en puissance pour déterminer le point de compression du gain de 1 dB. L'impédance de la source est celle déterminée à l'étape 1 et l'impédance de la charge est celle déterminée à l'étape 2. Le niveau de puissance disponible de la source et celle dissipée dans la charge déterminés à cette étape seront utilisés pour les étapes suivantes.
- 4 - Variation de l'impédance de la source pour trouver le gain de répéteur optimal. Le niveau de la puissance dissipé dans la charge est maintenu constant au niveau

correspondant à une compression du gain de 1 dB déterminé à l'étape 3. L'impédance de la charge est celle déterminée à l'étape 2.

- 5 - Variation de l'impédance de la charge pour trouver le gain de répéteur optimal. Le niveau de la puissance disponible de la source est maintenu constant au niveau correspondant à une compression du gain de 1 dB déterminé à l'étape 3. L'impédance de la source est celle déterminée à l'étape 4. Initialement, il était prévu de maintenir la puissance dissipée dans la charge constante mais le transistor ne pouvait fournir cette puissance pour toutes les charges sans risquer de subir des dommages.
- 6 - Variation de l'impédance de la charge pour maximiser la puissance dissipée dans la charge. Le niveau de la puissance disponible de la source est maintenu constant au niveau correspondant à une compression du gain de 1 dB déterminé à l'étape 3. L'impédance de la source est celle déterminée à l'étape 4.
- 7 - Variation de l'impédance de la charge pour trouver l'efficacité du drain optimale. Le niveau de la puissance disponible de la source est maintenu constant au niveau correspondant à une compression du gain de 1 dB déterminé à l'étape 3. L'impédance de la source est celle déterminée à l'étape 4.

Caractérisation aux harmoniques

- 8 - Variation de la phase du coefficient de réflexion de la charge à la seconde harmonique afin de déterminer la puissance de sortie maximale. Le module du coefficient de réflexion est maintenu constant à 0.9. Il a été déterminé expérimentalement que pour l'angle optimal du coefficient de réflexion de la charge aux harmoniques, plus le module du coefficient de réflexion est grand, plus la puissance dissipée dans la charge est grande. Un module de 1 n'a pas été utilisé afin qu'un circuit d'adaptation réel puisse être réalisé pour des fins de validation. L'impédance de source utilisée est celle déterminée à l'étape 4 et l'impédance de la charge est celle de l'étape 6. La puissance disponible est maintenue constante.
- 9 - Variation de la phase du coefficient de réflexion de la charge à la seconde

harmonique afin de déterminer l'efficacité du drain optimale. L'impédance de source utilisée est celle déterminée à l'étape 4 et l'impédance de la charge est celle de l'étape 7. La puissance disponible est maintenue constante.

- 10 - Variation de la phase du coefficient de réflexion de la charge à la troisième harmonique afin de maximiser la puissance dissipée dans la charge à la fondamentale. L'impédance de source utilisée est celle déterminée à l'étape 4, l'impédance de la charge à la fondamentale est celle de l'étape 7 et l'impédance de la charge à la seconde harmonique est celle de l'étape 8. La puissance disponible est maintenue constante.
- 11 - Variation de la phase du coefficient de réflexion de la charge à la troisième harmonique afin de déterminer l'efficacité du drain optimale. L'impédance de source utilisée est celle déterminée à l'étape 4, l'impédance de la charge à la fondamentale est celle de l'étape 8 et l'impédance de la charge à la seconde harmonique est celle de l'étape 10. La puissance disponible est maintenue constante.

Balayages en puissance

- 12 - Balayage en puissance pour trouver le point de compression du gain de 1 dB avec les conditions optimales pour la puissance de sortie en grand signal à la fondamentale.
- 13 - Balayage en puissance pour trouver le point de compression du gain de 1 dB avec les conditions optimales pour l'efficacité en grand signal à la fondamentale.
- 14 - Balayage en puissance pour trouver le point de compression du gain de 1 dB avec les conditions optimales pour la puissance de sortie en grand signal à la fondamentale et à la seconde harmonique.
- 15 - Balayage en puissance pour trouver le point de compression du gain de 1 dB avec les conditions optimales pour l'efficacité en grand signal à la fondamentale et à la seconde harmonique.

Les balayages en puissance avec les conditions optimales à la troisième harmonique ont

été abandonnés car l'effet de la charge à la troisième harmonique n'est pas assez important.

Étude du lien entre la forme d'onde et les conditions

16 - Mesure de la forme d'onde produite avec les conditions optimales pour l'efficacité en grand signal :

à la fondamentale,

à la fondamentale et à la seconde harmonique,

à la fondamentale, à la seconde harmonique et à la troisième harmonique

17 - Mesure de la forme d'onde produite avec les conditions optimales pour la puissance dissipée dans la charge en grand signal :

à la fondamentale,

à la fondamentale et à la seconde harmonique,

à la fondamentale, à la seconde harmonique et à la troisième harmonique

2.8 Résultats expérimentaux des effets de l'impédance de source sur le gain

L'Étape no. 1 avait pour but de trouver le coefficient de réflexion de la source qui produisait le plus grand gain de répéteur (source-pull pour le gain) et ce pour les cinq point de polarisation retenus. Les étapes de source-pull et load-pull en petit signal visent à préparer le balayage en puissance en trouvant les conditions optimales pour le gain. Ainsi, le balayage en puissance sera effectué pour des conditions proches de l'optimal en grand signal.

Le coefficient de réflexion de la charge a été déterminé à l'aide des paramètres S (en classe A) fournis par le fabricant. La puissance de sortie a été maintenue constante à 18 dBm afin de maintenir le transistor en mode petit signal pour les coefficients de réflexion de la source proche de l'optimal. Pour des coefficients de réflexion de la source

éloignés de l'optimal, le gain du transistor devient faible ce qui implique que pour maintenir 18 dBm à la sortie, la puissance disponible de la source a du être augmentée ce qui fait entrer le transistor en compression, donc en mode grand signal.

Pour les analyses source-pull et load-pull à la fondamentale, les coefficients de réflexion des charges à la deuxième et à la troisième harmonique sont maintenus constants à $0.322\angle 130^\circ$ et $0.404\angle -110^\circ$, ce qui correspond aux charges passives vues par le transistor lorsque les amplificateurs des branches de synthèse de charge sont éteints.

Les 5 figures suivantes montrent des courbes de gain constant superposées sur abaque de Smith. Les courbes sont obtenues par la routine d'interpolation associées à la fonction *contour* du logiciel Matlab et les points expérimentaux sont marqués par des croix. Chaque impédance a été mesurée cinq fois et les courbes de niveaux sont produites à partir des valeurs moyennes pour chaque impédance. Le tableau 2.8 résume les principaux résultats de cette analyse.

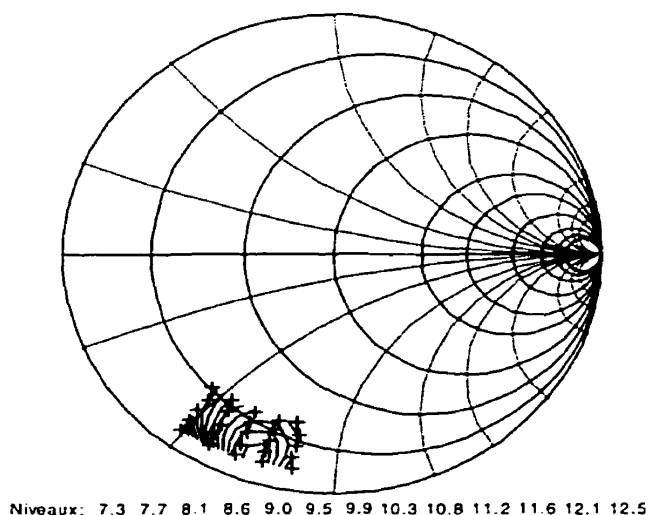


Figure 2.16: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe A

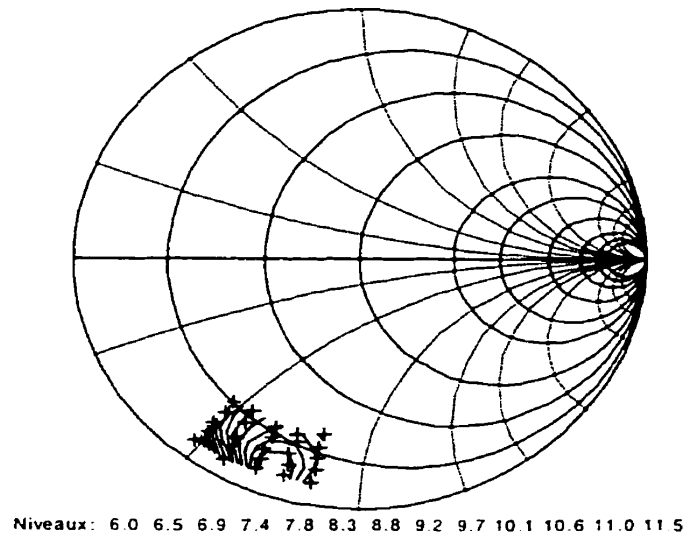


Figure 2.17: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe AB à 25 % I_{dss}

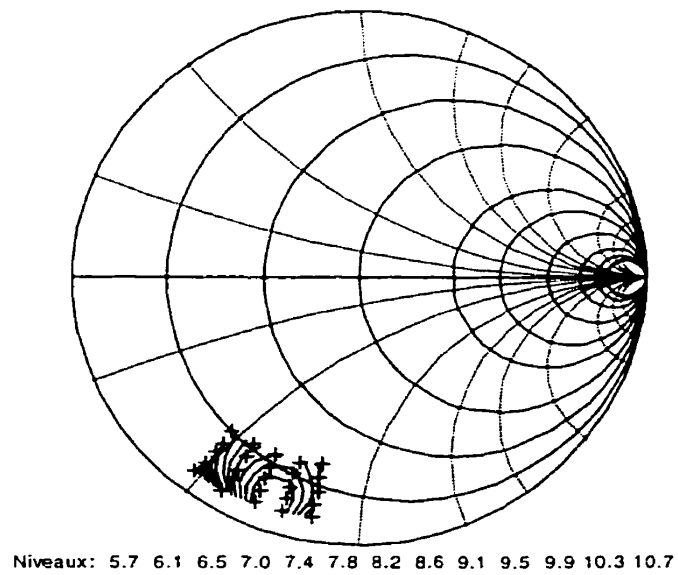


Figure 2.18: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe AB à 15 % I_{dss}

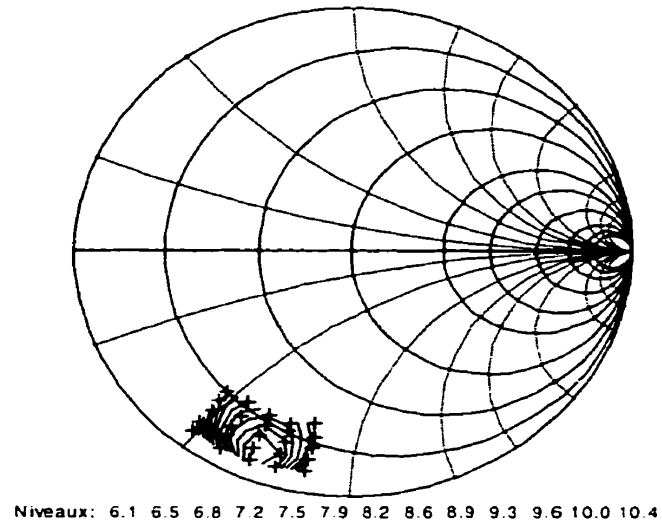


Figure 2.19: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe AB à 10 % I_{dss}

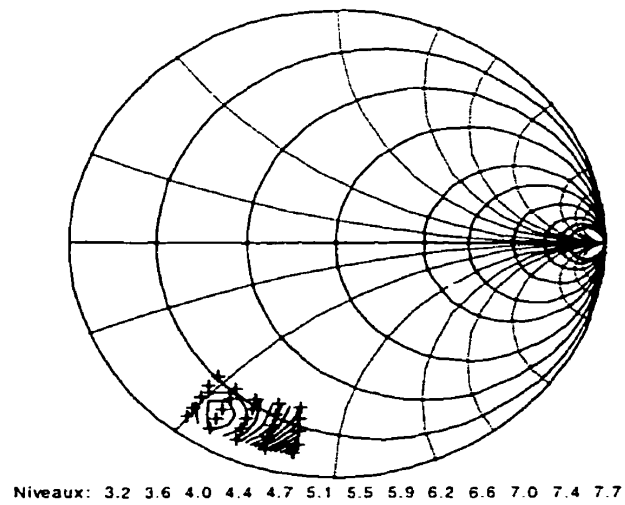


Figure 2.20: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe B à 0.3 % I_{dss}

Tableau 2.8: Impédance de source optimale à la fondamentale pour G_T (petit signal)

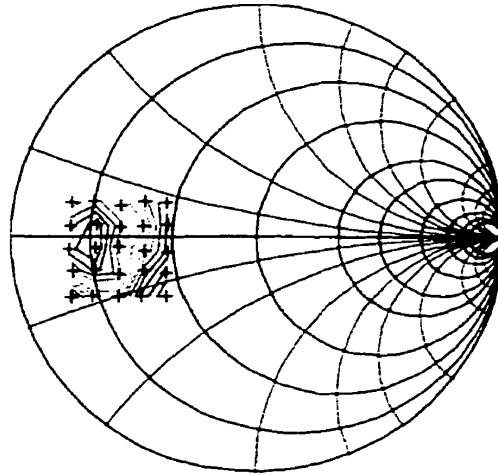
no	I_{dsq}	P_{AVS}	Γ_S	Γ_L	$G_{T,1dB}$
-	% I_{dss}	dBm	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	dB
Incertitude	1 %	$\pm 0,2$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,4$
189	50 %	5,5	$0,92 \angle -107^\circ$	$0,71 \angle 172^\circ$	12,5
190	25 %	6,5	$0,88 \angle -109^\circ$	$0,71 \angle 172^\circ$	11,5
191	15 %	7,3	$0,86 \angle -110^\circ$	$0,71 \angle 172^\circ$	10,7
192	10 %	7,6	$0,86 \angle -113^\circ$	$0,71 \angle 172^\circ$	10,4
193	0,1%	10,3	$0,82 \angle -122^\circ$	$0,71 \angle 172^\circ$	7,7

On constate que le coefficient de réflexion de la source optimal change avec la polarisation. Ceci est en accord avec la structure physique d'un FET. Plus on diminue la tension de la grille, plus on dépeuple le canal de ses porteurs de charge et plus on augmente la distance entre la jonction Schottky de la grille et la zone intrinsèque. L'augmentation de cette distance diminue les capacités grille-source et grille-drain ce qui augmente l'impédance d'entrée du DUT.

On constate aussi que le gain de répéteur optimal (et la puissance de sortie) diminue avec la diminution de la tension grille-source et du courant drain-source. Cependant, une diminution assez faible de 1 dB est observée pour une diminution du courant de drain de 50 % (de 50 % I_{dss} à 25 % I_{dss}). Un important gain d'efficacité peut donc être réalisé en échange d'une perte de gain limitée.

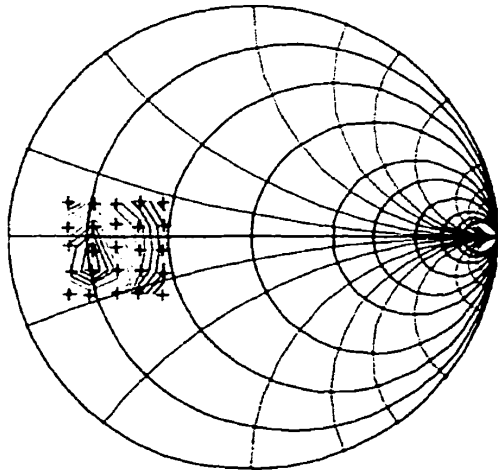
2.9 Résultats expérimentaux des effets de l'impédance de charge sur le gain

Suite à la détermination du coefficient de réflexion de la source optimal, le coefficient de réflexion de la charge à la fondamentale a été déterminé. Comme à l'étape précédente, la puissance de sortie a été maintenue constante à 18 dBm. Les figures suivantes montrent les résultats expérimentaux sur abaque de Smith et un tableau récapitulatif termine cette section.



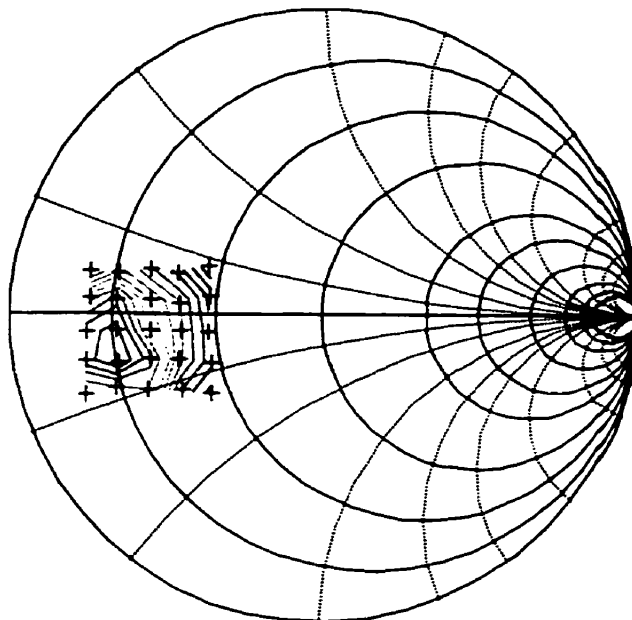
Niveaux: 11.8 11.9 12.0 12.2 12.3 12.5 12.6 12.8 12.9 13.1 13.2 13.4 13.5

Figure 2.21: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe A



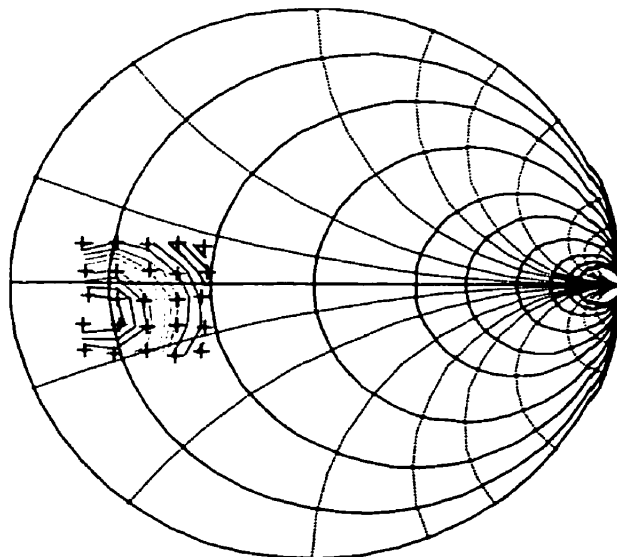
Niveaux: 11.3 11.5 11.6 11.8 11.9 12.0 12.2 12.3 12.5 12.6 12.8 12.9 13.1

Figure 2.22: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 25 % I_{dss}



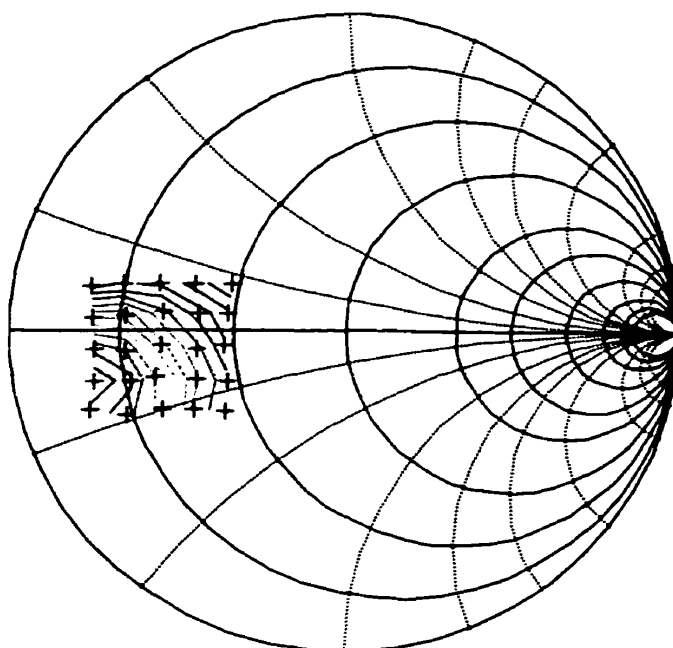
Niveaux: 10.3 10.5 10.7 10.8 11.0 11.2 11.4 11.6 11.7 11.9 12.1 12.3 12.4

Figure 2.23: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 15 % I_{dss}



Niveaux: 9.6 9.8 10.1 10.3 10.5 10.7 11.0 11.2 11.4 11.6 11.9 12.1 12.3

Figure 2.24: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 10 % I_{dss}



Niveaux: 6.6 6.9 7.2 7.5 7.8 8.2 8.5 8.8 9.1 9.4 9.7 10.1 10.4

Figure 2.25: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe B à 0.3 % I_{dss}

Tableau 2.9: Charge à la fondamentale pour le gain de répéteur optimal (petit signal)

no	I_{dsq}	P_{AVS}	Γ_S	Γ_L	$G_{T,1}$ dB
-	% I_{dss}	dBm	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	dB
Erreur	1 %	± 0.2	± 0.02	± 0.02	± 0.4
194	50 %	4,5	$0,92 \angle -107^\circ$	$0,66 \angle -171^\circ$	13,5
195	25 %	4,9	$0,88 \angle -109^\circ$	$0,67 \angle -167^\circ$	13,1
196	15 %	5,6	$0,86 \angle -110^\circ$	$0,67 \angle -167^\circ$	12,4
197	10 %	5,7	$0,86 \angle -113^\circ$	$0,76 \angle -169^\circ$	12,3
207	0,1%	8,9	$0,82 \angle -122^\circ$	$0,92 \angle -175^\circ$	9,1

On constate une augmentation significative du gain optimal par rapport au gain obtenu avec l'analyse source-pull seule. On constate aussi que le coefficient de réflexion de la charge optimal varie selon la polarisation. Deux raisons expliquent ce phénomène : la variation du coefficient de réflexion de la source et la variation des paramètres S du transistor. On constate aussi que le gain varie moins en fonction de la polarisation, une réduction du courant de drain de 50 à 25 % implique une diminution du gain de

seulement 0.4 dB. On constate aussi que le coefficient de réflexion de la charge optimal en classe B a un module proche de un. Ceci est expliqué par l'augmentation de l'impédance drain-source du FET. Comme l'impédance de sortie du FET augmente, le module de Γ_L augmente aussi car l'une est la conjuguée de l'autre pour avoir un transfert maximal de puissance.

2.10 Résultats expérimentaux du balayage en puissance

Le balayage en puissance a pour but d'augmenter la puissance disponible de la source pour augmenter l'efficacité du transistor jusqu'à atteindre le point de compression du gain de répéteur de 1 dB. Le point de compression de 1 dB a été choisi car il présente peu de risque du point de vue destruction du dispositif tout en offrant de bonnes performances. En comprimant le gain de 1 dB, le transistor entre aussi en mode non-linéaire pour tous les points de polarisation ce qui lui fait générer des fréquences harmoniques. Avec la génération de signal aux fréquences harmoniques, il sera possible de procéder à des analyses load-pull à la deuxième et à la troisième harmonique. En compressant davantage le gain, l'efficacité continue d'augmenter mais la durée de vie du transistor devient incertaine.

La figure suivante montre les courbes de gain de répéteur en fonction de la puissance disponible de la source. Le point de compression de 1 dB du gain a été déterminé comme la puissance disponible qui donne le gain maximal diminué de 1 dB. Pour la polarisation en classe B, il n'y a pas de plateau de gain constant mais plutôt une cloche, d'où le besoin de la définition précédente. Le tableau 2.10 présente les résultats tirés de la figure 2.26.

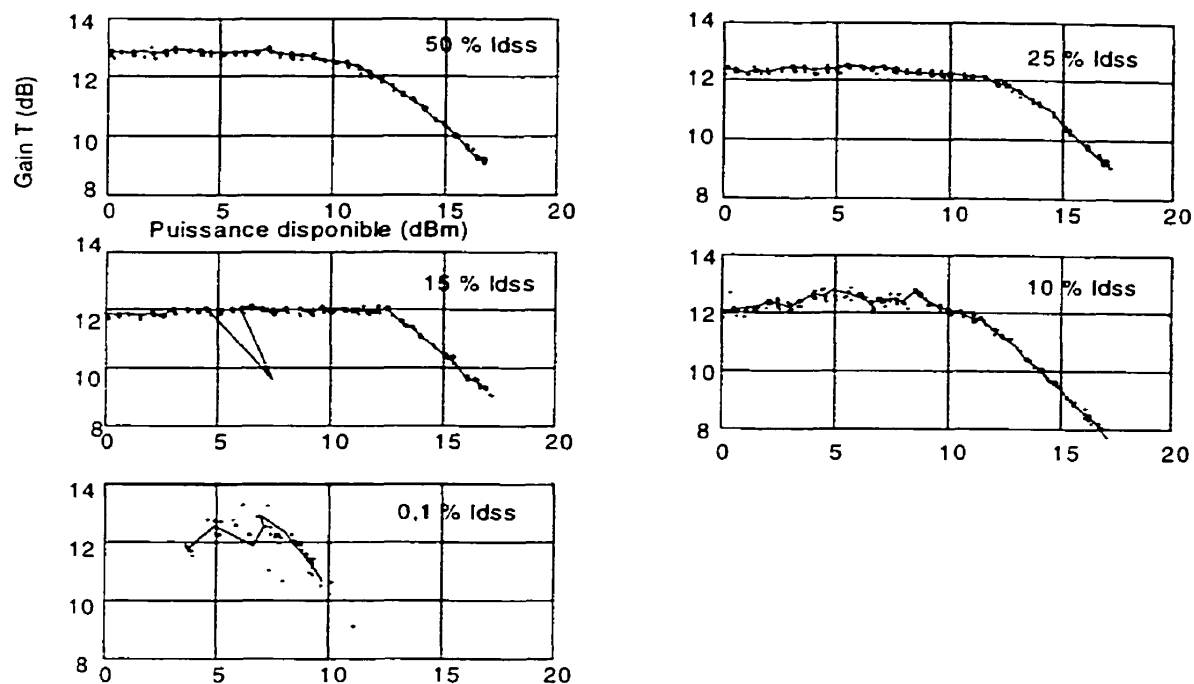


Figure 2.26: Courbes G_T en fonction de P_{AVS} au transistor pour les cinq polarisation

Tableau 2.10 : Balayage de P_{AVS} pour trouver le point de compression de G_T de 1 dB

no	I_{dss}	P_{AVS}	P_L	$G_{T,1dB}$
-	% I_{dss}	dBm	dBm	dB
Erreur	1 %	$\pm 0,2$	$\pm 0,1$	$\pm 0,4$
354	50 %	12,5	25,1	12,6
355	25 %	13,0	25,4	12,4
356	15 %	14,0	25,6	11,8
357	10 %	13,5	25,4	11,8
223	0,1%	14,0	25,6	11,7

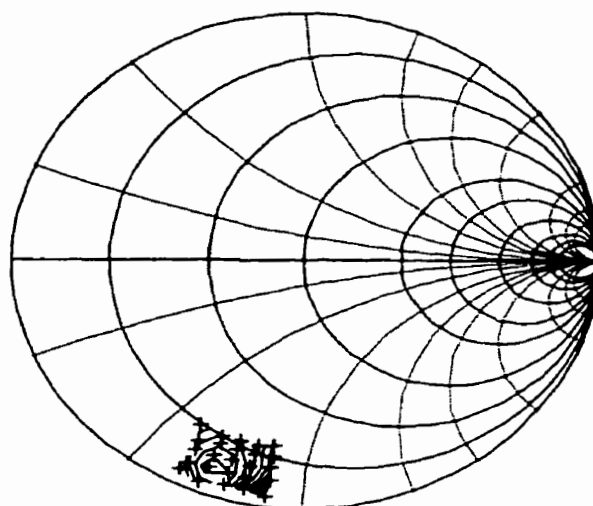
La puissance disponible au PCG 1 dB (point de compression du gain de 1 dB) varie avec la polarisation, ce qui concorde avec la théorie. Dans les analyses suivantes, une puissance disponible de 12,5 dBm sera utilisée pour tous les points de polarisation. Ceci permettra une comparaison plus facile des compromis possibles entre gain, efficacité et puissance dissipée dans la charge dans les sections traitant des load-pull en grand signal. La cinquième courbe, pour la polarisation en classe B est de moins bonne qualité que les 4 autres. Lors de cette série d'expériences, le Γ_{IN} du DUT avait un module proche de un,

rendant très imprécise la mesure, donc la synthèse, de la puissance disponible. Tout de même, on arrive à reconnaître la courbe en forme de cloche prévue théoriquement.

2.11 Résultats expérimentaux des effets de l'impédance de source sur le gain

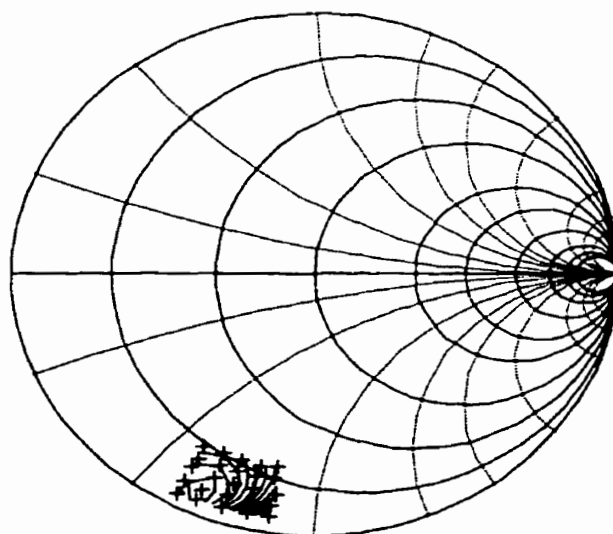
L'analyse source-pull en grand signal a pour but de trouver les coefficients de réflexion de la source qui seront utilisés durant le reste des caractérisations. L'impédance de la source optimale en grand signal n'est pas la même qu'en petit signal car l'augmentation du niveau de puissance de fonctionnement du transistor modifie ses caractéristiques. Dans cette analyse, la puissance dissipée dans la charge est maintenue constante à 25 dBm, ce qui équivaut approximativement à comprimer le gain de 1 dB pour l'impédance de source optimale. Pour les autres impédances de source, le gain est comprimé de plus de 1 dB. Afin de ne pas détruire le dispositif à l'étude en comprimant trop le gain, seules des impédances proches de celle optimale seront présentées au transistor.

Les figures suivantes montrent des courbes de gain de répéteur constant pour différentes impédances de source. La puissance de sortie et l'impédance de charge sont maintenues constantes. Un tableau récapitulatif (2.11) suit les figures.



Niveaux: 7.7 8.1 8.5 8.9 9.4 9.8 10.2 10.6 11.0 11.4 11.9 12.3 12.7

Figure 2.27: Courbes de G_T en fonction de Γ_S , classe A



Niveaux: 7.4 7.9 8.3 8.7 9.2 9.6 10.1 10.5 10.9 11.4 11.8 12.3 12.7

Figure 2.28: Courbes de G_T en fonction de Γ_S , classe AB à 25 % I_{dss}

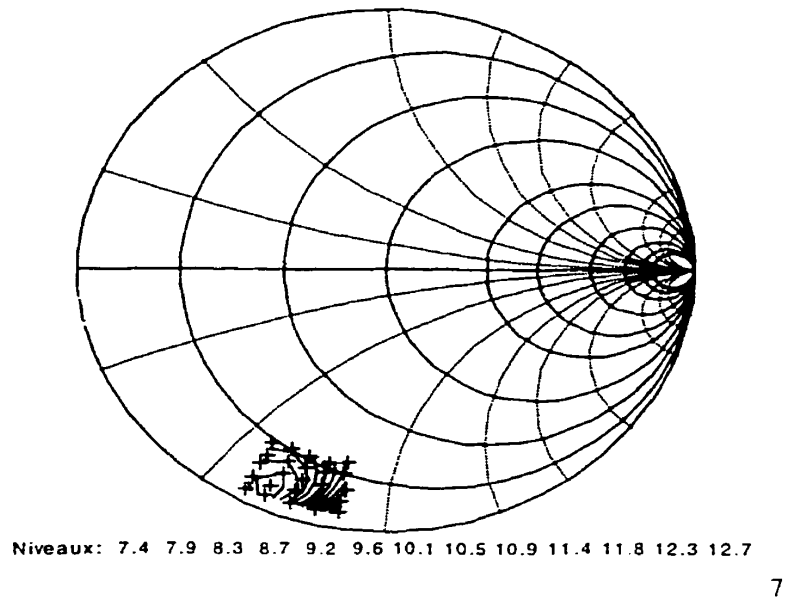


Figure 2.29: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe AB à 15 % I_{dss}

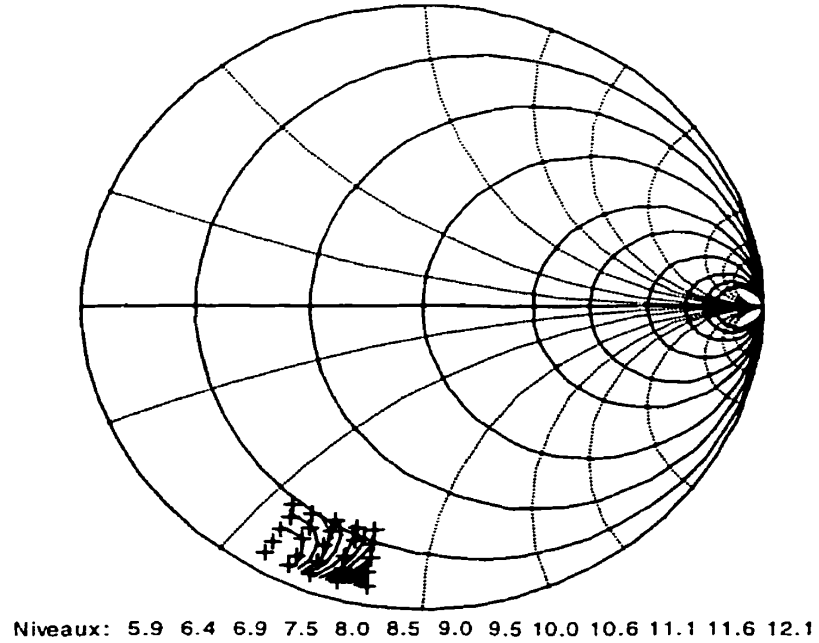
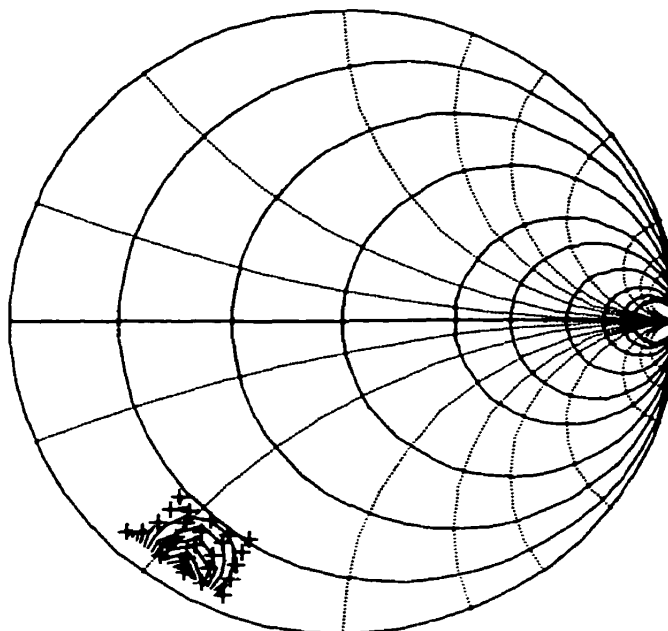


Figure 2.30: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe AB à 10 % I_{dss}



Niveaux: 4.4 5.2 6.1 7.0 7.9 8.8 9.7 10.6 11.5 12.4 13.2 14.1 15.0

Figure 2.31: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_S , classe B à 0,3 % I_{dss}

Tableau 2.11: Impédance de source à la fondamentale pour G_T optimal (grand signal)

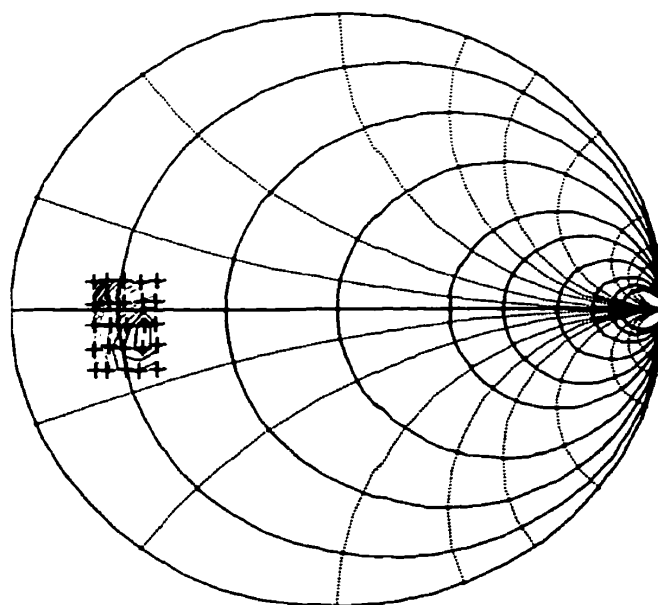
no	I_{dsq}	P_{AVS}	Γ_S	Γ_L	$G_{T,1}$
-	% I_{dss}	dBm	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	dB
Erreur	1 %	$\pm 0,2$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,4$
213	50 %	12,3	$0,90 \angle -110^\circ$	$0,66 \angle -171^\circ$	12,7
214	25 %	12,3	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,67 \angle -167^\circ$	12,7
215	15 %	12,3	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,67 \angle -167^\circ$	12,7
216	10 %	12,9	$0,90 \angle -118^\circ$	$0,76 \angle -169^\circ$	12,1
218	0,3%	13,0	$0,92 \angle -122^\circ$	$0,92 \angle -175^\circ$	12,0

On constate une légère modification de la valeur des Γ_S optimums par rapport à ceux obtenus en petit signal.

2.12 Résultats expérimentaux sur les effets de l'impédance de charge sur le gain

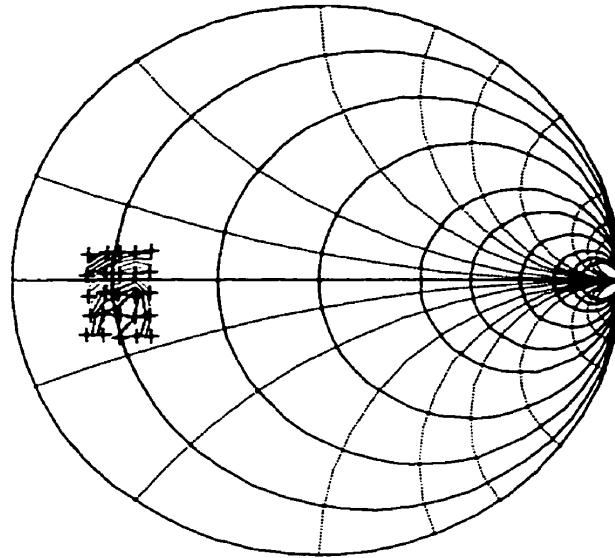
Cette analyse load-pull a pour but de déterminer les coefficients de réflexion de la charge qui donnent un gain optimal. L'efficacité et la puissance de sortie seront optimisées par des analyses load-pull indépendantes. En mode grand signal, les conditions optimales ne sont pas les mêmes pour ces trois performances.

Les figures suivantes montrent des courbes de gain constant en fonction de l'impédance de charge. La puissance disponible est maintenue constante à 12,5 dBm, sauf pour le point de polarisation en classe B (10 dBm) car l'analyse en classe B avec 12,5 dBm de puissance disponible était irréalisable. Un courant de grille supérieur à 1 mA a été mesuré pour certaines impédances de charge et le coefficient de réflexion de la grille du FET (Γ_{IN}) avait un module supérieur à un pour certaines impédances de source. Un



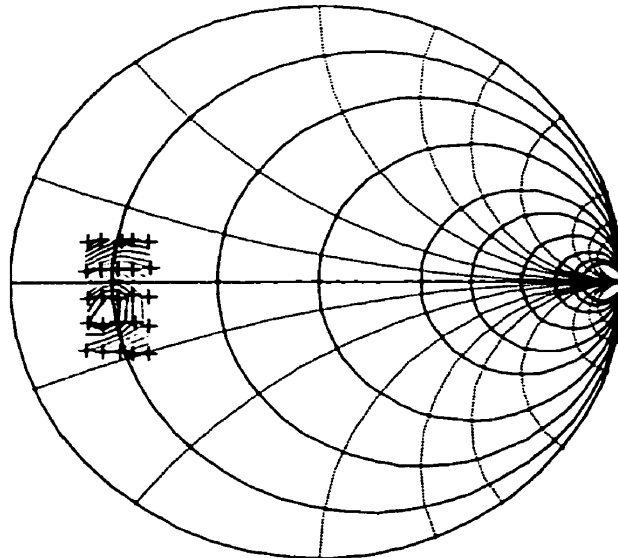
Niveaux: 11.1 11.2 11.4 11.5 11.6 11.8 11.9 12.0 12.2 12.3 12.4 12.6 12.7

Figure 2.32: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe A



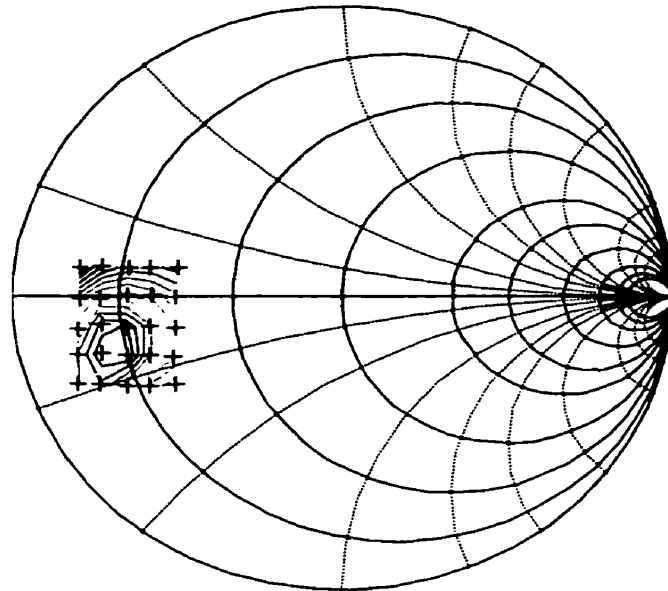
Niveaux: 10.5 10.6 10.8 10.9 11.1 11.2 11.4 11.5 11.7 11.8 12.0 12.1 12.3

Figure 2.33: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 25 % I_{dss}



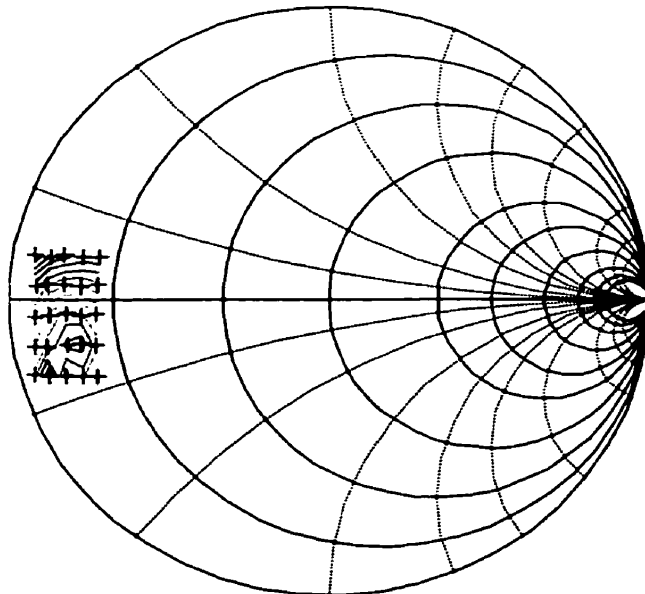
Niveaux: 9.7 9.9 10.1 10.2 10.4 10.5 10.7 10.9 11.0 11.2 11.3 11.5 11.7

Figure 2.34: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 15 % I_{dss}



Niveaux: 9.0 9.3 9.5 9.8 10.0 10.2 10.5 10.7 10.9 11.2 11.4 11.6 11.9

Figure 2.35: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe AB à 10 % I_{dss}



Niveaux: 5.4 6.1 6.8 7.4 8.1 8.8 9.4 10.1 10.7 11.4 12.1 12.7 13.4

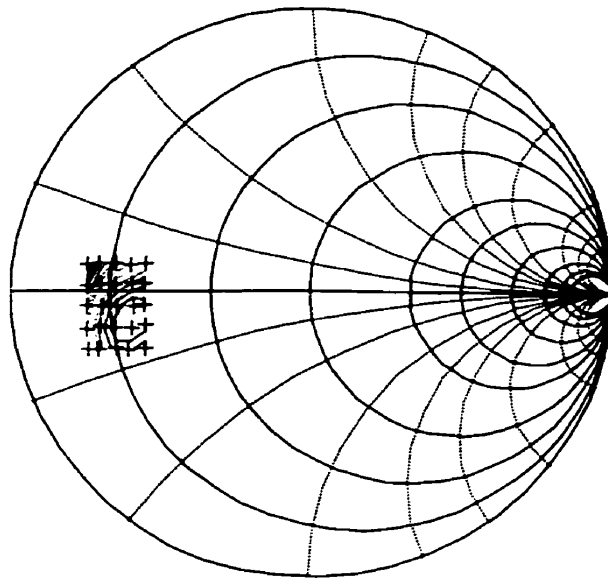
Figure 2.36: Courbes de G_T constant en fonction de Γ_L , classe B à 0,3 % I_{dss} Tableau 2.12: Charge optimale à la fondamentale pour le G_T (grand signal)

no	I_{dsq}	P_{AVS}	Γ_S	Γ_L	$G_{T,1}$ dB
-	% I_{dss}	dBm	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	dB
Erreur	1 %	$\pm 0,2$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,4$
234	50 %	12,5	$0,90 \angle -110^\circ$	$0,60 \angle 173^\circ$	12,7
235	25 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,67 \angle 167^\circ$	12,4
236	15 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,69 \angle 171^\circ$	11,8
237	10 %	12,5	$0,90 \angle -118^\circ$	$0,70 \angle 166^\circ$	11,9
238	0,3%	10,0	$0,92 \angle -122^\circ$	$0,79 \angle 169^\circ$	13,4

Comme pour l'analyse source-pull en petit signal, on constate que les coefficients de réflexion de la charge optimaux sont différents de ceux obtenus par l'analyse load-pull en petit signal. A la suite des analyses source-pull et load-pull en grand signal, on obtient donc des paires de coefficients de réflexion de la source et de la charge pour le gain optimal différents de ceux qui ont été obtenus par analyse en petit signal. Ceci constitue une justification importante de l'utilisation des techniques de caractérisation source-pull et load-pull en grand signal.

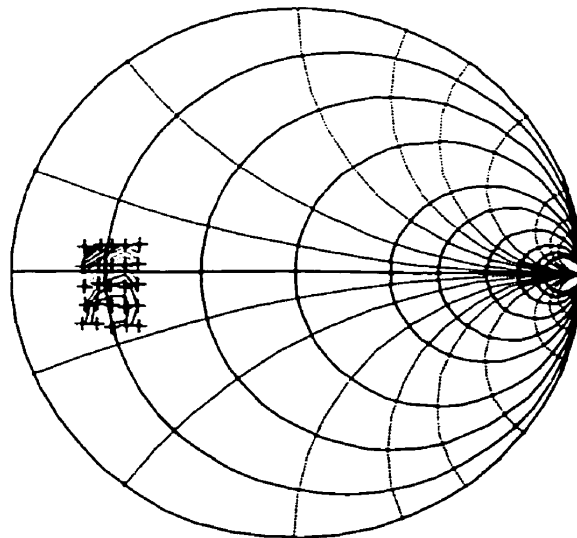
2.13 Résultats expérimentaux sur les effets de l'impédance de charge P_L

Cette analyse load-pull a pour but de déterminer les coefficients de réflexion de la charge qui donnent une puissance dissipée dans la charge optimale. Les figures suivantes montrent des courbes de puissance constante en dBm en fonction de l'impédance de la charge. Comme pour l'analyse précédente la puissance disponible est maintenue constante à 12,5 dBm, sauf pour le point de polarisation en classe B (10 dBm). Un tableau récapitulatif (2.13) suit les figures.



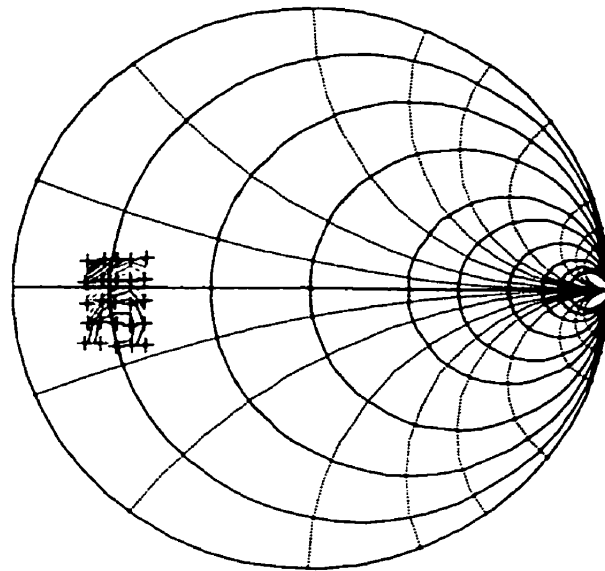
Niveaux: 23.6 23.7 23.8 23.9 24.1 24.2 24.3 24.5 24.6 24.7 24.8 25.0 25.1

Figure 2.37: Courbes de P_L constante en fonction de Γ_L , classe A



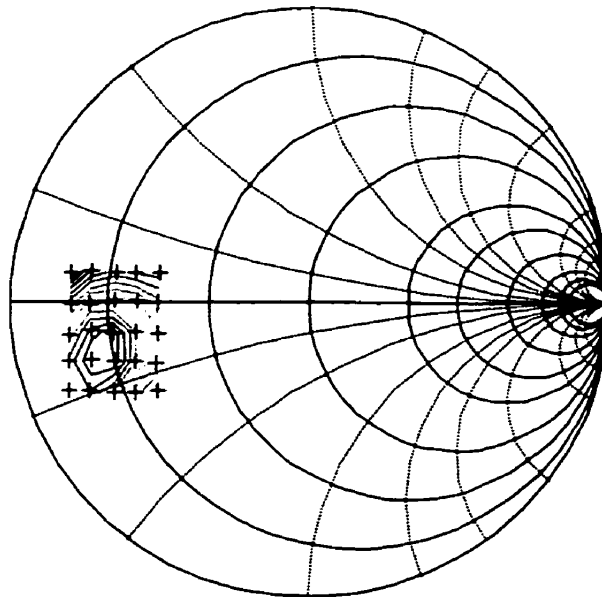
Niveaux: 23.0 23.1 23.3 23.4 23.6 23.7 23.9 24.0 24.2 24.3 24.5 24.6 24.8

Figure 2.38: Courbe de P_L constante en fonction de Γ_L , classe AB à 25 % I_{dss}



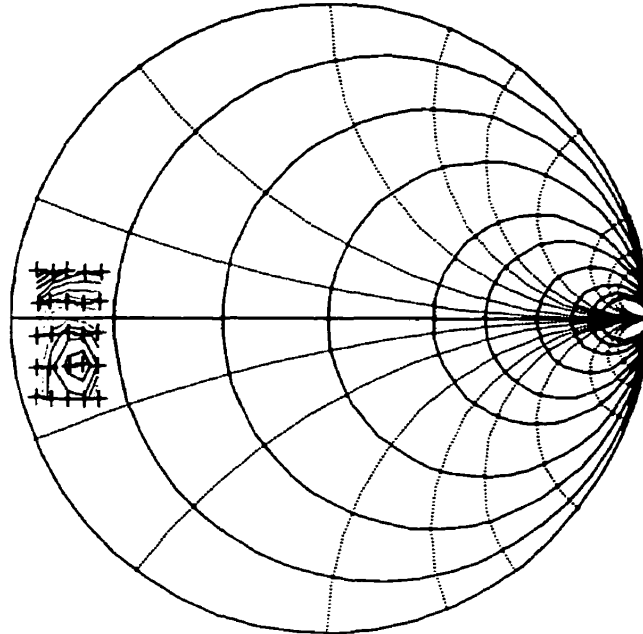
Niveaux: 23.0 23.1 23.3 23.4 23.6 23.7 23.9 24.0 24.2 24.3 24.5 24.6 24.8

Figure 2.39: Courbe de P_L constante en fonction de Γ_L , classe AB à 15 % I_{dss}



Niveaux: 21.5 21.8 22.0 22.2 22.5 22.7 22.9 23.2 23.4 23.6 23.9 24.1 24.3

Figure 2.40: Courbes de P_L constante en fonction de Γ_L , classe AB à 10 % I_{dss}



Niveaux: 15.4 16.0 16.6 17.2 17.8 18.4 19.0 19.5 20.1 20.7 21.3 21.9 22.5

Figure 2.41: Courbes de P_L constante en fonction de Γ_L , classe B à 0.3 % I_{dss}

Tableau 2.13: Charge optimale à la fondamentale pour la puissance de sortie

no	I_{dsq}	P_{AVS}	Γ_S	Γ_L	P_L
-	% I_{dss}	dBm	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	dBm
Erreur	1 %	$\pm 0,2$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,1$
234	50 %	12,5	$0,90 \angle -110^\circ$	$0,61 \angle 171^\circ$	25,2
235	25 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,67 \angle 167^\circ$	24,9
236	15 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,69 \angle 171^\circ$	24,3
237	10 %	12,5	$0,90 \angle -118^\circ$	$0,70 \angle 166^\circ$	24,4
238	0,3%	10,0	$0,92 \angle -122^\circ$	$0,78 \angle 169^\circ$	22,5

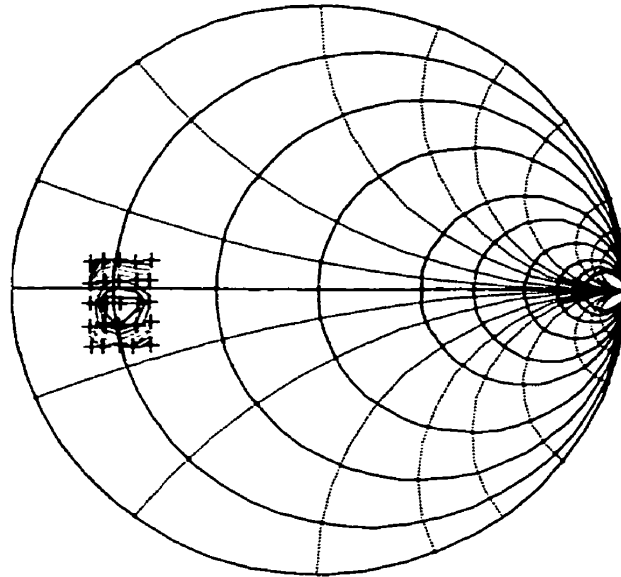
On constate que les coefficients de charge optimaux pour la puissance de sortie sont pratiquement les mêmes que pour le gain de répéteur optimal. On constate aussi que l'amplitude du coefficient de réflexion de la charge optimale en classe B a diminué par rapport à l'optimal en petit signal. Le courant drain-source est effectivement plus

important en grand signal qu'en petit signal ce qui correspond à une diminution de l'impédance drain-source et à une diminution du module de coefficient de sortie du transistor (Γ_{OUT}).

Les puissances de sortie varient de 25,2 dBm à 22,5 dBm. La puissance de sortie change très peu entre les points de polarisation à 50 % I_{dss} et 25 % I_{dss} , soit de 25.2 à 24.9 dBm. Un compromis intéressant est ici possible car une diminution importante du courant de polarisation est possible en échange d'une réduction limitée de la puissance de sortie.

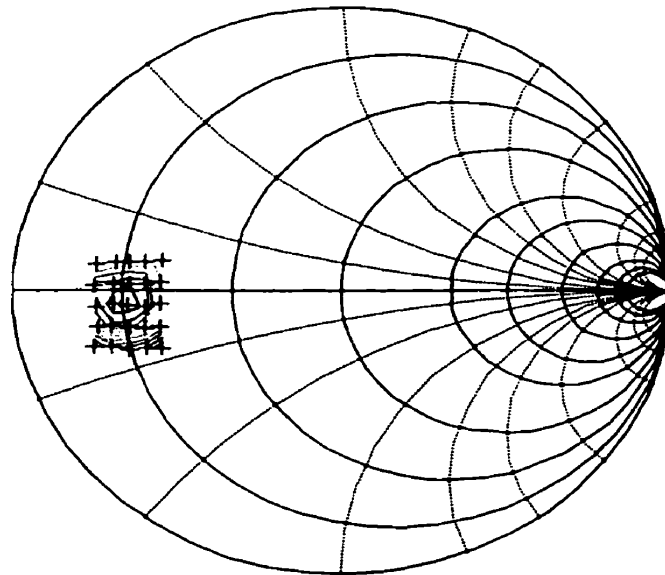
2.14 Résultats expérimentaux sur les effets de l'impédance de charge sur η_d

Cette analyse load-pull a pour but de déterminer les coefficients de réflexion de la charge qui donnent une puissance dissipée dans la charge optimale. Les figures suivantes montrent des courbes d'efficacité du drain constante (en %). L'efficacité du drain est définie comme le ratio entre la puissance dissipée dans la charge à la fréquence fondamentale et la puissance DC dissipée dans le drain, soit le produit entre la tension DC et le courant DC entre le drain et la source. Un tableau récapitulatif (2.14) suit les figures.



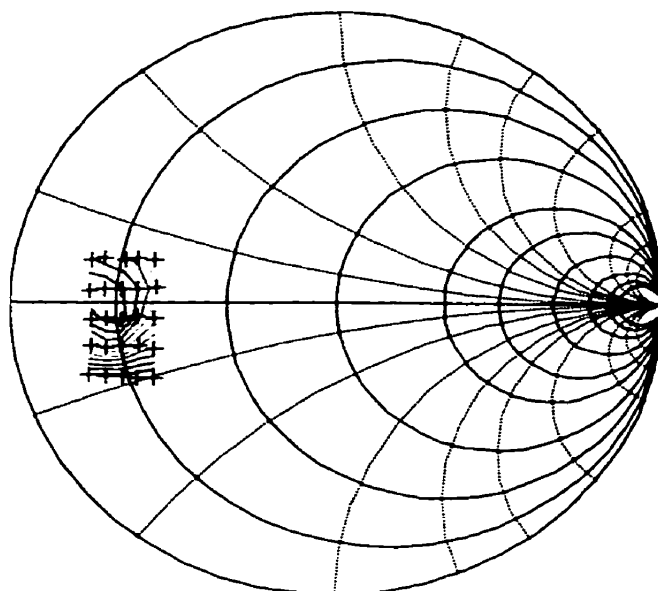
Niveaux: 29.2 29.6 30.1 30.6 31.0 31.5 31.9 32.4 32.8 33.3 33.8 34.2 34.7

Figure 2.42: Courbes de η_D constant en fonction de Γ_L , classe A



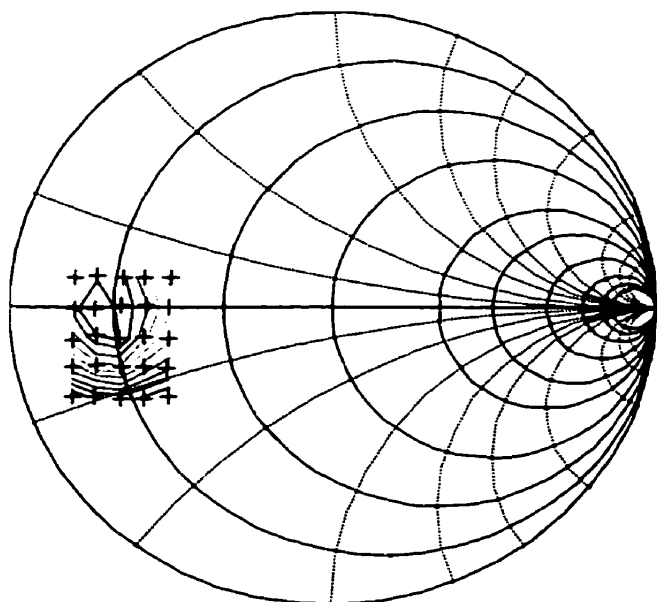
Niveaux: 41.1 41.9 42.7 43.5 44.3 45.1 45.9 46.7 47.5 48.3 49.1 49.9 50.7

Figure 2.43: Courbes de η_D constant en fonction de Γ_L , classe AB à 25 % I_{dss}



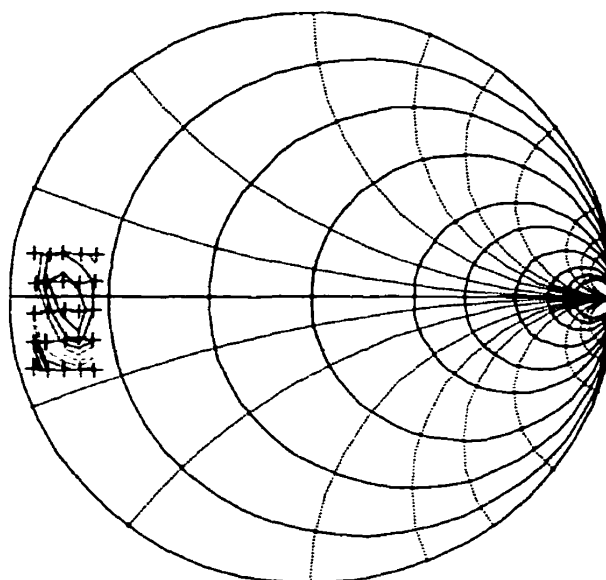
Niveaux: 35.4 36.9 38.4 39.9 41.4 42.9 44.4 45.9 47.4 48.9 50.3 51.8 53.3

Figure 2.44: Courbe de η_D constante en fonction de Γ_L , classe AB à 15 % I_{dss}



Niveaux: 32.6 34.3 36.0 37.8 39.5 41.2 43.0 44.7 46.4 48.1 49.9 51.6 53.3

Figure 2.45: Courbe de η_D constante en fonction de Γ_L , classe AB à 10 % I_{dss}



Niveaux: 18.8 21.0 23.3 25.6 27.8 30.1 32.4 34.6 36.9 39.2 41.4 43.7 46.0

Figure 2.46: Courbe de η_D en fonction de Γ_L , classe B à 0.3 % I_{dss}

Tableau 2.14: Charge à la fondamentale pour l'efficacité du drain optimale

no	I_{dsq}	P_{AVS}	Γ_S	Γ_L	η_d
-	% I_{dss}	dBm	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	%
Erreur	1 %	± 0.2	± 0.02	± 0.02	± 1 %
234	50 %	12.5	$0.90 \angle -110^\circ$	$0.65 \angle 173^\circ$	35
235	25 %	12.5	$0.90 \angle -114^\circ$	$0.65 \angle 176^\circ$	51
236	15 %	12.5	$0.90 \angle -114^\circ$	$0.70 \angle 178^\circ$	54
237	10 %	12.5	$0.90 \angle -118^\circ$	$0.72 \angle 180^\circ$	54
238	0.3%	10,0	$0.92 \angle -122^\circ$	$0.80 \angle 180^\circ$	49

Dans le cas de l'efficacité du drain, on obtient des coefficients de réflexion de charge optimaux différents pour le gain et la puissance de sortie. Pour maximiser l'efficacité, on doit maximiser la puissance dissipée dans la charge et minimiser le courant dans le drain. On observe que le courant de drain est plus faible pour les charges donnant l'efficacité optimale et que la puissance de sortie n'a été que légèrement diminuée par la modification de l'impédance. Un compromis entre le courant de drain et la puissance de sortie a permis de trouver un optimum pour l'efficacité.

2.15 Effets des terminaisons aux harmoniques sur la puissance de sortie

De nombreux travaux ont permis de vérifier expérimentalement que les charges aux fréquences harmoniques présentées au drain d'un FET permettent d'en améliorer les performances [79-89]. Pour qu'une charge à une fréquence harmonique présentée au transistor ait un effet sur ses performances, le transistor doit générer cette fréquence. Sinon, le transistor ne peut pas "voir" l'impédance aux harmoniques qui lui est présentée.

Cette section présente deux séries d'analyse load-pull harmonique, l'une pour l'effet de la charge à la deuxième harmonique sur la puissance de sortie et l'autre sur l'effet de la charge à la troisième harmonique sur la puissance de sortie.

Dans toutes les analyses load-pull aux harmoniques, le module du coefficient de réflexion de la charge aux harmoniques est conservé constant à 0,9. Des analyses préliminaires réalisées avant les analyses présentées ici ont montré que le module des charges aux harmoniques optimales est supérieur à un pour l'efficacité, la puissance de sortie et le gain. Si on varie l'amplitude du coefficient de réflexion optimal en conservant la phase constante à la valeur de la phase optimale, on constate que la performance étudiée s'améliore quand le module de coefficient de réflexion est augmenté. Ceci assure que si on se limite à réaliser la synthèse de coefficients de réflexion à l'intérieur de l'abaque de Smith, l'optimum se trouvera en un point du cercle extérieur. Dans les analyses présentées ici, on cherchera l'optimal dans le plan des coefficients de réflexion sur un cercle de rayon 0,9. Un module égal à 0,9 permettra de réaliser plus facilement le réseau d'adaptation de l'amplificateur de validation. De même, une réduction du module de Γ de 1 à 0,9 n'affectera les performances que de façon très marginale.

Les cinq figures suivantes montrent la puissance de sortie à la fondamentale en fonction de la phase du coefficient de réflexion de la charge à la seconde harmonique. La zone

étudiée est limitée aux phases proches de la phase optimale. La puissance disponible de la source et les coefficients de réflexion de la source et de la charge à la fondamentale sont maintenues constantes. Le coefficient de réflexion de la charge à la troisième harmonique est maintenu constant à $0.404 \angle -110^\circ$, ce qui correspond à la charge passive vue par le transistor lorsque l'amplificateur de la branche de synthèse de charge est éteint. Un tableau récapitulatif (2.15) suit les figures.

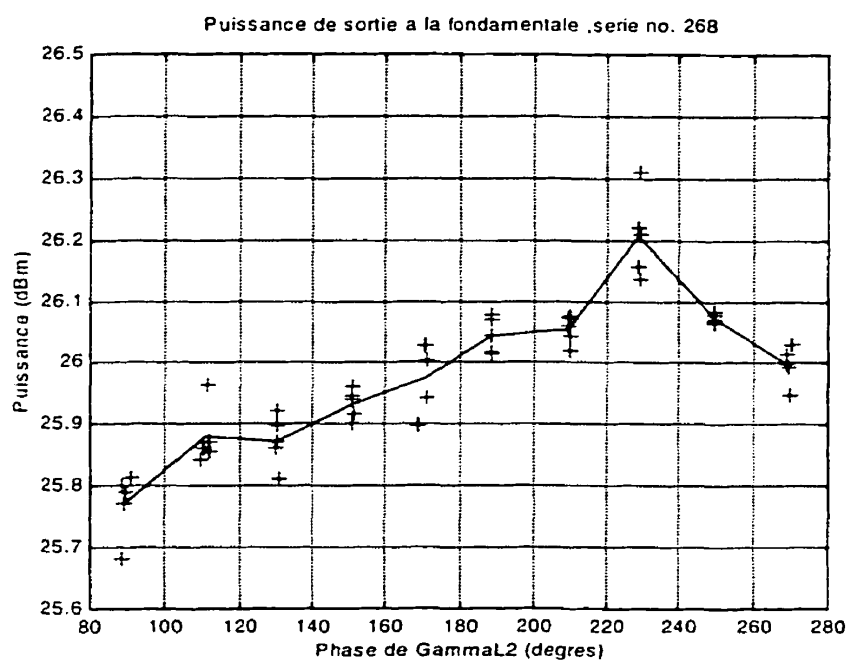


Figure 2.47: P_L en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe A

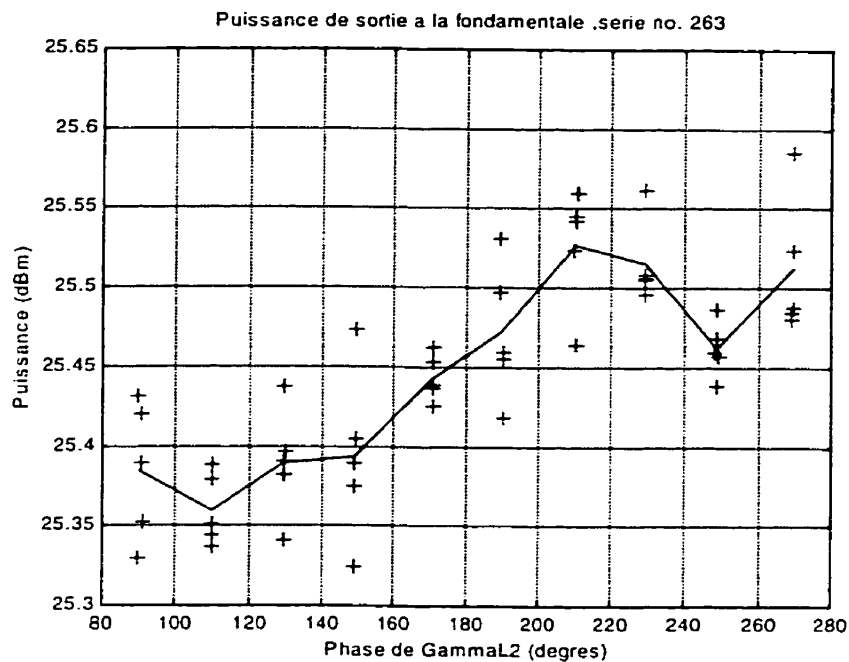


Figure 2.48: P_L en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 25 % I_{dss}

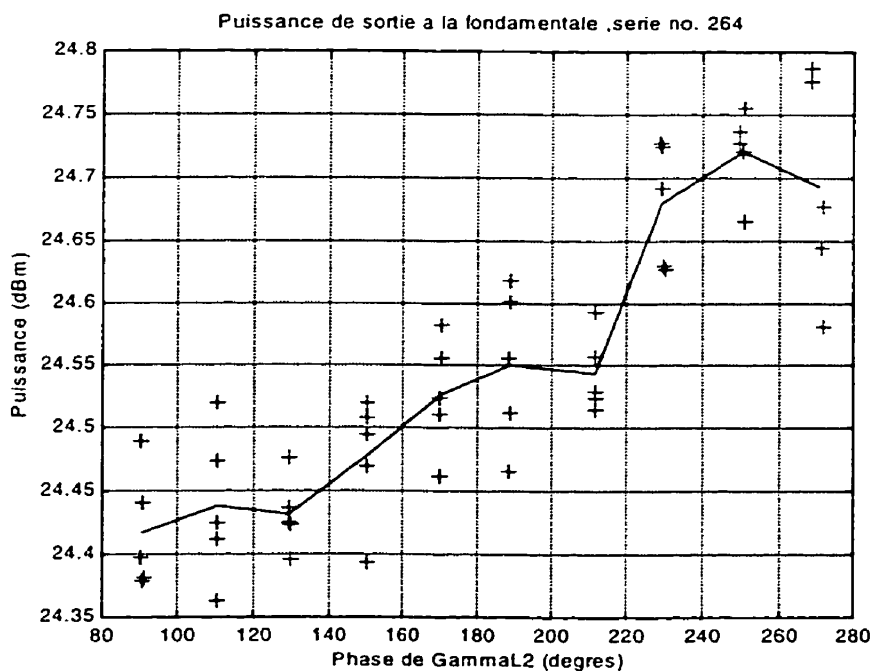


Figure 2.49: P_L en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}

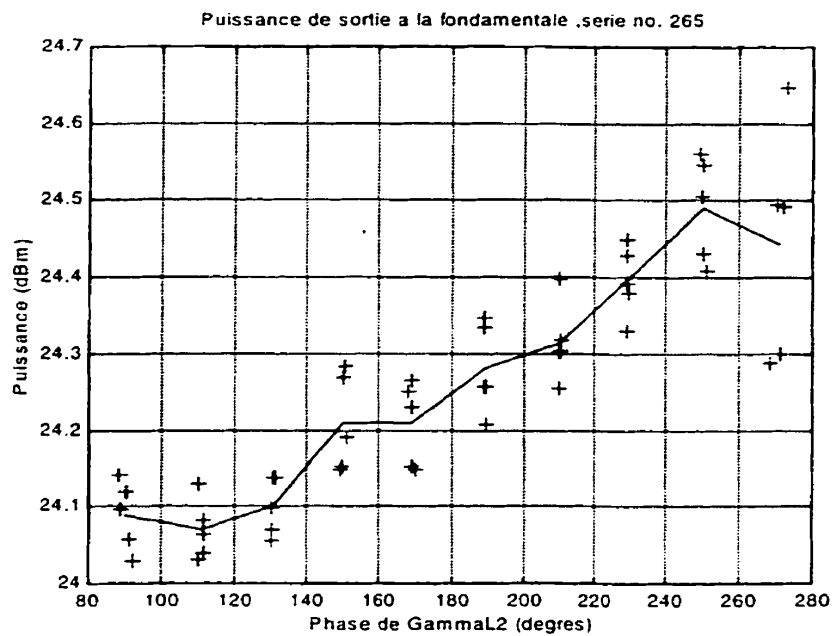


Figure 2.50: P_L en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à $10\% I_{dss}$

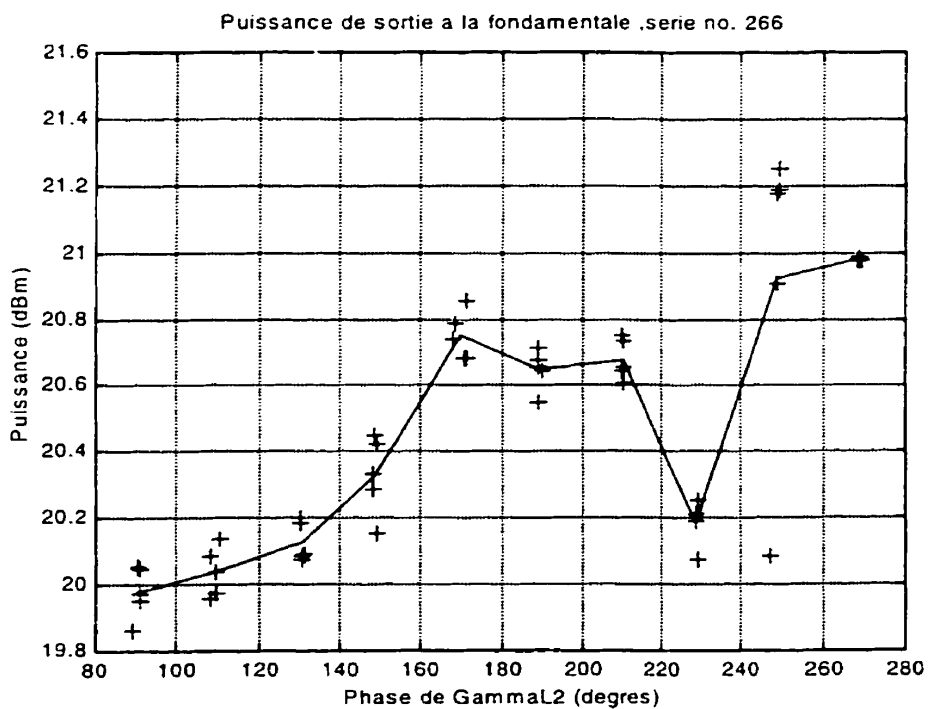


Figure 2.51: P_L en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe B à $0.3\% I_{dss}$

Tableau 2.15 : Charge à la seconde harmonique pour la puissance de sortie optimale

no	I_{dsq}	P_{AVS}	Γ_s	Γ_L	$\Gamma_L @ 2f_0$	P_L	ΔP_L
-	% I_{dss}	dBm	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	dBm	dBm
Erreur	1 %	$\pm 0,2$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$
268	50 %	12,5	$0,90 \angle -110^\circ$	$0,61 \angle 171^\circ$	$0,90 \angle 230^\circ$	26,2	1,0
263	25 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,67 \angle 167^\circ$	$0,90 \angle 210^\circ$	25,6	0,7
264	15 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,69 \angle 171^\circ$	$0,90 \angle 250^\circ$	24,7	0,4
265	10 %	12,5	$0,90 \angle -118^\circ$	$0,70 \angle 166^\circ$	$0,90 \angle 250^\circ$	24,5	0,1
266	0,3%	10,0	$0,92 \angle -122^\circ$	$0,78 \angle 169^\circ$	$0,90 \angle 250^\circ$	22,8	0,3

On constate une très légère augmentation de la puissance dissipée dans la charge à la fondamentale, surtout pour les plus fortes puissances de sortie. Cependant, on remarque aussi qu'un mauvais choix de la phase de $\Gamma_{L@ 2f_0}$ peut entraîner une baisse non négligeable de la puissance de sortie. On constate donc l'importance pour un concepteur d'amplificateurs de puissance de ne pas négliger de bien choisir l'impédance deuxième harmonique qu'il présente au transistor.

La figure suivante montre que l'optimum de la puissance de sortie en fonction de la charge à la seconde harmonique se trouve hors de l'abaque de Smith et que la stratégie de limiter l'exploration du plan des charges à la seconde harmonique à un simple cercle était une bonne idée. La phase de $\Gamma_{L@ 2f_0}$ était maintenue constante à 170° .

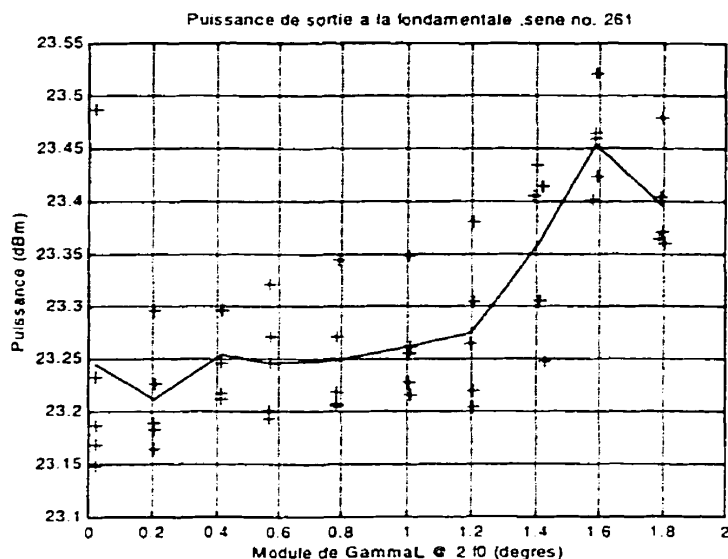


Figure 2.52: P_L en fonction de $|\Gamma_L @ 2f_0|$ pour une polarisation en classe AB à 15 % I_{dss}

Les cinq figures suivantes montrent les résultats du load-pull à la troisième harmonique pour la puissance de sortie. Ces analyses sont de mauvaise qualité car la variation de la puissance de sortie due à la variation de la phase de la charge à la troisième harmonique est plutôt faible. Cette variation est du même ordre ou plus petite que l'amplitude du bruit de mesure de la puissance de sortie à la fondamentale. De plus, les analyses load-pull à trois harmoniques simultanées prennent un temps important pour être réalisées ce qui entraîne que la calibration du montage a le temps de se dégrader. Ceci est bien visible sur les courbes présentées ci-après car les analyses ne bouclent pas. Après avoir fait varier la phase du coefficient de réflexion à la troisième harmonique sur 360° , on ne retombe pas sur le même niveau de puissance. Le tableau 2.16 résume les figures présentées ci-après.

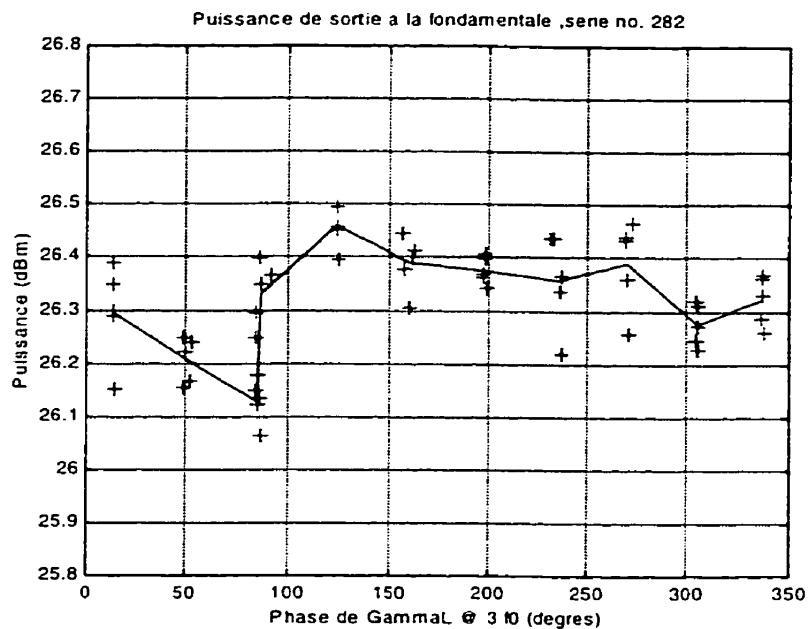


Figure 2.53: P_L en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe A

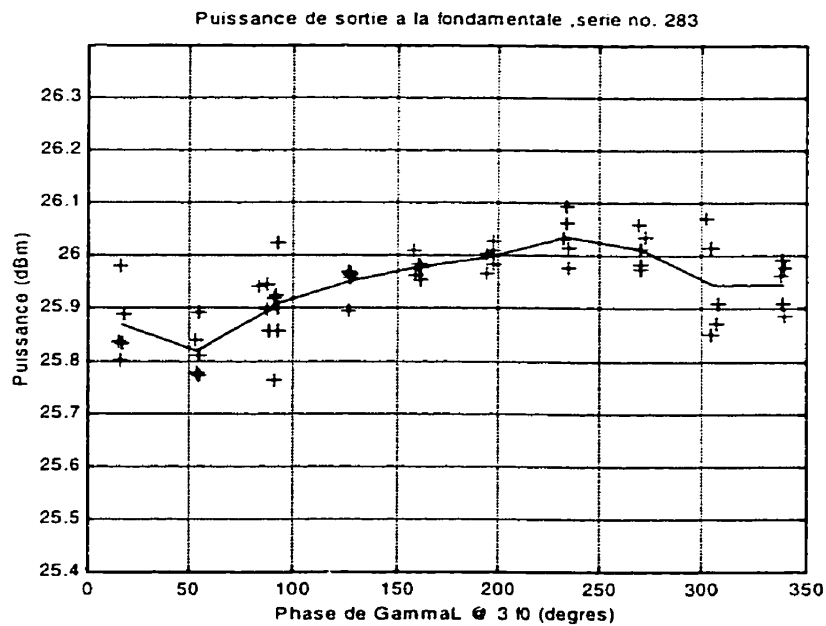


Figure 2.54: P_L en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 25 % I_{dss}

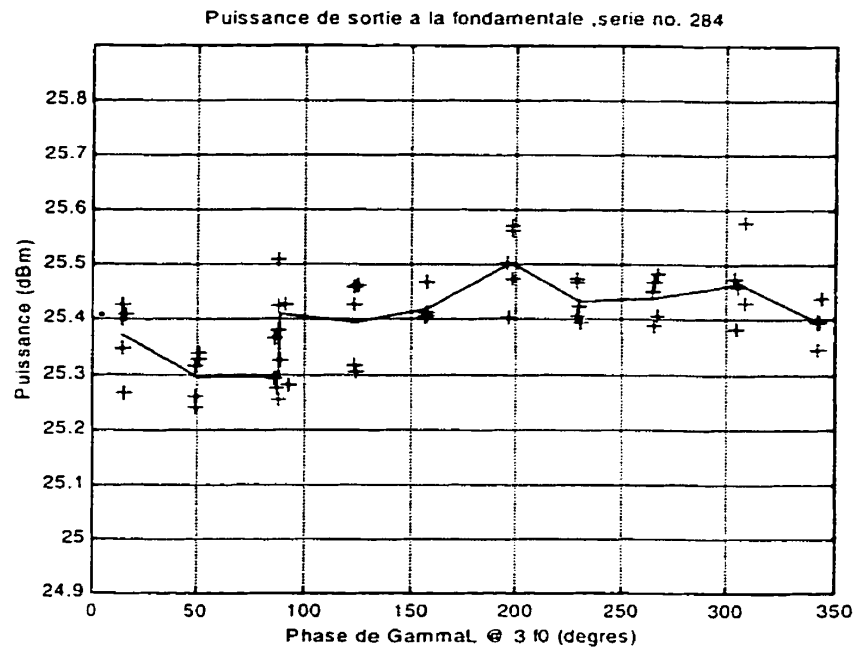


Figure 2.55: P_L en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}

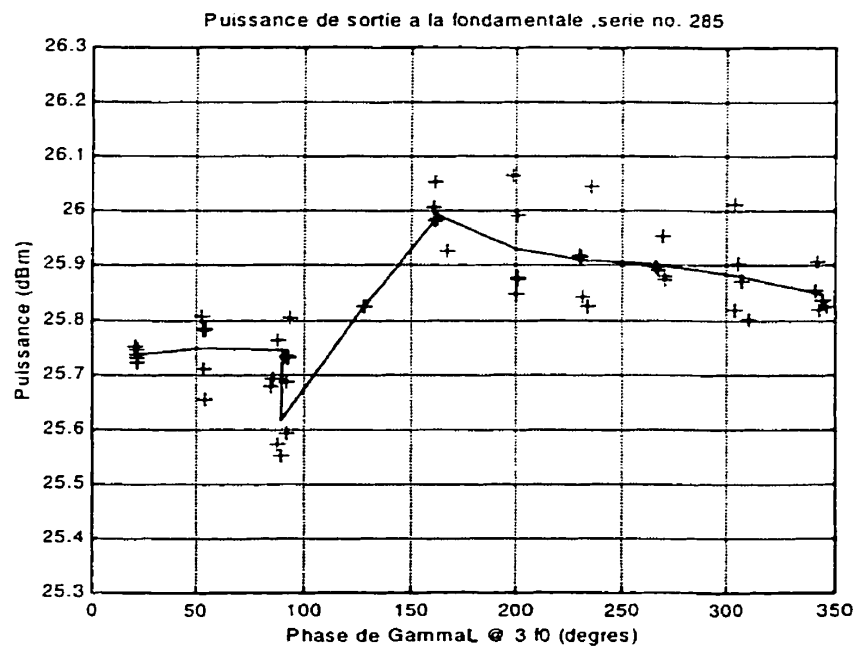


Figure 2.56: P_L en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 10 % I_{dss}

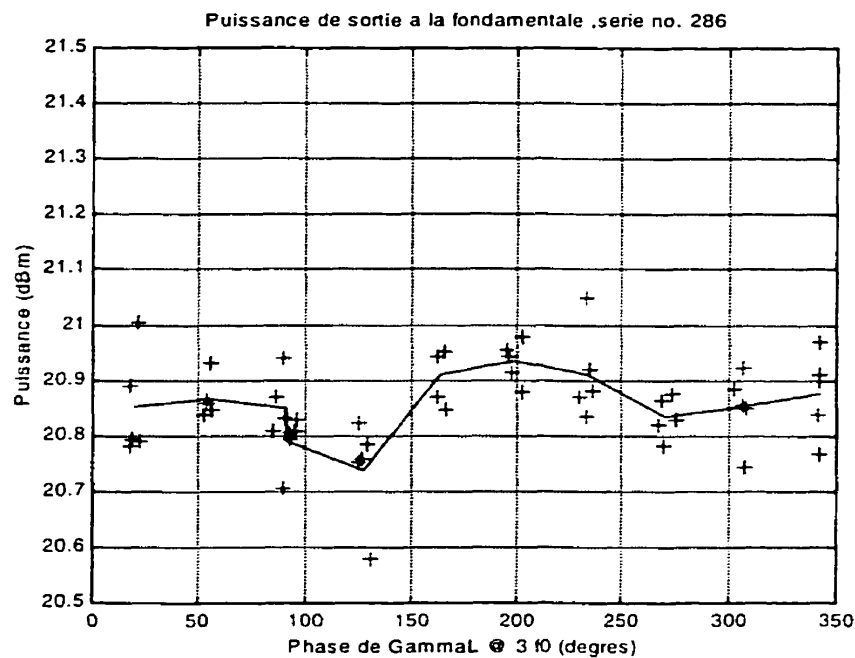


Figure 2.57: P_L en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe B à 0.3 % I_{dss}

Tableau 2.16 : Charge à la troisième harmonique pour la puissance de sortie optimale

no	I_{dsq}	P_{AVS}	Γ_S	Γ_L	$\Gamma_L @ 3f_0$	P_L	ΔP_L
-	% I_{dss}	dBm	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	dBm	dBm
Erreur	1 %	$\pm 0,2$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$
282	50 %	12,5	$0,90 \angle -110^\circ$	$0,61 \angle 171^\circ$	$0,90 \angle 120^\circ$	26,5	0,3
283	25 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,67 \angle 167^\circ$	$0,90 \angle 230^\circ$	26,0	0,4
284	15 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,69 \angle 171^\circ$	$0,90 \angle 200^\circ$	25,5	0,8
285	10 %	12,5	$0,90 \angle -118^\circ$	$0,70 \angle 166^\circ$	$0,90 \angle 150^\circ$	26,0	1,5
286	0,3%	10,0	$0,92 \angle -122^\circ$	$0,78 \angle 169^\circ$	$0,90 \angle 200^\circ$	20,9	-1,9

Malgré la qualité relative des courbes, on trouve quand même une légère amélioration de la puissance de sortie pour les quatre premiers points de polarisation. La forte dégradation de la puissance de sortie pour le point de polarisation en classe B demeure inexplicable. Cette série a été reprise mais le résultat était reproductible. Une hypothèse envisageable serait un vieillissement du transistor qui aurait provoqué un changement de ses performances.

La figure suivante montre l'effet de la variation du module du coefficient de réflexion de la charge à la troisième harmonique sur la puissance de sortie.

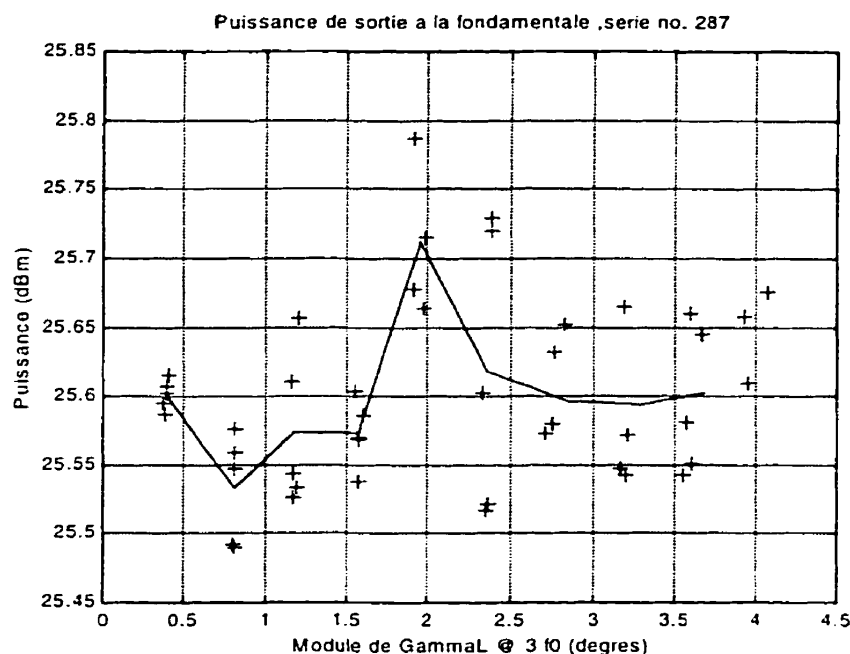


Figure 2.58: P_L en fonction de l'amplitude de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}

On constate que l'effet du module de Γ_L à $3f_0$ n'est pas clair. Le pic observé pour le module égal à deux n'est pas significatif car il ne se détache pas assez des autres mesures comparé à l'incertitude sur les mesures. Cette caractérisation a été répétée quelques fois et les résultats n'ont jamais été les mêmes. Enfin, il est important de souligner que la puissance de la troisième harmonique est inférieure à celle de la fondamentale d'environ 20 dB. Cette faiblesse de la puissance suggère que la charge présentée à la troisième harmonique ne peut pas avoir une grande influence.

2.16 Effets des terminaisons aux harmoniques sur l'efficacité du drain

Les deux groupes de séries de mesure suivants sont particulièrement intéressants. Ils montrent que la charge à la deuxième et à la troisième harmonique ont un effet important sur l'efficacité du drain du transistor. Un bon choix de la phase du coefficient de réflexion de la charge aux harmoniques permet de réduire significativement le courant de drain sans affecter la puissance de sortie à la fondamentale, augmentant donc l'efficacité du drain.

Le premier groupe de cinq séries de mesure montre l'effet de la charge à la seconde harmonique. Les impédances de source et de charge à la fondamentale sont celles trouvées lors des analyses à la fondamentale en grand signal. Un tableau récapitulatif (2.17) suit les figures..

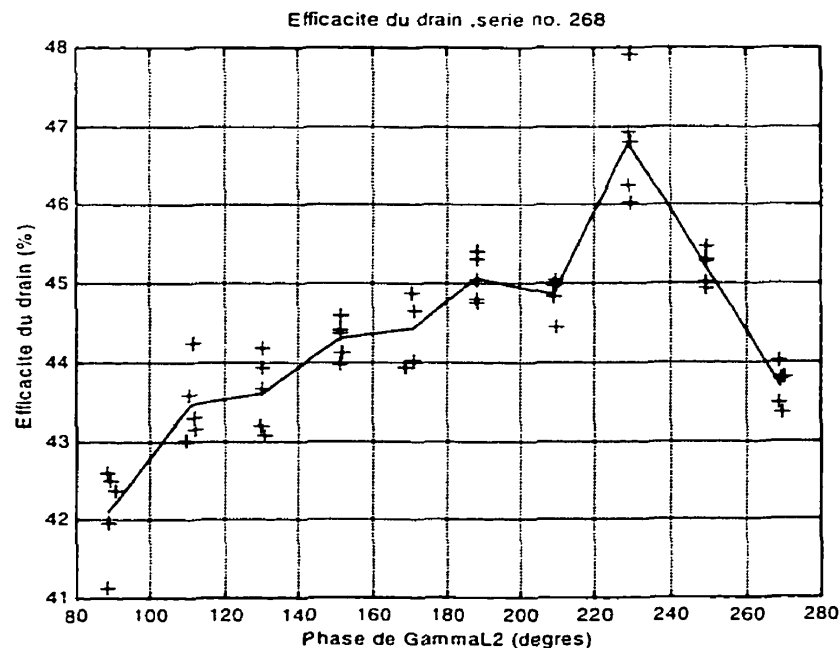


Figure 2.58: η_d en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe A

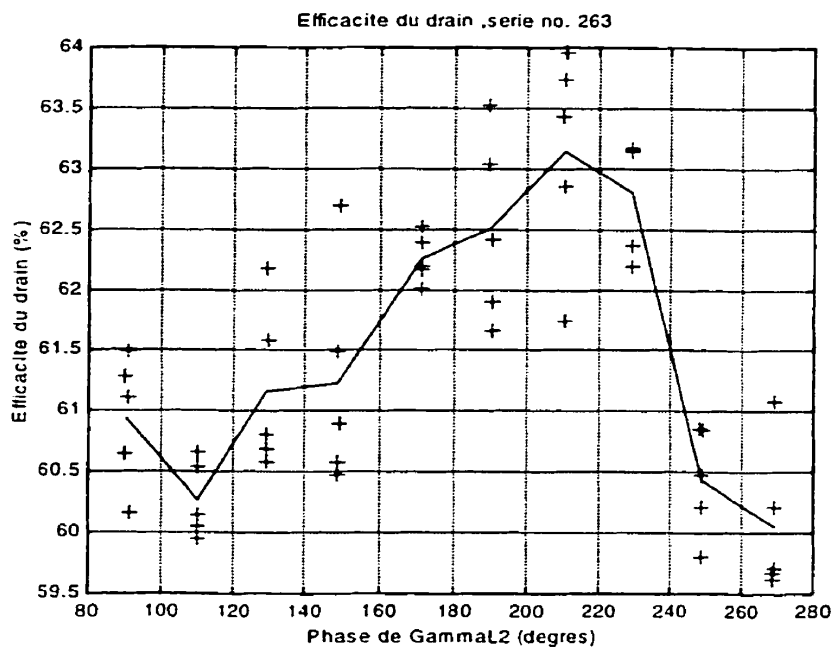


Figure 2.59: η_d en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 25 % I_{dss}

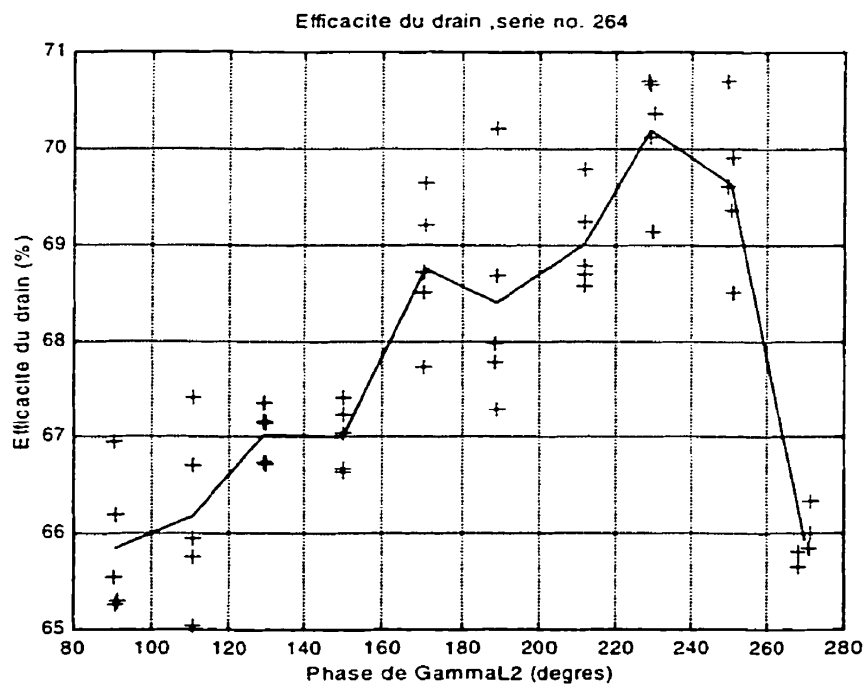


Figure 2.60: η_d en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}

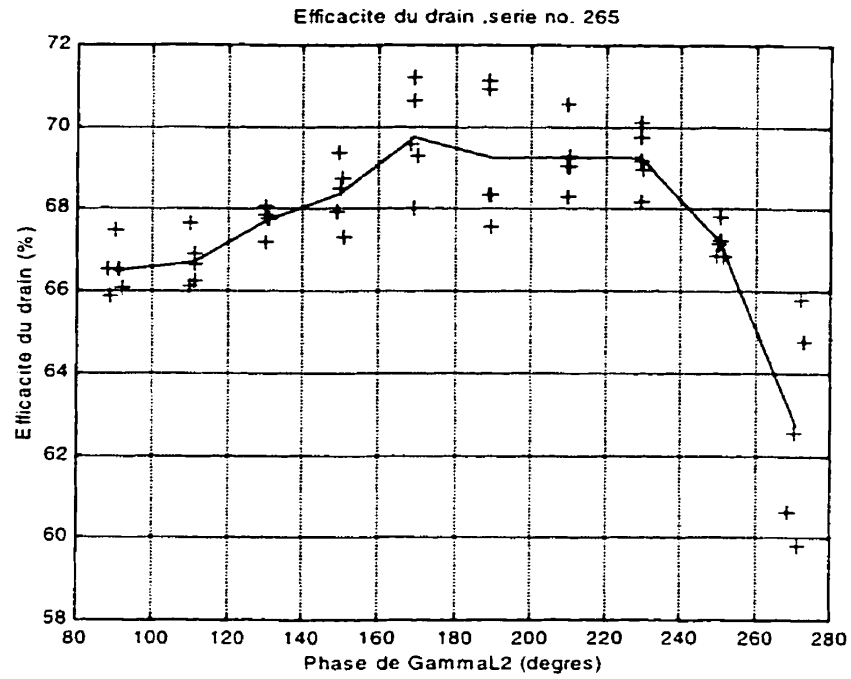


Figure 2.61: η_d en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 10 % I_{dss}

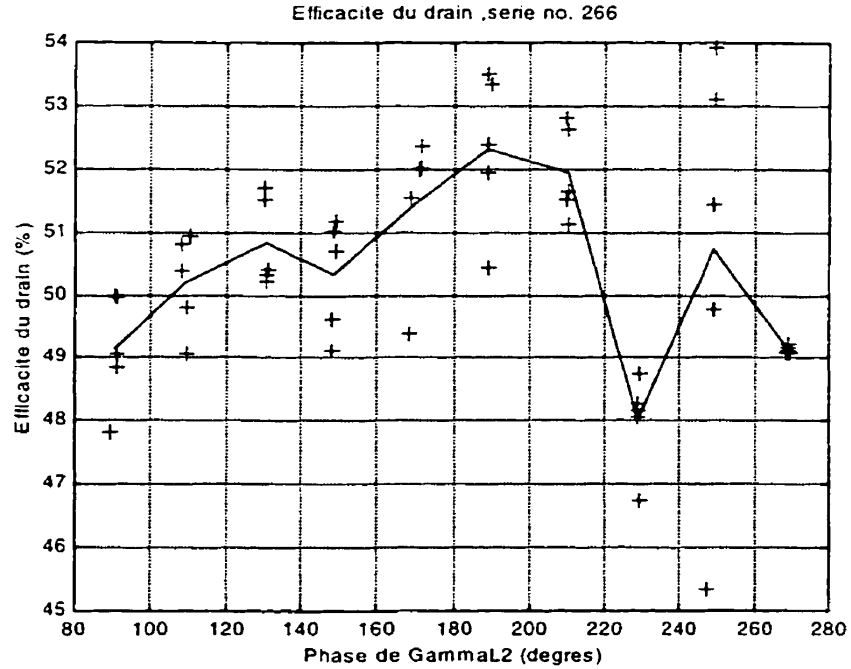


Figure 2.62: η_d en fonction de la phase de Γ_L à $2f_0$, classe B à 0,3 % I_{dss}

Tableau 2.17 : Charge optimale à la deuxième harmonique pour l'efficacité du drain

no	I_{dsq}	P_{AVS}	Γ_S	Γ_L	$\Gamma_L @ 2f_0$	η_d	$\Delta \eta_d$
-	% I_{dss}	dBm	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	%	%
Erreur	1 %	$\pm 0,2$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	± 1 %	± 2 %
268	50 %	12,5	$0,90 \angle -110^\circ$	$0,65 \angle 174^\circ$	$0,90 \angle 230^\circ$	46	11
263	25 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,65 \angle 176^\circ$	$0,90 \angle 210^\circ$	63	12
264	15 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,70 \angle 178^\circ$	$0,90 \angle 230^\circ$	70	16
265	10 %	12,5	$0,90 \angle -118^\circ$	$0,72 \angle 180^\circ$	$0,90 \angle 180^\circ$	70	16
266	0.3%	10,0	$0,92 \angle -122^\circ$	$0,80 \angle 180^\circ$	$0,90 \angle 180^\circ$	52	3

On constate une augmentation maximale de 16 % de l'efficacité du drain pour les polarisations à 15 % I_{dss} et 10 % I_{dss} . Cette augmentation est très majoritairement expliquée par une réduction du courant entre le drain et la source car la puissance de sortie a assez peu changé. Le choix d'une bonne impédance de charge à la seconde harmonique est donc un moyen facile d'augmenter significativement l'efficacité d'un amplificateur. Inversement, on peut tout autant détériorer l'efficacité si par inadvertance, on présente une impédance de charge à la seconde harmonique qui détériore l'efficacité. Enfin, d'après la forme des courbes présentées, on constate qu'un concepteur ne disposant pas des moyens nécessaires pour mesurer les charges aux harmoniques pourrait simplement concevoir 3 amplificateurs présentant chacun un coefficient de réflexion avec un module proche de un la seconde harmonique mais avec phase différente de 120° et avoir un bon espoir que l'un des trois présente une efficacité proche de l'optimal.

La figure suivante montre encore une fois que la stratégie de faire varier seulement la phase de $\Gamma_L @ 2f_0$ est adéquate.

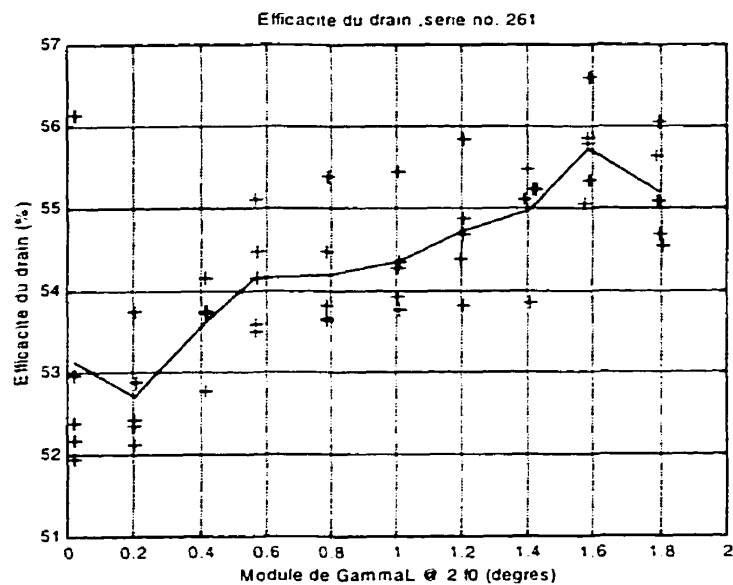


Figure 2.63: η_d en fonction de l'amplitude de Γ_L à $2f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}

Les cinq figures suivantes montrent l'effet de la variation de la phase de $\Gamma_L @ 3f_0$ sur l'efficacité du drain. Le $\Gamma_L @ 2f_0$ présenté est celui déterminé à l'étape précédente. Le tableau 2.18 qui récapitule les figures est aussi présenté.

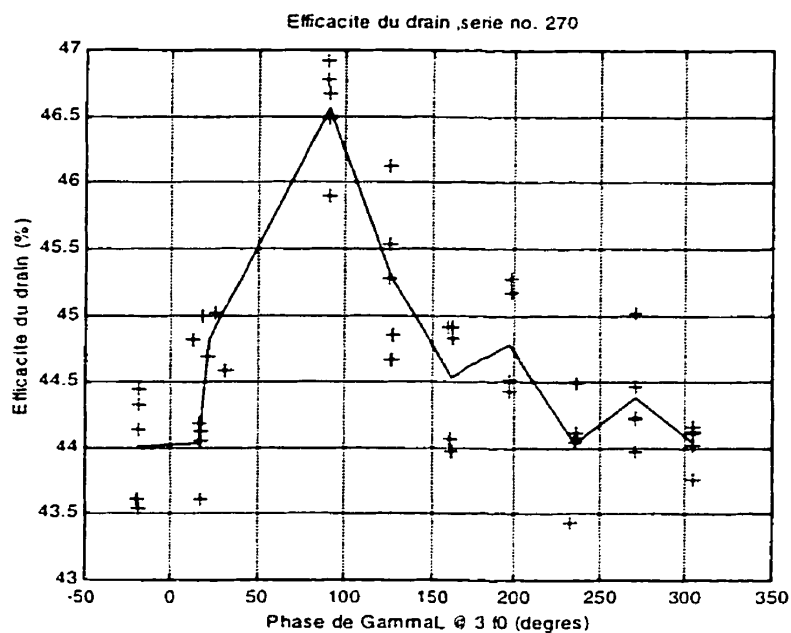


Figure 2.64: η_d en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe A

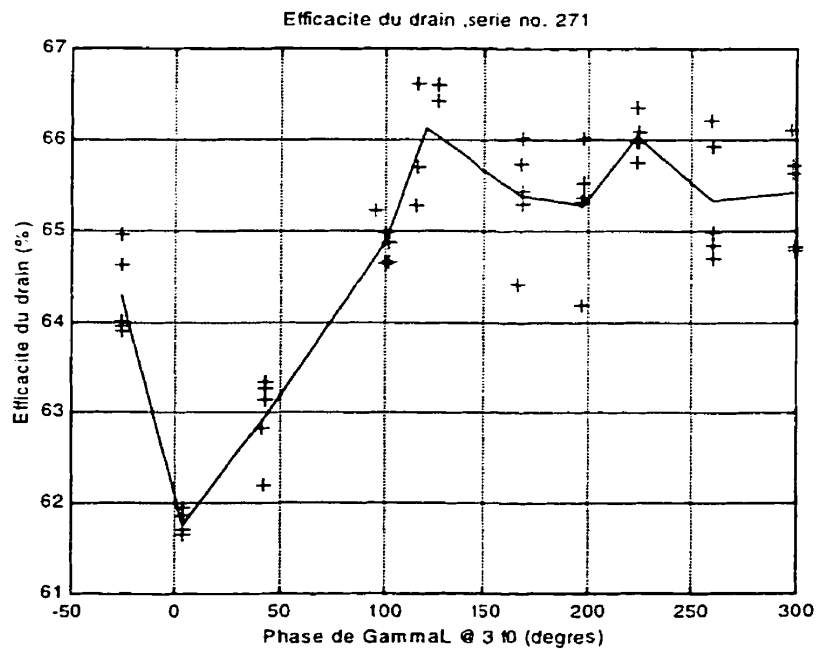


Figure 2.65: η_d en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 25 % I_{dss}

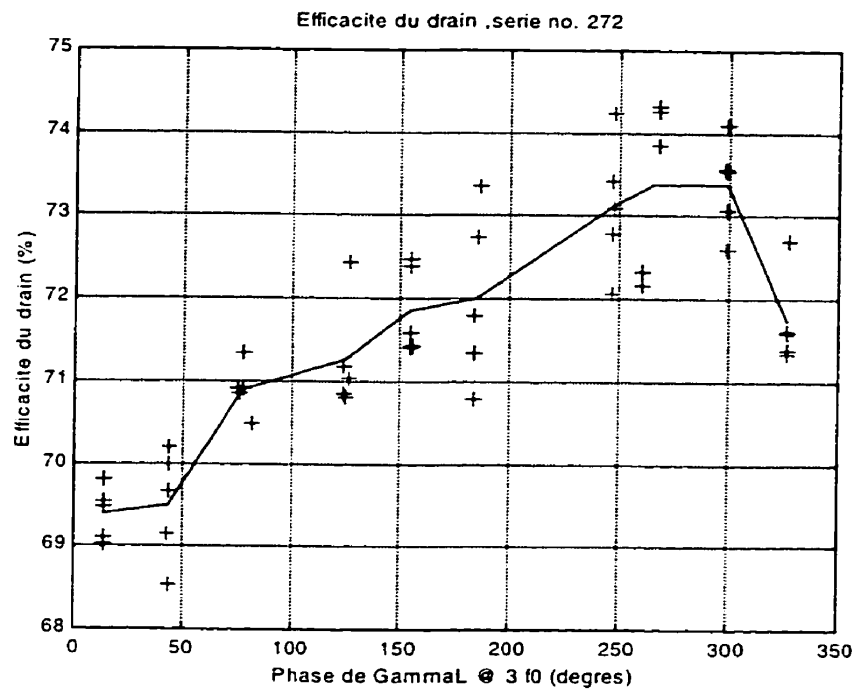


Figure 2.66: η_d en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}

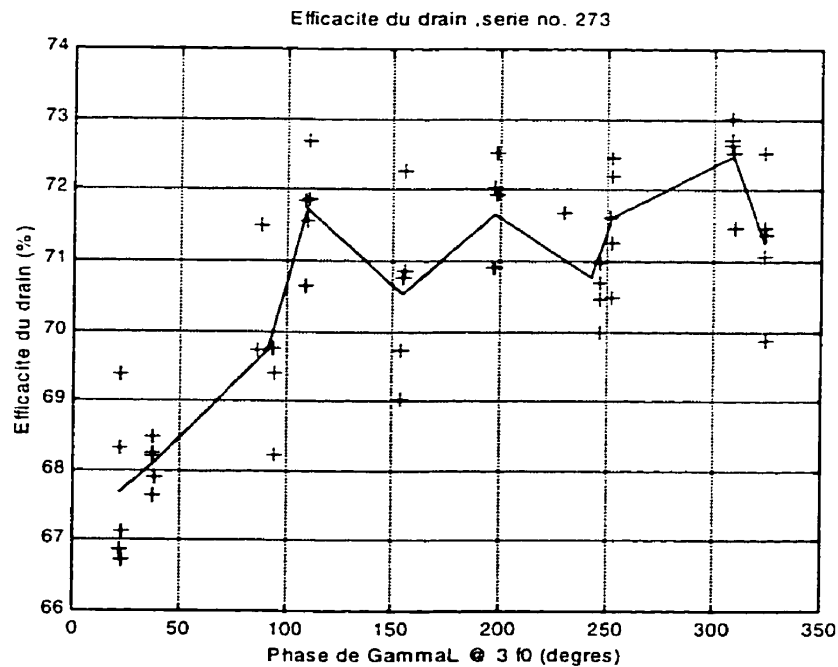


Figure 2.67: η_d en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 10 % I_{dss}

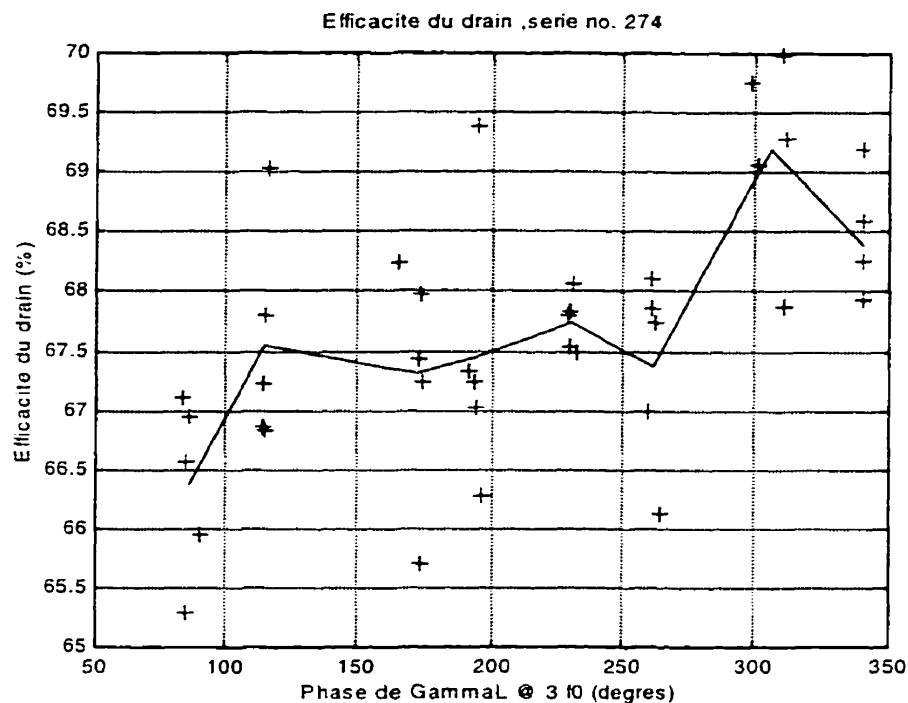


Figure 2.68: η_d en fonction de la phase de Γ_L à $3f_0$, classe B à 0.3 % I_{dss}

Tableau 2.18 : Charge optimale à la troisième harmonique pour l'efficacité du drain

no	I_{dsq} % I_{dss}	P_{AVS} dBm	Γ_S $U \angle ^\circ$	Γ_L $U \angle ^\circ$	$\Gamma_L @ 3f_0$ $U \angle ^\circ$	η_d %	$\Delta \eta_d$ %
Erreur	1 %	$\pm 0,2$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	± 1 %	± 2 %
270	50 %	12,5	$0,90 \angle -110^\circ$	$0,65 \angle 174^\circ$	$0,90 \angle 90^\circ$	47	3
271	25 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,65 \angle 176^\circ$	$0,90 \angle 110^\circ$	66	5
272	15 %	12,5	$0,90 \angle -114^\circ$	$0,70 \angle 178^\circ$	$0,90 \angle 260^\circ$	73	4
273	10 %	12,5	$0,90 \angle -118^\circ$	$0,72 \angle 180^\circ$	$0,90 \angle 300^\circ$	72	4
274	0,3%	10,0	$0,92 \angle -122^\circ$	$0,80 \angle 180^\circ$	$0,90 \angle 300^\circ$	70	9

Pour le point de polarisation en classe B, on constate la même diminution de performance qu'avec la puissance de sortie en fonction de la charge à la troisième harmonique. Pour les autres points de polarisation, on constate une amélioration de l'efficacité à la limite de la sensibilité du montage. Tout de même, la forme des courbes montre qu'il y a un lien entre l'efficacité et la charge à la troisième harmonique. Il est

important de noter que la puissance de la composante à $3f_0$ est d'environ 20 dB inférieure à celle de la composante à la fondamentale. La manipulation de la phase d'un signal de faible amplitude relative ne peut avoir beaucoup d'effet. Probablement que la variation de l'impédance à la troisième harmonique serait plus importante si le transistor était opéré en plus forte compression, générant ainsi un signal plus puissant à la troisième harmonique (relativement à celui à la fondamentale).

La série suivante montre l'effet de la variation du module du coefficient de réflexion de la charge à la troisième harmonique sur l'efficacité du drain à la fondamentale. Cette dernière validation de la stratégie utilisée aux harmonique est bien en accord avec les autres.

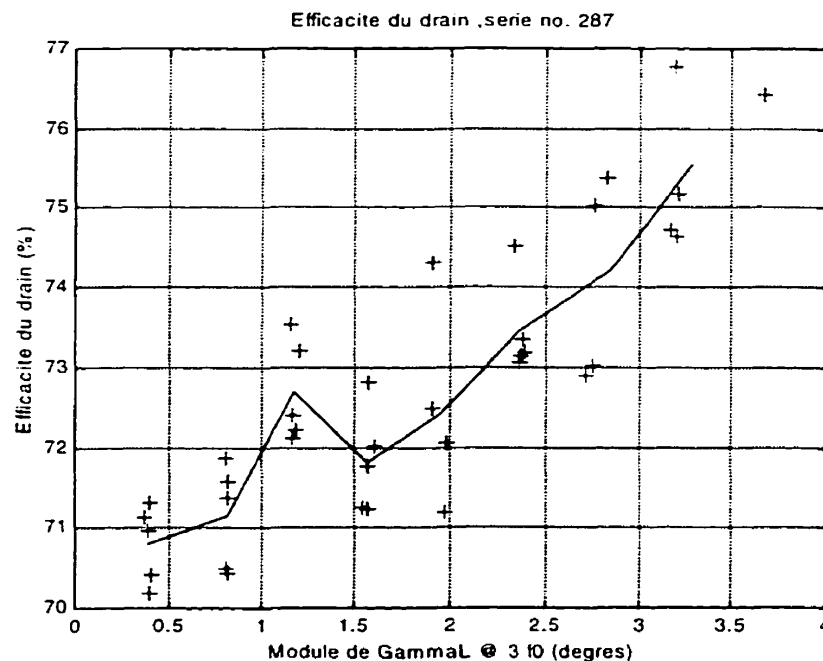


Figure 2.69: η_d en fonction de l'amplitude de Γ_L à $3f_0$, classe AB à 15 % I_{dss}

On constate encore que l'optimum est en effet à l'extérieur de l'abaque de Smith. L'augmentation potentielle de l'efficacité par l'utilisation de charges actives (module de

Γ plus grand que 1) est significative. Il serait intéressant de chercher si un réseau d'adaptation actif peut permettre d'exploiter ce phénomène.

2.17 Effets des conditions d'opération sur la distorsion AM/AM

L'étude des distorsions AM/AM, ou étude de la variation du gain en fonction de la puissance disponible au transistor permet d'évaluer en partie les distorsions qui pourraient être produites par le transistor utilisé dans un amplificateur. Ces distorsions peuvent causer des problèmes en communication par l'apparition de parasites à des fréquences indésirables. Ces derniers peuvent être situés hors du canal associé au signal principal et ainsi provoquer de l'interférence intercanal (intermodulation).

La valeur de la puissance disponible de la source au point de compression du gain de 1 dB (PCG 1 dB) est le principal résultat numérique obtenu lors de cette analyse. On peut associer la position de ce point de compression au niveau limite auquel on peut opérer le transistor. Au-delà de ce point, la fiabilité se dégrade et le transistor devient de plus en plus non-linéaire ce qui le rend inutilisable pour de nombreuses applications.

Différents mécanismes peuvent mener à la destruction d'un transistor. Il est important de les connaître afin de ne pas opérer le transistor dans un mode associé à une fiabilité réduite. Voici les principales causes de bris d'un transistor :

- jonction grille-source polarisée en direct (V_{gs} mal choisi ou amplitude du signal RF à la grille trop importante);
- jonction grille-drain polarisée en direct (V_{gs} et V_{ds} mal choisis ou amplitude du signal RF à la grille trop importante);
- avalanche dans la jonction grille-source (tension instantanée de la grille trop négative):

- avalanche dans la jonction grille-drain (tension instantannée de la grille trop négative);
- claquage entre le drain et la source;
- température trop élevée suite à un trop fort courant entre le drain et la source;

Les figures suivantes montrent des courbes de G_T en fonction de P_{AVS} pour les cinq polarisations et différentes combinaisons de conditions optimales. La figure 2.70 montre des courbes AM/AM pour les conditions optimales (grand signal) pour G_T à la fondamentale et la figure 2.71 pour les conditions à la fondamentale et à la seconde harmonique. Les balayages en puissance avec les conditions optimales à la troisième harmonique n'ont pas été réalisés car l'effet de la charge à la troisième harmonique a peu d'effet sur la puissance de sortie. Le tableau 2.19 permet de comparer la valeur de G_T et de P_{AVS} au PCG 1 dB.

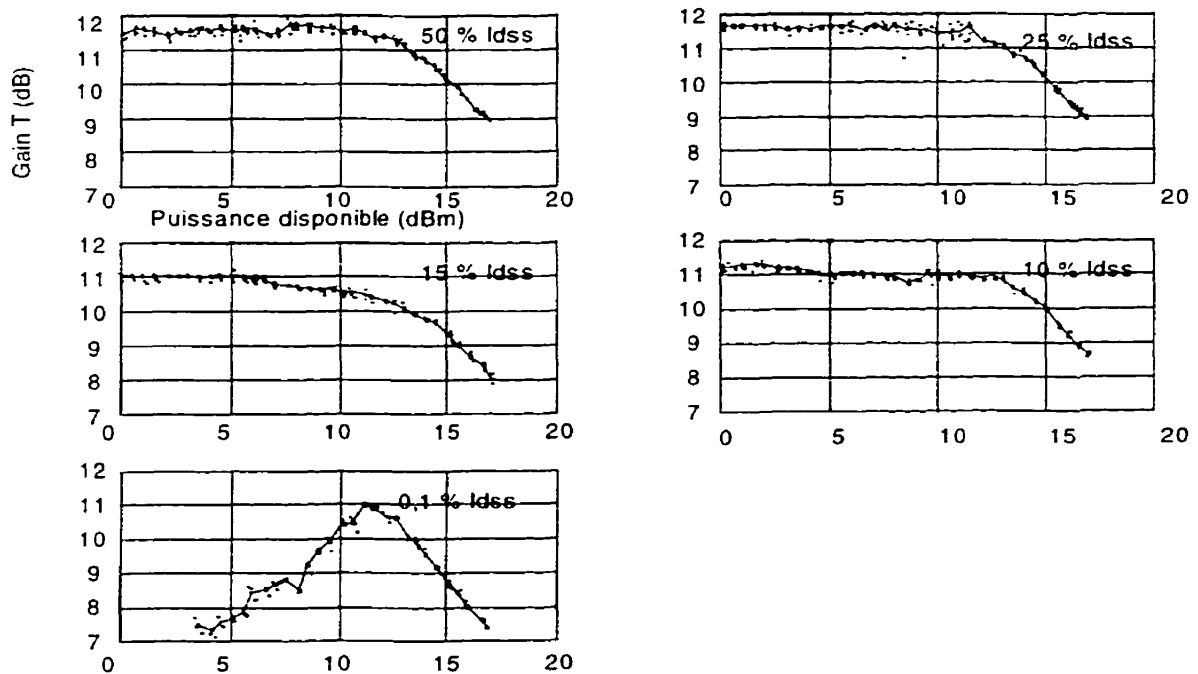
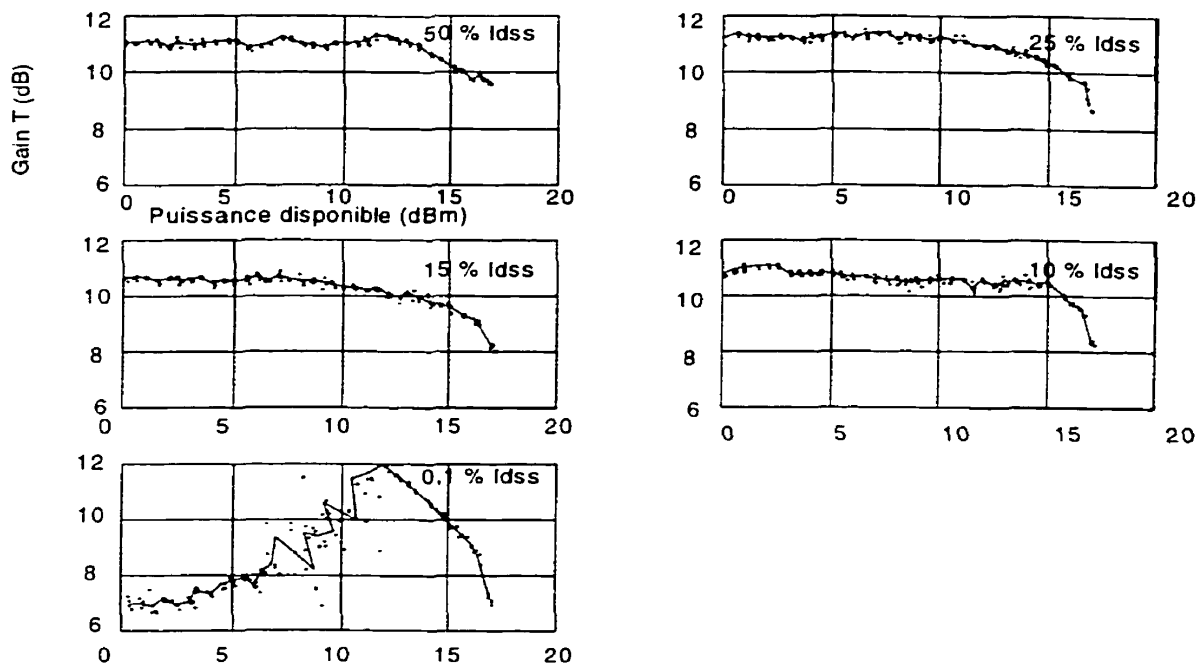


Figure 2.70 : AM/AM pour optimum G_T grand signal à f_0 seulement

Figure 2.71 : AM/AM pour optimum G_T grand signal à f_0 et $2f_0$ Tableau 2.19 P_{AVS} au PCG 1 dB, conditions pour P_L et G_T optimaux

I_{dsq}	Optimum en petit signal			Optimum grand signal f_0			Optimum grand signal $f_0 + 2f_0$		
	série	P_{AVS} dBm	G_T dB	série	P_{AVS} dBm	G_T dB	série	P_{AVS} dBm	G_T dB
% I_{dss}	-			-			-		
$\pm 1\%$	-	$\pm 0,4$	$\pm 0,3$	-	$\pm 0,4$	$\pm 0,3$	-	$\pm 0,4$	$\pm 0,3$
50 %	354	12,2	12,2	342	13,9	11,7	336	15,1	11,5
25 %	355	13,3	13,3	243	14,1	11,7	337	14,8	11,5
15 %	356	14,2	14,2	344	13,2	11,0	338	14,6	10,7
10 %	357	11,1	11,1	345	15,1	11,3	339	15,7	11,2
0,1 %	223	14,0	11,7	346	13,3	11,0	340	13,5	12,0

On constate immédiatement avec le tableau 2.19 le compromis qui existe entre la valeur de G_T et celle de P_{AVS} au PCG 1 dB. En optimisant le gain et la puissance de sortie du transistor en grand signal, on a dégradé la puissance de sortie et le gain en petit signal. Les modifications qui ont permis d'améliorer les performances du transistor en grand signal font que les conditions optimales ne sont plus respectées en petit signal. On ne peut pas avoir les conditions optimales en grand et petit signal de manière simultanée car les propriétés du transistor ne sont pas les mêmes. Cependant, en perdant sur le plan du

gain et de la puissance, l'on a augmenté la valeur de P_{AVS} au PCG 1 dB. Il est donc possible d'échanger de la plage dynamique contre de la puissance de sortie. Pour certaines applications, ceci peut considérer une approche intéressante.

Les deux figures suivantes sont analogues aux deux précédentes mais avec les conditions optimales pour l'efficacité du drain. Le tableau 2.20 résume les résultats principaux.

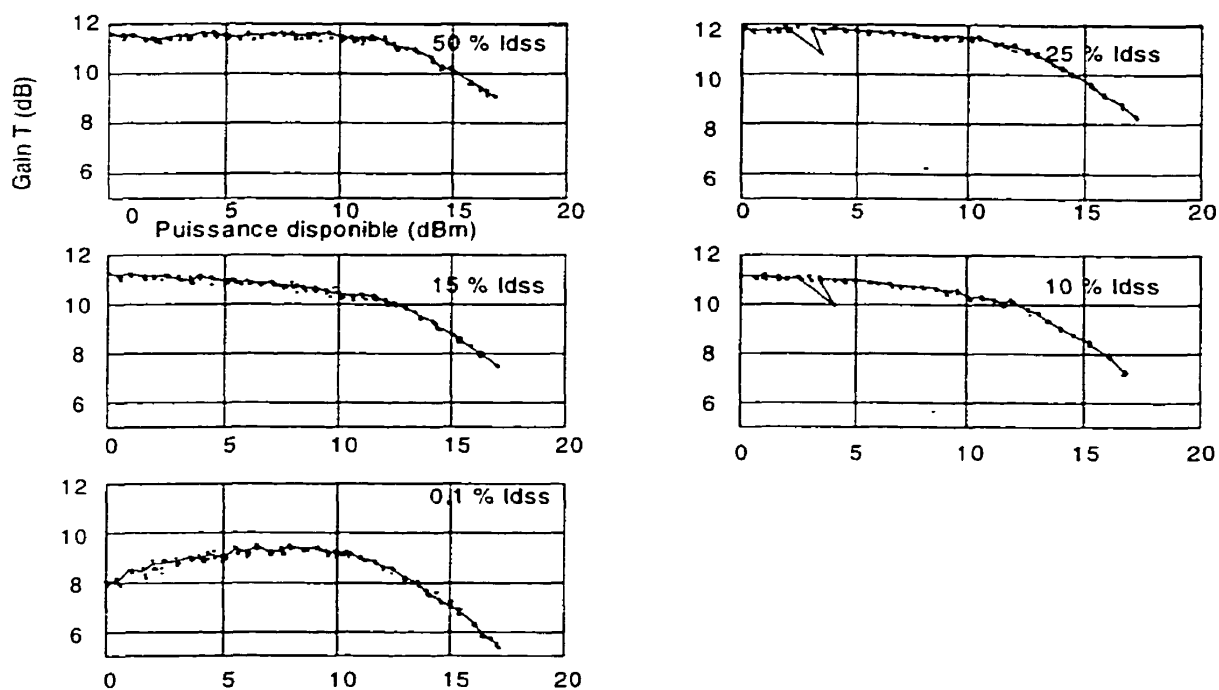
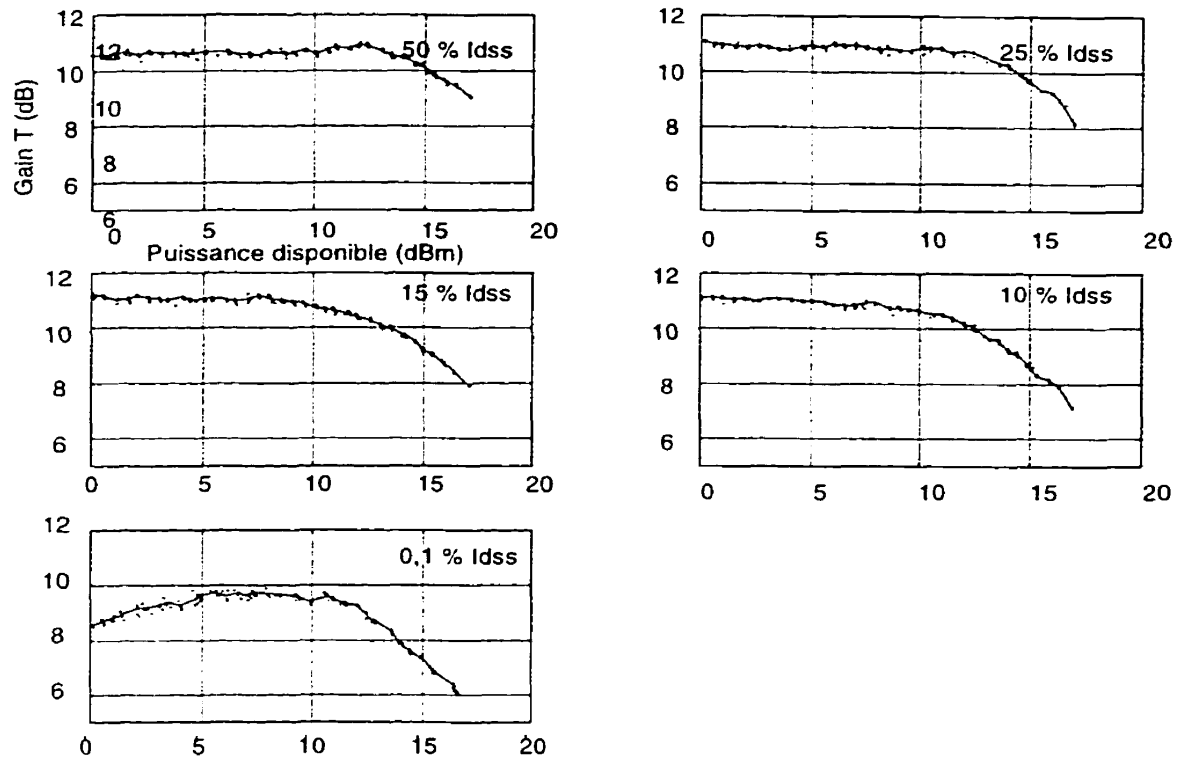


Figure 2.72 : AM/AM pour optimum grand signal à f_0 seulement

Figure 2.73 : AM/AM pour η_d optimale grand signal à f_0 et $2f_0$ Tableau 2.20 P_{AVS} au PCG de 1 dB de G_T , conditions pour η_d optimale

I_{dsq}	Optimum en petit signal			Optimum grand signal f_0			Optimum grand signal $f_0 + 2f_0$		
	série	P_{AVS}	G_T	série	P_{AVS}	G_T	série	P_{AVS}	G_T
% I_{dss}	-	dBm	dB	-	dBm	dB	-	dBm	dB
± 1 %	-	$\pm 0,4$	$\pm 0,3$	-	$\pm 0,4$	$\pm 0,3$	-	$\pm 0,4$	$\pm 0,3$
50 %	354	12.2	12,6	330	14,1	11,7	324	16,1	11,5
25 %	355	13.3	12,4	331	12,9	11,7	325	14,6	11,5
15 %	356	14.2	11,8	332	11,6	11,0	326	13,0	10,7
10 %	357	11.1	11,8	333	11,8	11,3	327	12,4	11,2
0,1 %	223	14,0	10,7	334	12,6	11,0	328	12,7	12,0

Avec les conditions optimales pour l'efficacité, on ne constate pas le même effet que pour les conditions optimales pour le gain. Le compromis entre G_T et P_{AVS} n'est pas observé pour toutes les polarisations. Par contre, on observe une augmentation de P_{AVS} au PCG 1 dB entre les conditions optimales en petit signal et celles avec la deuxième harmonique. On peut donc gagner sur les deux tableaux : augmenter l'efficacité du drain

et la puissance disponible au point de compression du gain de 1 dB.

2.18 Effets des conditions d'opération sur la distorsion AM/PM

La mesure de distorsion AM/PM est une mesure de la variation de la phase d'insertion d'un dispositif en fonction du niveau de puissance disponible à ce dispositif. Si la phase d'insertion varie avec le niveau du signal, une modulation en amplitude (AM) de la porteuse produira une modulation en phase du signal en sortie. Cette modulation est indésirable et peut perturber le système dans lequel l'amplificateur est employé.

Deux approches de mesures ont été testées pour obtenir des mesures de distorsion AM/PM : la technique à deux mélangeurs en quadrature et la technique du zéro à un mélangeur. Afin de valider ces techniques avec un système simple, une analyse AM/PM d'une transition SMA F-F a été réalisée. Le résultat des analyses AM/PM sur cette transition auraient du montrer que la phase d'insertion demeurerait constante pour tous les niveaux de puissance. Malheureusement, la phase variait beaucoup, jusqu'à 100° à 4 GHz.

En théorie, soit avec des mélangeurs idéaux, ces deux techniques de mesure auraient du donner de bons résultats [110-114]. Cependant, la pratique a montré que les mélangeurs utilisés ne convenaient pas à une utilisation de métrologie. Devant cet échec, il a été décidé d'abandonner cette partie des mesures afin de ne pas y consacrer un temps qui ne correspond pas à son importance.

2.19 Conclusion

Ce chapitre a détaillé la structure du système de caractérisation source-pull, load-pull

multiharmonique automatique à haute puissance, les logiciels utilisés et les méthodes de caractérisation développées. Il a aussi présenté les mesures réalisées et leur analyse. Tout ceci a permis de constater le potentiel important d'un tel système de caractérisation pour des concepteurs de circuits micro-ondes performants.

Plus particulièrement, l'utilisation des charges à la deuxième harmonique et à la troisième harmonique a permis d'obtenir une efficacité et une puissance de sortie de beaucoup supérieures à celles qui auraient été obtenues par une caractérisation à la fondamentale seulement. Le tableau 2.21 montre que l'augmentation de l'efficacité du drain a été de 11 à 19 % et que l'augmentation de la puissance de sortie a été de 1,1 à 1,6 dBm.

Tableau 2.21 : Gains totaux avec l'approche du load-pull harmonique

I_{dsq}	η_d optimal			P_L optimal		
	f_0	$f_0, 2f_0$ et $3f_0$	Δ	f_0	$f_0, 2f_0$ et $3f_0$	Δ
% I_{dss}	%	%	%	dBm	dBm	DB
1 %	± 1	± 1	± 2	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$
50 %	35	47	12	25,2	26,5	1,3
25 %	51	66	15	24,9	26,0	1,1
15 %	54	73	19	24,3	25,5	1,2
10 %	54	72	18	24,4	26,0	1,6
0,1%	49	70	11	22,5	20,9	-1,6

Les meilleures performances pour P_L , η_d et G_T et les conditions d'opération associées sont présentées ci-bas.

Puissance de sortie optimale : 26,5 dBm

Série 282

Polarisation en classe A, $V_{ds}=7,5$ V et $I_{dsq}=150$ mA

$\Gamma_S = 0,90 \angle -110^\circ$

$P_{AVS} = 12,5$ dBm

$\Gamma_L = 0,61 \angle 171^\circ$

$$\Gamma_L @ 2 f_0 = 0,90 \angle 230^\circ$$

$$\Gamma_L @ 3 f_0 = 0,90 \angle 120^\circ.$$

Effacité du drain optimale : 73 %

Série 272

Polarisation en classe AB à 15 % I_{dss} , $V_{ds} = 7,5$ V et $I_{dsq} = 90$ mA

$$\Gamma_S = 0,90 \angle -114^\circ$$

$$P_{AVS} = 12,5 \text{ dBm}$$

$$\Gamma_L = 0,70 \angle 178^\circ$$

$$\Gamma_L @ 2 f_0 = 0,90 \angle 230^\circ$$

$$\Gamma_L @ 3 f_0 = 0,90 \angle 260^\circ.$$

Gain de répéteur optimal : 13,5 dB

Série 194

Polarisation en classe A, $V_{ds} \approx 7,5$ V et $I_{dsq} = 150$ mA

$$\Gamma_S = 0,92 \angle -107^\circ$$

$$P_{AVS} = 4,5 \text{ dBm (Petit signal)}$$

$$\Gamma_L = 0,66 \angle -171^\circ$$

Trois amplificateurs seront réalisés avec ces résultats. Les résultats des mesures sur ces amplificateurs constituent la validation de la caractérisation. Le chapitre 5 présente ces résultats.

CHAPITRE 3: CALIBRATION POUR MESURE DE FORME D'ONDE

Mesurer une forme d'onde signifie obtenir la tension et le courant instantanés en fonction du temps. Ces quantités permettent aussi de calculer le courant en fonction de la tension et la puissance instantanée dissipée dans le transistor ou la charge.

La méthode proposée ici est nouvelle car le signal périodique est mesuré composante fréquentielle par composante fréquentielle. Ceci est très différent des autres méthodes en usage qui échantillonnent les ondes à mesurer ou encore qui les convertissent à plus basse fréquence pour ensuite les mesurer avec des méthodes plus simples.

3.1 Théorie et rappels

Cette section vise à donner au lecteur un bref rappel sur les séries de Fourier ainsi qu'à définir les conventions utilisées pour les formes d'onde.

3.1.1 Série de Fourier et spectre complexe

Tout signal, tension ou courant, dans le domaine du temps, peut être complètement exprimé dans le domaine des fréquences à l'aide de sa transformée de Fourier. Plus particulièrement, les signaux périodiques donnent, une fois transformés, une série de Fourier. Chaque terme de la série de Fourier, correspond à une composante fréquentielle ou harmonique. L'équation 3.1 donne la forme générale de l'expression d'un signal périodique dans le domaine du temps à l'aide d'une série de Fourier.

$$v(t) = \operatorname{Re} \left(\sum_{n=0}^{\infty} A_n e^{i2\pi n f_0 t} \right) \quad (3.1)$$

où: $v(t)$ est la tension instantanée en fonction du temps, soit la forme de l'onde de tension

n est le numéro de l'harmonique. Le 0 correspond à la composante continue, 1 à la fondamentale, 2 à la deuxième harmonique, etc.

A_n sont les coefficients complexes de la série de Fourier. En coordonnées polaires, le module de ce nombre correspond à l'amplitude de la composante et l'angle à la phase de la composante. La phase peut être vue comme le délai entre la composante n et la fondamentale.

i est l'unité imaginaire

e est la base népérienne

f_0 est la fréquence fondamentale de l'onde

t est le temps.

Il est important de clarifier dès maintenant la signification de la phase d'un coefficient de série de Fourier. Il peut sembler étrange de parler de phase entre deux signaux (ou composantes fréquentielles) à des fréquences différentes mais cette notion est appropriée pour parler du délai entre deux signaux dont les fréquences sont des multiples entiers d'une fréquence fondamentale. Avec l'équation 3.1, on observe que si l'on mesure tous les coefficients de la série de Fourier d'un signal, on aura toute l'information pour reconstituer ce signal dans le domaine du temps. L'objectif du système de mesure de forme d'onde sera donc de mesurer les coefficients de la série de Fourier d'un signal périodique.

En pratique, il n'est pas nécessaire de mesurer une infinité de composantes fréquentielles pour décrire un signal. Ceci est analogue aux systèmes d'échantillonnages qui n'ont pas besoin d'avoir une fréquence d'échantillonnage infinie pour caractériser un signal. Le théorème de Nyquist qui fixe la fréquence minimale d'échantillonnage à deux fois la fréquence maximale du spectre d'un signal dicte aussi que le signal sera complètement

caractérisé quand le coefficient de la série de Fourier correspondant à la composante dont la fréquence est la plus élevée aura été mesuré.

En pratique, comme l'on aura toujours affaire à des signaux dont le spectre est borné en fréquence, l'équation 3.1 devient alors :

$$v(t) = \text{Re} \left(\sum_{n=0}^N A_n e^{in2\pi f_0 t} \right) \quad (3.2)$$

où N est l'ordre de la composante ayant la fréquence la plus élevée.

3.1.2 Exemples

Les exemples suivants montrent quelques formes d'onde simples ainsi que les spectres complexes associés. Ces exemples ont été choisis de manière à bien montrer l'importance de la phase des coefficients d'une série de Fourier. Deux spectres ayant des coefficients de même amplitude peuvent donner des formes d'onde très différentes. C'est pourquoi, il n'est pas possible de reconstruire une forme d'onde à partir seulement des mesures données par un analyseur de spectre car ce dernier ne donne que l'amplitude de chacun des coefficients.

Le premier exemple de forme d'onde est présenté à la figure 3.1 et le spectre complexe (coefficients de la série de Fourier) correspondant est présenté au tableau 3.1. On retrouve le second exemple à la figure 3.2 et au tableau 3.1. Chaque composante fréquentielle a une amplitude de 1. La fréquence fondamentale est de 1 Hz et chaque signal comporte 9 harmoniques (de la seconde à la dixième).

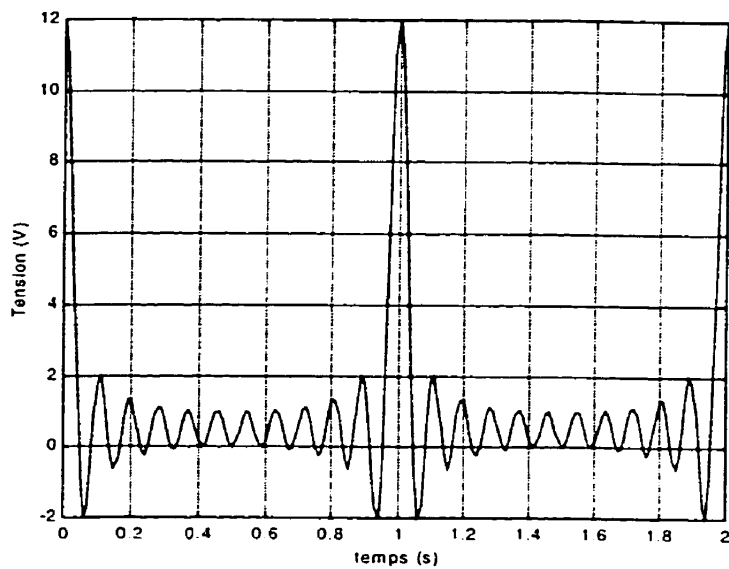


Figure 3.1: Premier exemple de forme d'onde

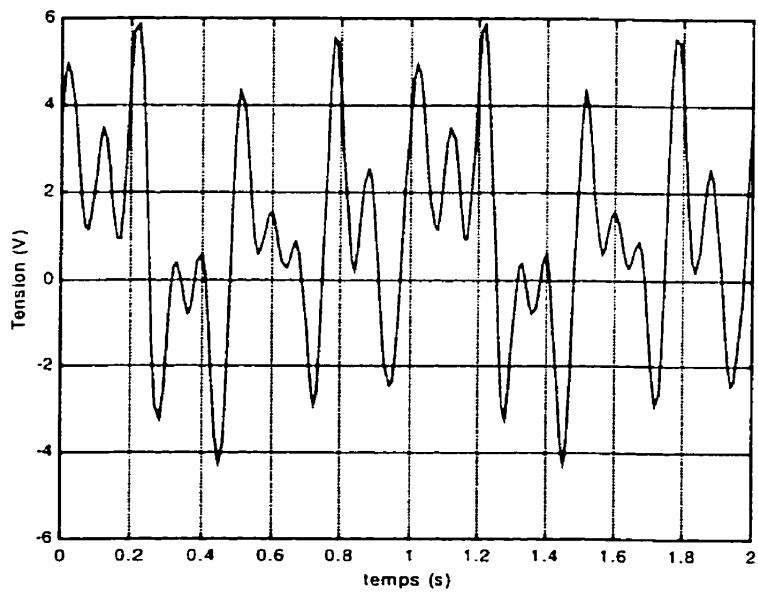


Figure 3.2: Second exemple de forme d'onde

Tableau 3.1: Coefficients des séries de Fourier des deux ondes

coefficient de la série	Coefficients de la première onde	Coefficients de la seconde onde
A ₀	1∠0°	1∠0°
A ₁	1∠0°	1∠-90°
A ₂	1∠0°	1∠-180°
A ₃	1∠0°	1∠-72°
A ₄	1∠0°	1∠0°
A ₅	1∠0°	1∠-54°
A ₆	1∠0°	1∠-180°
A ₇	1∠0°	1∠-36°
A ₈	1∠0°	1∠0°
A ₉	1∠0°	1∠-18°
A ₁₀	1∠0°	1∠-180°

Même si chacun des signaux comporte la même puissance totale et les mêmes spectres en amplitude, le premier signal possède une tension maximale qui est plus du double de celle du signal de l'exemple 2. Dans un contexte de fiabilité en conception, on constate l'importance de mesurer la forme d'onde car le premier signal est potentiellement plus dommageable pour un circuit que le second car il pourrait entraîner un phénomène d'avalanche ou de claquage dans un composant. Comme les deux signaux ont les mêmes spectres en amplitude, un analyseur de spectre ne pourrait pas permettre de faire la différence entre les deux signaux [115].

3.2 Approche proposée

L'approche proposée consiste à mesurer les termes de la série de Fourier pour obtenir la forme d'onde. La calibration est effectuée avec un circuit produisant une forme préalablement mesurée avec précision. Ce circuit est désigné par l'expression "générateur de référence". Comme le six-ports est un comparateur d'ondes, il est nécessaire de l'alimenter avec deux ondes voyageant en sens inverse. Durant la calibration et la mesure, une onde aux propriétés constantes sera injectée dans un des ports du six-ports.

Le circuit produisant cette onde est appelé générateur d'impulsion. Avec la méthode décrite ci-haut, on arrive à mesurer une forme d'onde sans effectuer de conversion en fréquence. Par contre, cette approche simple repose très fortement sur la précision avec laquelle a été mesuré le générateur de référence. D'autre part, il a été démontré que des mesures à haute fréquence (au-delà de 30 GHz) avec les systèmes actuels cela nécessite l'emploi d'un générateur de référence [116-119].

Afin de mesurer les formes d'onde produites par le générateur de référence, une des méthodes les plus précises actuellement connue a été utilisée. Cette méthode repose sur l'utilisation d'échantillonneurs rapides calibrés avec la méthode dite du "nose-to-nose". Avec cette méthode, deux échantillonneurs se mesurent l'un et l'autre afin de se caractériser avec précision et ainsi réaliser des mesures de qualité. Le générateur de référence réalisé a donc pu être mesuré avec précision et la précision de l'appareil de calibration a pu être transféré au système de mesure de forme d'onde utilisant les réflectomètres six-ports.

Afin d'obtenir la tension et le courant en fonction du temps, on commence par mesurer les coefficients des séries de Fourier des ondes A et B dont les unités sont des volts. De ces coefficients A_n et B_n , on obtient ensuite V_n et I_n , les coefficients des séries de Fourier pour la tension et le courant instantanés en fonction du temps. Les termes d'ordre 0 (composantes constantes) sont alors mesurés avec un multimètre. Enfin, on peut calculer les dernières quantités intéressantes soit la puissance instantanée dissipée dans la charge en fonction du temps et la puissance instantanée dissipée dans le transistor.

3.2.1 Intérêt de cette approche

Les intérêts potentiels de l'approche utilisant un réflectomètre à jonction six-ports pour

mesurer des formes d'onde sont les suivants :

- Le système de mesure est comparativement très simple. La précision et la complexité de l'instrument de mesure qui caractérise le standard de calibration est transférée au système à six-ports via le générateur de référence.
- L'approche pourrait être utilisée à de grandes fréquences (> 40 GHz) car l'absence de conversion en fréquence rend l'approche plus simple à mettre en pratique, ceci en autant que l'on trouve un standard de calibration de forme d'onde. L'approche de la diode d'or serait peut-être à privilégier à de très hautes fréquences [120].
- Le coût d'un système de mesure de forme d'onde pourrait être significativement abaissé par l'utilisation des six-ports.

Par contre, le système étant encore à un stade expérimental, sa précision et sa vitesse sont moindres que celles des systèmes commerciaux. Tout de même il est raisonnable de penser que ces problèmes pourraient être solutionnés par des modifications au système.

3.2.2 Principe de la calibration par le générateur de référence.

Comme il a déjà été dit, la fonction de générateur de référence est de calibrer le réflectomètre à jonction six-ports pour lui permettre de mesurer des formes d'onde. Comme il permet de transférer une calibration d'un appareil à l'autre, le générateur de référence est aussi appelé standard de transfert. Ceci permet aussi de définir une première limite sur la précision du système de mesure de forme d'onde. Ce dernier ne sera jamais plus précis que la précision avec laquelle le générateur de référence a été mesuré.

Pour calibrer le système de mesure de forme d'onde, le générateur de référence doit

fournir un lien entre les différentes harmoniques. Comme le six-ports mesure les coefficients de réflexion et les bilans de puissance à chaque fréquence de manière indépendante, le six-ports ne peut pas établir de lien entre chaque fréquence. De plus, le six-ports compare des ondes, c'est à dire qu'il donne l'amplitude et la phase d'une onde qui le traverse par rapport à l'onde qui le traverse en sens inverse à la même fréquence. C'est pour combler cette incapacité que l'on a recours au générateur de référence.

En mesurant le spectre complexe du signal produit par le générateur de référence, on obtient l'amplitude de chaque composante fréquentielles et la phase (ou le délai) entre les composantes harmoniques (à $2 f_0$ et plus) et la fondamentale. C'est cette dernière phase interharmonique qui permettra au six-ports de lier les mesures des harmoniques ensemble et ainsi obtenir la forme d'onde désirée. Les équations utilisées seront présentées en détails au chapitre 4.

Pour arriver à mesurer des formes d'onde, il y a 3 étapes :

- Premièrement, le générateur de référence est calibré par un instrument de mesure de forme d'onde complexe.
- Deuxièmement, le système de mesure à six-ports est calibré avec le générateur de référence.
- Troisièmement, la mesure de la forme d'onde produite par le DUT est effectuée.

Lors de la deuxième étape, le générateur de référence est placé au plan où sera placé le DUT lors de la mesure. Ceci permet d'éviter d'introduire des erreurs de distorsion de phase.

3.2.3 Liens de l'approche avec les travaux du HP-NMDG

Le "Network Measurement and Description Group" d'Hewlett-Packard (HP-NMDG), développe un analyseur de réseaux capable de mesurer des formes d'onde nommé "Nonlinear Network Measurement System" (NNMS). Cet appareil réalise une copie à basse fréquence d'une forme d'onde aux fréquences harmoniques grâce à une série de mélangeurs harmoniques. La copie réalisée est alors mesurée par des convertisseurs analogiques-numériques rapides. Pour que la copie soit parfaite, les mélangeurs harmoniques doivent être alimentés par un train d'impulsion parfaites. Comme en réalité ces impulsions ne sont pas idéales, la copie réalisée comporte des imprécisions. Ces imprécisions se retrouvent surtout dans la phase des harmoniques supérieures. L'utilisation d'un générateur de référence calibré par un instrument plus précis, mais plus lent que le NNMS permet d'améliorer la précision des mesures. On voit donc les intérêts communs entre le projet du HP-NMDG et celui présenté dans cette thèse.

3.3 Générateur de référence utilisé

Cette section présente le générateur de référence qui a été développé au NMDG au cours l'été 1997.

3.3.1 Caractéristiques recherchées.

Afin de permettre la réalisation de mesures précises, le générateur de référence devra avoir les caractéristiques suivantes :

- Spectre riche sur la bande de mesure afin que le générateur de référence produise

une composante fréquentielle pour chacune des fréquences à mesurer.

- Stabilité de l'onde face aux changements de l'environnement afin que le générateur de référence produise la même onde lors de sa caractérisation et lors de la calibration du système de mesure.
- Consommation de puissance limitée (pour la polarisation) afin de ne pas demander de bloc d'alimentation encombrant ou coûteux.
- Besoin en puissance micro-onde limitée à l'entrée du générateur de référence afin de respecter les spécifications du NNMS.
- Volume du circuit minimal afin de ne pas encombrer le système.
- Complexité minimale afin d'assurer une bonne fiabilité.

3.3.2 Conception du générateur

Afin de générer un signal ayant un spectre riche en harmonique la forme d'onde choisie est le train d'impulsions. Un train d'impulsions peut être facilement produit en excitant une diode à échelon ("Step Recovery Diode", SRD) avec un fort signal micro-onde. Le signal micro-onde est amplifié par un FET (Fujitsu FLC091WF) afin d'atteindre le niveau de puissance voulue, le condensateur de découplage du té de polarisation suit et la diode SRD (HP-1900-0222) est placée juste après. La proximité du FET et de la SRD rend l'assemblage large bande car l'impédance de la SRD vue par le FET change moins en fréquence si la distance entre les deux dispositifs est minimale. Ce comportement est surtout important pour les gens du NMDG car ils opèrent leur système à différentes fréquences fondamentales.

Avant le transistor d'amplification et la SRD, deux atténuateurs sont insérés afin de minimiser les modifications de la forme d'onde produite qui surviennent lorsque différentes impédances sont présentées à l'entrée ou à la sortie du générateur de

d'amplification supplémentaire a été ajouté au générateur de référence du NMDG.

Enfin, un puit de chaleur (heat sink) avec une surface importante est fixé sous le transistor afin de le maintenir à une température proche de celle de la pièce.

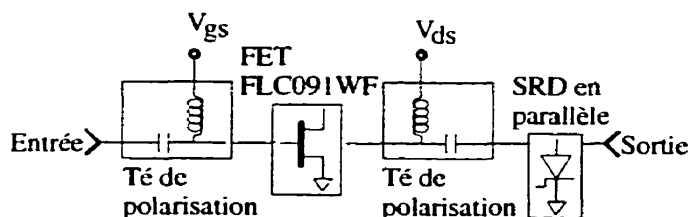


Figure 3.3 : Schéma électrique du générateur de référence.

3.3.3 Méthode de caractérisation du générateur

Le générateur de référence a été mesuré à l'aide du NNMS du NMDG. L'erreur sur la mesure de la phase qui apparaît au-delà de 30 GHz ne pose pas de problème car le générateur de référence sera caractérisé sur la plage de fréquence située entre 4 et 20 GHz. Reste qu'il est important de calibrer le NNMS en amplitude. Ceci a été réalisé en mesurant la puissance disponible fournie par un synthétiseur de signal à l'aide d'un puissance-mètre de précision puis en mesurant ce même signal avec le NNMS. En répétant cette procédure pour toutes les fréquences des composantes à mesurer, le NNMS a été calibré en puissance et ainsi préparé à mesurer le générateur de référence.

Le spectre complexe produit par le générateur de référence a été mesuré pour une fréquence d'excitation de 4 GHz et pour des puissances disponibles de la source allant de -10 dBm à 12 dBm par pas de 1 dBm. En mesurant à différents niveaux de puissance, on se garde la possibilité d'utiliser le générateur au niveau de puissance qui sera le plus approprié pour le système de mesure. Aussi, pour vérifier le fonctionnement du système

de mesure de forme d'onde, il sera possible de calibrer le système avec la forme d'onde produite à un niveau de puissance disponible et de mesurer la forme d'onde produite par un niveau de puissance différent.

3.3.4 Résultats de caractérisation du générateur

Pour chaque mesure d'une forme d'onde produite par le générateur de référence, le courant de polarisation du transistor a aussi été mesuré. La valeur en ampère a été incluse dans le nom du fichier. Les fichiers sont de la forme Spectrumrg.f4000p2Ids0.096722A où f4000 donne la fréquence en MHz (ici 4 GHz)

p2 donne la puissance en dBm (ici 2 dBm)

Ids0.096722 donne le courant de polarisation du transistor en A (ici 96.722 mA)

La figure 3.4 montre les formes d'ondes produites par le générateur de référence. Le signal de moindre amplitude correspond à la puissance disponible de la source de -10 dBm et le signal de plus grande amplitude à une puissance disponible de 12 dBm.

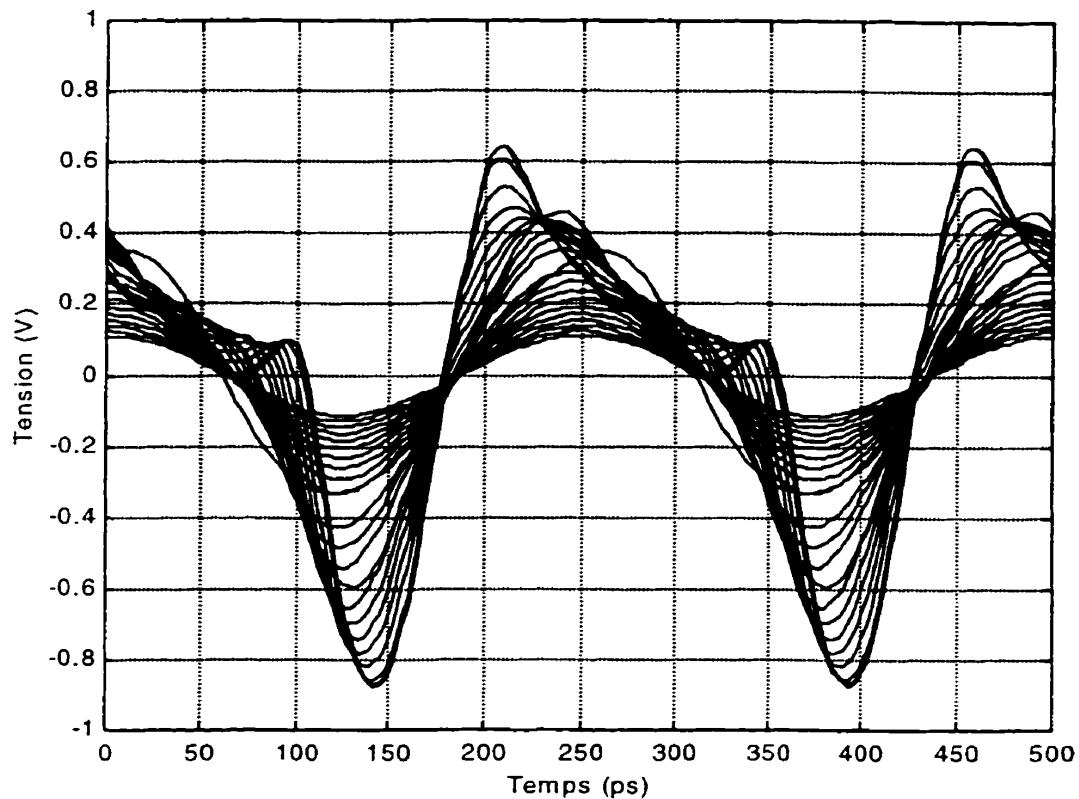


Figure 3.4 : Formes d'onde en tension produites par le générateur de référence.

Le tableau 3.1 montre les spectres complexes correspondant aux ondes présentées à la figure 3.4. Les phases des harmoniques ont été corrigées afin d'utiliser la fondamentale comme référence. C'est pourquoi la phase de la première composante est toujours nulle. Le tableau ne montre pas de composante continues (coefficient de la série de Fourier d'ordre 0) car le générateur de référence ne contribue pas à calibrer le multimètre utilisé pour ces mesures. Toutes les mesures sont effectuées dans 50Ω .

Tableau 3.2 : Résultats de calibration du générateur de référence

P_{avs}	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5
dBm	V \angle °	V \angle °	V \angle °	V \angle °	V \angle °
$\pm 0,02$ dB	$\pm 0,5$ mV $\angle \pm 0,1^\circ$	$\pm 0,5$ mV $\angle \pm 0,1^\circ$	$\pm 0,5$ mV $\angle \pm 0,1^\circ$	$\pm 0,5$ mV $\angle \pm 0,1^\circ$	$\pm 0,5$ mV $\angle \pm 0,1^\circ$
-10	0,1124 $\angle 0^\circ$	1,9 mV $\angle -177,3^\circ$			
-9	0,1264 $\angle 0^\circ$	2,7 mV $\angle -179,4^\circ$			
-8	0,1417 $\angle 0^\circ$	3,0 mV $\angle -177,5^\circ$			
-7	0,1590 $\angle 0^\circ$	4,3 mV $\angle -179,5^\circ$			
-6	0,1785 $\angle 0^\circ$	5,0 mV $\angle -173,3^\circ$			
-5	0,2001 $\angle 0^\circ$	6,5 mV $\angle -173,6^\circ$			
-4	0,2238 $\angle 0^\circ$	9,1 mV $\angle -173,4^\circ$	2,7 mV $\angle 102,3^\circ$		
-3	0,2503 $\angle 0^\circ$	0,0116 $\angle -178,5^\circ$	3,5 mV $\angle 95,2^\circ$		
-2	0,2791 $\angle 0^\circ$	0,0154 $\angle -179,9^\circ$	5,1 mV $\angle 97,3^\circ$		
-1	0,3105 $\angle 0^\circ$	0,0227 $\angle 175,4^\circ$	6,9 mV $\angle 90,3^\circ$		
0	0,3426 $\angle 0^\circ$	0,0326 $\angle -81,7^\circ$	0,0157 $\angle -130,8^\circ$	1,0 mV $\angle 154,1^\circ$	1,3 mV $\angle 70,4^\circ$
1	0,3751 $\angle 0^\circ$	0,048 $\angle 162,6^\circ$	0,0254 $\angle 71,6^\circ$	3,3 mV $\angle 15,7^\circ$	1,3 mV $\angle -46,0^\circ$
2	0,4038 $\angle 0^\circ$	0,0691 $\angle 155,2^\circ$	0,0362 $\angle 57,5^\circ$	4,2 mV $\angle -8,4^\circ$	2,8 mV $\angle -94,0^\circ$
3	0,4299 $\angle 0^\circ$	0,0946 $\angle 149,8^\circ$	0,0479 $\angle 44,2^\circ$	5,1 mV $\angle -54,1^\circ$	3,9 mV $\angle -138,0^\circ$
4	0,4502 $\angle 0^\circ$	0,1261 $\angle 133,3^\circ$	0,0550 $\angle 11,7^\circ$	8,9 mV $\angle 77,7^\circ$	5,4 mV $\angle 165,1^\circ$
5	0,4656 $\angle 0^\circ$	0,1583 $\angle 140,9^\circ$	0,0622 $\angle 10,1^\circ$	0,0128 $\angle -97,4^\circ$	6,4 mV $\angle 165,0^\circ$
6	0,4736 $\angle 0^\circ$	0,1922 $\angle 137,3^\circ$	0,0708 $\angle -12,0^\circ$	0,0173 $\angle -119,4^\circ$	6,6 mV $\angle 119,1^\circ$
7	0,4775 $\angle 0^\circ$	0,2279 $\angle 133,0^\circ$	0,0793 $\angle -35,4^\circ$	0,0192 $\angle -134,5^\circ$	9,0 mV $\angle 72,7^\circ$
8	0,4783 $\angle 0^\circ$	0,2623 $\angle 128,6^\circ$	0,0953 $\angle -57,1^\circ$	0,0226 $\angle -152,4^\circ$	0,0144 $\angle 35,8^\circ$
9	0,4746 $\angle 0^\circ$	0,2988 $\angle 123,2^\circ$	0,1157 $\angle -78,0^\circ$	0,0244 $\angle -171,3^\circ$	0,0216 $\angle 16,1^\circ$
10	0,4686 $\angle 0^\circ$	0,3342 $\angle 117,0^\circ$	0,1432 $\angle -97,7^\circ$	0,0254 $\angle 167,6^\circ$	0,0268 $\angle 11,5^\circ$
11	0,4662 $\angle 0^\circ$	0,3456 $\angle 115,0^\circ$	0,1504 $\angle -102,9^\circ$	0,0276 $\angle 160,0^\circ$	0,0291 $\angle 20,5^\circ$
12	0,4626 $\angle 0^\circ$	0,3456 $\angle 114,6^\circ$	0,1541 $\angle -104,2^\circ$	0,0254 $\angle 155,2^\circ$	0,0287 $\angle 20,1^\circ$

Les zones ombragées du tableau 3.2 correspondent à des mesures d'harmoniques dont la puissance est inférieure ou comparable à la puissance du bruit de mesure. La tension maximale produite par le bruit est estimée à 1 mV. Les mesures dont l'amplitude est sous 1 mV ne peuvent donc pas être utilisées pour calibrer un autre appareil.

3.3.5 Photo du générateur

La figure suivante montre le générateur de référence utilisé. La SRD est insérée entre le dessus de la ligne 50 Ω et le plan de masse, dans un trou de même diamètre que la diode.

Cette dernière se présente sous la forme d'un petit cylindre de 1,4 mm de diamètre. Cette manière d'insérer la diode permet d'éviter d'ajouter les éléments parasites associées à un fil de jonction ("wire-bond") et à un trou de mise à la masse ("via-hole").

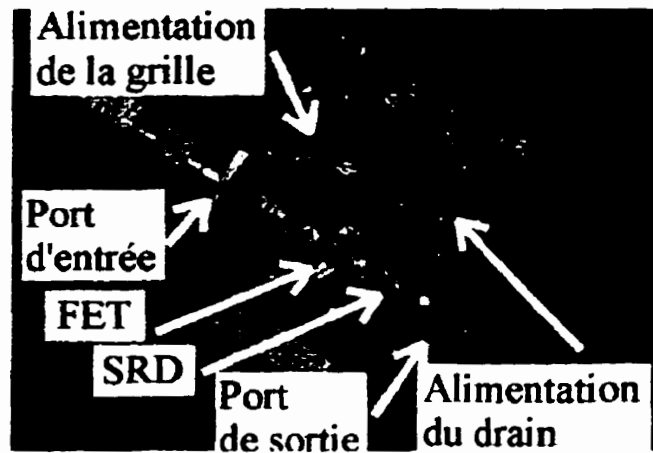


Figure 3.5: Photographie commentée du générateur de référence.

CHAPITRE 4: SYSTÈME DE MESURE DE FORME D'ONDE

Ce chapitre présente la contribution principale et la plus originale de cette thèse. L'utilisation du générateur de référence présenté au chapitre précédent y est décrite pour la réalisation de mesures de forme d'onde. La première étape a été d'utiliser un six-ports dans une configuration simple pour valider le principe utilisé pour mesurer des formes d'onde. Ensuite, le système a été modifié pour permettre de mesurer les formes d'ondes produites par le transistor. Le système de caractérisation complet a alors été utilisé pour mesurer les formes d'onde produites par le transistor soumis aux conditions d'opération correspondant à une puissance de sortie et à une efficacité du drain optimales. Enfin, une analyse de ces résultats est présentée.

4.1 Utilité des mesures de forme d'onde pour la conception d'amplificateurs

La mesure de forme d'onde apporte des informations importantes pour les concepteurs de circuits micro-ondes.

En mesurant la tension et le courant instantanés en fonction du temps, il devient possible de détecter les pics de tension ou de courant. Ceci a d'importantes implications en fiabilité car de fortes tensions ou de forts courants peuvent détruire un dispositif micro-onde [121-124].

La mesure de forme d'onde permet aussi de développer ou de valider des modèles de dispositifs actifs micro-ondes [121,125,126]. Les informations contenues dans la phase des harmoniques permettent le développement de modèles précis.

La mesure des formes d'onde en tension et en courant permet aussi d'expliquer pourquoi

les conditions d'opérations correspondent aux comportements optimaux (efficacité, puissance de sortie, gain). La courbe de polarisation dynamique (courant instantané en fonction de la tension instantanée) est un outil très intéressant dans ce domaine.

Enfin, une nouvelle méthode de mesure de formes d'onde offrirait une alternative permettant de vérifier les mesures du systèmes de mesure de forme d'onde basés sur d'autres principes. L'approche de mesure de forme d'onde basée sur les réflectomètres à jonction six-ports est aussi potentiellement très intéressante pour des systèmes fonctionnant à très haute fréquence, soit à des fréquences pour lesquelles il n'existe pas actuellement de systèmes de mesure de forme d'onde.

4.2 Validation des mesures avec un montage simple

Avant de tenter des mesures complexes, un montage le plus simple possible a été utilisé afin de valider le principe de mesure proposé. Lors de cette validation, différentes formes d'ondes produites par le générateur de référence sont mesurées et ces mesures sont comparées aux mesures effectuées avec le NNMS du HP-NMDG.

4.2.1 Description du montage et développement des formules utilisées

Le montage de validation est présenté à la figure 4.1. Ce montage est très simple et sera utilisé seulement pour valider l'approche.

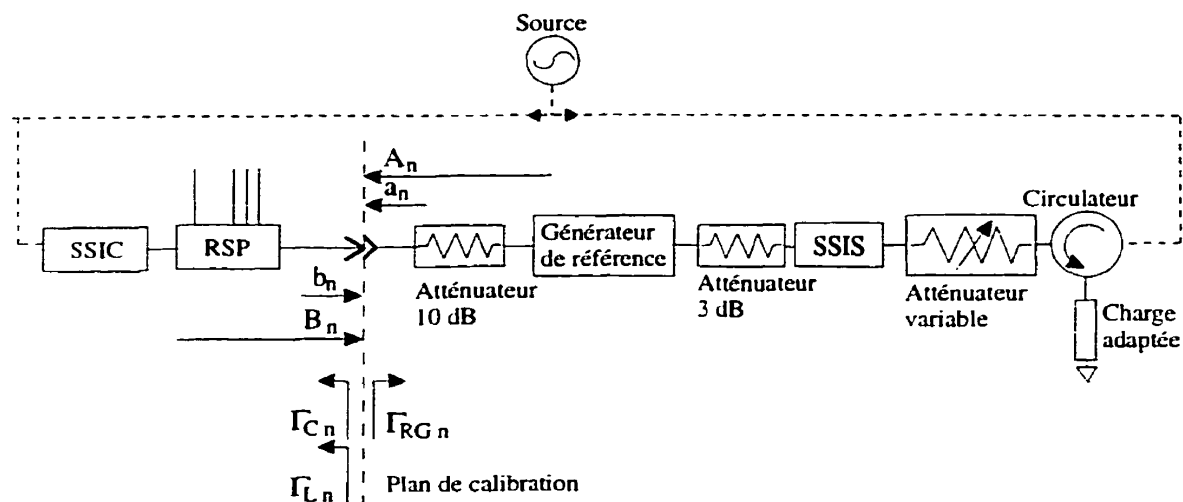


Figure 4.1 : Montage utilisé pour la validation.

où SSIC désigne le système de synthèse d'impédance de charge (voir chapitre 2). Ce sous-système est utilisé pour produire un signal dont le spectre est comparable à celui du générateur de référence. Ceci permet au six-ports de comparer des ondes d'amplitudes équivalentes.

SSIS désigne le système de synthèse d'impédance de source. Pour cette manipulation, seule la branche de synthèse d'impédance est utilisée. L'amplificateur de la branche de synthèse de la puissance disponible est éteint.

A_n désigne la composante n de l'onde injectée au plan de calibration vers le six-ports

B_n désigne la composante n de l'onde injectée au plan de calibration vers le générateur de référence

a_n désigne la composante n de l'onde totale au plan de calibration allant vers le six-ports

b_n désigne la composante n de l'onde totale au plan de calibration allant vers le générateur de référence

Γ_{RG_n} désigne le coefficient de réflexion du générateur de référence à l' n ième

harmonique (sans les ondes A_n). $\Gamma_{RG\ n}$ est mesuré lorsque le générateur de référence est alimenté avec le niveau de puissance utilisé lors de la calibration du système de mesure de forme d'onde.

$\Gamma_{C\ n}$ désigne le coefficient de réflexion de la branche de synthèse de charge et du six-ports à l'énième harmonique (sans les ondes B_n)

$\Gamma_{L\ n}$ désigne le coefficient de réflexion mesuré au plan de calibration par le six-ports à l'énième harmonique (rapport entre a_n et b_n). Le système de synthèse d'impédance de charge et le générateur de référence sont alors en fonction.

L'atténuateur variable est utilisé pour ajuster la puissance disponible au générateur de référence.

De la figure 4.1, découle le graphique de fluence suivant:

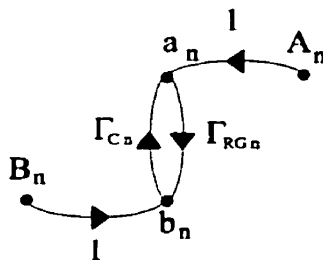


Figure 4.2 : Graphique de fluence du montage de validation

Avec ce graphique de fluence, on peut développer une formule pour les B_n , quantités recherchées lors de la calibration.

Premièrement, si on court-circuite la source de signal constituée par les B_n , on obtient:

$$a_n = A_n + \Gamma_{RG\ n} \Gamma_{C\ n} a_n \quad (4.1)$$

car $b_n = \Gamma_{RG\ n} a_n$. L'équation 4.1 devient:

$$a_n = \frac{A_n}{1 - \Gamma_{RG\ n} \Gamma_{C\ n}} \quad (4.2)$$

De même, en court-circuitant les B_n , on obtient:

$$a_n = \frac{\Gamma_{RGn} B_n}{1 - \Gamma_{RGn} \Gamma_{Cn}} \quad (4.3)$$

En combinant les contributions des A_n et des B_n , on obtient:

$$a_n = \frac{A_n + \Gamma_{RGn} B_n}{1 - \Gamma_{RGn} \Gamma_{Cn}} \quad (4.4)$$

Par la même méthode, on obtient:

$$b_n = \frac{B_n + \Gamma_{Cn} A_n}{1 - \Gamma_{RGn} \Gamma_{Cn}} \quad (4.5)$$

Enfin, en combinant les équations 4.4 et 4.5 on obtient une formule pour Γ_{Ln} , une quantité qu'il est possible de mesurer:

$$\Gamma_{Ln} = \frac{b_n}{a_n} = \frac{B_n + \Gamma_{Cn} A_n}{A_n + \Gamma_{RGn} B_n} \quad (4.6)$$

En isolant B_n , on obtient la formule utilisé lors de la calibration:

$$B_n = A_n \frac{(\Gamma_{Cn} - \Gamma_{Ln})}{(\Gamma_{RGn} \Gamma_{Ln} - 1)} \quad (4.7)$$

Dans laquelle les A_n sont connus car ils ont été mesurés lors de la caractérisation du générateur de référence. En isolant A_n , on obtient la formule utilisée lors de la mesure d'une forme d'onde:

$$A_n = B_n \frac{(\Gamma_{RGn} \Gamma_{Ln} - 1)}{(\Gamma_{Cn} - \Gamma_{Ln})} \quad (4.8)$$

Pour calibrer, on désire obtenir les B_n à l'aide des A_n du générateur de référence obtenus

lors de sa caractérisation et des Γ_{L_n} mesurés par le six-ports. Les Γ_{C_n} et les Γ_{RG_n} ont été obtenus à l'aide de l'analyseur de réseau HP8510c.

Pour mesurer, on modifie la puissance disponible au générateur de référence ce qui lui fait produire une forme d'onde différente. Pour calculer les A_n de cette nouvelle forme d'onde, on utilise les B_n obtenus en calibration et les nouveaux Γ_{L_n} mesurés.

4.2.2 Mesures

Afin d'effectuer des mesures de validation, on calibre le système de mesure de forme d'onde simple avec le générateur de référence alimenté à un certain niveau de puissance. Ensuite, on mesure les formes d'onde sortant du générateur de référence (A_n) lorsque celui-ci est alimenté avec un autre niveau de puissance. Cette mesure des A_n permet de valider le fonctionnement du système mais ne permet pas d'obtenir des ondes de tension ou de courant intéressantes. Les V_n et les I_n seront mesurés et calculés lors de l'insertion du transistor à l'étude dans le montage (section 4.3).

À la figure 4.1, les atténuateurs placés avant et après le générateur de référence ont pour fonction de fixer à 50Ω l'impédance vue par le générateur de référence. Lors de sa caractérisation, une impédance de 50Ω était présentée aux deux ports, il est donc important de présenter les mêmes impédances si l'on veut que le générateur de référence produise les mêmes ondes.

L'atténuateur variable a pour fonction d'ajuster à $\pm 0,05$ dB la puissance disponible à l'entrée du générateur de référence.

Pour la calibration, la puissance disponible au générateur de référence a été fixée à

7 dBm. Les trois premières composantes du spectre produit sont les suivantes : $A_1=0,4775\angle 0^\circ$, $A_2=0,2279\angle 133,0^\circ$ $A_3=0,0793\angle -35,4^\circ$. Afin de ne pas complexifier inutilement la validation du système, seules trois composantes sont mesurées. Le tableau suivant montre les spectres complexes mesurés par le NNMS et ceux mesurés par le système à réflectomètre six-ports (RSP).

Tableau 4.1 : Mesures de validation

Pavs	A_1	A_2	A_3
dBm	V	V	V
$\pm 0,05$ dB	-	-	-
5 dBm, NNMS	$0,4656\angle 0^\circ$	$0,1583\angle 140,9^\circ$	$0,0622\angle 10,1^\circ$
5 dBm, RSP	$0,463\angle 0^\circ$	$0,159\angle 125^\circ$	$0,079\angle 9^\circ$
Différence	0,0026 (0.5 %)	0,044 (27 %)	0,017 (22 %)
6 dBm, NNMS	$0,4736\angle 0^\circ$	$0,1922\angle 137,3^\circ$	$0,0708\angle -12,0^\circ$
6 dBm, RSP	$0,470\angle 0^\circ$	$0,188\angle 133^\circ$	$0,074\angle -7^\circ$
Différence	0,0036 (0.8 %)	0,015 (7.7 %)	0,007 (9.0 %)
7 dBm, NNMS	$0,4775\angle 0^\circ$	$0,2279\angle 133,0^\circ$	$0,0793\angle -35,4^\circ$
7 dBm, RSP	$0,483\angle 0^\circ$	$0,228\angle 133^\circ$	$0,079\angle -39^\circ$
Différence	0,0055 (1.1 %)	0,0001 (0,04 %)	0,005 (6,3 %)
8 dBm, NNMS	$0,4783\angle 0^\circ$	$0,2623\angle 128,6^\circ$	$0,0953\angle -57,1^\circ$
8 dBm, RSP	$0,508\angle 0^\circ$	$0,250\angle 111^\circ$	$0,087\angle -67^\circ$
Différence	0,0297 (5.8 %)	0,079 (30 %)	0,018 (21 %)
9 dBm, NNMS	$0,4746\angle 0^\circ$	$0,2988\angle 123,2^\circ$	$0,1157\angle -78,0^\circ$
9 dBm, RSP	$0,470\angle 0^\circ$	$0,307\angle 117^\circ$	$0,106\angle -70^\circ$
Différence	0,0046 (1.0 %)	0,034 (11 %)	0,018 (16 %)

Ce tableau permet d'évaluer l'erreur de mesure pour les formes d'onde. Cette erreur est assez faible pour la fondamentale, soit de l'ordre de un pour cent. Par contre, l'erreur est de l'ordre de 10 à 20 % pour la seconde et la troisième harmonique. Cette importante différence dans l'erreur s'explique par le fait que la fondamentale est utilisée comme référence de phase lors des mesures. Une petite erreur de phase dans la mesure de la fondamentale est multipliée par 2 pour la seconde harmonique et par 3 pour la troisième harmonique. En effet, on constate que l'erreur est surtout sur la phase des coefficients de la série de Fourier de la forme d'onde mesurée. L'erreur sur l'amplitude de chacune des composantes est beaucoup plus faible que l'erreur totale. On devra donc porter beaucoup

de soins lors des mesures pour bien stabiliser la composante à la fréquence fondamentale de l'onde produite par le générateur d'impulsion.

Lors de mesures de validation en juin 1998, il a été constaté que le courant de polarisation du transistor mesuré diffère de quelques mA de celui mesuré en août 1997 au NMDG. Les impédances présentées et la température du générateur ont été ajustées plus précisément mais sans que cela modifie le courant du drain. Les mesures de courant effectuées au NMDG sont fiables car le multimètre utilisé était de bonne qualité, les mesures de Montréal ont été effectuées avec différents appareils et leurs mesures concordent. Le transistor a donc probablement vieilli ce qui a modifié les ondes produites. Ceci est appuyé par l'augmentation de l'erreur avec l'augmentation de la différence entre la puissance disponible au générateur de référence lors de la calibration et la puissance disponible au générateur lors des mesures. Comme lors des mesures des formes d'ondes produites par le transistor, le générateur de référence sera utilisé une seule fois, à un seul niveau de puissance, lors de la calibration, il n'y aura pas de risque d'additionner des erreurs comme lors des mesures de validations.

Malgré ces erreurs, le système de mesures de forme d'onde peut être considéré assez précis pour passer aux mesures de forme d'onde avec le système complet [127, 128].

4.3 Insertion du système de mesure de forme d'onde au banc de caractérisation

Afin d'utiliser le système de mesure de forme d'onde au sein du système de caractérisation non-linéaire, un coupleur directionnel doit être utilisé afin de séparer les ondes voyageant en sens inverses à la sortie du transistor. Le système de mesure de forme d'onde branché à l'un des ports couplés du coupleur mesurera l'onde sortant du transistor et l'onde entrant dans le transistor sera obtenue à l'aide du six-ports mesurant

l'impédance vue par le transistor.

Avec les deux ondes, il sera alors facile de calculer le courant et la tension instantanés à l'aide des formules bien connues (équations 4.15 et 4.16). Les détails du montage ainsi que les équations utilisées sont présentées ci-après.

4.3.1 Équations utilisées et montage

La figure 4.4 montre la partie du banc de caractérisation qui sera modifiée par l'ajout du système de mesure de forme d'onde. Le coupleur directionnel de 10 dB a une directivité égale ou supérieure à 20 dB pour les fréquences des composantes mesurées. De plus, comme on désire mesurer l'onde sortant du transistor (figure 4.5) et que cette dernière est plus puissante que l'onde envoyée vers le transistor pour la synthèse d'impédance, on peut négliger l'onde envoyée au transistor qui se retrouve au port couplé, superposée à l'onde à mesurer. L'atténuateur variable est utilisé pour s'assurer que le générateur d'impulsion recevra la même puissance lors de la calibration et lors des mesures. Le système de synthèse d'impédance de charge (SSIC) est éteint lors de la calibration afin de ne pas influencer l'onde produite par le générateur de référence.

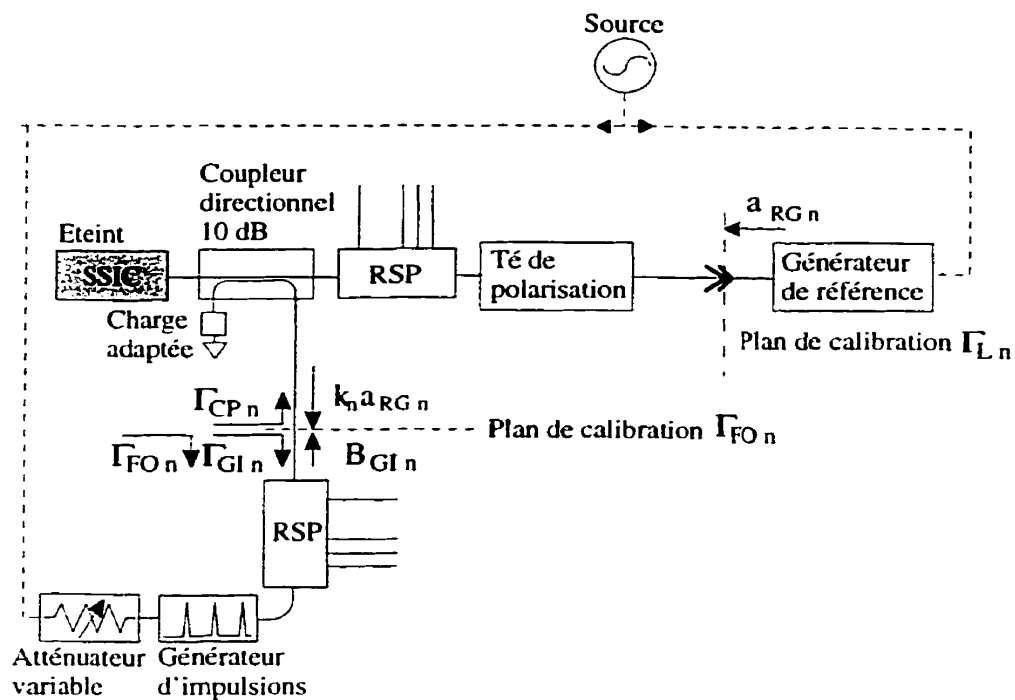


Figure 4.3 : Montage détaillé pour la calibration de la mesure des formes d'onde.

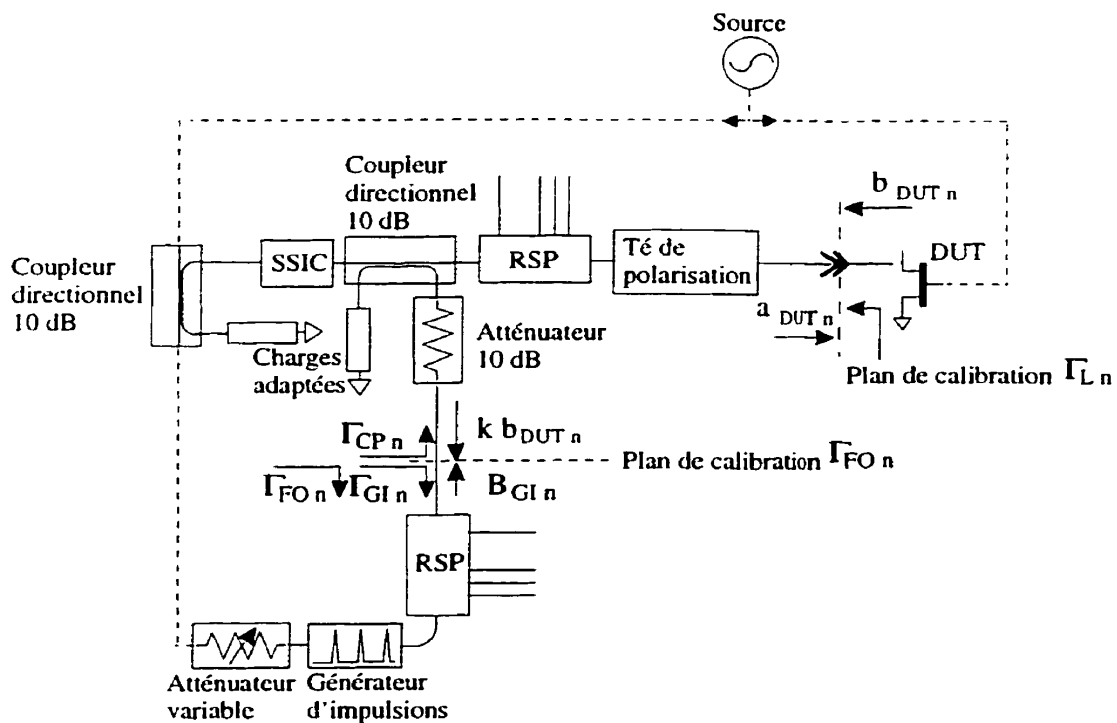


Figure 4.4 : Montage détaillé pour la mesure de formes d'onde.

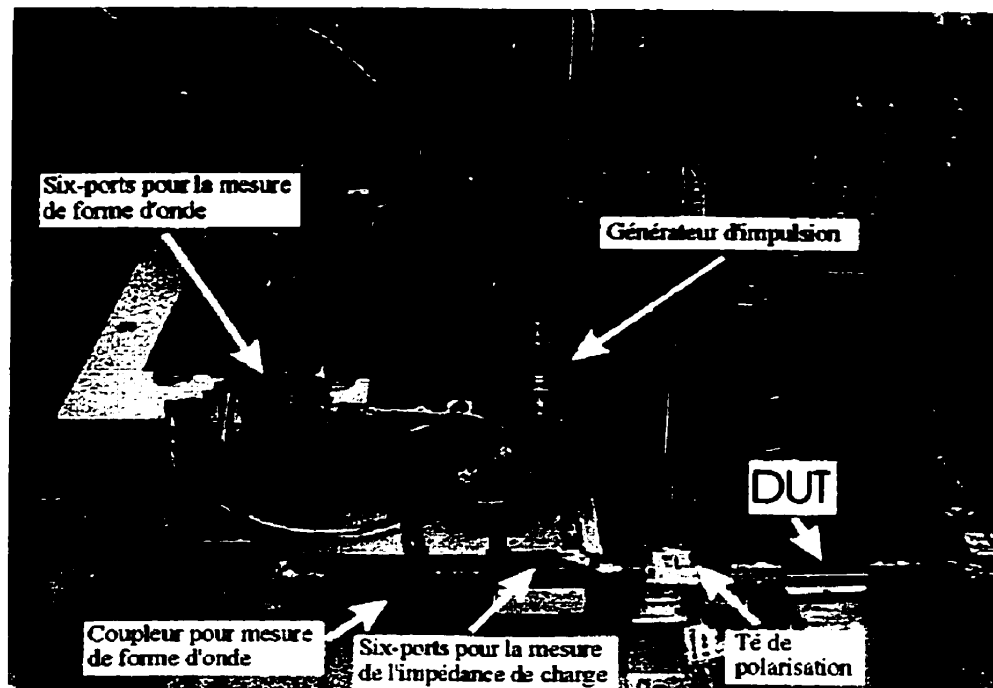


Figure 4.5 : Photo de la partie du montage pour la mesure de formes d'onde.

La figure 4.5 montre le générateur d'impulsion utilisé pour fournir un signal de référence au six-ports qui mesure la forme d'onde (voir figure 4.3 et 4.4). Les deux atténuateurs en sortie du générateur d'impulsion servent à isoler la SRD de l'onde en provenance du coupleur.

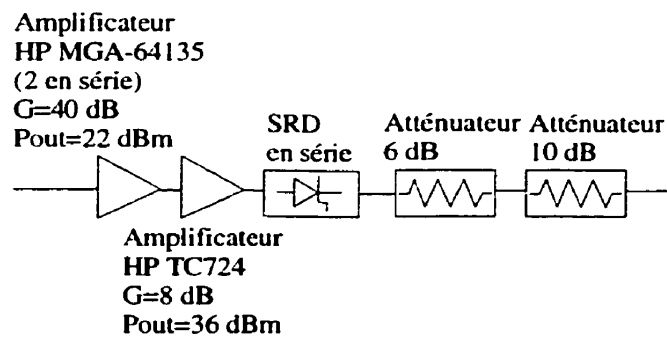


Figure 4.6 : Schéma électrique du générateur d'impulsion.

A partir de figures 4.3 et 4.4 ainsi que des équations présentées au chapitre 3, on obtient les équations utilisées pour la mesure de forme d'onde. Pour ce faire, les substitutions suivantes sont utilisées.

Tableau 4.2 : Substitutions de variables pour l'obtention des formules nécessaires

Montage de validation		Montage de mesure
A_n	\leftrightarrow	$k_n b_{DUT_n}$ $k_n a_{RG_n}$
B_n	\leftrightarrow	B_{GI_n}
Γ_{RG_n}	\leftrightarrow	Γ_{CP_n}
Γ_{C_n}	\leftrightarrow	Γ_{GI_n}
Γ_{L_n}	\leftrightarrow	Γ_{FO_n}

En appliquant ces transformations, on obtient la nouvelle équation à utiliser en calibration:

$$B_{GI_n} = k_n \cdot a_{RG_n} \frac{(\Gamma_{GI_n} - \Gamma_{FO_n})}{(\Gamma_{CP_n} \Gamma_{FO_n} - 1)} \quad (4.9)$$

qui devient:

$$\frac{B_{GI_n}}{k_n} = a_{RG_n} \frac{(\Gamma_{GI_n} - \Gamma_{FO_n})}{(\Gamma_{CP_n} \Gamma_{FO_n} - 1)} \quad (4.10)$$

où a_{RG_n} est l'onde totale voyageant vers le six-ports au plan de calibration du DUT. L'équation suivante définit cette quantité à partir de quantités connues:

$$a_{RGn} = \frac{A_{RGn}}{(1 - \Gamma_{RGn} \Gamma_{Cn})} \quad (4.11)$$

Avec les mêmes substitutions, on obtient les équations utilisées pour mesurer une forme d'onde:

$$k_n \cdot b_{DUTn} = B_{GIn} \frac{(\Gamma_{CPn} \Gamma_{FO n} - 1)}{(\Gamma_{GIn} - \Gamma_{FO n})} \quad (4.12)$$

qui devient:

$$b_{DUTn} = \frac{B_{GIn} (\Gamma_{CPn} \Gamma_{FO n} - 1)}{k_n (\Gamma_{GIn} - \Gamma_{FO n})} \quad (4.13)$$

Le terme k_n est simplement une constante complexe qui tient compte du changement de plan de mesure entre le plan du DUT et le plan au port couplé du coupleur pour chaque composante fréquentielle. L'atténuateur utilisé lors des mesures sert à bien conditionner le signal, à faire en sorte que l'amplitude des composantes fréquentielles du signal à mesurer ne soit pas trop différente des composantes du signal sortant du générateur d'impulsion. Cet atténuateur comporte une atténuation et un délai électrique constants en fréquence. Il est donc facile de le prendre en compte lors des mesures. C'est par une modification de la constante k_n que l'on tient compte de cet atténuateur. Une fois que les composantes de l'onde sortant du DUT ont été mesurées, on peut calculer l'onde incidente au DUT:

$$b_{DUTn} = a_{DUTn} \Gamma_{Ln} \quad (4.14)$$

Le Γ_L est mesuré à l'aide du six-ports qui mesure les impédances de charge. Puis, on calcule les termes de la série de Fourier pour la tension et le courant:

$$V_n = (a_{DUTn} + b_{DUTn}) \quad (4.15)$$

$$I_n = \frac{(a_{DUT_n} - b_{DUT_n})}{Z_0} \quad (4.16)$$

On rappelle que le courant est positif en direction du DUT et que l'unité des ondes A_n mesurées au NMDG sont en V dans 50Ω , à ne pas confondre avec les ondes normalisées dont les unités sont des \sqrt{W} . La tension instantanée au drain du transistor est donnée par:

$$v_{DUT}(t) = \text{Re} \left(\sum_{n=0}^N V_n e^{i2\pi n f_0 t} \right) \quad (4.17)$$

où $N=3$. Bien noter que la sommation commence avec le terme d'ordre 0. Le tension instantanée à la charge est donné par:

$$v_L(t) = \text{Re} \left(\sum_{n=1}^N V_n e^{i2\pi n f_0 t} \right) \quad (4.18)$$

Noter que la sommation commence avec le terme d'ordre 1 car la composante continue (d'ordre 0) est bloquée par le condensateur du té de polarisation. Le courant instantané entrant dans le drain du transistor est donné par:

$$i_{DUT}(t) = \text{Re} \left(\sum_{n=0}^N I_n e^{i2\pi n f_0 t} \right) \quad (4.19)$$

Le courant instantané entrant dans la charge est donné par:

$$i_L(t) = \text{Re} \left(\sum_{n=1}^N -I_n e^{i2\pi n f_0 t} \right) \quad (4.20)$$

Le bilan de puissance instantanée dans la transistor est donnée par:

$$p_{DUT}(t) = v_{DUT}(t) \cdot i_{DUT}(t) \quad (4.21)$$

Le bilan de puissance instantanée dans la charge est donné par:

$$p_L(t) = v_L(t) \cdot i_L(t) \quad (4.22)$$

Comme pour le courant, la puissance est positive quand elle est dissipée dans le transistor et négative quand dissipée dans la charge. Le signe de la puissance reste une

convention car dans les faits, de la puissance est dissipée dans le transistor et dans la charge. Ceci est possible car on tient compte de la composante continue seulement dans le cas de la puissance dissipée dans le transistor. Le condensateur de découplage empêche toute composante continue d'atteindre la charge. La puissance réelle dissipée dans la charge est donnée par:

$$p_L(t) = \sum_{n=1}^N R_{L,n} \cdot i_L^2(t) \quad (4.23)$$

où $R_{L,n}$ est la partie réelle de l'impédance présentée au DUT à la n ème harmonique.

Enfin, la puissance réelle dissipée dans le transistor est donnée par:

$$P_{DUT}(t) = P_{DC} - p_L(t) \quad (4.24)$$

4.4 Estimation de la précision des mesures

Les causes d'erreur lors de la mesure de forme d'onde sont les suivantes:

- la directivité finie du coupleur de mesure de forme d'onde,
- la variation des formes d'onde produites par le générateur de référence (effet sur la précision absolue),
- la variation des formes d'onde produites par le générateur d'impulsion (effet sur la répétabilité),
- la variabilité des mesures effectuées par les deux six-ports,
- les harmoniques qui ne sont pas mesurées.

Afin de quantifier l'erreur et de valider le système de mesure, une même forme d'onde a été mesurée avec le système à réflectomètres six-ports et avec un MTA (« Microwave Transition Analyser »). Les conditions d'opération présentées au FET lors de ces mesures sont celles pour l'efficacité du drain optimale. Le tableau et les deux figures suivantes montrent les formes d'onde en tension et en courant pour les mesures de

validation .

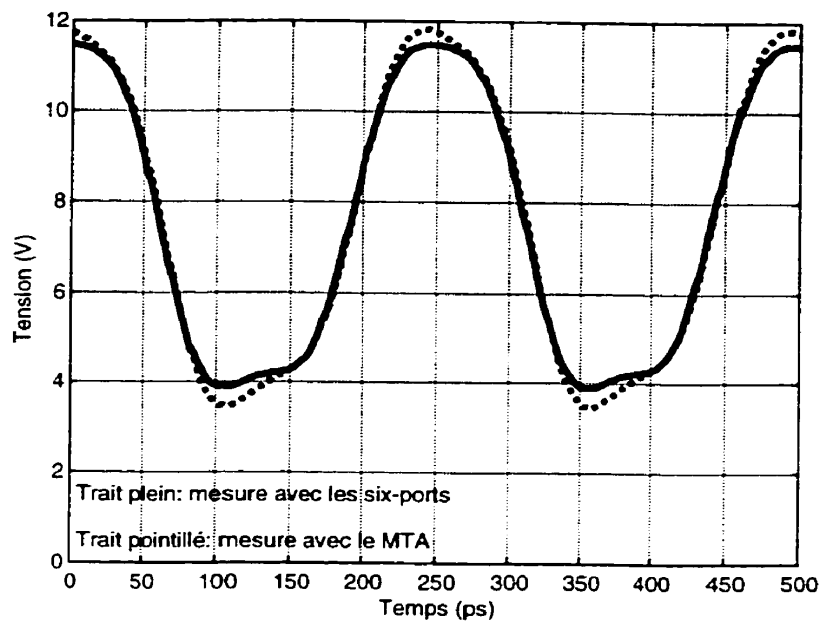


Figure 4.7 : Formes d'onde en tension, expériences de validation.

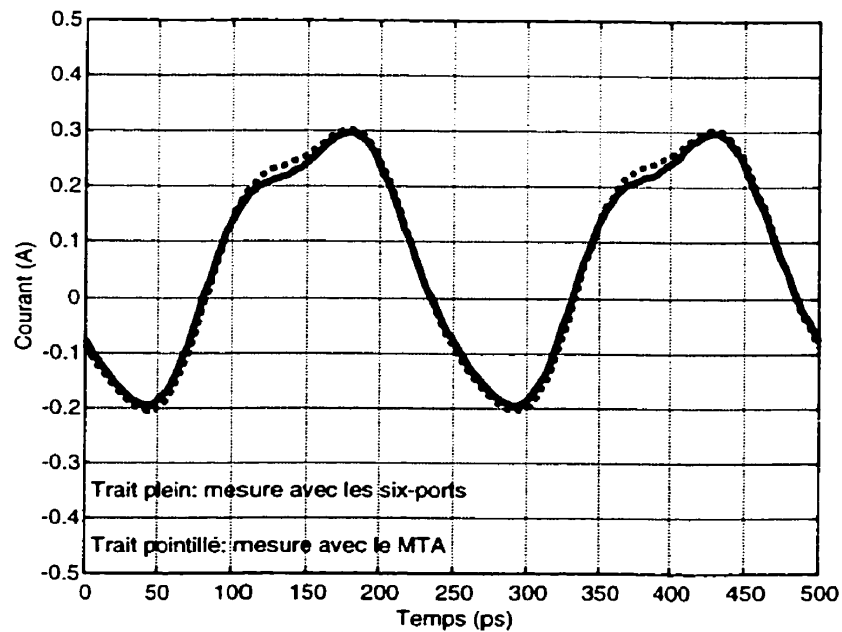


Figure 4.8 : Formes d'onde en courant, expériences de validation.

Tableau 4.3 : Composantes des formes d'onde de validation (tension)

	DC	f_0	$2 f_0$	$3 f_0$
	V	V \angle °	V \angle °	V \angle °
	$\pm 0,001$	$\pm 0,1$	$\pm 0,05$	$\pm 0,05$
Six-ports	7,500	4,12 \angle 0°	0,306 \angle -16°	0,465 \angle 167°
MTA	7,500	4,30 \angle 0°	0,303 \angle -24°	0,477 \angle 147°

Tableau 4.4 : Composantes des formes d'onde de validation (courant)

	DC	f_0	$2 f_0$	$3 f_0$
	A	A \angle °	A \angle °	A \angle °
	$\pm 0,001$	$\pm 0,01$	$\pm 0,005$	$\pm 0,005$
Six-ports	0,071	0,238 \angle 128°	0,034 \angle 97°	0,026 \angle -83°
MTA	0,071	0,252 \angle 128°	0,033 \angle 89°	0,026 \angle -95°

L'effet total combiné de ces causes d'erreur, pour les termes de l'onde sortant du DUT, est évalué à 1 mV pour la composante continue, à 100 mV pour la fondamentale, à 50 mV pour la seconde harmonique et à 50 mV pour la troisième harmonique pour les tensions (module de la différence entre deux quantités complexes). Pour les courants, l'erreur totale est évaluée à 1 mA pour la composante continue, à 10 mA pour la fondamentale et 5 mA pour la seconde et la troisième harmonique.

4.5 Résultats expérimentaux

Cette section présente les résultats expérimentaux des mesures de forme d'onde effectuées sur le transistor à l'étude. Dans un premier temps, les conditions correspondant à la puissance de sortie optimale sont présentées au transistor et différentes formes d'onde produites sont montrées. Puis, les mêmes mesures sont répétées pour les conditions correspondant à l'efficacité du drain optimale. Ces différents résultats sont analysés afin d'établir des liens entre les formes d'onde et les performances mesurées préalablement.

La figure ci-dessous est un exemple qui illustre comment l'on arrive à reconstituer une

forme d'onde en combinant les différentes composantes fréquentielles mesurées individuellement.

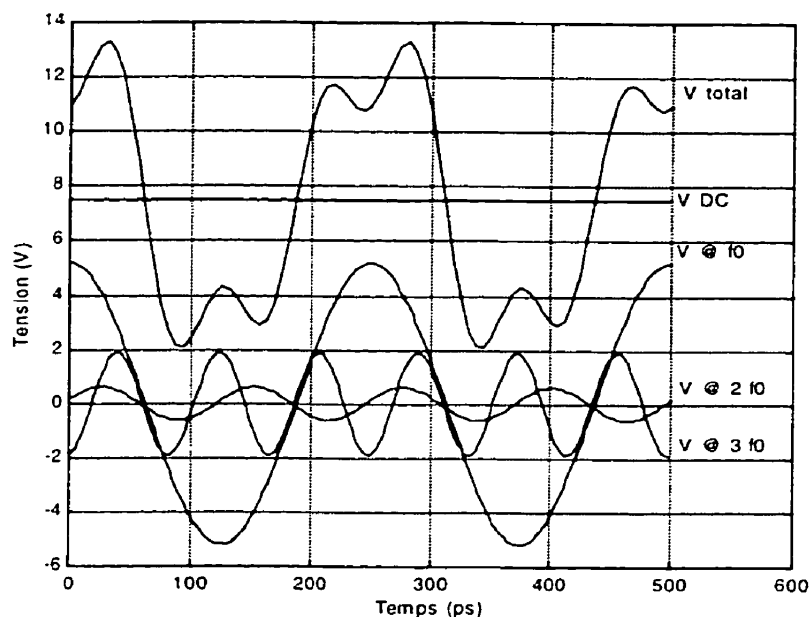


Figure 4.9 : Décomposition d'une onde en composantes fréquentielles.

4.5.1 Forme d'onde et courbes de charge dynamique pour P_L optimale

La puissance de sortie optimale mesurée est égale à 26,5 dBm. Cette puissance a été mesurée dans la série 282, pour une polarisation en classe A avec $V_{ds} \approx 7,5$ V et $I_{dsq} = 150$ mA. Le coefficient de réflexion de la source était de $0,90 \angle -110^\circ$ pour une puissance disponible de 12,5 dBm. Les coefficients de réflexion de la charge étaient respectivement pour la fondamentale, la seconde harmonique et la troisième harmonique $0,61 \angle 171^\circ$, $0,90 \angle 230^\circ$ et $0,90 \angle 120^\circ$.

Le tableau suivant montre les différentes quantités mesurées qui seront utilisées pour calculer les formes d'ondes présentées dans cette sous-section.

Tableau 4.5 : Spectre complexe de l'onde de tension mesuré, puissance optimale

harmonique no	DC	f_0	$2 f_0$	$3 f_0$
	V	V \angle °	V \angle °	V \angle °
-	$\pm 0,01$	$\pm 0,1$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$
optimum à f_0	7,50	$4,7 \angle 0^\circ$	$0,48 \angle -43^\circ$	$0,40 \angle -68^\circ$
optimum à f_0 et $2 f_0$	7,50	$5,1 \angle 0^\circ$	$0,58 \angle -92^\circ$	$0,64 \angle -97^\circ$
optimum à f_0 , $2 f_0$ et $3 f_0$	7,50	$5,2 \angle 0^\circ$	$0,61 \angle -77^\circ$	$1,90 \angle -172^\circ$

Tableau 4.6 : Spectre complexe de l'onde de courant mesuré, puissance optimale

harmonique no	DC	f_0	$2 f_0$	$3 f_0$
	A	A \angle °	A \angle °	A \angle °
-	$\pm 0,001$	$\pm 0,01$	$\pm 0,001$	$\pm 0,001$
optimum à f_0	0,106	$0,22 \angle 130^\circ$	$0,043 \angle 107^\circ$	$0,020 \angle 96^\circ$
optimum à f_0 et $2 f_0$	0,090	$0,23 \angle 130^\circ$	$0,053 \angle 18^\circ$	$0,032 \angle 67^\circ$
optimum à f_0 , $2 f_0$ et $3 f_0$	0,090	$0,25 \angle 130^\circ$	$0,072 \angle 48^\circ$	$0,060 \angle -72^\circ$

Les figures suivantes montrent les différentes ondes calculées.

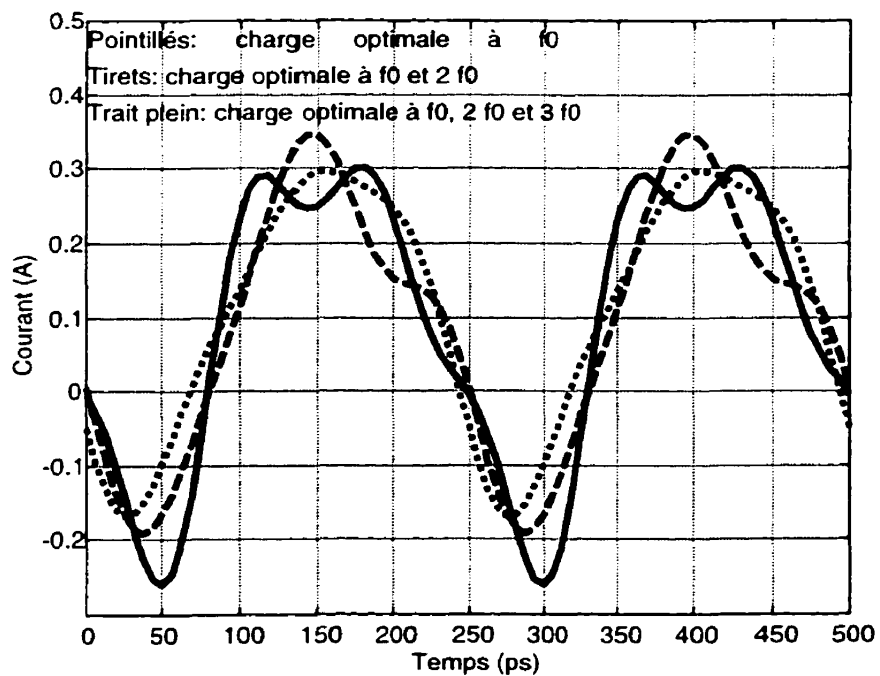


Figure 4.10 : Courant entrant dans le drain du FET, puissance maximale

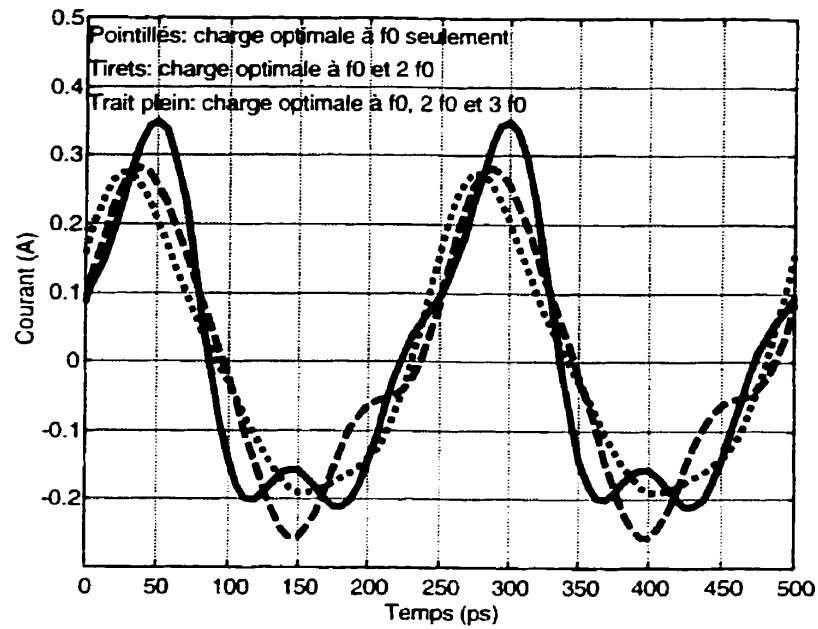


Figure 4.11 : Courant entrant dans la charge, puissance maximale

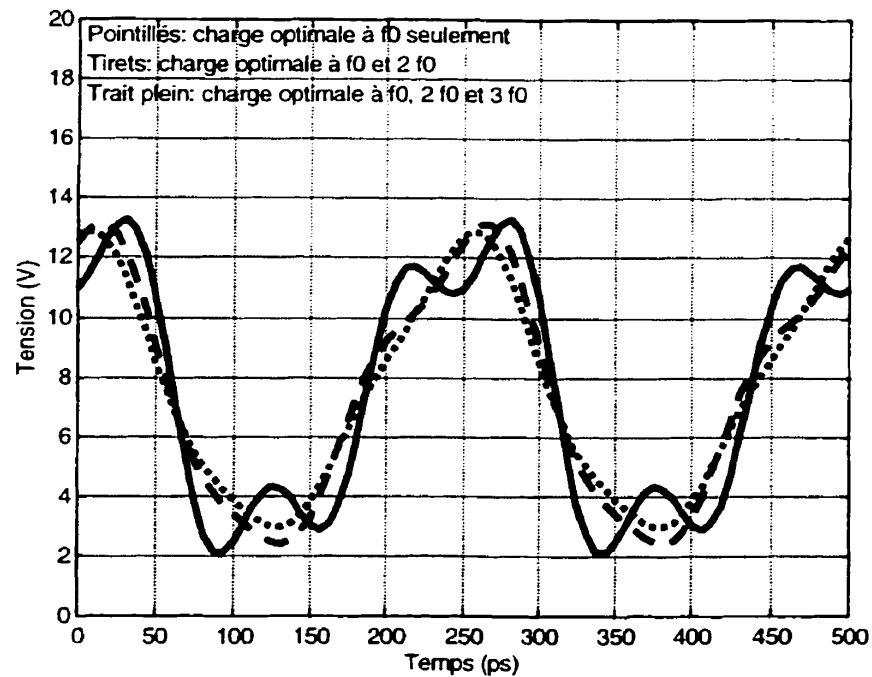


Figure 4.12 : Tension au transistor (V_{ds}), puissance maximale

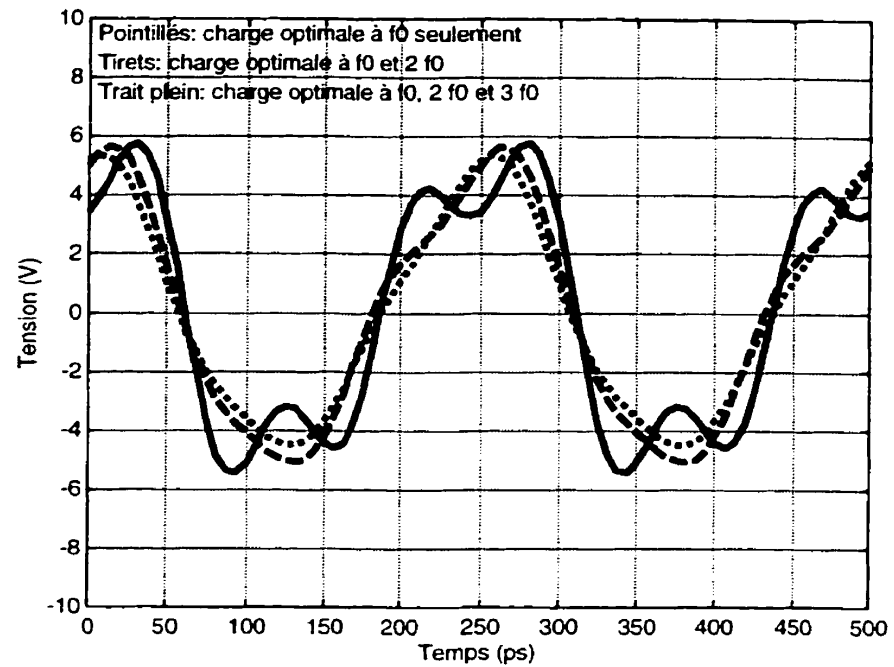


Figure 4.13 : Tension dans la charge en fonction du temps, puissance maximale

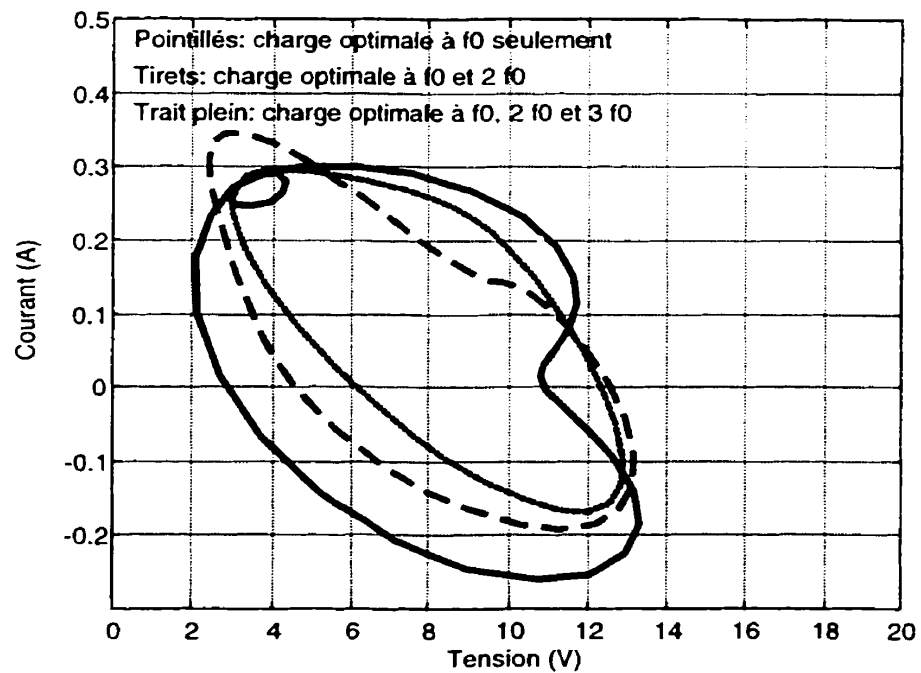


Figure 4.14 : Courant en fonction de la tension dans le transistor, puissance maximale

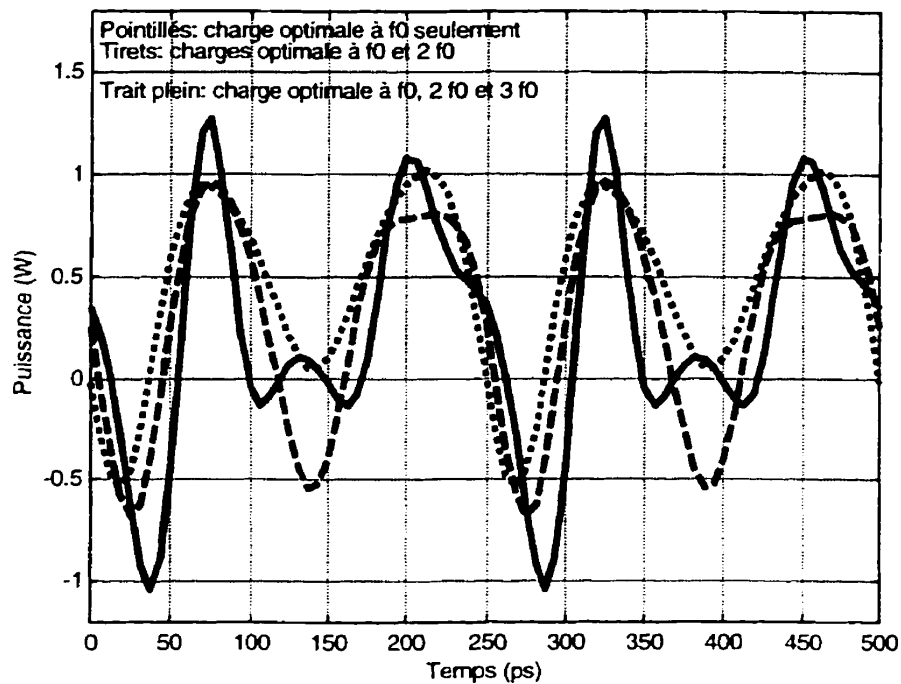


Figure 4.15 : Bilan de puissance instantanée dans le transistor, puissance maximale

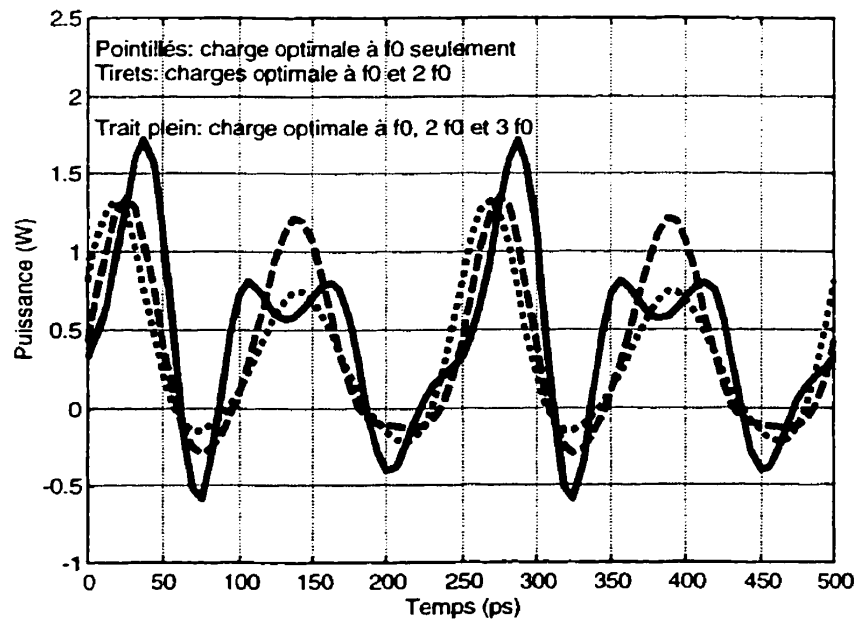


Figure 4.16 : Bilan de puissance instantanée dans la charge, puissance maximale

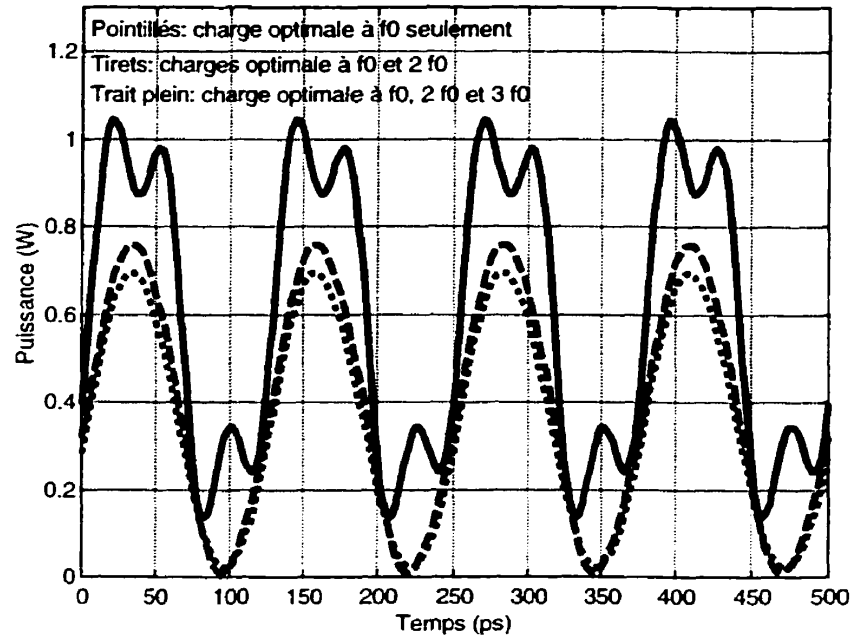


Figure 4.17 : Puissance réelle instantanée dissipée la charge, puissance maximale

4.5.2 Forme d'onde et courbes de charge dynamique pour η_d optimale

L'efficacité du drain optimale mesurée est égale à 73 %. Cette efficacité a été mesurée dans la série 272, pour une polarisation en classe AB avec $V_{ds}=7,5$ V et $I_{dsq}=90$ mA (15 % I_{dss}). Le coefficient de réflexion de la source était de $0,90\angle -114^\circ$ pour une puissance disponible de 12,5 dBm. Les coefficients de réflexion de la charge (ramenés au plan du DUT) étaient respectivement pour la fondamentale, la seconde harmonique et la troisième harmonique $0,70\angle 148^\circ$, $0,90\angle 160^\circ$ et $0,90\angle 155^\circ$.

Les tableaux suivants montrent les différentes quantités calculées à partir des mesures.

Tableau 4.7 : Spectre complexe de l'onde de tension mesuré, efficacité optimale

harmonique no	DC	f_0	$2 f_0$	$3 f_0$
	V	$V \angle ^\circ$	$V \angle ^\circ$	$V \angle ^\circ$
-		$\pm 0,1$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$
optimum à f_0	7,5	$3,5 \angle 0^\circ$	$0,38 \angle -26^\circ$	$0,22 \angle -47^\circ$
optimum à f_0 et $2 f_0$	7,5	$4,2 \angle 0^\circ$	$0,43 \angle -24^\circ$	$0,40 \angle 84^\circ$
optimum à f_0 , $2 f_0$ et $3 f_0$	7,5	$4,3 \angle 0^\circ$	$0,30 \angle -26^\circ$	$0,20 \angle -124^\circ$

Tableau 4.8 : Spectre complexe de l'onde de courant mesuré, efficacité optimale

harmonique no	DC	f_0	$2 f_0$	$3 f_0$
	A	$A \angle ^\circ$	$A \angle ^\circ$	$A \angle ^\circ$
-		\pm	\pm	\pm
optimum à f_0	0,061	$0,21 \angle 124^\circ$	$0,011 \angle 125^\circ$	$0,012 \angle 105^\circ$
optimum à f_0 et $2 f_0$	0,071	$0,24 \angle 124^\circ$	$0,041 \angle 78^\circ$	$0,020 \angle -112^\circ$
optimum à f_0 , $2 f_0$ et $3 f_0$	0,062	$0,26 \angle 124^\circ$	$0,035 \angle 95^\circ$	$0,021 \angle -14^\circ$

Les figures suivantes montrent les différentes ondes calculées.

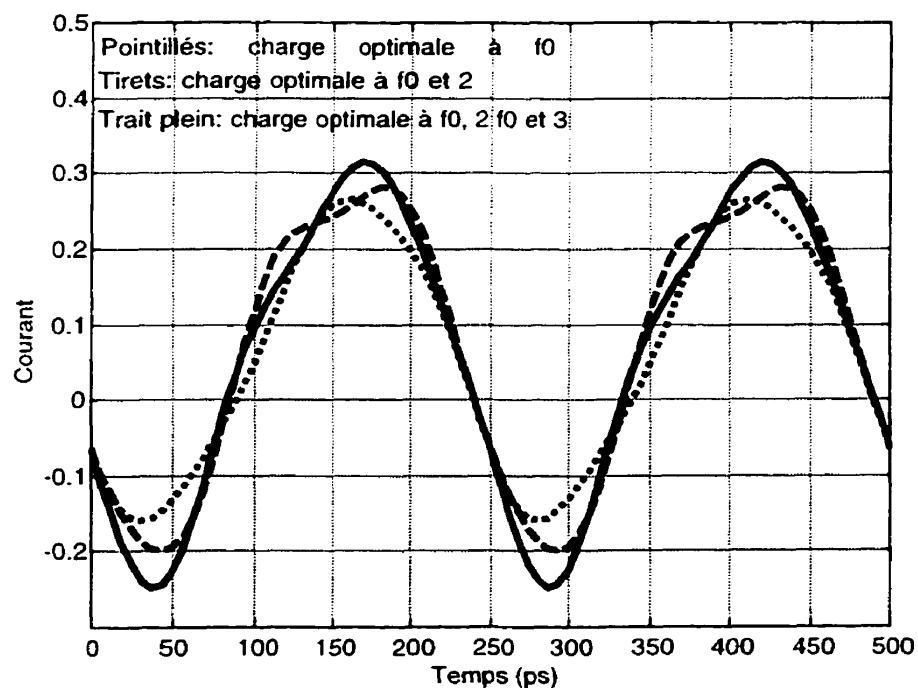


Figure 4.18 : Courant dans le FET en fonction du temps, efficacité maximale

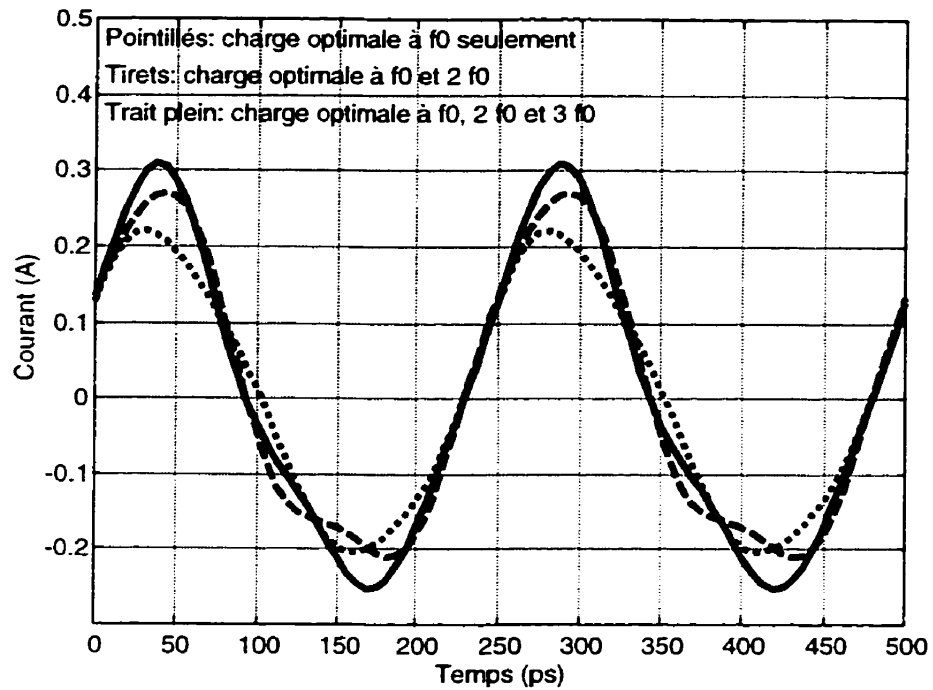


Figure 4.19 : Courant dans la charge en fonction du temps, efficacité maximale

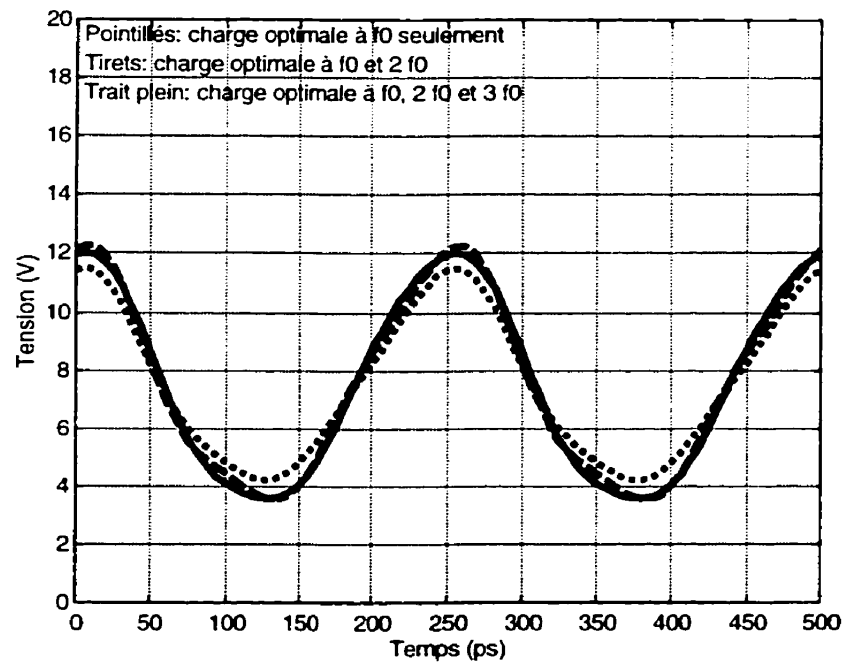


Figure 4.20 : Tension au transistor en fonction du temps, efficacité maximale

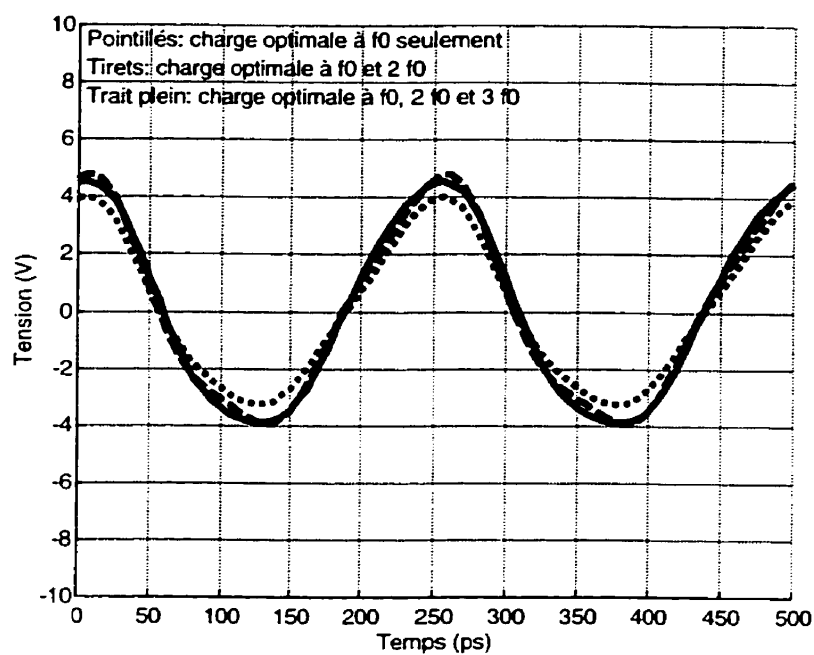


Figure 4.21 : Tension dans la charge en fonction du temps, efficacité maximale

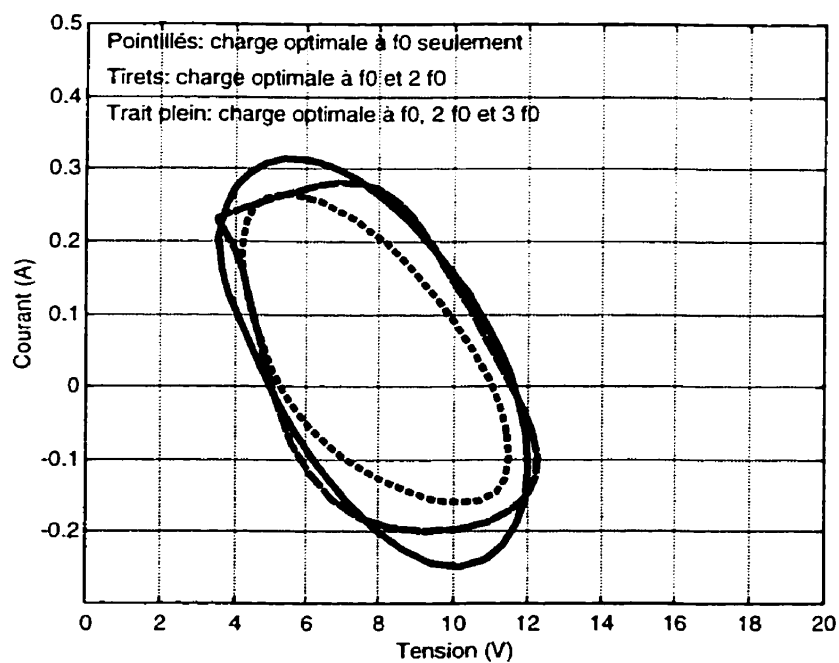


Figure 4.22 : Courant en fonction de la tension dans le transistor, efficacité maximale

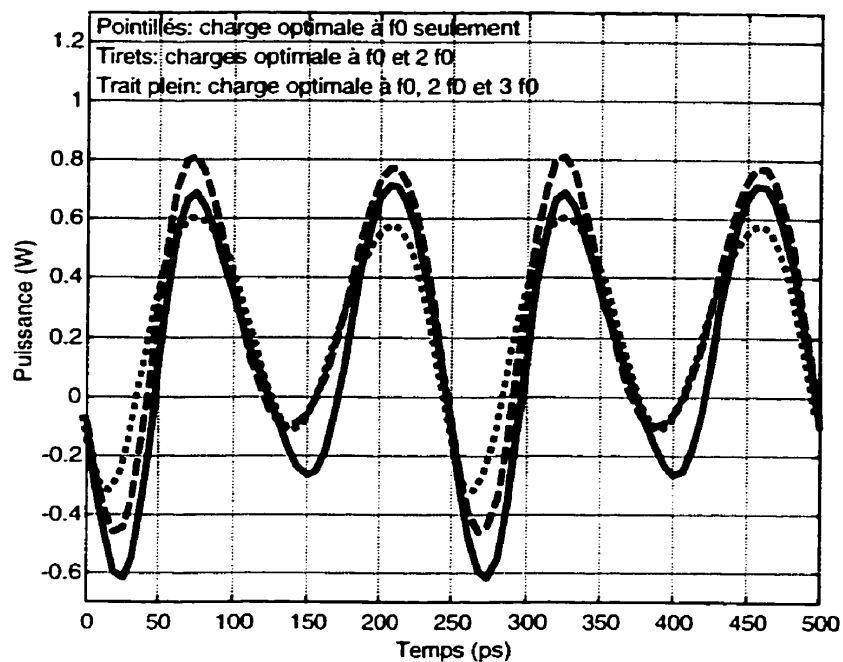


Figure 4.23 : Bilan de puissance instantanée dans le transistor, efficacité maximale

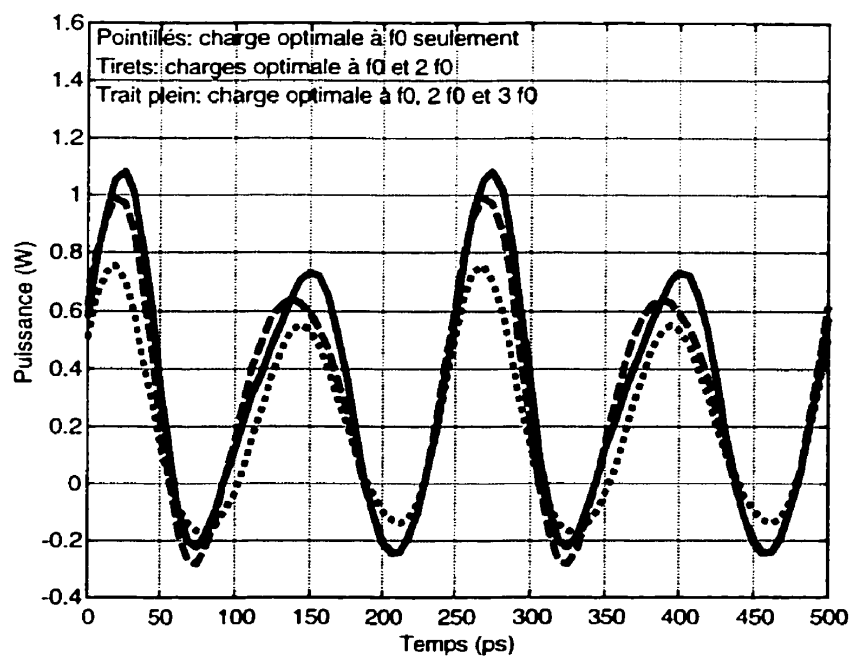


Figure 4.24 : Bilan de puissance instantanée dans la charge, efficacité maximale

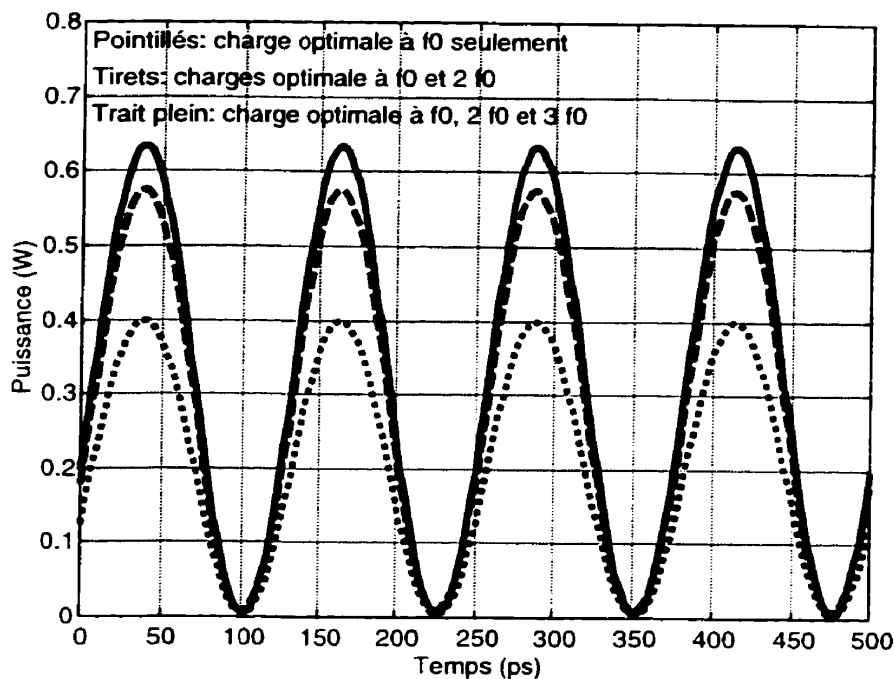


Figure 4.25 : Puissance réelle dissipée dans la charge, efficacité maximale

4.6 Analyse des résultats

A la figure 4.7, on constate que plus P_L augmente, plus le courant négatif dans le drain augmente. Ce courant est causé par le retrait des porteurs de charge du canal du FET et par le retrait des charges dans la capacité parasite du boîtier du transistor (C_{ds}). Ces courants sont plutôt surprenants, car non observables sur des courbes de polarisation DC. Cependant, les travaux d'au moins deux groupes (HP-NMDG [129] et Wey *et al.* [123]) confirment l'existence de tels courants. De plus, la charge inductive présentée au FET favorise la présence du courant négatif. Ce phénomène est invisible sans système de mesure de forme d'onde.

L'existence de ce courant négatif a des implications sur l'efficacité du drain, car

l'augmentation de l'amplitude du courant négatif diminue la valeur moyenne du courant, donc la consommation de puissance du transistor.

De même, pendant que le canal du transistor est étranglé (en "*pinch off*") et qu'un courant négatif circule dans le drain, le transistor ne dissipe pas de puissance (figure 4.12). Au contraire, pendant cette partie du cycle RF, il fournit de la puissance à la charge. Il est important de constater que pendant que le transistor est traversé par un courant négatif, ce dernier présente une impédance majoritairement réactive (le drain étant étranglé, l'impédance du FET se résume presque seulement à C_{ds}), ce qui confirme que pendant cette partie du cycle, le transistor ne dissipe pas de puissance.

À la figure 4.13, on constate que la puissance instantanée n'est jamais nulle dans la charge à cause de la phase entre les harmoniques.

Pour les courbes associées au comportement à haute efficacité, on observe que le spectre est plus pauvre en harmoniques soit des formes d'onde plus proches d'un sinus (figures 4.18 à 4.21). Ceci n'est pas surprenant, car on s'attendait à trouver que pour obtenir une plus grande efficacité à la fondamentale, il fallait réduire la production de puissance aux fréquences harmoniques. car on désire seulement produire du signal à la fondamentale.

À la figure 4.23 on constate la présence de deux pics de puissance. Le premier pic est causé par le passage du transistor d'un état forte tension et faible courant à l'état fort courant et faible tension. Le second pic est causé par la transition inverse. Les deux états définis ci-haut correspondent aux états pour lesquels le transistor dissipe le moins de puissance. Lorsqu'il passe d'un état à l'autre, le transistor dissipe plus de puissance car il est traversé par un courant alors qu'une tension est appliquée entre le drain et la source.

4.7 Conclusion

En conclusion, on constate que le système de mesure de forme d'onde est fonctionnel et qu'il permet d'effectuer des mesures assez précises. Le principe du six-ports combiné à un générateur de référence pour mesurer des formes d'onde est donc démontré expérimentalement. Les mesures effectuées révèlent l'existence de courant négatif dans le drain du transistor, phénomène rarement considéré en conception non-linéaire car non observable sur des courbes de polarisation DC ou avec des instruments courants. L'optimisation de la puissance produite par le transistor a mené à l'augmentation de ce courant négatif ce qui mène à la production d'une onde de courant avec une amplitude très importante. d'une puissance de sortie optimale.

CHAPITRE 5 : CONCEPTION DES AMPLIFICATEURS DE VALIDATION.

Ce chapitre présente la dernière étape du projet présenté dans cette thèse. La conception des amplificateurs de validation permet de prouver la validité des mesures et de prouver que les caractérisations réalisées sont utiles en conception. Ce dernier point est prouvé par la conception d'un amplificateur en classe F, un amplificateur à haute efficacité dont les performances sont optimisées par l'ajustement de la charge aux fréquences harmoniques.

5.1 Validation de la caractérisation

La validation sert à vérifier que les différentes calibrations et mesures ont été soigneusement effectuées. Les charges synthétisées par la méthode des branches actives seront remplacées par des charges réelles réalisées avec des lignes de transmission. Le gain des amplificateurs ainsi réalisés sera mesuré avec un analyseur de réseaux commercial. La puissance de sortie sera mesurée avec un analyseur de spectre. L'efficacité sera mesurée avec un multimètre et l'analyseur de spectre. On constate que ces mesures de validation n'utilisent pas les instruments utilisés lors de la caractérisation.

5.2 Conception des amplificateurs

Lors de la caractérisation, le transistor était inséré dans une fixture TRL utilisant des lignes microruban. Afin de concevoir les amplificateurs, il est important de ramener ces mesures au plan du transistor. Afin d'y arriver, les standards Thru, Reflect et Line du kit TRL ont été mesurés. Avec les équations appropriées, les boîtes d'erreur de la fixture ont pu être calculées et les coefficients de réflexion déterminés lors de la caractérisation corrigés. Ceci donne les coefficients de réflexion suivants à présenter au plan du boîtier

du transistor.

Tableau 5.1 : Coefficients de réflexion pour les amplificateurs de validation

Amplificateur	Γ_S	$\Gamma_{L @ f_0}$	$\Gamma_{L @ 2f_0}$	$\Gamma_{L @ 3f_0}$
	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$
	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$
G_T maximal	$0,92 \angle -137^\circ$	$0,71 \angle 149^\circ$	NA	NA
P_L optimale	$0,90 \angle -140^\circ$	$0,60 \angle 142^\circ$	$0,90 \angle 160^\circ$	$0,90 \angle 15^\circ$
η_D maximale	$0,90 \angle -144^\circ$	$0,70 \angle 148^\circ$	$0,90 \angle 160^\circ$	$0,90 \angle 155^\circ$

Les réseaux d'adaptation seront réalisés à l'aide du logiciel AcademyTM de la compagnie EESOF. Les tés de polarisation sont pris en compte dans les réseaux d'adaptation.

Une fois que les deux réseaux d'adaptation ont été réalisés, les coefficients de réflexion ont été mesurés. Suite à ces mesures, certains réseaux d'adaptation ont du être repris. Les coefficients de réflexion présentés par les circuits d'adaptation finaux sont présentés dans le tableau suivant.

Tableau 5.2 : Coefficients de réflexion mesurés pour les amplificateurs de validation

Amplificateur	Γ_S	$\Gamma_{L @ f_0}$	$\Gamma_{L @ 2f_0}$	$\Gamma_{L @ 3f_0}$
	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$
	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$
G_T maximal	$0,85 \angle -145^\circ$	$0,65 \angle 162^\circ$	NA	NA
P_L optimale	$0,87 \angle -147^\circ$	$0,57 \angle 136^\circ$	$0,67 \angle 131^\circ$	$0,68 \angle 35^\circ$
η_D maximale	$0,91 \angle -145^\circ$	$0,69 \angle 148^\circ$	$0,76 \angle 143^\circ$	$0,64 \angle 100^\circ$

Les impédances de source et de charge à la fondamentale ont pu être réalisées avec assez de précision mais les impédances aux harmoniques ont posé plus de problèmes, particulièrement au niveau de la phase des coefficients de réflexion présentés. Les explications pour ces erreurs résident dans la méthode utilisée pour découper les substrats. Les substrats sont positionnés manuellement afin d'être découpés et malgré l'emploi de lignes de coupe pour guider l'opération, il est difficile de couper avec une précision meilleure que 0,5 mm. Or, à 8 et 12 GHz et avec le substrat utilisé, une erreur

de 0,5 mm dans la longueur d'une ligne 50Ω correspond respectivement à une erreur en phase de $13,5^\circ$ et $20,3^\circ$ dans le coefficient de réflexion présenté. On constate donc que la seule étape du découpage des circuits peut facilement gommer une bonne partie des améliorations des performances obtenues par le load-pull aux harmoniques.

5.3 Réalisation des amplificateurs

Les amplificateurs ont été réalisés à l'aide des moyens du laboratoire de micro-ondes de l'École Polytechnique de Montréal (Grames).

5.3.1 Technologie utilisée

Le substrat utilisé est le Duroïd 5870 de la compagnie Rogers. Il possède une épaisseur de diélectrique de 0,79 mm (31 mil), une épaisseur de métallisation de $18 \mu\text{m}$ (0,7 mil) et une permittivité relative de 2,33. Les condensateurs et les transistors sont soudés manuellement sur les substrats. Les substrats sont montés sur des blocs d'aluminium afin de permettre une bonne dissipation de la chaleur produite par le transistor et pour permettre d'attacher les connecteurs solidement. La précision de réalisation des lignes est de 0,5 mil. Des condensateurs et des résistances ont été ajoutés après les tés de polarisation afin d'éviter de produire des oscillations. La résistance de 100Ω en série avec la grille a été incluse afin d'opérer le transistor dans les mêmes conditions dans l'amplificateur que lors de la caractérisation. Une résistance de $100 \text{k}\Omega$ a été ajoutée en parallèle à la grille afin d'éviter que la grille soit flottante lorsque l'alimentation de l'amplificateur est débranchée.

5.3.2 Masque du circuit

Les figures suivantes montrent les masques des trois amplificateurs réalisés.

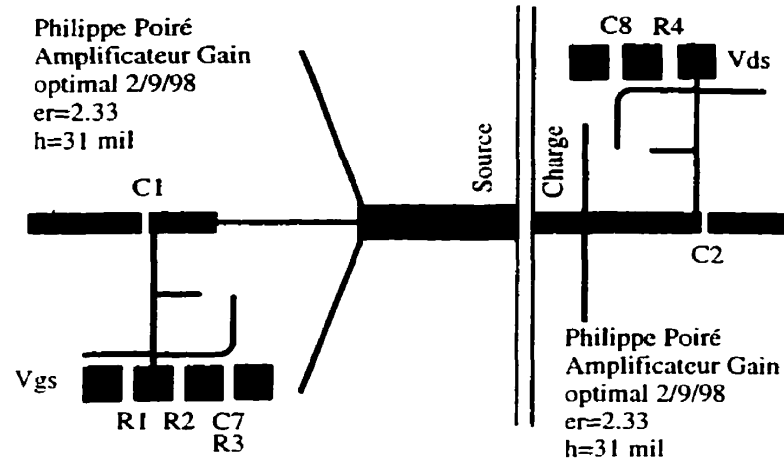


Figure 5.1 : Masque de l'amplificateur pour le gain maximal

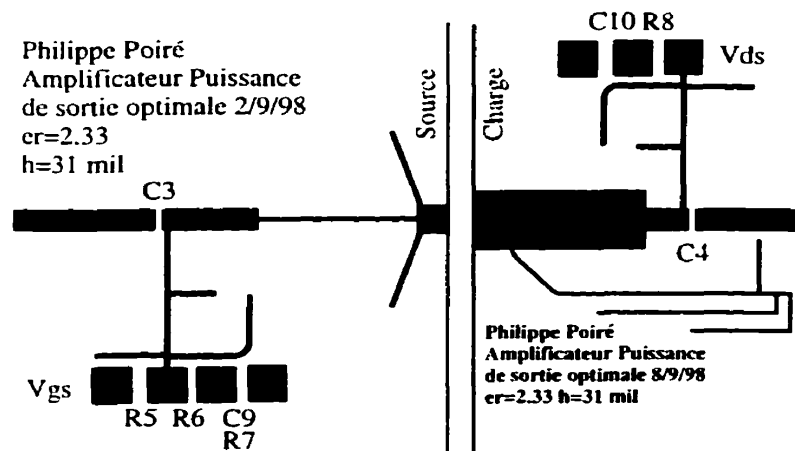


Figure 5.2 : Masque de l'amplificateur pour la puissance de sortie maximale

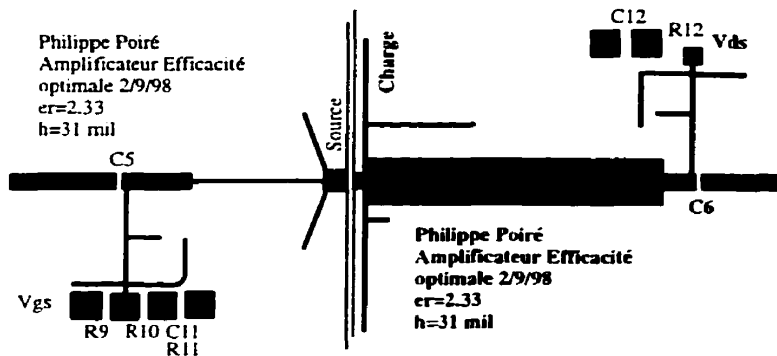


Figure 5.3 : Masque de l'amplificateur pour l'efficacité du drain maximale

Les composants désignés par des étiquettes sont listés à la sous-section suivante.

5.3.3 Liste des composants

Le transistor utilisé est le dispositif qui a été caractérisé avec le système source-pull et load-pull multiharmonique. Les condensateurs de ceux de la compagnie American Technical Ceramics.

Tableau 5.3 : Composants utilisés.

Étiquette	Type	Valeur
C1	Condensateur "surface mount"	100 pF
C2	Condensateur "surface mount"	100 pF
C3	Condensateur "surface mount"	100 pF
C4	Condensateur "surface mount"	100 pF
C5	Condensateur "surface mount"	100 pF
C6	Condensateur "surface mount"	100 pF
C7	Condensateur sur broche (céramique)	0.47 μ F
C8	Condensateur sur broche (céramique)	0.47 μ F
C9	Condensateur sur broche (céramique)	0.47 μ F
C10	Condensateur sur broche (céramique)	0.47 μ F
C11	Condensateur sur broche (céramique)	0.47 μ F
C12	Condensateur sur broche (céramique)	0.47 μ F
R1	Résistance axiale ¼ W	100 Ω
R2	Résistance axiale ¼ W	50 Ω
R3	Résistance axiale ¼ W	100 k Ω
R4	Résistance axiale ¼ W	50 Ω
R5	Résistance axiale ¼ W	100 Ω
R6	Résistance axiale ¼ W	50 Ω
R7	Résistance axiale ¼ W	100 k Ω
R8	Résistance axiale ¼ W	50 Ω
R9	Résistance axiale ¼ W	100 Ω
R10	Résistance axiale ¼ W	50 Ω
R11	Résistance axiale ¼ W	100 k Ω
R12	Résistance axiale ¼ W	50 Ω

Enfin, des photographies des trois amplificateurs sont présentées ci-dessous



Figure 5.4: Photographie de l'amplificateur avec gain optimal

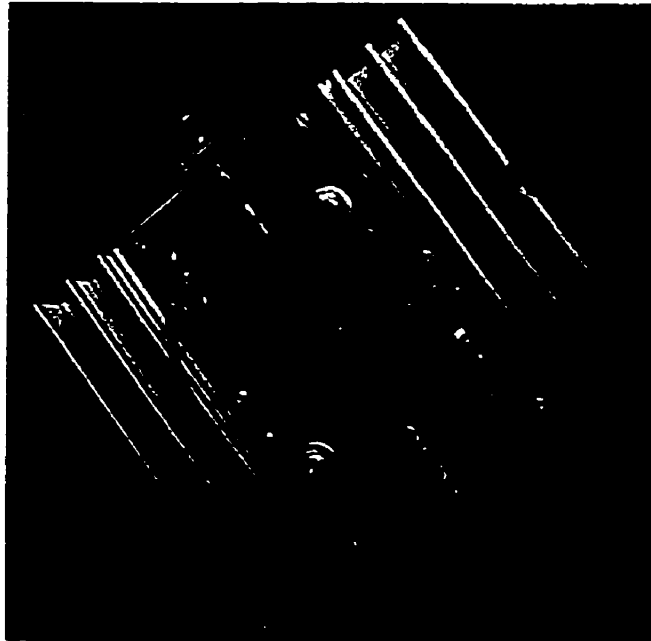


Figure 5.5: Photographie de l'amplificateur avec puissance optimale



Figure 5.6: Photographie de l'amplificateur avec efficacité optimale

5.4 Mesures de l'amplificateur

Cette section montre les résultats de mesure des amplificateurs réalisés. Les quantités mesurées sont les suivantes:

- les paramètres S en petit signal,
- le gain en grand signal,
- l'efficacité du drain,
- la puissance de sortie.

5.4.1 Les paramètres S

La mesure des paramètres S permet de vérifier si l'on a bien réussi à adapter le transistor et si le niveau de gain désiré a bien été atteint. Cependant, il est difficile d'évaluer le niveau de puissance fournie au transistor. De même, comme les paramètres S sont

surtout significatifs en petit signal, seules les mesures à 4 GHz sont présentées.

Tableau 5.4 : Paramètres S à 4 GHz des amplificateurs de validation

Amplificateur	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	G_T
	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	$U \angle ^\circ$	dB
	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	$\pm 0,1$
G_T maximal	0,22 \angle -134° (-13 dB)	0,120 \angle -144° (-18 dB)	4,22 \angle -121° (12,5 dB)	0,48 \angle -162° (-6,4 dB)	12,5
P_L maximale	0,57 \angle -136° (-4,9 dB)	0,049 \angle -175° (-26 dB)	3,55 \angle -136° (11,0 dB)	0,42 \angle -107° (-7,5 dB)	11,0
η_D maximale	0,63 \angle -30° (-4 dB)	0,098 \angle 30° (-20 dB)	3,43 \angle 65° (10,7 dB)	0,21 \angle -41° (-19 dB)	10,1

On constate des différences non négligeables entre les gains mesurés lors de la caractérisation et ceux des amplificateurs de validation. Ces différences sont pleinement expliquées par les différences entre les réseaux d'adaptation souhaitée et ceux qui ont été réalisés.

On constate aussi que l'adaptation des amplificateurs pour la puissance et l'efficacité optimale sont plutôt passables en petit signal. Ceci est normal compte tenu que ces amplificateurs ont été optimisés pour une opération en mode grand signal.

5.4.2 Le gain en grand signal

Afin de mesurer le gain de répéteur en grand signal, un signal de 12.5 dBm a été injecté dans l'amplificateur. Le signal à la sortie a été mesuré par un analyseur de spectre afin de discriminer les différentes composantes fréquentielles.

Tableau 5.5 : Gain de répéteur des amplificateurs de validation (grand signal)

Amplificateur	P_{AVS}	G_T
	dBm	dB
	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$
G_T maximal	12,5	11,5
P_L maximale	12,5	11,1
η_D maximale	12,5	10,2

Comme prévu, on assiste à une compression du gain pour l'amplificateur conçu pour le gain optimal mais à une légère augmentation du gain pour les amplificateurs associés à la puissance et à l'efficacité optimales.

5.4.3 L'efficacité du drain

L'efficacité des amplificateurs est mesurée avec un multimètre et un analyseur de spectre. Le multimètre mesure la tension et le courant de polarisation. L'analyseur de spectre est utilisé pour mesurer la puissance des différentes composantes fréquentielles sortant de l'amplificateur.

Tableau 5.6 : Efficacité du drain des amplificateurs

Amplificateur	P_{avs}	P_{DC}	η_D
	dBm	W	%
	$\pm 0,1$	$\pm 0,001$	$\pm 0,1$
G_T maximal	0,0	1,130	1,6
P_L maximale	12,5	0,589	42,0
η_D maximale	12,5	0,282	66,0

Pour l'amplificateur à gain optimal, on constate une différence de 7 % entre l'efficacité du drain mesurée lors de la caractérisation et celle mesurée pour l'amplificateur de validation. Cette différence est très probablement attribuable aux problèmes de réalisation des circuits d'adaptation.

5.4.4 Puissance de sortie

La puissance de sortie est mesurée avec les mêmes instruments que le gain en grand signal.

Tableau 5.7 : Puissance de sortie des amplificateurs

Amplificateur	P_{avz}	$P_{L @ f_0}$
	dBm	dBm
	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$
G_T maximal	0	12,5
P_L maximale	12,5	23,7
η_D maximale	12,5	22,7

La puissance de sortie pour l'amplificateur conçu pour une puissance optimale est légèrement inférieure à la puissance mesurée lors de la caractérisation. Il aurait été intéressant de reprendre la conception des réseaux d'adaptation afin d'arriver plus près des mesures de la phase de caractérisation mais malheureusement, une pénurie de Duroïd 5870 a empêché la conception de nouveaux circuits.

5.5 Discussion sur la validité de la caractérisation

Malgré le fait que les amplificateurs de validation ne donnent pas exactement les mêmes performances que le transistor lors de la caractérisation, on peut tout de même conclure que les caractérisation sont valides. Les différences entre les circuits d'adaptation calculés et ceux qui ont été réalisés expliquent amplement les différences dans les performances. Il serait intéressant de recommencer la réalisation des circuits d'adaptation avec une machine pouvant découper précisément les substrats. En conclusion, les moyens techniques du laboratoire ne permettent pas de valider à 100 % les caractérisations effectuées.

CONCLUSION

Le projet présenté dans cette thèse forme un ensemble très intéressant en raison des différentes étapes qu'il couvre. Le projet a débuté par la conception du banc de caractérisation. Ce dernier fut réalisé et les mesures qu'il produisit furent validées. Ensuite, le banc de caractérisation fut utilisé pour caractériser un transistor et les résultats de la caractérisation furent employés pour concevoir trois amplificateurs micro-onde. On constate donc que les idées avancées théoriquement au début du projet furent développées jusqu'à leur application, d'où un projet très complet. Ce projet fait donc bien partie du monde de l'ingénierie dans lequel la théorie doit trouver application.

Au niveau des apports, la principale contribution fut la conception et la mise au point d'une nouvelle méthode de mesure de forme d'onde. Cette méthode basée sur l'utilisation de réflectomètres à jonction six-ports est innovatrice car elle ne demande ni échantillonnage ni conversion en fréquence comme les méthodes existantes. Cette méthode est potentiellement très intéressante pour valider d'autres systèmes de mesures de forme d'onde ou pour la conception de système de mesure de forme d'onde à des fréquences très élevées.

La méthode développée a permis de détecter, en mesurant seulement 3 harmoniques, qu'un courant négatif circule dans le drain du FET à l'étude pendant une partie du cycle RF. Cette constatation étonnante pourrait déboucher sur une nouvelle méthode pour concevoir des amplificateurs à haute efficacité.

Ce projet a aussi permis de démontrer que l'approche des branches actives pour la synthèse d'impédances peut être rendue automatique grâce à l'emploi des algorithmes appropriés. Les algorithmes développés sont simples et robustes ce qui leur permet de mener à bien des caractérisations sous des conditions d'opération variées. Une méthode

automatique est particulièrement intéressante en caractérisation multiharmonique car le nombre de mesures requis est très élevé. De même, le système présenté permet aussi la synthèse d'impédances de manière plus précise qu'un système opéré manuellement. Ceci est encore plus vrai si l'on compare un système à branches actives multiharmonique opéré manuellement et un opéré de manière automatique car il est difficile de maintenir constante une impédance avec un tel système pendant que l'on en varie une autre. Cette méthode des branches actives est d'autre part très intéressante car elle permet la synthèse d'impédances ayant un coefficient de réflexion dont le module est arbitraire, particulièrement des coefficients de réflexion dont le module est supérieur à un. Les travaux présentés dans cette thèse montrent qu'il peut être intéressant de présenter une charge active ($|\Gamma| > 1$) aux harmoniques afin d'accroître l'efficacité du drain d'un TEC. Enfin, cette méthode convient aussi très bien à la caractérisation de dispositifs à très haute puissance car pour pouvoir caractériser des dispositifs plus puissants, il suffit d'augmenter la puissance que peuvent fournir les amplificateurs des branches actives.

La caractérisation multiharmonique a permis la réalisation d'un amplificateur en classe F ayant une efficacité de drain de 66 %. Une efficacité plus grande aurait pu être atteinte au prix de concessions sur le gain: en comprimant le gain de 3 dB au lieu de 1 dB, l'efficacité du drain monte à environ 80 %. Cependant, la fiabilité d'un amplificateur opéré dans ces conditions est plus faible qu'un amplificateur opérant à un niveau de puissance plus faible.

Différentes pistes seraient à explorer pour quelqu'un désirant poursuivre les travaux présentés ici. Premièrement, il devrait être possible d'augmenter la précision du système de mesure de forme d'onde en mesurant un plus grand nombre d'harmoniques. Pour ce faire, il faudrait concevoir et caractériser un générateur de référence produisant des impulsions de plus grande amplitude afin que le spectre du signal produit soit plus riche en harmoniques.

La rapidité de mesure des six-ports pourrait être grandement améliorée. En remplaçant la combinaison puissance-mètre et filtre YIG par un analyseur de spectre, on gagnerait alors en vitesse car il ne serait plus nécessaire d'attendre que la position de la bande passante du YIG se stabilise. Cette modification permettrait aussi de gagner en précision, à condition de bien opérer l'analyseur de spectre (choix des filtres, choix de la résolution en puissance, etc.).

L'algorithme pourrait aussi être modifié afin de faire un meilleur usage des nombreuses mesures qui ne sont pas utilisées. En effet, afin de réaliser la synthèse d'une seule impédance, le logiciel de contrôle du banc peut avoir à réaliser une dizaine de mesures. Toutes ces mesures intermédiaires ne sont plus utilisées par la suite. Il devrait être possible de construire un modèle multidimensionnel qui puisse permettre d'estimer les commandes à envoyer aux modulateurs vectoriels pour synthétiser une combinaison d'impédance donnée. La méthode du krigeage semble bien appropriée à une telle tâche.

Une dernière idée, beaucoup plus risquée au niveau des chances de succès, serait le développement d'une méthode de synthèse d'impédance purement analogique. L'intérêt de cette approche est que la synthèse des impédances serait plus rapide de plusieurs ordres de grandeur. En utilisant des diodes comme détecteurs pour les six-ports, on calculerait à l'aide d'amplificateurs opérationnels et des tensions produites par ces diodes, les tensions à envoyer aux modulateurs vectoriels. Un contrôleur numérique simple ou un réseau de neurones pourrait aussi être employée pour cette tâche.

En conclusion, on constate que bien que cette thèse présente bon nombre d'idées nouvelles, elle ouvre aussi de nouvelles portes pour la poursuite des recherches en instrumentation micro-onde.

RÉFÉRENCES

Articles cités

- [1] H.A. Finke, "Impedance Meter - 50-1000 MC/S", Transactions of the IRE, Professional group on Instrumentation, April 1954, pp. 15-22.
- [2] E. Hospitalier, "The slow registration of rapid phenomena by strobographic methods," The Elec. Engr. (Melbourne, Australia)pp. 40-44, January 1, 1904
- [3] H.L. Calendar, "An alternating cycle-curve recorder," The Electrician, pp. 582-586, August 26, 1898.
- [4] M.C. Selby, "Progress in the USA on Electromagnetics and Standards and Measurements at 30 kHz to 1 GHz, 1963 thru 1965". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 16, no. 2, June 1967, pp. 172-178.
- [5] R. Mitra, "An automatic Fast-Measuring Circuit at Microwave", IRE Transaction on Instrumentation, December 1957, pp. 238-240.
- [6] P.A. Hudson, V.A. Ecklund, A.R. Ondrejka, "Measurement of RF Peak-Pulse Power by a Sampling-Comparison Method", IRE Transaction on Instrumentation, Dec 1962, pp. 278-284.
- [7] D.A. Hill, D.P. Haworth, "Accurate Measurement of Low Signal-to-Noise Ratios using a Super-Heterodyne Spectrum Analyzer", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 39, no 2, April 1990, pp. 432-435
- [8] R. Fleming, D. Freeman, "A Portable Microwave Phase and Amplitude Test Set", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, March-June 1965, pp. 19-27.
- [9] M.J. W. Rodwell, *et al.*, "Active Probes for On-Wafer Millimeter-Wave Network Analysis", Une conference en micro-onde ... p.8
- [10] J.B. Davis, C.F. Hempstead, D.Leed, R.A. Ray, "3700-4200 MHz Computer-Operated Measurement System for Loss, Phase,Delay and Reflection", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 21, no. 1, Feb 1972, pp. 24-37.
- [11] S.F. Adam, " A New Precision Automatic Microwave Measurement System", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 17, no. 4, Dec. 1968, pp. 308-

313.

- [12] Y. Konishi, *et al.*, "A Broadband Free-Space Millimeter-Wave Vector Transmission Measurement System", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol 42, no. 7, July 1994, pp. 1131-1139
- [13] B. Schiek, J. Köhler, W. Schilz, "A Modulated Sub-Carrier Technique with Instantaneous Amplitude and Phase Information", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 25, no. 2, June 1976, pp. 128-131.
- [14] A.M. Nicolson, "Broad-band Microwave Transmission Characteristics from A Single Measurement of the transient Response", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 17, no. 4, Dec 1968, pp. 395-402.
- [15] H. Van Hamme, "High-Resolution Frequency Domain Reflectometry by Estimation of Modulated Superimposed Complex Sinusoids", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no. 6, Dec 1992, pp. 762-767.
- [16] N.S. Nahman, "Picosecond-Domain Waveform Measurement: Status and Future Directions", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 32, no. 1, March 1983, pp. 117-124.
- [17] N.S. Nahman, " Picosecond-Domain Waveform Measurements", *Proceedings of the IEEE*. vol. 66, no. 4, April 1978, pp. 441-454.
- [18] W.M. Grove, "Sampling for Oscilloscopes and Other RF Systems: Dc thru X-Band", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 14, no. 12, Dec 1966. pp. 629-635
- [19] Y.C. Jenq, "Digital Spectra of nonuniformly Sampled Signals: Theories and Applicaitons-Measuring Clock/Aperture Jitter of an A/D System", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 6, Dec 1990, pp. 969-971.
- [20] S.S. Awad, M.F. Wouagdy, "Moreon Jitter Effects on Sinewave Measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 3, June 1991, pp. 549-552
- [21] Y. S. Guo, W.Su, "AutomaticTime-Domain Measurement System", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, no. 2, April 1989, pp. 636-639.
- [22] G. Breglio, A. Cutolo, "Optoelectronic Measurement of Voltage Pulse Repetition

Frequency By Pico-second Laser diode", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 1, Feb 1994, pp. 7-12

[23] N.G. Paulter jr., R.B. Stafford, "Reducing of the effects of record truncation discontinuities in Waveform reconstruction", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no. 3, June 1993, pp. 695-700.

[24] R.A. Lawton, J.R. Andrews, "Optically Strobed Sampling Oscilloscope", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 25, no. 1, March 1976, pp. 56-60.

[25] C. Offelli, D. Petri, "Interpolation Techniques for Real-Time Multi-Frequency Waveform Analysis", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 1, Feb 1990, pp. 106-111

[26] B.J. Green, "Automated Test and Evaluation Center for Waveform Digitizer Systems and Components", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 1, Feb 1990, pp. 101-105.

[27] M.F. Wagdy, S.S. Awad, "Effect of Sampling jitter on some Sinewave measurement", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 1, Feb 1990, pp. 86-89.

[28] T.M. Suders, D.R. Flash, C.Hagwood, G.L. Yang, "The effects of Timing Jitter in Sampling Systems", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 1, Feb 1990, pp. 80-85.

[29] Y.C. Jenq, "Digital Spectra of Nonuniformly Sampled Signals: A Robust Sampling Time Offset Estimation Algorithm for Ultra high-speed Waveform Digitizers Using Interleaving", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 1, Feb 1990, pp. 71-75.

[30] A. Ferrero, *et al.*, "An Automated Frequency/Time Domain N-Port Network Analyzer suitable for linear and nonlinear testing of multiport RF devices", To be published.

[31] N.G. Paulter jr., "A Causal Regularizing Deconvolution Filter for Optimal Waveform Reconstruction", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 5, Oct 1994, pp. 740-747

[32] H.M. Cronson, P.G. Mitchell, "Time-Domain Measurements of Microwave Components", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 22, no. 4,

Dec 1973, pp. 320-325.

[33] L.A. Hayden, V. K. Tripathi, "Characterization and Modeling of Multiple Line Interconnections from Time Domain Measurements", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 9, Sep 1994, p. 1737-1743.

[34] F. Van Raay, G. Kompa, "A New On-Wafer Large-Signal Waveform Measurement System With 40 GHz Harmonic Bandwidth", *IEEE MTT-S Digest 1992*, p. 1435-1438.

[35] H. Takara *et al.*, "100 Gbit/s optical Waveform Measurement With 0.6 ps Resulation optical sampling using Subpicosecond supercontinuum pulses", *Electronics Leters*, vol. 30, no. 14, 1994, pp. 1152-1153.

[36] H. Fujioka, K. Ura, "Waveform measurements on Gigahertz Semiconductors devices by scanning electron microscope stroboscopy", *Applied Physical Letters*, 39(1), 1 July 1981, pp. 81-82.

[37] M. Sipilä, K. Lehtinen, V. Porra, "High-Frequency Periodic Time-Domain Waveform Measurement System", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 10, Oct 1988, pp. 1397-1405.

[38] M. Shima, M. Kikushima, "An accurate Delay-Time Measuring Equipement in the 50 GHz Region", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 1, Feb 1970, pp. 9-14.

[39] A. Ferrero, U. Pisani, "An Improved Calibration Technique for On-Wafer Large-Signal Transistors Characterization", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no 2, April 1993, pp. 360-364.

[40] D. Tuckerman. "A Josephson Ultrahigh-Resolution Sampling Systems", *Applied physical letters*, 36(12), 15 June 1980, pp. 1008-1010

[41] G.E. Riges, R.A. Said, M. Mittal, D.J. Thomson, "Sampled Waveform Measurement In Integrated Circuits Using Heterodyne Electrostatic Force Microscopy", *Review of Scientifical Instruments*, 65(11), November 1994, pp. 3378-3381.

[42] N.S. Nahman, "The Measurement Of Baseband Pulse Risetimes Of Less Than 10^{-9} Second", *Proceedings of the IEEE*, vol 55, no. 6, June 1967, pp. 855-864.

[43] Koichiro Takeuchi, Akari Mizuhara, Yukio Kasahara, "Application of scanning tunnelling microscope to high-speed optical sampling measurement", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol 44, no. 3, June 1995, pp. 815-818.

- [44] J. B. Rettig, L. Dobos, "Picosecond Time Interval Measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 44, no. 2, April 1995, pp. 284-287.
- [45] H.A. Haus, S.T. Kirsch, K. Mathyssek, F.J. Leonberger, "Pisecond Optical Sampling", *IEEE Journal of Quantum electronics*, vol 16, no 8, August 1980, pp. 870-874
- [46] C.A. Hoer, "The Six-Port Copler: A New Approach to measuring Voltage, Current, Power, Impedance and Phase", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 21, no. 4, Nov 1972.
- [47] D.L. Lê, F.M. Ghannouchi, "Noise Measurements Using on Microwave Transistors using an uncalibrated Mechanical stub-Tuner and a built-in reverse Six-Port Reflectometer", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 44, no. 4, Aug 1995, pp. 847-850.
- [48] J. Li, R.G. Bosisio, K. Wu, "Computer and Measuremet simulation of a New Digital Receiver Operating Directly at Millimeter wave frequencies", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 12, ec 1995, pp. 2766-2771.
- [49] J.F. Engen, "Determination Phase and Amplitude from Power Measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 25, no. 4, Dec 1976, pp. 414-418.
- [50] F.M. Ghannouchi, R.G. Bosisio, S. Wang, "A CAD/CAM of an Optimum and Wide-Band Triplate Six-Port Junction", *ICOMM-90*, pp. 466-470.
- [51] L.W. Tarr, "An automated Six-Port for 2-18- GHz Power and Complex Reflection Coefficient Measurement", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 32, no. 1, March 1983, pp. 162-164.
- [52] Y.Zhang, G. Colef, Y. Li, G. Eichmann, "Six-Port Optical Refletometer", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 5, Oct 1991, pp. 869-871.
- [53] Y. Demers, R.G. Bosisio, F.M. Ghannouchi, "Repetitive and Single Shot Pulse Microwave Six-Port Reflectometer", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 1, Feb. 1990, pp. 195-200
- [54] G. Colef, M. Ettenberg, P.R. Karmel, "Peformance of an Integrated Sicx-Port

Reflectometer Operated With Pulsed Signals", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 1, Feb 1990, pp. 189-194.

[55] Rapport technique de l'EPM sur les six-port

[56] J. Li, R.G. Bosisio, K. Wu, "Dual-Tone Calibration of Six-Port Junction and its application to the Six-Port Digital Millimetric receiver", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no.1, Jan 1996, pp. 93-99.

[57] T. Yakabe, M. Kinoshita, H. Yabe, "Complete Calibration of a Six-Port Reflections with one sliding load and one short", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no.11, Nov 1994, pp. 2035-2039.

[58] G.F. Engen, "Calibration of an arbitrary Six-Port Junction for Measurements of active and Passive Circuit Parameters", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 22, no. 4, Dec 1973, pp. 295-299.

[59] Y. Liu. "Calibrating an industrial Microwave Six-Port Instrument Using the Artificial Neuron Network Technique," *IEEE-IMTC95 Proceedings* , pp. 224-229

[60] H.G. Krekels, B. Schiek, A. Schweer, "A generalized self-calibration theory for Dual Six-Port Network Analyzers", *European microwave conference* ? pp. 119-128

[61] B. Neumayer. "A New Analytical Method for Complete Six-Port Reflectometer Calibration". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 2, April 1990, pp. 376-379.

[62] A.S. Wright, A.J. Wilkinson, S.K. Judah, "Calibration enhancement and on-line accuracy assessment for single Six-Port Reflectometers Employing a non-linear Kalman Filter". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 2, April 1990, pp. 380-386.

[63] J.D. Hunter, J.E. Peters, "An efficient Six-Port procedure for Power Meter Calibration", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 2, April 1991, pp. 473-475.

[64] F.M. Ghannouchi, R.G. Bosisio, "A Wide-Band Millimeter-Wave Six-Port Reflectometer Using Four Diodes Detectors Calibrated Without a Power Ratio Standard", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 6, Dec 1991, pp. 1043-1046.

[65] S. A. Chahine, B. Huyart, E. Bergeault, L. Jallet, "A Six-Port Reflectometer

Calibration Using Schottky Diodes Operating in AC Detection Mode", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 42, no. 2, April 1993, pp. 505-510.

[66] L. Qiao, S.P. Yeo. "Improved Implementation Of Four-Standard Procedure For Calibrating Six-Port Reflectometers", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 44, no 3, June 1995, pp. 632-636.

[67] Papier, pas une AN

[68] G.F. Hengen, C.A. Hoer, "Application of an Arbitrary Six-Port Junction to Power-Measurement Problems", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 21, no. 4, Nov 1972, pp. 470-474.

[69] C. A. Hoer, G.F. Engen, "On-Line Accuracy assesment for the Dual Six_Port ANA: Extension to Nonmating Connectors", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 36, no. 2, June 1987, pp. 524-529.

[70] J.R. Juroshek. "On-Line Accuracy assesment for the Dual Six_Port ANA: Experimental Results", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 36, no. 2, June 1987, pp. 520-523.

[71] C. A. Hoer, "On-Line Accuracy assesment for the Dual Six_Port ANA: Treatment of systematic errors", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 36, no. 2, June 1987, pp. 514-519.

[72] R.M. Judish, G. Engen, "On-Line Accuracy assesment for the Dual Six_Port ANA: Statistical Methods for Random Errors", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 36, no. 2, June 1987, pp. 507-513.

[73] G.F. Hengen, "On-Line Accuracy assesment for the Dual Six_Port ANA: Background and Theory", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 36, no. 2, June 1987, pp. 501-506.

[74] E. Bergeault, B. Huyart, G. Geneves, L. Jallet, "Accuracy Analysis for Six-Port Automated Network Analyzers", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 39, no. 3, June 1990, pp. 492-496.

[75] L. Brunetti, "Six-Port Reflectometer: Some Geometric Γ -Estimator", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 40, no. 5, Oct 1991, pp 866-869.

[76] G.P. Bava, U. Pisani, V. Pozzolo, "Source-Pull Techniques At Microwave

Frequencies", *Electronics Letters*, vol 20, no. 4, 6 feb 1984, pp. 152-154.

[77] Y. Gao, *et al.*, "Improvements in On-Wafer Load-Pull Measurements", *IEEE-MTTS*, 1995 Digest, pp. 334-338.

[78] F.M. Ghannouchi, R.G. Bosisio, "An automated Millimeter-Wave Active load-Pull Measurement System Based On Six-Port Techniques", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no. 6. Dec 1992, pp. 957-962

[79] M. Meada, *et al.*, "Source Second Harmonic Control for High Efficiency Power Amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 12, Dec 1995, pp. 2952-2957.

[80] D.L. Lê, F.M. Ghannouchi, R.G. Bosisio, "A Novell Approach for Designing GaAs FET Frequency Multipliers with Optimum Conversion Gain and Power Efficiency", *Microwave and Optical Letters*, vol. 5, no. 9, Aug 1992. pp. 403-408.

[81] F. M. Ghannouchi, F. Beauregard, A.B. Kouki. "Large-Signal Stability and Spectrum Characterization of a Medium Power HBT using active Load-Pull Techniques", *IEEE Microwave and Guided Waves Letters*, vol. 4, no. 6, June 1994, pp. 191-193.

[82] N. Constantin, F.M. Ghannouchi, "Characterization and Study of GaAs FET's Gate Current Behavior And Its Effects On RF Performances And Reliability in SSPAs", *IEEE-MTT (?)*

[83] A. Ferrero, F. Sanpietro, U Pisani, C. Beccari, "Novel Hardware and Software Solutions for a Complete Linear and Non-Linear Microwave Device Characterization", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 2, April 1994, pp. 299-305.

[84] C. Gaquiere, E. Bourcier, B. Bonte, Y. Corsnier, "A Novell 26-40 GHz Active Load-Pull System", *IEEE MTT Symposium 1995*, pp. 339-342

[85] F. Blache, J.M. Nebus, Ph. Bouysse, J.P. Villotte, "A Novell Computerized Multi-Harmonic Active Load-Pull System for the Optimization of High Efficiency Operating Classes in Power Transistors", *IEEE-MTTS 95 Digest*, pp. 1037-1040.

[86] J.G. Freed, "Equations Provide Accurate Third-Order IMD Analysis", *Microwaves and RF*, August 1992, p.75-84.

[87] F. M. GHannouchi, R. Larose, R. G. Bosisio, "A New Multiharmonic Loading

Method for Large Signal Microwave and Millimeter-Wave Transistor characterization", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 6, June 1991, pp. 986-992.

[88] F. M. Ghannouchi, R. G. Bosisio, "Source-Pull/Load-Pull Oscillator Measurements at Microwave/MM-Wave Frequencies", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no. 1, Feb 1992, pp. 32-35

[89] F.M. Ghannouchi, G. Zhao, F. Beaugard, "Simultaneous Load-Pull of Intrmodulation and Output Power under Two-Tone Excitation for Accurate SSPA's Design", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 6, June 1994, pp. 929-934.

[90] T.A. Winslow, R.J. Trew, "Principal of Large Signal MESFET Operation", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*". vol. 42, no. 6, June 1994, pp. 935-942

[91] G. Dembrine, A. Kappy, F. Heliodore, E. Playez, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 7, July 1988, pp. 1151-1159.

[92] R.J. Trew, "MESFET Models for Microwave Computer-Aided Design", *Microwave Journal*, May 1990, pp. 115-130.

[93] F. Verbeyst, M.V. Bossche, "The Volterra Input-Output Map Of A High-Frequency Amplifier As practical Alternative To Load-Pull Measurements ". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 44, no. 3, June 1995, pp. 662-665.

[94] S. Dassonville, F. Beaugard, F. M. Ghannouchi, "Balanced design delivers C-Band vector modulation", *Microwaves & RF*, November 1994, pp. 80-84.

[95] Hewlett-Packart Application Note AN-A001 "Notes On Choke Network Design". 1993.

[96] J.R. Andrews, "Improved Bias Supply for Tunnel-Diode Pico-Second Pulse Generator", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19 , no. 3, August 1970, pp. 171-175.

[97] Bias tee *RF Journal*

[98] B.J. Minnis, "Printed Circuit Coupled-Line Filters for Bandwidth up to and greater than an Octave", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 29, no.

3. March 1981, pp. 215-222.

[99] Hewlett-Packard Application Note G-006, "MGA-64135 GaAs MMIC as a Variable-Gain Amplifier and Operation at Reduced V_{dd} "

[100] Hewlett-Packard Application Note AN-G003, "MGA-64135 GaAs MMIC" November 1990

[101] J.T. Roberts, "Algorithm Provides Efficient FET Load-Pull Analysis, part 1", *Microwaves and RF*, August 1994, pp. 105-112.

[102] J.T. Roberts, "Algorithm Provides Efficient FET Load-Pull Analysis, part 2", *Microwaves and RF*, September 1994, pp. 77-84.

[103] J.D. Frazer, "Applied Linear Programming", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1969.

[104] David G. Luengerger, "Linear and non-Linear programming, second edition", Addison-Wesley, Reading, Mass, 1984.

[105] Bradley, Hax, Magnanti, "Applied Mathematical Programming", Addison-Wesley, Reading, Mass, 1977.

[106] Gauvin. "Programmation mathématique linéaire.", Editions de l'Ecole Polytechnique de Montréal.

[107] Gonzales, Microwave amplifiers design.

[108] D.J. Wheeler, "Understanding industrial experimentations", SPC Press, Knoxville TN, 1988, p.80

[109] W.C. Shaw, "Developping a "Big" instrument for an Automatic measurement system", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Sep 1976, pp. 194-197.

[110] K. Koyama, T. Kawasaki, J.E. Hanely. "Measurement of AM-PM Conversion Coefficient". *Telecommunications*, June 1978, pp. 25-28.

[111] J.F. Moss, "AM-AM and AM-PM Measurements using the PM null Technique", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 8 Aug, 1987, pp. 780-784.

- [112] D.M.Waters, D. Smith, M.C. Thompson jr., "Precision Phase-Meter", IRE Transaction on Instrumentation, September 1962, pp. 64-66.
- [113] R.A. Sparks, "A Phase Measuring System for Short RF Pulses", IRE Transaction on Instrumentation, December 1962, pp. 298-302.
- [114] F. M. Ghannouchi, G. Zhao, F. Beaugard, "Simultaneous, AM-AM/AM-PM Distortion Measurements of Microwave Transistors Using Active Load-Pull and Six-Port Techniques", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, no. 7, July 1995.
- [115] M. Jones, M.DeHaan, "A Method for Deriving Large-Signal Input Impedance Microwave Devices Using a Modified Source and Load-Pull Technique", Congres en micro-ondes, p97-104
- [116] J. Verspecht, "Broadband Sampling Oscilloscope Characterization with a "Nose-to-Nose" Calibration Porcedure: A Theoretical and Practical Analysis", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 44, no. 6, Dec 1995, pp.991-997
- [117] J. Verspecht, "Compensation of Timing-Jitter Induced Distortion of Sampled Waveforms", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 43, no. 5, Oct 1994, pp. 726-732.
- [118] J. Verspecht, K. Rush, "Individual Characterization of Broadband Sampling Oscilloscopes With a Nose-to-Nose Calibration Procedure". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 43, no. 2, April 1994, pp. 347-354.
- [119] J. Verspecht, P. Debie, A. Barel, L. Martens, "Accurate On-Wafer Measurements of Phase and Amplitude of the Spectral Components of Incidnet and Scattered Voltage Waves at the Signal Ports of a Non-Linear Microwave Device", To be published.
- [120] U. Lott, "Measurement of Magnitude and Phase of Harmonics Generated in Non-Linear Microwave Two-Ports", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, no. 10, Oct 1989, pp. 1506-1511.
- [121] C.J. Wey *et al.*, "Waveform-Based Modeling and Characterization of Micrawave Power Heterojunction Bipolar Transistors", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, no. 12, Dec 1995, pp. 2899-2903.
- [122] C.J. Wey, Y.A. Tkachemko, J.C. M. Hwang, "Noninvasive Waveform Probing for nonlinear network Analysis", Microwave Journal, Feb 1994, pp. 122-126.

[123] C.J. Wey, *et al.*, "Internal-Node Waveform Analysis of MMIC Power Amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 12, Dec 1995, pp. 3037-3042.

[124] M. Shinagawa, T. Nagatsuma, "Novel High-Impedance Probe for Multi-Gigahertz Signal Measurements", *IEEE-IMTC95 Digest*, pp. 324-328.

[125] M. Berroth, R. Bosch, "Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 7, July 1990, pp. 891-895.

[126] M. Iman, N.A. Osman, Y. Prieto, "A Large Signal GaAs MESFET Model for Nonlinear Circuit Simulation", *IEEE Microwave and Guided wave Letters*, vol. 2, no. 4, April 1992, pp. 135-137.

[127] Y. Lembeye, J.P. Keradec, G. Kauffet, "Improvement in the Linearity of fast digital oscilloscopes used in averaging mode", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 6, Dec 1994, pp. 922-928.

[128] W.R. Scott jr., G. S. Smith, "Error Corrections for an Automated Time-Domain Network Analyser", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 35, no. 3, Sep 1986, pp. 300-303.

[129] Hewlett-Packard Technology Update, "Nonlinear Network Measurement System", 10 décembre 1997, 40 pages.

Articles consultés mais qui n'ont pas été cités

G. Andria, M. Savino, A. Trotta, "Application of Wigner-Ville Distribution to Measurements On Transient Signals", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 2, April 1994, pp. 187-193.

V. Kroupa, "Theory of Frequency Synthesis", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 17, no. 1, March 1968, pp. 56-68.

D.B. Nguyen, "An Algebraic Method to Reconstruct the Relative Phases and Polarization of a complex Vector in N Dimensions based on 3(N-1) Amplitude Measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 6, Dec 1991, pp. 966-971.
 , vol. 36, no. 2, June 1987, pp. 493-495.

I. Angelov, H. Zirath, "On the Performance of Different Types of MESFET-Mixers", Microwave and Optical Technology Letters, Vol 4, no. 12, Nov 1991, pp. 517-521.

S. Kumar, "Power Amplifiers Linearization using MMICs", Microwave Journal, April 1992, pp. 96-104.

J.S. Cardinal, F.M. Ghannouchi, "A New Adaptive Double Envelope Feedback (ADEF) Linearizer for Solid State Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, no. 7, July 1995

T. Van Den Broeck, R. Pintelon, A. Barel, "Design of a Microwave Multisine Source Using all-pass functions Estimated in the Richards Domain", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 43, no. 5, Oct 1994, pp. 753-757.

G. Vendelin, W. Mueller, A. Khanna, R. Soohoo, "A 4 GHz DRO", Microwave Journal, June 1986, p.151-152

J. Kitchen, "Octave Bandwidth Varactor-Tuned Oscillators", Microwave Journal, May 1987, pp. 347-353.

K. Kurokawa, "Some Basic Characteristics of BroadBand Negative Resistance Oscillators Circuits", The Bell System Technical Journal, July-August 1969, pp.1937-1955.

W. Wagner, "Oscillator Design by Device Line Measurement", Microwave Journal, Date ?, pp. 43-48

J.C. Pedro, J. Perez, M. Rodriguez, "Harmonic-Balance Methods Improve Mixer Design", Microwaves and RF, Oct 1991, pp. 95-102.

Hewlett-Packard Application Note G-007, "MGS Series Monolithic GaAs Switches" 1992

Hewlett-Packard Application Note AN-A006, "Mounting Considerations for Packaged Microwave Semiconductors", 1993

F. Nagy, "Measurement of Signal Parameter using Nonlinear Observers", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 41, no. 1, Feb 1992, pp. 152-155.

S.M. Mahmud, "High Precision Phase Measurement Using Adaptive Sampling", IEEE

Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 38, no. 5, Oct 1989, pp. 954-960.

ANNEXE

ANNEXE I : Plans du montage

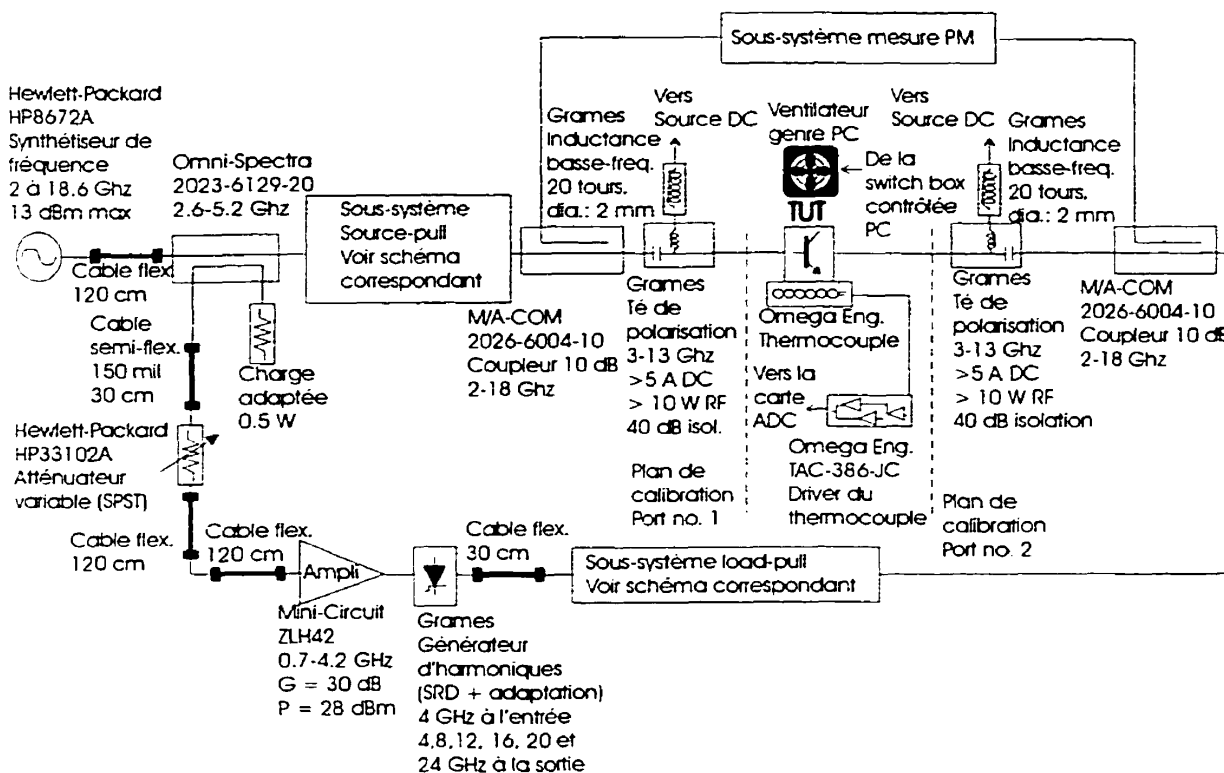


Figure A1.1 : Plan du montage complet

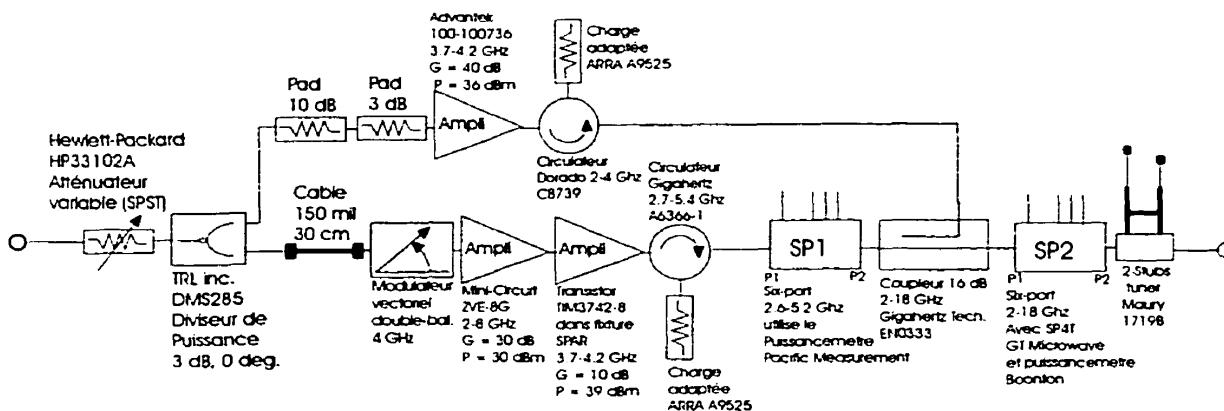


Figure A1.2 : Plan du sous-système de synthèse d'impédance de source

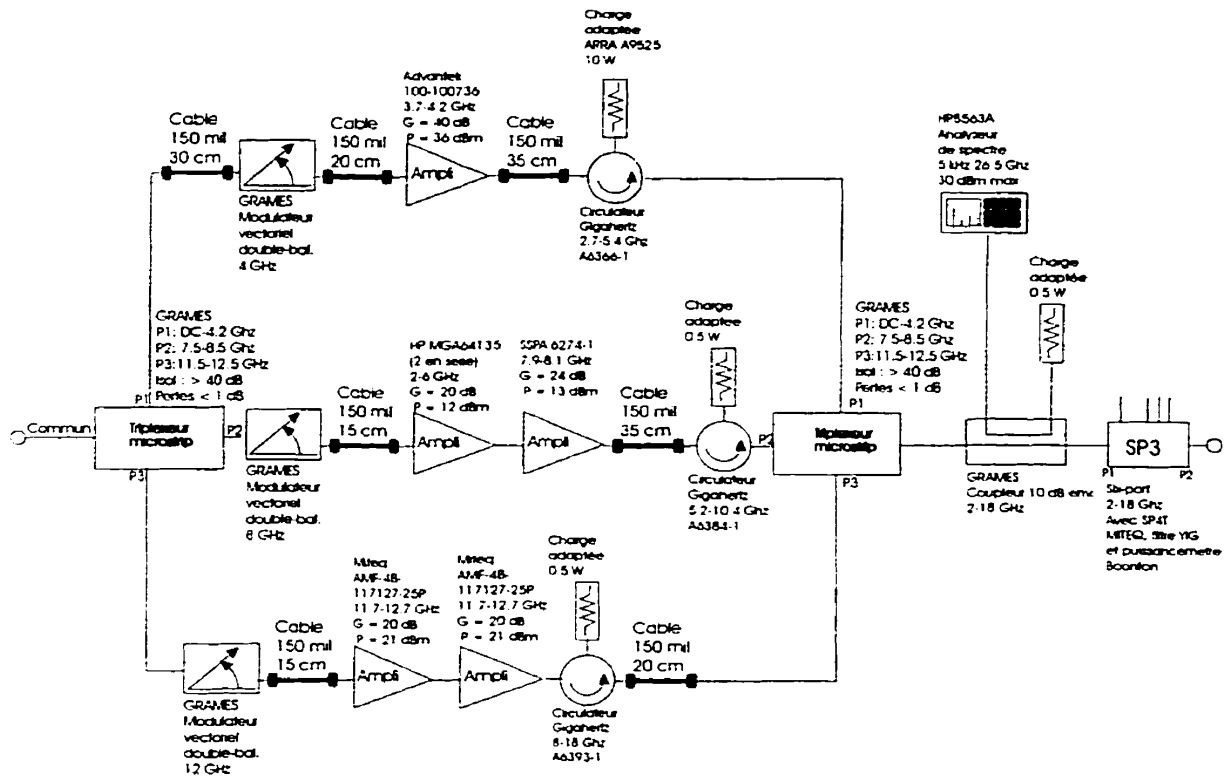


Figure A1.3 : Plan du sous-système de synthèse d'impédance de charge

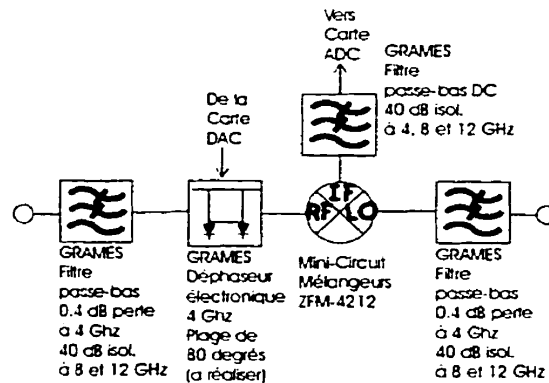


Figure A1.4 : Plan du sous-système de synthèse d'impédance de charge