

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE des Sciences et Techniques

Année : [2003]

Thèse N° [45-2003]

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

présentée et soutenue par

Tony Gasseling

Le 17 novembre 2003

**Caractérisation non linéaire avancée de
transistors de puissance pour la validation de
leur modèle CAO**

JURY :

Monsieur Jean-Pierre Villotte	Professeur à l'Université de Limoges	Président
Monsieur Juan-Mari Collantes	Professeur à l'Université du Pays Basque de Bilbao	Rapporteur
Monsieur Serge Toutain	Professeur à l'École Polytechnique de Nantes	Rapporteur
Monsieur Pascal Coulon	Ingénieur au Célar à Rennes	Examineur
Monsieur Alain Mallet	Ingénieur au CNES à Toulouse	Examineur
Monsieur Jean-Michel Nébus	Professeur à l'Université de Limoges	Directeur de thèse
Monsieur Dominique Pons	Directeur Hardware à Thalès TRT - Orsay	Examineur
Monsieur Raymond Quéré	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
Monsieur Patrick Vaudon	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
Monsieur Christophe Versnaeyen	Ingénieur à UMS - Orsay	Examineur
Mademoiselle Caroline Arnaud	Ingénieur à ST Microelectronics	Invitée
Monsieur Denis Barataud	Maître de conférences à l'Université de Limoges	Invité
Monsieur Didier Floriot	Ingénieur à Thalès TRT - Orsay	Invité
Monsieur Jean-Pierre Teyssier	Maître de conférences à l'université de Limoges	Invité

" Il n'y a qu'une manière d'aborder la compréhension de l'existant, c'est l'utilisation du seul outil que nous ayons : notre raison. Encore cet outil nécessite-t-il un apprentissage : ce que Descartes appelait 'la Méthode' et qui est tout simplement la logique scientifique stricte. "

François Cavanna

A ma mère, à mon père,

A Muriel,

A tous ceux qui me sont chers,...

Remerciements

Ce travail a été effectué à l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes de l'Université de Limoges. Je remercie Monsieur le Professeur P.GUILLON, Directeur de l'IRCOM, de m'avoir accueilli dans son laboratoire.

Je remercie particulièrement Monsieur le Professeur R.QUERE pour m'avoir donné la chance de travailler au sein de son équipe.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur J.P.VILLOTTE pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je tiens également à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur J.M.COLLANTES de la Faculté des sciences de l'Université du Pays Basque (Bilbao) ainsi qu'à Monsieur le Professeur S.TOUTAIN de l'Institut de Recherche et d'Enseignement Supérieur Technique en Electronique de Nantes pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant de les rapporter.

Je témoigne ma reconnaissance à Monsieur P. COULON (Ingénieur à Celar), Monsieur A. MALLET (Ingénieur au CNES), Monsieur D. PONS (Directeur Hardware à Thales TRT), Monsieur P. VAUDON (Professeur à l'université de Limoges), Monsieur C. VERSNAEYEN (Ingénieur à UMS) d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à Monsieur le Professeur J.M.NEBUS et Monsieur D.BARATAUD (Maître de Conférence) pour m'avoir permis, durant ces trois années, de passer cette thèse avec des conditions de travail et d'encadrement idéales. Je tiens également à les remercier sur le plan humain pour leur enthousiasme et leurs encouragements.

Je souhaiterais remercier Monsieur J.P.TEYSSIER pour m'avoir permis de bénéficier de son expérience, ainsi que Monsieur D.FLORIOT (Ingénieur à Thales TRT) et Monsieur P.AUXEMERY (Ingénieur à UMS) pour m'avoir accordé leur confiance au cours de ces travaux.

Je souhaite également exprimer ma sincère gratitude envers cette célèbre équipe qu'est la 'Load Pull Team'. Nul doute que ce travail n'aurait pas été aussi trépidant sans l'aide de Tibo armé de sa chaise roulante auprès des pointes de mesures. Je remercie vivement Nono et Chris de leurs conseils avisés pour les mesures pulsées, sans lesquels je n'aurai jamais su ce que sont les meilleurs créneaux. Un grand merci également à François pour m'avoir déculpabilisé en matière de grillade d'amplificateur, sans oublier Caro qui m'a donné les rennes du banc. Je ne saurais oublier Steph et Sylvain pour leur présence sereine durant nos soirées de mesures. Un grand merci à tout les doctorants et docteurs que j'ai côtoyé durant cette thèse pour l'apport de la bonne humeur et des pauses cafs salvatrices ainsi qu'aux permanents qui m'ont fait profiter de leur expériences dans des domaines aussi divers et variés que l'électronique au BTP.

Enfin je tiens également à faire part de ma gratitude à Marie Claude pour sa gentillesse et son professionnalisme par qui j'ai pu concentrer toute mon attention sur ce travail.

Je souhaite bon courage à Hind et Mohammed dans la suite de ce travail passionnant qu'est la mesure.

Résumé.

Le travail présenté dans ce mémoire propose une contribution à la conception optimisée d'amplificateurs de puissance par l'utilisation de plusieurs caractérisations fonctionnelles. Celles-ci sont réalisées aux premiers stades de la conception, au niveau du transistor en environnement source et load pull.

Il est ainsi montré qu'un banc load pull fonctionnant en mode pulsé permet de participer à la validation des technologies utilisées pour la génération de fortes puissances aux fréquences microondes (Bande S). Cette étape permet également de valider fortement les modèles non linéaires électrothermiques des transistors développés à cet effet.

Dans le domaine millimétrique, l'amplification de puissance sous contrainte de rendement et de linéarité est à l'heure actuelle un des points critiques du fait des faibles réserves de gain proposées. Dans ce contexte, le développement d'un banc source et load pull actif fonctionnant en bande K et permettant de déterminer les conditions optimales de polarisation et d'adaptation pour l'obtention du meilleur compromis rendement/linéarité se révèle être de première importance pour la conception optimisée d'amplificateur.

Enfin, une nouvelle technique de caractérisation dédiée à l'extraction des quatre paramètres S à chaud en environnement load pull est proposée. Une application de cette nouvelle caractérisation a ainsi permis de prédire les oscillations paramétriques hors bande pouvant apparaître en fonction des conditions opératoires lorsque le transistor fonctionne en régime fort signal.

Abstract

Advanced functional characterizations of power transistors for the validation of nonlinear models of SC devices used in CAD packages.

This work deals with different functional characterization methods for the design of optimized power amplifiers. These characterizations are carried out on transistors at the first stages of the design, in a source and load-pull environment.

Thus, it is shown that a pulsed load-pull set up is very useful to validate the technologies used for the generation of high power at RF and microwave frequencies. It also enables to deeply validate the thermoelectric nonlinear models of transistors developed for this purpose.

For the design of amplifiers which operate up to millimetric frequencies (Ku / K Band), reaching high power under constraint of efficiency and linearity is one of the most critical point because of the weak reserves of power gain proposed. In this context, the development of an active source and load-pull setup is of prime importance. It enables to primarily determine the transistor optimum operating conditions (Matching and DC bias) to reach the best trade off between efficiency and linearity.

Finally, a new method to perform Hot Small-Signal S-Parameter measurements of power transistors operating under large signal conditions is proposed. An application to the prediction of parametric oscillations when the transistor is driven by a pump signal is demonstrated.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I PROBLEMATIQUES DES CIRCUITS MICROONDES DE PUISSANCE.....	5
I INTRODUCTION.	6
II ASPECT TECHNOLOGIQUE DE LA GENERATION DE PUISSANCE.	8
II.1 Les différentes technologies	9
II.1.1 Technologie Silicium : Si.....	9
II.1.2 Technologie Arséniure de gallium : GaAs.....	10
II.1.3 Technologie Phosphure d'Indium : InP.....	12
II.1.4 Technologies Grand Gap (>3eV).....	13
II.2 Les différents transistors de puissances.....	14
II.2.1 Les transistors MOSFET.....	14
II.2.2 Le transistor MESFET.....	16
II.2.3 Le transistor à effet de champ à hétérojonction.....	17
II.2.4 Le transistor HBT.....	21
III ASPECTS THERMIQUES.	25
III.1 Influence de la température sur les grandeurs intrinsèques des semiconducteurs et impact sur les performances RF.....	25
III.1.1 Conductivité thermique.....	25
III.1.2 Décroissance de la mobilité des électrons avec l'élévation de température.....	26
III.1.3 Modification de la largeur de bande interdite.....	27
III.2 Contrôle thermique intrinsèque au transistor.....	31
III.2.1 Réduction de la résistance thermique du substrat.....	31
III.2.2 Homogénéisation de la répartition de température.....	32
III.2.3 Résistances de ballast.....	32
III.2.4 Choix de l'électrode de grille :	32
III.3 Contrôle thermique extrinsèque au transistor.....	33
III.3.1 Influence de la classe de fonctionnement :	33

III.3.2	<i>Optimisation de l'impédance de charge.</i>	34
III.3.3	<i>Réalisation de circuits compensés en température.</i>	35
IV	ASPECT PUISSANCE ET RENDEMENT SOUS CONTRAINTE DE LINEARITE....	36
IV.1	Etude et modélisation des non linéarités des transistors de puissance.....	37
IV.2	Les effets non linéaires dans les transistors bipolaires.	37
IV.2.1	<i>Présence des diodes de fuite.</i>	38
IV.2.2	<i>Effet Kirk.</i>	39
IV.2.3	<i>Effet de quasi-saturation.....</i>	39
IV.2.4	<i>Le phénomène d'avalanche.</i>	39
IV.3	Les effets non linéaires dans les transistors à effet de champ.....	40
IV.3.1	<i>Les courants de fuite.....</i>	41
IV.3.2	<i>Avalanche due au phénomène d'ionisation par impact.</i>	41
IV.3.3	<i>Avalanche standard.</i>	42
IV.3.4	<i>Effets de pièges.</i>	42
IV.4	Critères de linéarité.....	43
IV.4.1	<i>Caractérisation à l'aide d'un signal CW.....</i>	43
IV.4.2	<i>Caractérisation à l'aide d'un signal biporteuse.....</i>	44
IV.4.3	<i>Caractérisation à l'aide de signaux complexes.</i>	46
IV.5	Méthodes de linéarisation de l'amplification.....	49
IV.5.1	<i>Amélioration d'ordre technologique.</i>	49
IV.5.2	<i>Linéarité suivant les conditions de fonctionnement.....</i>	50
IV.5.3	<i>Systèmes de Linéarisation.....</i>	54
V	STABILITE LINEAIRE ET NON LINEAIRE.....	58
V.1	Critères d'évaluation de stabilité linéaire.	58
V.1.1	<i>Définition d'un système stable.....</i>	58
V.1.2	<i>Trois Critères de stabilité linéaire courants.....</i>	60
V.1.3	<i>Le critère du N.D.F. (Normalized Determinant Fonction).</i>	65
V.1.4	<i>Critère d'enveloppe de stabilité.....</i>	65
V.1.5	<i>Conclusion.</i>	67
V.2	Critères d'évaluation de stabilité non linéaire.	67
V.2.1	<i>Méthodes d'analyse en boucle ouverte.....</i>	68
V.2.2	<i>Méthodes d'analyse en boucle fermée.</i>	68
V.2.3	<i>Comparaison des deux méthodes.....</i>	69

V.3	Techniques de stabilisation.....	69
V.3.1	<i>Annulation d'une oscillation de mode pair.....</i>	<i>69</i>
V.3.2	<i>Annulation d'une oscillation de mode impair.....</i>	<i>70</i>
V.4	Conclusion.....	71
VI	CONCLUSION.....	72
VII	BIBLIOGRAPHIE.....	74

CHAPITRE II CARACTERISATION FONCTIONNELLE DE TRANSISTORS A FORTE TENSION DE CLAQUAGE. APPLICATION AUX HBTS BANDE S 91

I	CONTEXTE DE L'ETUDE.	92
II	CARACTERISATION FONCTIONNELLE DES LIMITATIONS PAR L'AVALANCHE DES POTENTIALITES DE HBTS.	93
II.1	Principe de la modélisation des tensions d'avalanche.	93
II.2	Caractérisation en puissance pour la validation des modèles incluant les phénomènes d'avalanche.	95
III	CARACTERISATION DES ASPECTS THERMIQUES AU SEIN DU TRANSISTOR BIPOLAIRE A HETEROJONCTION.	98
III.1	Principes de la modélisation des phénomènes thermiques dans le HBT.	99
III.1.1	<i>Modélisation thermique sous forme d'un circuit RC.</i>	<i>99</i>
III.1.2	<i>Evaluation de la résistance thermique.</i>	<i>100</i>
III.1.3	<i>Evaluation de la capacité thermique.</i>	<i>101</i>
III.2	Caractérisation en puissance pulsée pour la validation des modèles électrothermiques.	102
III.2.1	<i>Intérêt.</i>	<i>102</i>
III.2.2	<i>Présentation du banc de mesure en mode CW pulsé.</i>	<i>103</i>
III.2.3	<i>Principe du filtrage associé au mélange hétérodyne.</i>	<i>107</i>
III.2.4	<i>Procédure de calibrage.</i>	<i>111</i>
III.3	Mesures de HBTS équipés de différents radiateurs.	115
IV	CONCLUSION.	127
V	BIBLIOGRAPHIE.	128

**CHAPITRE III CARACTERISATION FONCTIONNELLE POUR L'ANALYSE DES
CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT OPTIMALES EN TERME DE LINEARITE
DE TRANSISTORS PHEMT EN BANDE K. 131**

I INTRODUCTION132

**II VALIDATION DE MODELE NON LINEAIRE DE TRANSISTOR PHEMT EN
BANDE K.....134**

II.1 Principe de la modélisation basée sur une description unidimensionnelle des
capacités non linéaires. 134

II.1.1 Objectif. 134

II.1.2 Principe 135

II.1.3 Modélisation 135

II.2 Mesures load pull en bande K..... 136

II.2.1 Présentation du banc 136

II.2.2 Résultats de mesures 138

II.2.3 Conclusion. 140

III ETUDE ANALYTIQUE DE LA CONVERSION DE PHASE.141

III.1 Utilisation du théorème de Miller..... 141

III.2 Détermination analytique de la conversion de phase..... 142

III.3 Phénomènes de compensations internes. 144

III.4 Influence des paramètres intrinsèques sur la conversion de phase. 146

III.4.1 Mesure de conversion AM/PM. 146

III.4.2 Influence de la capacité C_{GS} sur la conversion de phase..... 147

III.4.3 Influence de la capacité C_{GD} sur la conversion de phase. 152

III.5 Influence des paramètres extrinsèques sur la conversion de phase. 155

III.5.1 Influence de l'impédance de charge sur la conversion de phase..... 155

III.5.2 Influence de l'impédance de source sur la conversion de phase. 159

IV CONCLUSION.....177

V BIBLIOGRAPHIE179

CHAPITRE IV CARACTERISATION FONCTIONNELLE DE PARAMETRES S A CHAUD. APPLICATION A L'ANALYSE DE STABILITE NON LINEAIRE.....183

I INTRODUCTION184

II PRESENTATION GENERALE DES PARAMETRES S EXTRAITS A CHAUD.186

II.1 Rappel sur les paramètres S classiques..... 186

II.2 Définition des paramètres S extraits à chaud..... 187

II.2.1 Représentation du transistor pompé sous forme d'un système périodiquement variant dans le temps. 187

II.2.2 Représentation du transistor pompé sous forme d'un système linéairement invariant dans le temps. 188

III DESCRIPTION DE SYSTEMES DE MESURE POUR L'EXTRACTION DES PARAMETRES S A CHAUD.....191

III.1 Description d'architectures existantes. 191

III.1.1 Extraction du paramètres S_{22} petit signal à chaud 191

III.1.2 Extraction des quatre paramètres S petit signaux en présence d'un signal modulé..... 192

III.1.3 Extraction des quatre paramètres S petit signaux à chaud sur un transistor adapté. 193

III.2 Descriptions du banc load pull dédié à l'extraction des quatre paramètres S petits signaux à chaud..... 195

III.2.1 Description de la méthodologie de calibrage..... 196

III.2.2 Description de la méthodologie de mesure pour l'extraction des paramètres S à chaud..... 200

IV MESURES DE PARAMETRES S A CHAUD SUR UN HBT, APPLICATION A LA PREDICTION D'INSTABILITES PARAMETRIQUES.....206

IV.1 Conditions opératoires favorables..... 206

IV.2 Conditions opératoires défavorables..... 210

V CONCLUSION.....217

VI BIBLIOGRAPHIE219

VII BIBLIOGRAPHIE.229

Introduction générale.

Le développement de nouvelles technologies pour les applications de télécommunications, de radionavigations et RADARs sont aujourd'hui d'un intérêt stratégique et commercial majeur. Plusieurs défis sont actuellement à relever dans ces domaines. Parmi ceux-ci figurent la mise au point du futur système de radionavigation Européen GALILEO, le développement de réseaux hauts débits pour la numérisation des réseaux terrestres TV et radio à grande échelle, la mise au point de systèmes de radiocommunications mobiles, le développement de systèmes électroniques hautes fréquences embarqués dans le secteur automobile ou encore les systèmes RADARs modernes. Ces marchés offrent aujourd'hui des perspectives commerciales importantes.

Les performances de tels systèmes requièrent une technologie de semiconducteurs offrant des performances en terme de fréquence, puissance, rendement et linéarité toujours plus élevées. Dans ce contexte, la génération de puissance aux fréquences microondes et millimétriques doit être optimisée tant par les choix de technologies qui s'offrent au concepteur que par les solutions de conception de circuits. Au cœur des amplificateurs de puissance à l'état solide, résident les transistors de puissance. Avant toute réalisation, il convient donc de faire un choix technologique concernant le transistor à utiliser en fonction des applications requises suivant les fréquences de fonctionnement et les puissances visées. Cette étape franchie, il revient ensuite au concepteur de réaliser autour du transistor une architecture permettant d'exploiter au mieux les potentialités et les performances offertes par ce choix.

La réalisation d'amplificateurs de puissance microonde optimisés pour la génération de puissance est complexe et onéreuse. Pour atteindre cet objectif, le concepteur fait appel à des modèles non linéaires de transistors intégrables dans les outils CAO. Pour être réalistes, ces modèles doivent prendre en compte nombre de phénomènes physiques propres aux différentes technologies utilisées. Ces modélisations sont réalisées par des caractérisations dédiées telles que des mesures de réseaux I/V et de paramètres S pulsés. En effet, l'aspect pulsé permet d'explorer des zones de fonctionnement critiques du transistor sans risques destructifs, permettant alors une modélisation aboutie. Pour s'assurer de la fiabilité de ces modèles non linéaires, une phase de validation est généralement nécessaire. Le travail exposé dans ce mémoire traite ainsi de caractérisations avancées pour contribuer à l'expertise de technologies de semiconducteurs et à la validation de modèles non linéaires de transistors pour la CAO.

Dans la mise en œuvre de cette tâche, trois thèmes sensibles liés à la génération de puissance seront abordés, à savoir des aspects d'ordre thermique, la linéarité et la stabilité électrique.

Pour la génération de fortes puissances aux fréquences microondes, la tendance actuelle est d'utiliser des transistors pouvant être polarisés à des tensions relativement importantes. Une attention particulière doit alors être portée sur la modélisation et la caractérisation de facteurs limitant la génération de puissance tels que les phénomènes d'avalanche et les effets d'auto échauffement. Le but recherché est de contribuer à l'expertise de solutions d'ordre technologiques pour améliorer ces aspects primordiaux. Dans cet optique, des caractérisations pulsées en bande S ont été menées sur des transistors HBT pour étudier différentes solutions technologiques dédiées à la dissipation de chaleur.

La linéarité est également un des points clefs de l'amplification concernant le respect de l'intégrité des signaux. Pour les applications nécessitant un fonctionnement à des fréquences élevées, typiquement en bande K et Ka, la réserve de gain des transistors utilisés est faible. Ceci pénalise fortement, voire interdit, l'optimisation de linéarité sous contrainte de rendement en utilisant des approches conventionnelles de 'back-off' de puissance ou des solutions de type 'feed-back'. L'optimisation de la linéarité est donc encore plus nécessaire aux premiers stades de la conception, à savoir au plus près du transistor. Afin de contribuer à l'analyse des phénomènes affectant la linéarité, une caractérisation CW en bande K basée sur l'utilisation d'un banc source et load pull actif est développée et appliquée à un transistor HEMT. L'objectif est ainsi de mettre en avant l'influence de différents paramètres comme le choix de la polarisation, ou les conditions d'adaptations sur la conversion de phase du gain suivant le niveau de puissance.

Un autre aspect primordial concernant la conception d'amplificateurs est la stabilité. Celle-ci doit être assurée à faible et à fort niveau de puissance. Afin de connaître les risques éventuels d'oscillations hors bande pendant la phase de conception, des méthodes d'analyse de stabilité applicables aux dispositifs non linéaires ont récemment été développées. Une nouvelle méthode de caractérisation de paramètres S à chaud a été développée. Elle permet de préjuger de cette stabilité vis à vis des conditions de fermetures dans la bande et hors bande de fonctionnement. Elle doit permettre également de contribuer à une étape supplémentaire forte de validation des modèles non linéaires.

CHAPITRE I

PROBLEMATIQUES DES CIRCUITS

MICROONDES DE PUISSANCE.

I Introduction.

L'amplification de puissance aux fréquences RF et microondes est un point clef dans de nombreux domaines d'applications tels que les communications sans fils, l'imagerie, ou la réalisation de RADAR . Un amplificateur de puissance est un circuit chargé d'amplifier une énergie RF par l'apport d'une énergie continue. Cette puissance peut être générée par une grande diversité de techniques et une large gamme de dispositifs. Chacune de ces applications possède ses propres spécifications telles que les fréquences et largeurs de bandes utilisées. De plus, la génération de puissance RF doit s'effectuer sous contraintes de rendement, linéarité, fiabilité et coût en fonction des applications requises.

Afin d'atteindre les objectifs visés, des réalisations de systèmes d'amplification peuvent être envisagées pour optimiser au mieux le fonctionnement des cellules actives constituantes.

Des architectures de variation de charges ou de polarisations adaptatives selon le niveau de puissance RF sont ainsi réalisées pour optimiser les compromis rendement et linéarité. Des architectures de type 'feed back' ou 'feed forward' ou même des techniques de prédistorsion peuvent également être mises en œuvre afin de linéariser le comportement de ces amplificateurs.

Il peut être retenu que la conception optimisée de systèmes amplificateurs dépend fortement des applications visées. Les contraintes et les spécifications requises dépendent également des signaux utilisés. Néanmoins, il apparaît clairement que préalablement à tout développement de systèmes complexes, une première phase indispensable consiste à optimiser les composants au cœur de l'amplification de puissance, à savoir les transistors. De même, afin d'exploiter au mieux les capacités de ces composants, l'environnement électrique et thermique conditionnant leurs performances constitue également des paramètres clefs sur lesquels un travail de fond doit être mené.

Enfin, la difficulté mais aussi l'intérêt d'aboutir à des solutions d'amplifications innovantes et optimisées passent inéluctablement par l'élaboration de modèles non linéaires de transistors précis et implémentables dans les logiciels de conception assistée par ordinateur. Dans ce premier chapitre, afin de mettre en avant le contexte de cette étude, c'est à dire la

caractérisation fonctionnelle de transistors de puissance pour l'expertise des différentes technologies et la validation des modèles non linéaires, une revue non exhaustive des choix technologiques qui s'offrent à la conception d'amplificateurs de fortes puissances pour les applications microondes est proposée. Les problématiques fortes associées à la génération de puissance, à savoir les aspects thermiques, la linéarité sous contrainte de rendement ainsi que la stabilité, sont également évoquées.

II Aspect technologique de la génération de puissance.

Pour répondre aux besoins de génération de puissance microonde, plusieurs technologies de semiconducteurs peuvent être envisagées.

Afin de comparer ces différentes technologies, plusieurs indicateurs peuvent être utilisés pour établir les potentialités des semiconducteurs. Parmi ceux ci figurent la largeur de bande interdite, la valeur du champ de claquage, la mobilité ainsi que la conductivité thermique. D'autres paramètres caractéristiques tels que les fréquences maximum de travail et de transitions constituent des critères de choix [1] [2] [3].

De manière représentative (figure I-1), pour qu'un transistor soit à même de générer une puissance maximale, le produit de la tension par le courant de sortie doit être maximum tout en étant supportable par le semiconducteur.

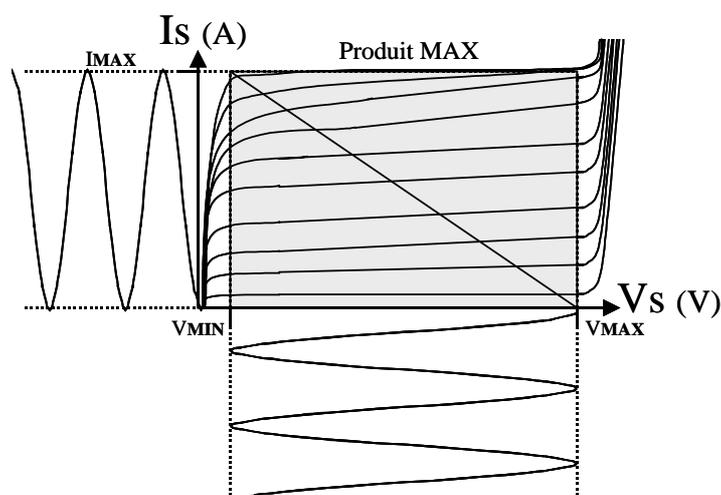


Figure I-1 : Produit courant par tension de sortie maximum.

Toutes les technologies n'offrent pas les mêmes possibilités. Le choix doit alors être guidé par les contraintes à tenir en terme de fréquence ou de puissance, sachant qu'un compromis est souvent de mise.

Historiquement, le germanium est le premier semiconducteur qui fût utilisé. Le silicium aujourd'hui remplace le germanium pour de nombreuses applications du fait de ses aptitudes pour un fonctionnement à des températures plus élevées.

Conductivité thermique du germanium : $59.9 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$

Conductivité thermique du silicium : $148 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$

II.1 Les différentes technologies

II.1.1 Technologie Silicium : Si

Les principales caractéristiques du silicium à pression et température ambiantes sont :

Bande interdite : 1.12 eV

Mobilité des électrons : 1350 (cm/s)/(V/cm)

Conductivité thermique : 1.5 W/(cm.K)

Champ électrique d'avalanche : 3.10^5 (V/cm)

La technologie silicium prend une place de plus en plus grande dans le domaine des hyperfréquences du fait de sa forte maturité technologique notamment dans le domaine de l'intégration et de son faible coût de production pour de grands volumes. Elle est toutefois limitée pour la conception de transistors de fortes puissances en hautes fréquences ($f \geq 3\text{GHz}$) du fait d'une faible mobilité [4] [5]. Cependant, durant les dix dernières années, les applications sur substrat silicium ont vu leur fréquences d'utilisations être augmentées par le procédé d'épitaxies de couches SiGe. Cela a permis entre autres d'obtenir des transistors bipolaires à hétérojonctions (HBT) capables de fonctionner en bandes X et Ku [6]. Cette montée en fréquence s'effectue cependant au détriment des tensions de claquage et donc de la puissance car la largeur de bande interdite du $\text{Si}_{(1-x)}\text{Ge}_x$ décroît en fonction de la quantité x de Germanium. A l'heure actuelle, les travaux [7] [8] relatent de transistors HBT SiGe ayant des fréquences de coupure de 100GHz et 250GHz respectivement pour des tensions de claquage de B_{vce0} de 2.5 et 1.8V. La figure I-2 ci dessous indique les potentialités des technologies Si et SiGe par rapport aux autres technologies disponibles.

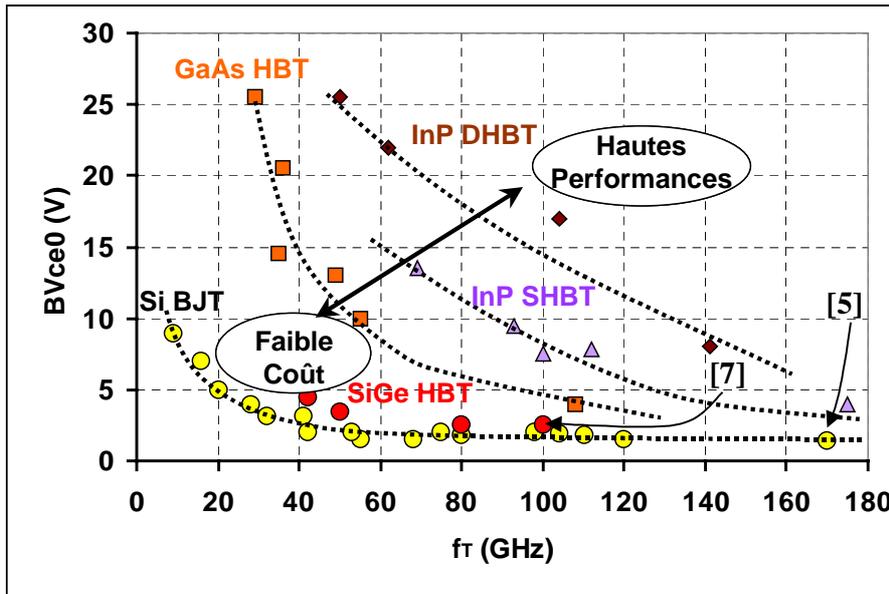


Figure I-2 : Tensions de claquage en fonction de la fréquence de transition pour différentes technologies bipolaires.

Par ailleurs, l'émergence des nouvelles filières de HBT SiGe associées aux technologies BiCMOS s'avère actuellement être d'un intérêt majeur pour le développement des communications mobiles de norme troisième génération. De par leurs faibles tensions de polarisation, ils sont des bons candidats pour être intégrés dans les systèmes mobiles.

II.1.2 Technologie Arséniure de gallium : GaAs

Les principales caractéristiques du GaAs à température ambiante sont:

Bande interdite : 1.43 eV

Mobilité des électrons : 9200 (cm/s)/(V/cm)

Conductivité thermique : 0.55 W/(cm.K)

Champ électrique d'avalanche : $4 \cdot 10^5$ (V/cm)

La meilleure mobilité des électrons dans le matériau GaAs ainsi que sa largeur de bande interdite supérieure à celle du silicium permet d'envisager la réalisation de composants HBT pouvant fonctionner à des fréquences relativement élevées ($F_T > 100 \text{GHz}$ et $F_{MAX} > 200 \text{GHz}$) pour des applications de fortes puissances correspondant par exemple à des densités de courant de collecteur élevées ($J_C > 105 \text{A.cm}^{-2}$).

Pour les HBT constitués de l'hétérojonction GaAs/ $\text{Al}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}$, la largeur de la bande interdite du matériau $\text{Al}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}$ peut être continûment comprise entre celle du GaAs et celle AlAs suivant la proportion de Gallium ou d'Arsenic.

L'arséniure de gallium (GaAs) et le phosphure d'indium (InP) permettent l'élaboration de substrats semi-isolants sur lesquels il sera possible de faire croître par épitaxie des couches de matériaux ternaires (AlGaAs, GaInAs...) de paramètre cristallin proches.

Ainsi, bien que le composé GaAs soit l'un des composés classiques possédant une des meilleures mobilités des porteurs, en augmentant le contenu de ce semiconducteur en Indium (ex : $\text{Ga}_{0,47}\text{In}_{0,53}\text{As}$), la mobilité peut être encore améliorée suivant la proportion d'Indium. Il est alors possible de réaliser des dispositifs montant à des fréquences de travail proches de 250GHz. Cependant, cette proportion d'indium doit être limitée car en excès, elle favorise le déclenchement des phénomènes d'avalanche ou d'ionisation par impact. Pour le matériau $\text{Ga}_{0,47}\text{In}_{0,53}\text{As}$ de mobilité $\mu_n = 12930 \text{ (cm/s).(V/cm)}$, le champ électrique d'avalanche n'est plus que de $2 \cdot 10^5 \text{ V/cm}$. Cette particularité est l'un des obstacles technologiques faisant qu'il est souvent difficile de concevoir des transistors de fortes puissances ayant des fréquences de fonctionnement élevées [9]. Ces performances peuvent encore être améliorées par l'élaboration de transistors bipolaires à double hétérojonction (DHBT). Un composant DHBT InP/InGaAs/InP a ainsi été conçu présentant une fréquence de transition de 305GHz pour une tension de claquage B_{vce0} de 6V [29].

Parmi les résultats notables d'amplificateurs de puissance MMIC en technologie GaAs, retenons la réalisation d'un amplificateur HBT GaInP/GaAs fonctionnant en bande X et délivrant une puissance de sortie CW de 10W [48]. Pour les applications en bande Ka, une conception d'amplificateur MMIC PHEMT sur GaAs a permis d'obtenir une puissance de sortie de 4W en mode CW avec un rendement en puissance ajoutée de 28% entre 28 et 31GHz [10]. La figure.I-3 indique les performances de différents types de transistors en technologie GaAs [34].

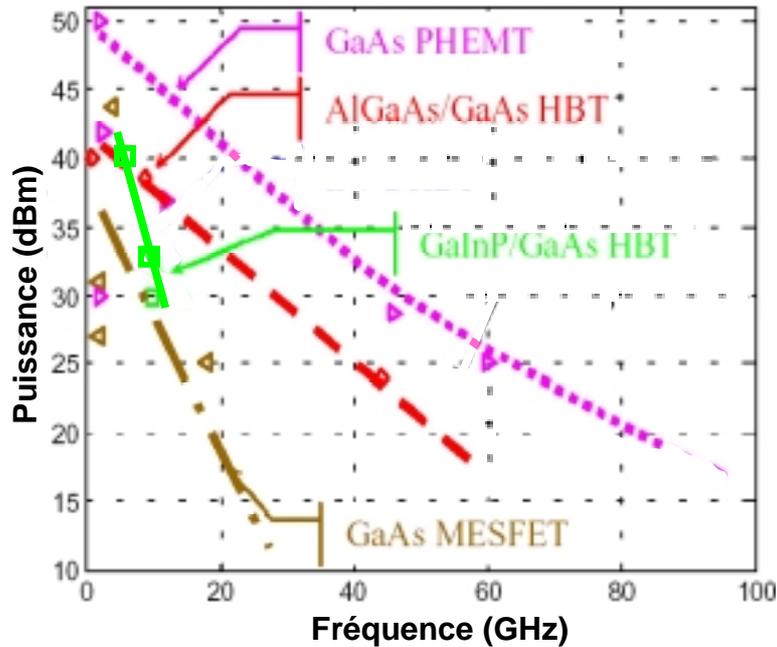


Figure I-3 : Performances des transistors en technologie GaAs

II.1.3 Technologie Phosphore d'Indium : InP

Principales caractéristiques de l'InP à température ambiante :

Bande interdite = 1.35 eV

Mobilité des électrons : 5400 (cm/s)/(V/cm)

Conductivité thermique : 0.68 W/(cm.K)

Champ électrique d'avalanche : $4.5 \cdot 10^5$ (V/cm)

Du fait d'une grande mobilité des électrons, les semiconducteurs à base d'InP possèdent également l'avantage de pouvoir fonctionner à des fréquences élevées, [11] [12]. Ils possèdent également d'intéressantes potentialités concernant les applications optoélectroniques, qui permettent dès à présent d'explorer des débits supérieurs à 50Gbits/s. L'un des avantages clefs est la taille des dispositifs réalisables. Du fait d'un indice de réfraction relativement supérieur aux autres semiconducteurs, la réalisation de micro dispositifs électro-optique intégrés est d'autant plus aisée [13].

Les transistors possédant les caractéristiques de rapidité les plus élevées sont les transistors à haute mobilité d'électrons (HEMT). Des fréquences de transition de l'ordre de 400GHz ont pu être atteintes du fait de l'utilisation de matériaux comme l'InGaAs sur substrat InP. Cependant, la faible largeur de bande interdite de l'InGaAs conduit à un taux d'ionisation par impact élevé en regard des tensions appliquées ce qui est généralement la cause des faibles tensions d'avalanche des HEMT InP. Suivant la longueur de grille du transistor, un

compromis entre la tension de claquage et la fréquence maximum de transition est alors nécessaire. L'optimisation de la tenue en tension des PHEMT sur InP peut être réalisée par double 'recess' associé à un décalage de la grille du côté source en limitant le pourcentage d'Indium dans le canal, ainsi que par l'optimisation de la structure des couches des transistors [14].

L'InP est également un des matériaux stratégiques concernant la conception des transistors bipolaires à simple ou double hétérojonction. La figure I-2 montre très clairement les fortes tensions de claquage de ces transistors capables de fonctionner en hautes fréquences. Ce semiconducteur est donc très intéressant, il permet actuellement de réaliser des HBTs aux performances très concurrentielles vis à vis des autres technologies [48].

II.1.4 Technologies Grand Gap (>3eV).

Une nouvelle génération de transistors de forte puissance pour des applications microonde est basée sur l'exploitation de matériaux Grand Gap. De par les propriétés de ces matériaux, les phénomènes tels que l'ionisation par impact produisant les courants d'avalanche se produisent pour des champs électriques beaucoup plus élevés que ceux obtenus dans le Silicium ou l'Arséniure de Gallium. A titre de comparaison avec les matériaux cités précédemment, un ordre de grandeur de ces champs à 300°K est donné dans le tableau.I-1 . L'avantage de tels matériaux comme le Carbure de Silicium (SiC) ou le nitrure de Gallium (GaN) ou même le diamant (C) font que les composants ainsi élaborés pourront être polarisés pour de fortes tensions (>25V), permettant par ce fait d'obtenir des puissances bien supérieures aux autres technologies [15] [16].

Ci après figure un tableau préfigurant des potentialités de ces différents substrats.

Technologie	Champs- électriques d'avalanche (V/cm)	Gap (eV) (*Grand Gap)
Si	$3 \cdot 10^5$	1,12
GaAs	$4 \cdot 10^5$	1,43
InP	$4.5 \cdot 10^5$	1.34
GaN	10^6	3,4 *
4H-SiC	$2.2 \cdot 10^6$	3.26*
6H-SiC	$2.4 \cdot 10^6$	3.03 *
C	10^7	5,5 *

Tableau I-1 : Champs électriques d'avalanche et largeurs de bandes interdites dans les semiconducteurs.

Les transistors utilisant les matériaux grand gap peuvent donc générer de fortes puissances de par leur capacité à supporter de fortes tensions. Un autre avantage de cette technologie pour un niveau de puissance donnée, en comparaison avec des matériaux faibles gap (type GaAs), est le rapport excursion de courant de sortie sur excursion de tension en sortie du transistor qui se trouve significativement réduit. Cela a comme impact direct de faciliter grandement l'adaptation de charge sur 50Ω .

II.2 Les différents transistors de puissance.

Faire la synthèse de tout les types de transistors utilisés pour l'amplification de puissance dans le domaine des microondes et en décrire le fonctionnement serait un travail qui dépasserait largement le cadre de cette première partie. Un état des lieux sommaire est donc fait concernant cinq principaux types de transistors pour la génération de forte puissance.

II.2.1 Les transistors MOSFET

Le transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) se caractérise par le dépôt d'une couche d'oxyde isolante entre la grille et le substrat constituant ainsi une capacité MOS chargée d'enrichir ou d'appauvrir le canal de conduction entre la source et le drain induit dans le substrat par une tension de grille positive.

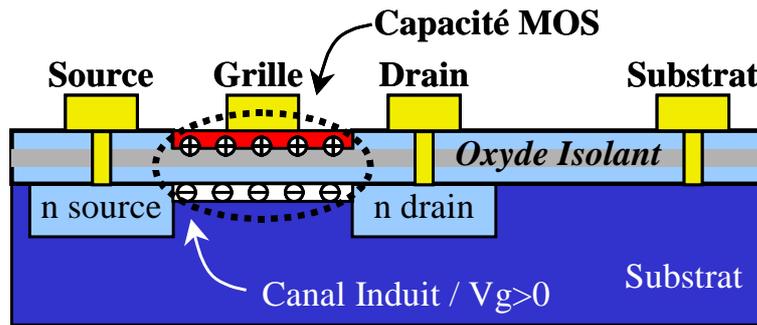


Figure I-4 : Vue en coupe d'un transistor MOSFET

Pour l'amplification de puissance en hyperfréquence, d'un point de vue technologique, le transistor MOS classique ne peut satisfaire aux exigences actuelles de tenue en tension requises. Une des filières les plus développées est celle du LDMOS (Laterally diffused MOS), transistors obtenus par le procédé de double diffusion. Il se distingue du MOSFET par un puit dopé p+ jouant le rôle de masse RF entre la source et la face arrière du composant.

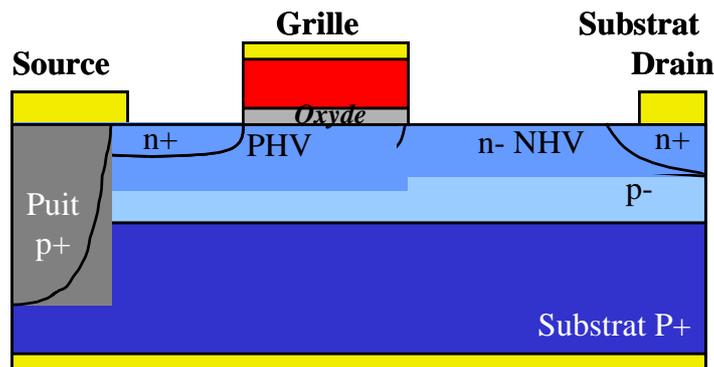


Figure I-5 : Vue en coupe d'un transistor LDMOS

Le LDMOS est un des composants phares pour les applications dans les stations de base pour téléphonie mobile. Ses potentialités en terme de haut rendement et de linéarité en font un candidat idéal. Dans une gamme de fréquence limitée à 2.1GHz, il est parmi ceux possédant les plus hautes tensions de claquage ce qui permet des niveaux de polarisation élevés. Des travaux présentés en [17] relatent ainsi d'un amplificateur en technologie LDMOS polarisé à $V_{dd}=28V$ fournissant à 1dB de compression une puissance de 130W pour un gain en puissance de 14dB et pour un rendement en puissance ajoutée de 60%.

La tension de claquage du LDMOS, BV_{dss} , dépend directement de la distance séparant la grille du drain. Les mesures sur LDMOS de 10mm réalisées ci dessous en [18] montrent qu'en faisant varier cette distance de 2 à 4 μm , la tension de drain peut être ainsi augmentée de 32 à 40V pour une densité de puissance de sortie de 9W/mm, sans provoquer d'avalanche.

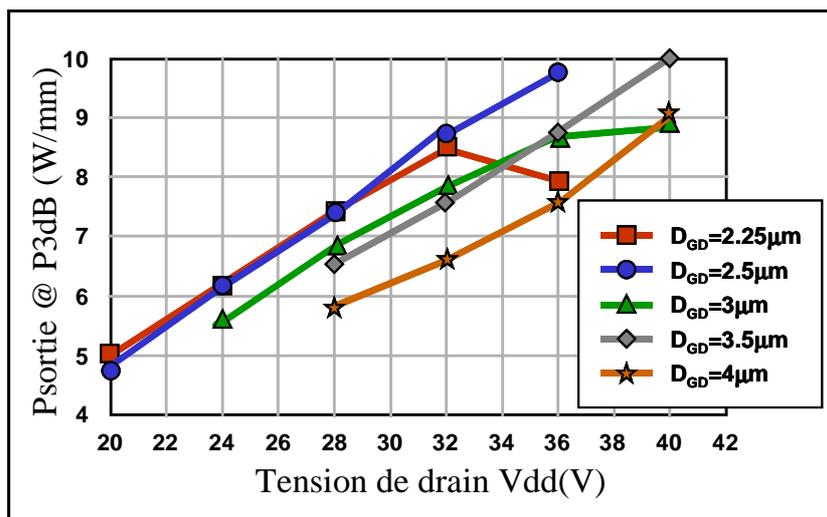


Figure I-6 : Densité de puissance de sortie à 3dB de compression en fonction de la tension de drain et de l'espacement grille drain.

L'exigence de gain en puissance élevé nécessite cependant l'utilisation d'un canal de conduction le plus court possible, ce type de transistor est donc limité pour des fréquences d'utilisations inférieures à 2.1GHz.

II.2.2 Le transistor MESFET.

Le transistor MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor) à effet de champ à grille Shottky tire ses performances sur une large gamme de fréquences (bande S -> bande Ku) de par l'utilisation de la technologie métal/semiconducteur de l'électrode de grille du transistor et de l'utilisation des potentialités en hautes fréquences de matériaux tel l'arséniure de gallium.

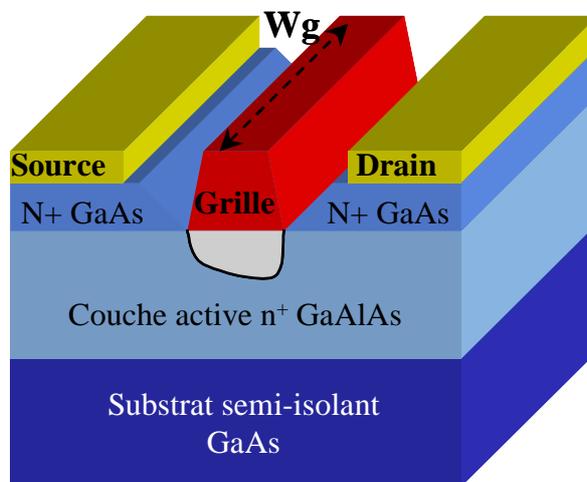


Figure I-7 : Vue en coupe d'un transistor MESFET sur GaAs

Cependant, l'obtention de niveaux de courants élevés dans ce type de transistor passe par l'emploi de dopages importants, réduisant de ce fait les valeurs de tensions de claquage. L'obtention de MESFET de puissance passe alors par l'utilisation de semiconducteurs grand gap tel que le carbure de silicium (SiC), offrant des tensions de claquage supérieures ainsi qu'une meilleure conductivité thermique. Ceux ci ont l'avantage de bénéficier à présent d'une technologie de plus en plus mature. Des réalisations de transistor basées sur cette technologie ont permis récemment d'obtenir les performances [19] [20] indiquées dans le tableau ci dessous.

MESFET SiC / Classe A / $V_{ds0}=60V$ / $W_g=0.25mm$ / 1999 [18]				
Fréquence (GHz)	Ps MAX (W)	Densité de puissance MAX (W/mm)	Gain (dB)	PAE (%)
3.5GHz	1.15	4.6	12.5	39
10GHz	1.1	4.3	9	20

MESFET SiC / Classe AB / $V_{ds0}=50V$ / $W_g=0.25mm$ / 2002 [19]				
Fréquence (GHz)	Ps MAX (W)	Densité de puissance MAX (W/mm)	Gain (dB)	PAE (%)
3.5GHz	1.3	5.2	14	63

Tableau I-2 : Performances obtenues sur MESFET SiC

II.2.3 Le transistor à effet de champ à hétérojonction.

a) Le transistor HFET.

L'hétérojonction utilisée pour les transistor à effet de champ de type HFET consiste à mettre en contact deux semiconducteurs de bandes d'énergie différentes. A titre d'exemple, les hétérojonctions formées par l'assemblage de couches GaAs, avec de l'AlGaAs ou de l'InGaAs sont particulièrement intéressantes pour les applications microondes. Cette structure permet la création d'un gaz d'électrons très mobile dans un canal peu dopé favorisant ainsi la montée en fréquence. Afin de générer des puissances importantes, les transistors HFETs sont à l'heure actuelle conçus à partir de matériaux grand gap pour former des hétérostructures de type AlGaN/GaN. Dans les travaux effectués en [21], une étude a permis d'augmenter de manière significative la tension de claquage BV_{gd} de 50 à 160V d'un transistor HFET en optimisant la forme de son contact de grille comme indiqué sur la figure suivante.

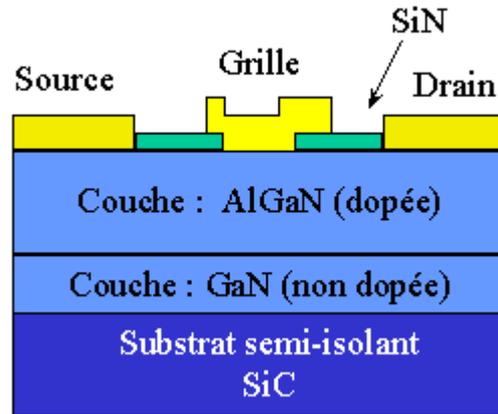


Figure I-8 : Vue en coupe d'un transistor HFET AlGaN/GaN.

Par une géométrie adaptée, la force du champ électrique sous la grille coté drain a pu être réduite, permettant ainsi une polarisation de drain élevée sans risque de destruction du composant. Une densité de puissance de 8.1W/mm à 2GHz a ainsi pu être obtenue pour une polarisation de drain de 31V sur un HFET de 4mm pour une largeur de grille supérieure à 1mm. La réalisation d'un HFET de 24mm délivrant 80W a pu ainsi être mise en œuvre.

b) Le transistor HEMT.

Bien que les HEMTs à matériaux grand gap soient moins matures que les SiC MESFETs, leurs performances en terme de puissance et de réponse en fréquence semblent en faire des composants à fortes potentialités. Le transistor HEMT (High electron mobility) fonctionne également de par les propriétés de l'hétérojonction formée à partir de matériaux ternaires (ex: AlGaAs, AlGaN,) et de matériaux binaires (GaAs, GaN) qui le constituent.

La structure favorable aux applications hautes fréquences ainsi que l'utilisation de matériaux grand gap de forte conductivité thermique font de ce composant un candidat très intéressant. Les mesures présentées dans le tableau I-3 issues des travaux présentés en [20] montrent son très bon comportement thermique. En effet, que ce soit au niveau transistor ou au niveau amplificateur, les différences de performances obtenues entre un fonctionnement CW et pulsé ne sont que très minimales au regard des puissances délivrées. Ci après figure la vue en coupe d'un HEMT composé de matériaux grand gap.

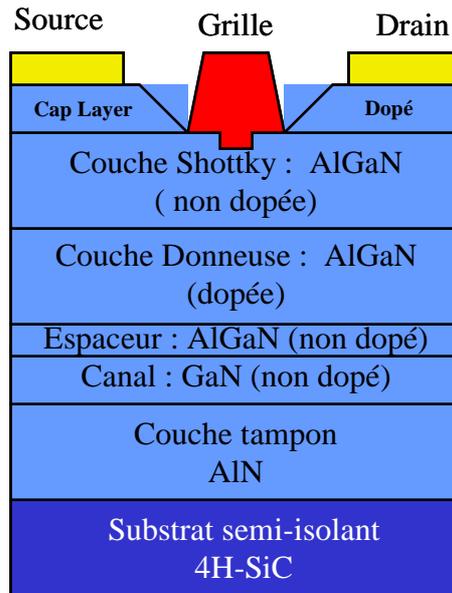


Figure I-9 : Vue en coupe d'un transistor HEMT AlGaN/GaN.

Transistor HEMT GaN					
Dispositif testé	Fréquence (GHz)	Densité de puissance MAX (W/mm) (-2dB de compression)	Gain (dB)	PAE (%)	Vds0 (V)
Lg=0.4μm Wg=0.25mm	3.5GHz	12 (pulse 10ms, Rcyclique=0.1%) 9.3 (mesures CW)	8	34	90

Amplificateur bande étroite HEMT GaN					
Dispositif testé	Fréquence	Puissance MAX (W) (-2dB de compression)	Gain (dB)	PAE (%)	Vds0 (V)
Lg=0.4μm WgTOTAL=24mm	2GHz	102W (mesures CW)	10	54	
Lg=0.4μm WgTOTAL=12mm	10GHz	38W (mesures pulsées) 42W (mesures CW)	8	29	37

Tableau I-3 : Performances obtenues sur HEMTs GaN [20].

Le tableau I-4 représenté ci après comporte les performances d'amplificateurs basés sur la technologie HEMT GaN.

Laboratoire	F (GHz)	Réalisation	Puissance de Sortie (W)	Rendement (PAE %)	Substrat
CREE (US) 2000	10	Hybride	40 (pulsé)	20	SiC
CREE (US) 2001	8	Hybride	14 (CW)	25	SiC
Université Santa Barbara (US) 2001	9,5	Hybride	8 (CW)	20	Saphir
CREE (US) 2001	2	Hybride	108 (CW)	54	SiC
NEC (Japon)	2	Hybride	113 (pulse)	?	Saphir (50mm)
Tiger + CRHEA (2001)	3,5	Hybride	4 (CW)	40	Silicium

Tableau I-4 : Etat de l'art pour les transistors HEMT AlGaN/GaN.

A partir de la structure classique du HEMT, plusieurs types de transistors à effet de champ à hétérojonction peuvent être réalisés comme le PHEMT.

c) Le transistors PHEMT.

Des valeurs de transconductances et de fréquences de transitions élevées ont pu être obtenues sur les HEMT GaAs par l'utilisation de longueur de grilles très courtes. Cependant, la nécessité de concevoir des amplificateurs MMICs fonctionnant à des fréquences très élevées (supérieures à 60GHz) a conduit à la réalisation de transistors HEMTs pseudomorphiques, nommés PHEMTs.

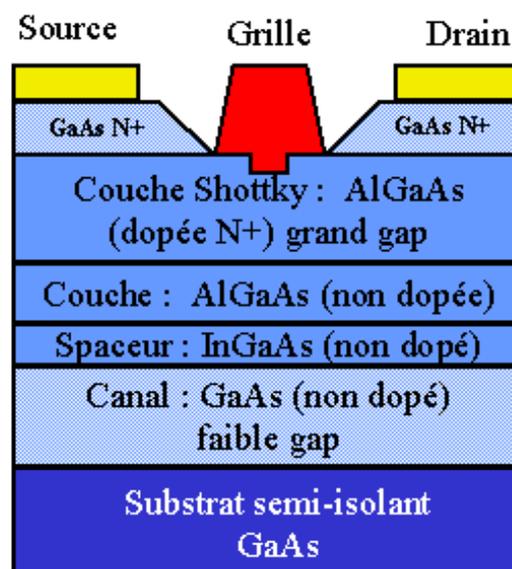


Figure I-10 : Vue en coupe d'un transistor PHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs.

Prenons comme exemple le transistor PHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs représenté ci dessus. La couche mince de l'InGaAs subit une déformation quadrilatère afin de s'accorder aux structures cristallines cubiques normales de l'AlGaAs et du GaAs. Cette couche étant

compressée de manière anormale, elle est nommée pseudomorphique. La largeur de bande interdite de l'InGaAs étant plus faible que celle de l'AlGaAs, les écarts de conduction résultants sont plus grands. Le puit du gaz 2D est alors plus profond ce qui permet d'obtenir une concentration de porteurs plus importante et donc un courant de sortie plus élevé.

Le PHEMT associé à la technologie GaAs est à l'heure actuelle un des composants phares concernant la conception d'amplificateurs de puissance MMIC en bande Ka. Ci dessous figure un tableau représentant les meilleurs résultats obtenus à partir de ce composant pour cette application.

Date et référence	Corporation	Puissance (dBm) Compression 1dB	PAE (%)	Gain bas niveau (dB)	Vce0 (V)	Largeur de bande (GHz)	Nombre d'étages	Densité de puissance en sortie (mW/mm)
2003 [10]	Raytheon RF components	35	28	23	6	28-31	3	620-670
2002 [22]	Triquint	35	*	23	6	27-31	4	200-275
2002 [23]	UMS	29	17	16	6	28-31.5	4	300-380
2001 [24]	Motorola	*	21	21.5	7	30-31	3	400
1999 [25]	TRW space	31	24	16	5.5	29.5-31.5	2	410-520

Tableau I-5 : Performances actuelles des amplificateurs MMIC / PHEMT GaAs.

II.2.4 Le transistor HBT.

Le concept du transistor bipolaire à hétérojonction (HBT : Heterojunction Bipolar Transistor) introduit en 1948 par les travaux de Skockley est basé sur le principe de fonctionnement des transistors à jonctions classiques (BJT). L'amélioration de ses performances par rapport au BJT provient de l'utilisation d'une hétérojonction base émetteur.

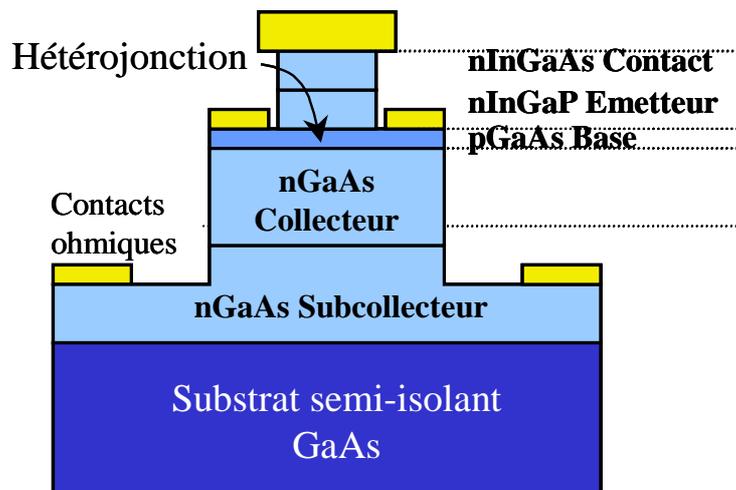


Figure I-11 : Vue en coupe d'un transistor bipolaire à hétérojonction.

L'hétérojonction a pour particularité de présenter aux trous une barrière de potentiel plus élevée qu'aux électrons. Ceci se traduit par une meilleure efficacité d'injection de l'émetteur, autorisant un surdopage de la base, ce qui contribue à la diminution de la résistance parasite de la base et à la possibilité de travailler à des fréquences élevées. Du fait de sa structure verticale qui lui procure une isolation des jonctions de la surface et des interfaces avec le substrat, le HBT est peu sensible aux effets de pièges [26].

Pour obtenir une puissance délivrée maximale, l'excursion en courant ou tension de sortie de ce composant doivent être elles aussi maximales. Pour augmenter le gain en courant d'un HBT type AlGaAs/GaAs, il faut augmenter le dopage de l'émetteur et diminuer celui de la base. Dans ce cas, pour garder une résistance parasite de base relativement faible, il est alors nécessaire d'augmenter la largeur de la base. Mais ceci augmente le temps de transit des électrons dans la base et réduit ainsi les potentialités de fonctionnement en hautes fréquences. La solution réside donc également dans l'obtention de larges excursions en tension. L'intérêt d'utiliser un matériaux grand gap est de ce fait avéré. Il permet de réduire le ratio dopage de l'émetteur/dopage de la base tout en maintenant un niveau de puissance important. Par ailleurs, les fortes conductivités thermiques des matériaux grand gap permettent de gérer un des points les plus sensibles dans les HBT, à savoir la dissipation de chaleur. Dans ce domaine, la confection d'un HBT en technologie GaN/SiC est indiquée en [27], figure I-12 .

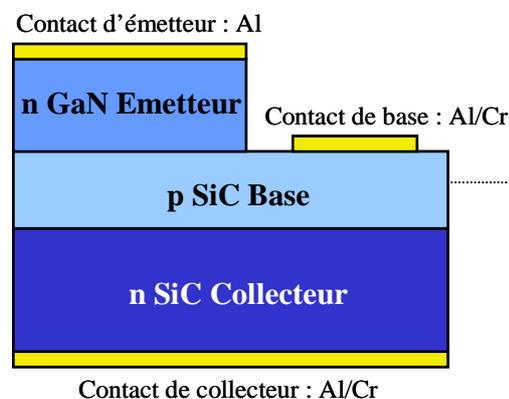


Figure I-12 : Réalisation d'un HBT en technologie GaN/SiC.

Le taux d'injection des porteurs de l'émetteur vers la base est toutefois pénalisé par cette hétérostructure dégradant le gain en courant. Pour pouvoir concevoir des transistors combinant la montée en fréquence et la montée en puissance, de nombreuses réalisations sont aujourd'hui à l'étude [28]. Parmi celles ci, la combinaison des matériaux de technologies mature ayant de très bonnes performances concernant la mobilité des électrons tel le GaAs ou

l'InGaAs et des matériaux de bonnes tenues en puissance comme le GaN ou l'InP s'avère être une solution intéressante.

Concernant l'utilisation de transistors bipolaires à hétérojonctions sur substrat InP, deux catégories de transistors sont largement utilisées. Il s'agit des transistors à simple et à double hétérojonction, respectivement les SHBTs et DHBTs.

Le transistor le plus simple est le SHBT. Le collecteur est alors formé du même matériau que la base. Mais du fait des faibles largeurs de bande interdite des matériaux tels que l'InGaAs, la tension de claquage B_{vce0} de ces transistors reste inférieure à 10V pour des épaisseurs de collecteurs couramment employées. Pour offrir des potentialités intéressantes en comparaison avec les HEMTs, les HBTs bénéficient maintenant de tensions de claquage plus élevées, de l'ordre de 32V, en utilisant l'InP pour constituer le collecteur, ce qui forme une deuxième hétérojonction [29]. Cependant, cette hétérojonction supplémentaire base collecteur doit alors être soigneusement étudiée pour ne pas bloquer le courant de collecteur par la discontinuité de la bande de conduction. Pour éviter ce problème, plusieurs techniques peuvent être employées, comme celle de réaliser un dopage progressif au niveau de l'interface. La constitution de DHBT sur substrat InP a permis la réalisation de performances hors du tableau I-2, à savoir une fréquence de transition de 250GHz pour une tension B_{vce0} supérieure à 6V [30].

Une autre méthode de conception de HBT de forte puissance consiste à augmenter l'épaisseur du collecteur. Le meilleur compromis doit être fait entre l'augmentation de l'épaisseur du collecteur pour repousser les tensions de claquage et le niveau de dopage du collecteur pour obtenir des forts niveaux de courant. Les transistors HBT InGaP/GaAs conventionnels possèdent des épaisseurs de collecteur entre 0,5 et 1,0 μm . De ce fait, les tensions de claquages $B_{V_{cb0}}$ sont de l'ordre de 30V. Une réalisation d'un amplificateur fonctionnant à 900MHz à base de HBT InGaP/GaAs polarisé à 28V a été effectuée en augmentant cette épaisseur à 3 μm . Le HBT conçu délivre alors un courant de 190mA pour une polarisation à 30V, [31]. Des records de tensions de claquage [32] [33], avec $B_{V_{cb0}}=80\text{V}$, $B_{vce0}=47\text{V}$ ($f_T > 20\text{GHz}$) ont pu ainsi être obtenus pour un collecteur d'épaisseur de 3.5 μm permettant une polarisation à $V_{ce0}=32\text{V}$ en bande S. Dans les mesures présentées dans le chapitre II sur des HBT provenant d'UMS et de TRT, une puissance de 10W en bande S pour un rendement en puissance ajoutée de 60% et un gain de 10dB ont pu être obtenus.

La technique d'augmentation des dimensions physiques limite naturellement la montée en fréquence. Ci dessous, un tableau récapitulatif des facteurs de mérite des différents transistors [34] est représenté.

Facteur de mérite	LDMOS	MESFET	HEMT	HBT	
Petit signal					
f_T	C	C	B	A	Rapidité : HBT
f_{MAX}	C	B	A	B	Hautes fréquences : HEMT
Gain*Bande fréq	B	B	A	A	Applications large bande hautes fréquences : HEMT
Facteur de bruit	B	B	A	C	Applications LNA : HEMT
Bruit de phase	A	B	A	A	Applications VCO : HBT (HEMT très récemment)
Fort Signal					
Rendement	A	B	A	A	Rendement :HBT, LDMOS
Densité de puissance	A	B	A	A	Applications de puissance :HBT, LDMOS (matériaux grand gap : HEMT)
A : Très Bon, B : Bon, C : Moyen.					

Tableau I-6 : Comparaison des facteurs de mérite des transistors LDMOS, MESFET, HEMT et HBT.

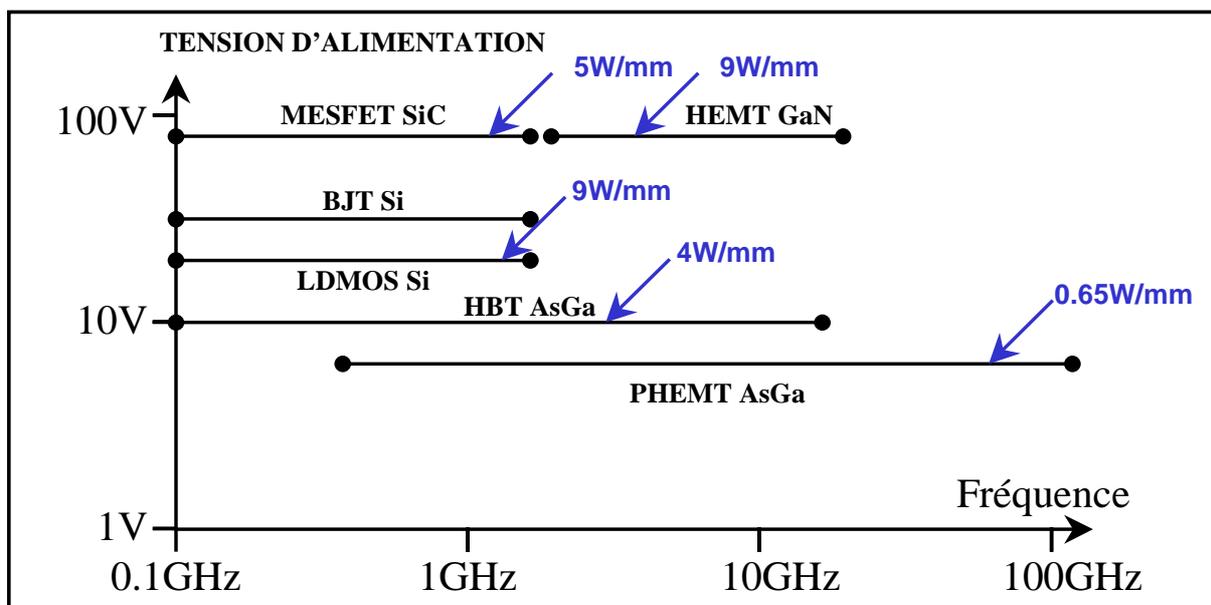


Figure I-13 : Technologies disponibles pour l'amplification de puissance.

III Aspects thermiques.

Les performances et la fiabilité d'un transistor sont fortement influencés par la température. L'aspect thermique est en effet un point clef concernant la génération de puissance.

III.1 Influence de la température sur les grandeurs intrinsèques des semiconducteurs et impact sur les performances RF.

III.1.1 Conductivité thermique.

La conductivité thermique ($K(T)$) a tendance à décroître en fonction de la température. Un des problèmes majeurs dans les transistors de puissance est la dissipation de chaleur. Plus la conductivité thermique est importante, plus l'évacuation des calories est favorisée, moins il y a d'auto échauffement pour une puissance dissipée donnée.

Ci après figurent les conductivités thermiques des principaux semiconducteurs utilisés à température ambiante.

Semiconducteur	Conductivité thermique ($W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$)
Si	130
GaAs	55
InP	68
GaN	130
SiC	De 100 à 350
Carbone (Diamant)	De 600 à 2000

Tableau I-7 : Conductivités thermiques des semiconducteurs à 300°K.

Un intérêt majeur des recherches porte donc sur l'élaboration de transistors de fortes puissances sur substrat GaN, SiC voir Diamant.

III.1.2 Décroissance de la mobilité des électrons avec l'élévation de température.

La mobilité des électrons dans les matériaux semiconducteurs dépend fortement de la température et du champ électrique présent. Cette mobilité tend à augmenter lorsque la température diminue, sauf à très basse température où les électrons sont "piégés" par les impuretés [35].

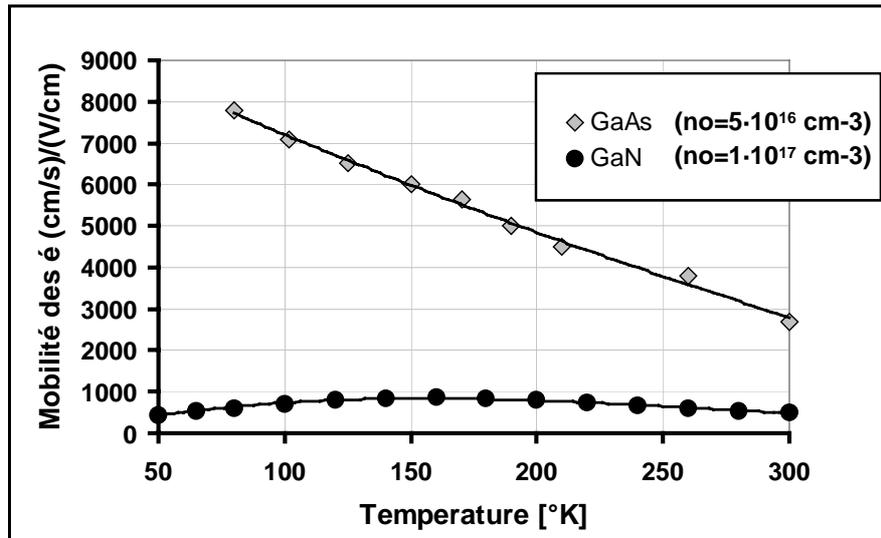


Figure I-14 : Décroissance de la mobilité des électrons en fonction de la température.

Dans un transistor, le courant de conduction est directement lié à cette mobilité comme le montre l'équation (1).

$$(1) \vec{J}_c = q.n.\mu.\vec{E}$$

\vec{J}_c : Densité de courant de conduction des électrons (A.m²)

n : nombre d'électrons libres par unité de volume (m⁻³)

q : Charge électrostatique de l'électron (1,6.10⁻¹⁹ C)

μ : Mobilité des électrons dans le semiconducteur (m².V⁻¹.s⁻¹)

\vec{E} : Champ électrique appliqué au semiconducteur (V.m⁻¹)

Ce phénomène a pour impact, par exemple dans les HBT, de diminuer le gain statique en courant. Cette diminution est visible sur le tracé des caractéristiques statiques pulsées. Le

point de polarisation au repos I_{b0} et V_{ce0} ainsi que l'enceinte thermique sur laquelle repose le transistor déterminent la température de jonction de celui-ci. Des mesures en impulsions suffisamment brèves et espacées (typiquement de durée 300ns toutes les 100 μ s) pour ne pas modifier cet état sont ensuite faites sur l'ensemble de la caractéristique statique. Effectuer des mesures pour différents points de repos, et donc pour plusieurs niveaux de température, permet de quantifier cet impact thermique. Les bancs de mesures I/V pulsées [36] [37] [38] permettent de telles études. Par ailleurs, les faibles durées de ces impulsions permettent d'explorer les zones critiques du transistor sans risques destructifs.

Du fait de la décroissance de la mobilité des électrons (ainsi que de leur vitesse de saturation) en fonction de la température, les fréquences de coupure et d'oscillation maximum des transistors sont diminuées. De la même manière, cela influe sur le gain et la puissance RF de sortie [39] [40].

La hausse de température dégradant les performances en puissance a également pour impact direct la dégradation de linéarité d'amplification. Ainsi, dans l'exemple relaté en [39] traitant d'un transistor à haute mobilité d'électrons GaN/AlGaN fonctionnant à 10GHz, il est possible d'observer que pour une puissance d'entrée de 10dBm, lorsque la température évolue de 300°K à 600°K, le niveau de puissance des produits d'intermodulations d'ordre 3 passe de -57dB à -40dB. Ceci est dû au fait que la température influe sur la mobilité des électrons ainsi que sur leur vitesse de saturation. Ainsi, la transconductance du transistor à la fréquence fondamentale décroît en fonction de la température. Les performances en puissance de sortie et en rendement de puissance ajoutée au fondamental sont donc également diminuées dégradant du même fait la linéarité de l'amplification.

III.1.3 Modification de la largeur de bande interdite.

La montée en température a également pour conséquence de réduire la largeur de bande interdite des semiconducteurs.

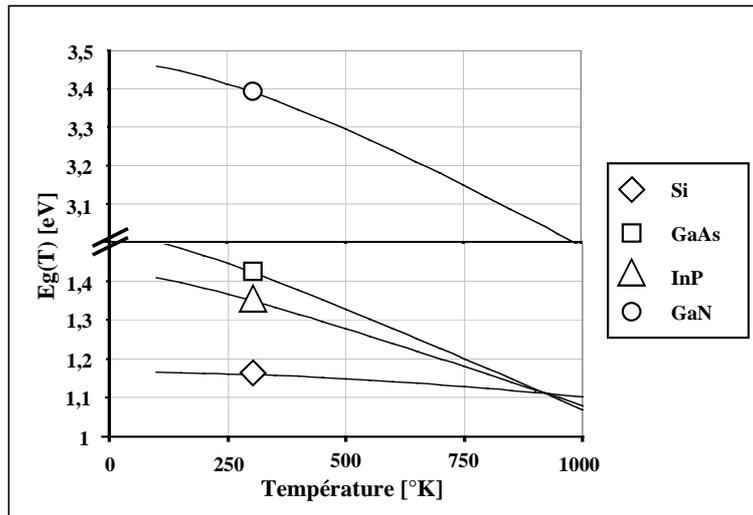


Figure I-15 : Dépendance de la largeur de bande interdite sur quelques semiconducteurs en fonction de la température.

Cette dépendance peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$(2) E_g(T) = E_g(T_0) - \frac{\alpha T^2}{T + \beta}$$

où $E_g(T_0)$ est la largeur de bande interdite à température ambiante ($T_0=300^\circ\text{K}$), α et β des constantes dépendantes du matériau considéré. Ces valeurs sont données à titre indicatif dans le tableau suivant [41]:

	Si	GaAs	InP	GaN
Eg(0) [eV]	1,166	1,519	1,421	3,47
α [eV/K]	4.73×10^{-4}	5.41×10^{-4}	$4,2 * 10^{-4}$	$7,7 \times 10^{-4}$
β [K]	6366	204	327	600

Tableau I-8 : Données relatives à la dépendance de la largeur de bande interdite en fonction de la température.

Remarque : Le tableau présenté ci dessus indique que la largeur de bande interdite du Silicium est beaucoup plus stable en température que celle des autres matériaux.

La conséquence directe de ce phénomène est la modification des tensions seuils de conduction des diodes au sein des transistors. Dans le cas du transistor bipolaire, ce changement de la caractéristique de la diode d'entrée [42] se traduit alors par une augmentation de courant. Ceci provoque alors à nouveau une augmentation de température qui par effet cumulatif peut

entraîner la destruction du transistor dans le cas d'une absence de contrôle extérieur limitant ce courant. Cette particularité se vérifie généralement sur tout type de diode.

Soit l'équation générale de la caractéristique statique de la diode d'entrée d'un transistor :

$$(3) I_{\text{DIOLE}} = I_S(T) \cdot \left(\exp\left(\frac{q \cdot V}{N \cdot K \cdot T}\right) - 1 \right) = I_S(T) \cdot X(T)$$

$I_S(T)$ est le courant de saturation inverse de la diode. Il est croissant et provoque un recul de la tension de seuil de la diode en fonction de la température. La fonction $X(T)$ représente la dépendance du courant de diode en fonction de la tension de polarisation V en sens direct. Cette dépendance est décroissante en fonction de l'augmentation de température.

Par conséquent, lors d'une augmentation de température, deux phénomènes opposés interviennent dans la diode. Dissocions graphiquement ces deux phénomènes.

a) Modification de $I_S(T)$.

L'hypothèse selon laquelle la fonction X est indépendante de T est faite. Lorsque la température croît, la largeur de bande interdite des semiconducteurs décroît, de ce fait la barrière de potentiel vue par les électrons dans la jonction formant la diode décroît. Ceci provoque un recul de la tension seuil de conduction (figure I-16). Cette dépendance peut se modéliser sous la forme suivante, où α_{SFE} est une constante dépendante du matériau utilisé.

$$(4) I_S(T) = I_{S0} \cdot \exp\left(-\alpha_{SFE} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right)$$

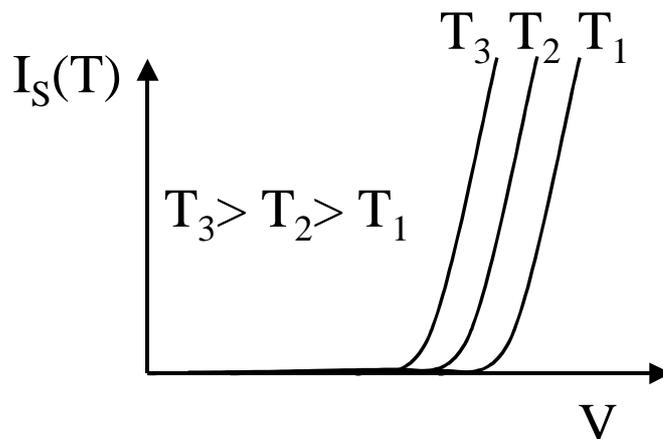


Figure I-16 : Décalage de la tension seuil de conduction de la diode en fonction de la température.

b) Modification de X(T)

A présent, une hypothèse différente est faite. Il est supposé que le courant I_S est indépendant de T . Pour une élévation de température, un tassement de la caractéristique statique de la fonction $X(T)$ est observé. Ceci est dû à la décroissance du terme $\frac{q \cdot V}{K \cdot T}$ de l'exponentiel dans l'équation (2).

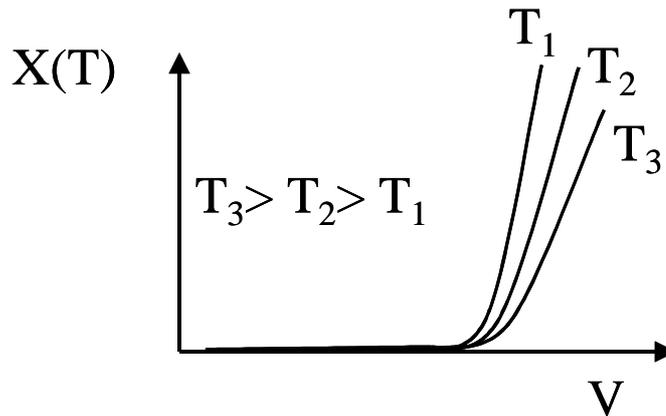


Figure I-17 : Décroissance du terme exponentiel de la caractéristique statique de la diode.

Lorsque ces deux phénomènes se cumulent, la croissance du courant de saturation l'emporte généralement sur la décroissance de $X(T)$. La forme du courant total de la diode en fonction de la température est donnée sur la figure I-18 .

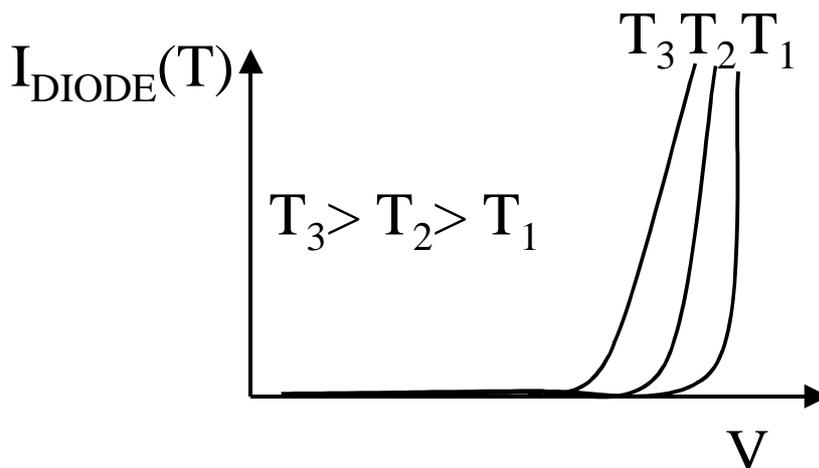


Figure I-18 : Croissance du courant de diode en fonction de la température.

Ce phénomène est d'autant plus sensible que le semiconducteur possède une mauvaise conductivité thermique. Les transistors bipolaires à base d'arséniure de gallium seront donc plus sujets à cet emballement thermique que les transistors bipolaires silicium.

Pour éviter ce phénomène d’emballement thermique, il est donc fortement déconseillé de polariser en tension pure les transistors bipolaires pour un fonctionnement correspondant à une classe AB ou A.

c) Conséquences de ces phénomènes sur le fonctionnement de cellules multidoigts (Effet Crunch).

Pour les applications microondes de puissance, les transistors sont constitués de plusieurs doigts. Lors d’un fonctionnement à fort signal, les doigts centraux étant les plus chauds, ils peuvent finir par conduire la totalité du courant par emballement thermique laissant les doigts latéraux inactifs. Une chute brusque de gain de courant statique est alors observée, figure I-19 , [43] [44].

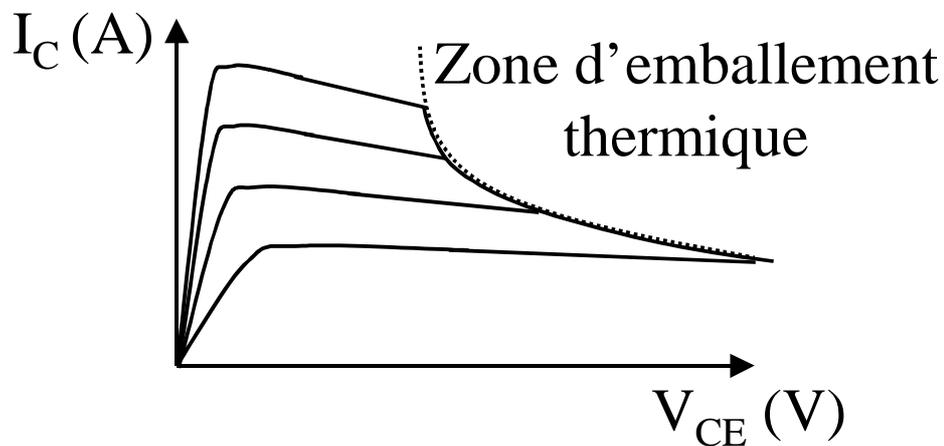


Figure I-19 : Représentation de l'effet Crunch pour une polarisation en courant.

Ce phénomène peut être également visualisé en utilisant des systèmes microscopique équipés de cameras infrarouges sensibles à la chaleur [45].

III.2 Contrôle thermique intrinsèque au transistor.

III.2.1 Réduction de la résistance thermique du substrat.

Pour limiter l’auto échauffement, il est nécessaire d’optimiser la structure même du transistor afin de favoriser l’évacuation de chaleur. Une première étape consiste donc à réduire la résistance thermique du substrat, soit en utilisant des matériaux fortement conducteur d’un point de vue thermique, soit en effectuant un amincissement du substrat pour accélérer le transit de la chaleur.

III.2.2 Homogénéisation de la répartition de température.

Pour éviter l'auto échauffement dans le doigt central des transistors multi-doigts, une autre solution consiste à réaliser des ponts thermiques pour répartir de manière homogène la chaleur sur l'ensemble du composant. Ces ponts thermiques peuvent être réalisés par un épaissement d'or ou la pose de diamant. Cette dernière solution peut être plus délicate concernant la qualité du contact entre le diamant et les doigts du transistor [46].

Une autre méthode nommée Flip-Chip consiste à retourner le composant sur un matériaux fortement conducteur de chaleur afin d'évacuer celle-ci rapidement [47] [48] [49].

III.2.3 Résistances de ballast.

L'objectif des résistances de ballast est d'empêcher les phénomènes d'emballements thermiques dans les transistors afin d'en améliorer la stabilité en température et d'atteindre ainsi des puissances plus importantes. Il a été montré que les phénomènes d'auto échauffement présents dans les HBT pouvaient entraîner une augmentation du courant de base qui, malgré la chute du gain en courant statique, entraînait à son tour une augmentation rapide du courant de collecteur jusqu'à destruction du transistor dans le cas d'une absence de rétroaction limitative. La résistance de ballast permet cette rétroaction. A titre d'exemple, cela peut être réalisé par l'implant d'une résistance série intrinsèque au sein de l'émetteur du transistor. Pour une tension extrinsèque fixe base-émetteur, une augmentation du courant entraîne une augmentation de la chute de potentiel dans ces résistances, provoquant ainsi un recul de la tension intrinsèque au niveau de la jonction tendant à faire diminuer le courant.

Par ailleurs, cela permet également d'améliorer la fiabilité des composants. En effet ceux ci durant leur utilisation peuvent être soumis à des pics de tension ou de courant très courts diminuant la durée de vie des transistors. Le ballastage permet de diminuer l'impact de ces stress accidentels [50].

III.2.4 Choix de l'électrode de grille :

Concernant l'utilisation des transistors à effet de champ, la longueur de grille joue également un rôle important sur l'impact de la température. Il à été démontré sur les HEMTs qu'en augmentant cette longueur, malgré une dégradation des performances en terme de F_{MAX} et F_T à température ambiante, leur dépendance en température en était amoindrie [39].

III.3 Contrôle thermique extrinsèque au transistor.

III.3.1 Influence de la classe de fonctionnement :

La puissance dissipée dans un transistor correspond à un bilan de puissance donné par l'équation (5). A ce titre la classe de fonctionnement joue de manière prépondérante sur l'état thermique du composant.

$$(5) P_{TH} = P_{DC} + P_E - P_S$$

P_{TH} : Puissance dissipée sous forme thermique (W).

P_S : Puissance RF de sortie du transistor (W).

P_E : Puissance RF d'entrée du transistor (W).

P_{DC} : Puissance consommée au continu (W).

a) Classe A :

Typiquement, cette classe de fonctionnement est réalisée par une polarisation de base en courant pour un transistor bipolaire et pour une polarisation de grille en tension pour un transistor à effet de champ. Cette configuration donne de bonnes performances en gain et linéarité bas niveau mais elle est coûteuse en consommation. Le niveau continu du courant de sortie reste élevé quel que soit le niveau du signal à amplifier.

Il s'en suit que pour une faible puissance du signal d'entrée, le couple faible puissance de sortie /forte puissance consommée place le composant dans un état thermique très défavorable. Toute la puissance consommée est transformée en chaleur. La particularité de cette classe est que plus la puissance de sortie est élevée, plus le composant se refroidit.

b) Classe B, C :

Pour ces classes de fonctionnement obtenues par une polarisation en tension de la base ou de la grille, le courant continu consommé est nul en l'absence de signal RF et augmente en fonction du niveau de puissance de ce dernier. Le fait d'avoir une évolution simultanée de la puissance de sortie et de la puissance consommée est donc une solution intéressante du point de vue thermique. Ce fonctionnement est toutefois défavorable en terme de gain et de linéarité.

c) Classe AB:

Pour les transistors bipolaires, le compromis est d'effectuer une polarisation mixte entre tension et courant par le biais de l'utilisation d'une résistance série dans le circuit de polarisation de base. Cela permet d'obtenir de bonnes performances en terme de linéarité et puissance sur une dynamique de puissance optimum tout en se préservant des phénomènes d'emballement thermique. La résistance de base peut en effet également jouer le rôle d'une résistance de ballast supplémentaire

III.3.2 Optimisation de l'impédance de charge.

Le rendement en puissance ajoutée est une caractéristique importante rendant compte de la capacité d'un transistor à convertir une énergie fournie au continu en énergie RF utile et non en chaleur.

$$(6) \text{ PAE} = \frac{P_S - P_E}{P_{DC}} \cdot 100$$

PAE : Rendement en puissance ajoutée (%)

P_E : Puissance du signal en entrée (W)

P_S : Puissance du signal amplifié en sortie (W)

P_{DC} : Puissance consommée pour l'amplification au continu (W).

A ce titre, suivant que l'impédance de charge soit optimisée pour un fonctionnement en puissance de sortie maximale ou pour un fonctionnement en rendement en puissance ajoutée optimum, elle détermine également de manière prépondérante l'état thermique du composant. Plus le rendement en puissance ajoutée sera important, plus le composant sera froid.

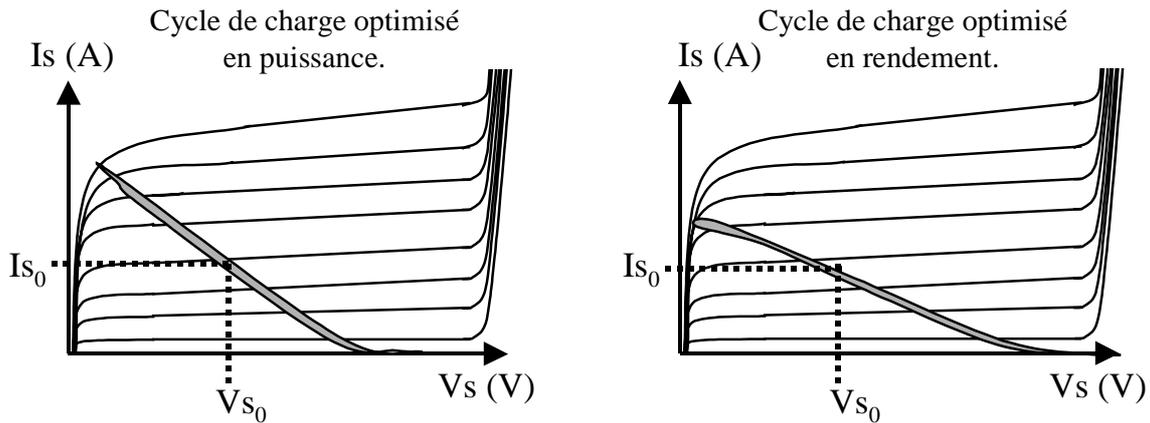


Figure I-20 : Cycles de charges optimisés en puissance et en rendement.

III.3.3 Réalisation de circuits compensés en température.

Afin de contrebalancer l'impact de la montée en température des transistors, il est parfois nécessaire d'utiliser des techniques de compensation thermique concernant la réalisation d'amplificateurs. Parmi de nombreuses techniques, une réalisation astucieuse 'On-Chip' a été effectuée sur un amplificateur constitué à partir de 4 étages de transistors à effet de champ fonctionnant en bande X, [52].

Le circuit de contre-réaction thermique est constitué de manière très simple de par l'utilisation d'une diode et d'une résistance. Le principe est d'allier la décroissance en gain du transistor avec le recul de la tension seuil de conduction d'une diode Schottky en fonction de la température lorsque cette dernière est placée entre la grille du transistor et la tension de polarisation. De par le recul de la tension de seuil de cette diode, la tension de polarisation vue par la grille augmente en fonction de la température ouvrant ainsi un peu plus le canal du transistor. Cette ouverture du canal compense ainsi en partie la diminution de courant en fonction de la montée en température. Sur une plage de 90°K, ce principe a permis de réduire la chute de gain de 5.5 à 1.3dB. Cependant, il est à noter que ce principe ne permet pas de refroidir le composant.

Pour ces aspects thermiques, le développement et l'exploitation d'un système de caractérisation fonctionnelle en puissance et en mode pulsé présentent un intérêt fort pour une contribution à l'expertise et à la validation des modèles électrothermiques non linéaires des transistors de puissance. C'est principalement l'objet du chapitre II.

IV Aspect puissance et rendement sous contrainte de linéarité.

La linéarité est le facteur clef concernant le respect de l'intégrité des signaux lors de leur amplification. Celle-ci dépend des potentialités en linéarité des transistors qui le constituent, de leurs conditions de fonctionnement, ainsi que de l'architecture même de l'amplificateur. De plus, les performances en linéarité sont généralement associées à des contraintes de fonctionnement en puissance et de rendements maximums. De ce fait, la difficulté majeure de la conception d'amplificateurs de puissances réside dans l'ajustage du compromis nécessaire puissance, rendement, linéarité.

Dans le domaine des télécommunications sans fils, les amplificateurs de puissances se doivent d'être très linéaires pour minimiser les interférences entre les différents canaux de transmission d'informations. Le décodage numérique des signaux modulés sera également d'autant plus aisé et la qualité de la transmission d'autant meilleure que l'amplification restera linéaire. Dans le cas des applications R.A.D.A.R ; les critères de respect de l'intégrité des signaux sont différents. Pendant l'impulsion, l'amplitude des signaux microondes étant constante, il n'y a pas de spécifications de linéarité en terme d'intermodulation. Néanmoins les phénomènes de dynamiques lentes dans les circuits de puissance (réponse des circuits de polarisation et transitoires thermiques) peuvent affecter les temps de montée des impulsions et engendrer des rotations de phase de la porteuse au cours d'une impulsion ou d'une impulsion à une autre. Ceci se traduit par la distorsion de signal utile et par une remontée des lobes adjacents du spectre du signal en émission.

L'amplificateur de puissance étant un des composants les plus critiques en terme de linéarité, son étude approfondie via des modélisations précises doit être validée par le biais de caractérisations fonctionnelles. Les objectifs de linéarité sous contrainte de rendement en puissance ajoutée sont d'autant plus difficiles que la fréquence d'utilisation est élevée (bande K) en raison d'un manque de réserve de gain comme degré de liberté. Ceci constitue l'objet d'un travail réalisé dans le chapitre III.

IV.1 Etude et modélisation des non linéarités des transistors de puissance.

La détermination des caractéristiques statiques réalisées par mesures pulsées tel que le profil de la transconductance permet de dégager les grandes tendances en terme de potentialités de puissance, de rendement et de linéarité du transistor considéré [53]. Elles permettent également d'évaluer le comportement non linéaire des transistors considérés par rapport aux phénomènes éventuels de pièges et aux phénomènes thermiques. Les mesures pulsées facilitent l'exploration de zones de fonctionnements critiques (zone d'avalanche par exemple) qu'il ne serait pas possible de mesurer en régime continu. A partir de ces mesures, de nombreux paramètres peuvent donc être évalués donnant des indications précieuses sur les potentialités en terme de puissance et de linéarité des composants.

IV.2 Les effets non linéaires dans les transistors bipolaires.

Prenons par exemple le cas d'un transistor bipolaire à hétérojonction tel que celui représenté sur la figure I-21. Un transistor bipolaire idéalement linéaire serait un transistor dont le courant de collecteur serait parfaitement proportionnel au courant de base et totalement indépendant de la tension de collecteur quel que soit la fréquence de travail.

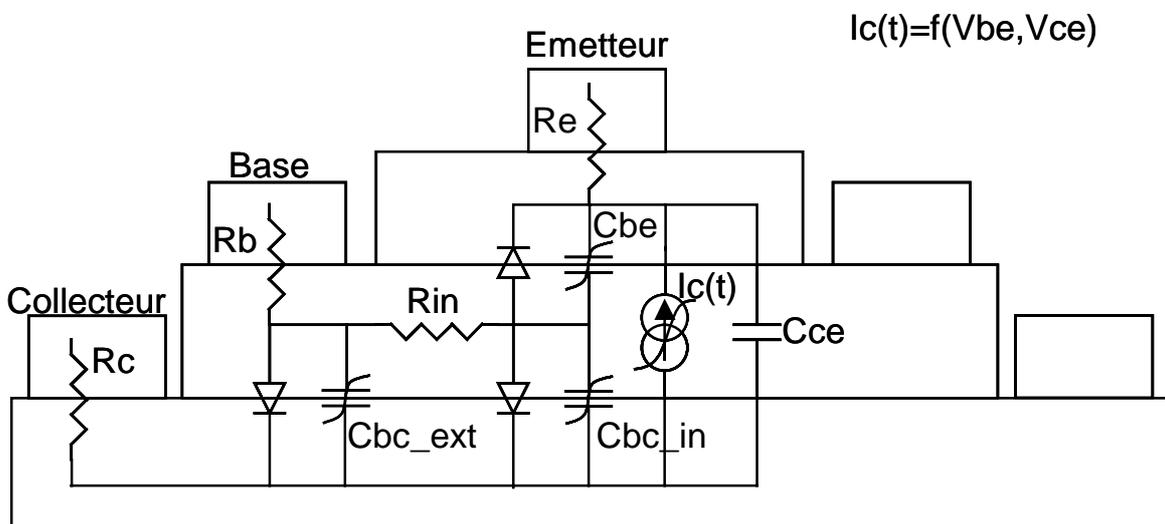


Figure I-21 : Vue en coupe d'un transistor bipolaire à hétérojonction

A partir de mesures DC et paramètres S multi-polarisations, une extraction des paramètres intrinsèques non linéaires du composant est effectuée afin de constituer un schéma équivalent en éléments localisés. Celui-ci permet de réaliser une topologie de modèle électrique grand signal du transistor extrêmement utile pour la conception assistée par ordinateur des circuits

microondes. Afin de compléter le modèle du HBT, un circuit annexe représentant la dépendance thermique de ses non linéarités est ajouté (figure.I-22). De même, les inductances parasites ainsi que les capacités de plot doivent être prises en compte. Ci dessous figure l'exemple d'un modèle électrothermique non quasi statique d'un transistor HBT.

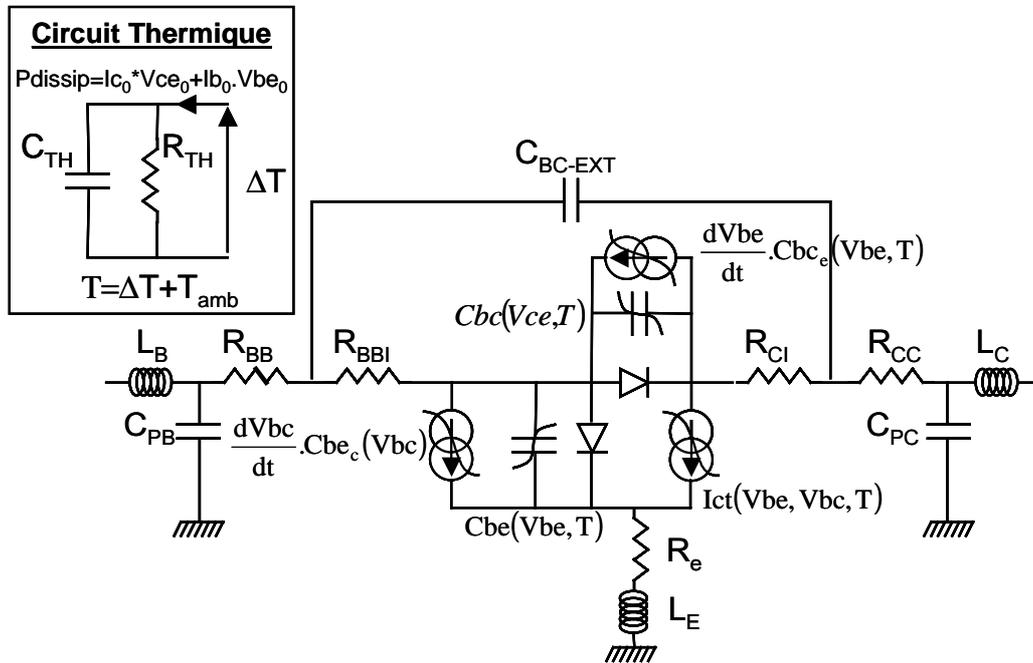


Figure I-22 : Modèle non linéaire électrothermique d'un transistor bipolaire.

Le comportement non linéaire des transistors bipolaires provient de plusieurs sources de non linéarités. Parmi celles ci, la plus significative est la commande du courant de sortie en fonction du courant d'entrée. Cette commande est vraiment non linéaire pour de faibles tensions V_{be} et devient progressivement linéaire en fonction du courant. Les résistances série de base et d'émetteur ont globalement un effet linéarisant [54],[55]. Pour des fréquences de fonctionnement élevées, les non linéarités engendrées par les capacités (C_{BE}, C_{BC}) deviennent également une source de non linéarité importante. Il a été montré que la dépendance de la capacité C_{bc} en fonction de la tension V_{ce} avait une contribution significative dans la distorsion des signaux. [56]. Par ailleurs, pour concevoir un modèle grand signal de transistor bipolaire, il est nécessaire de tenir compte des paramètres suivants.

IV.2.1 Présence des diodes de fuite.

Ces diodes représentent les fuites de courant de la base vers l'émetteur et de la base vers le collecteur dues aux effets de surface du transistor. Ce phénomène décroît lorsque le courant de base augmente.

IV.2.2 Effet Kirk.

En régime de forte injection d'électrons dans le collecteur, une injection de trous de la base vers le collecteur se produit de manière à conserver la neutralité électrique de ce dernier. Cela conduit à un épaississement de la zone déplétée au sein de collecteur, ou de manière équivalente à un élargissement de la base. Le temps de transit des trous s'en trouve significativement augmenté, ce qui a pour conséquence pour des forts niveaux de courant de dégrader fortement le gain en courant ainsi que la fréquence de transition du composant.

IV.2.3 Effet de quasi-saturation.

Lorsque la tension de collecteur diminue, la polarisation en sens direct de la diode base collecteur est favorisée d'autant plus que le courant de collecteur est élevé. Dans cette configuration, cela se traduit donc par une forte dépendance du courant I_c en fonction de la tension de collecteur. Cette zone de fonctionnement influe de manière primordiale sur la saturation de la puissance de sortie et donc sur la compression de gain.

IV.2.4 Le phénomène d'avalanche.

Dans le collecteur, les électrons sont balayés par le champ électrique induit par la polarisation inverse de la jonction base-collecteur. Au delà d'une certaine valeur de ce champ, l'accélération de ces électrons est suffisamment forte pour déclencher le phénomène d'ionisation par impact. Les électrons sont alors arrachés aux atomes de manière cumulative conduisant à un courant d'avalanche pouvant être destructeur pour le composant.

Effet Early.

Mis en avant par Early [57] en 1952, ce phénomène indique la présence d'une résistance de sortie non linéaire dépendant de la tension base collecteur. En effet, lorsque cette tension augmente, la largeur de la zone de charge d'espace de la jonction base collecteur croît de manière significative. Cette augmentation dont une partie minime s'effectue dans la base conduit à une modification du profil des porteurs injectés modifiant de par ce fait le courant de collecteur.

Dans le cadre d'une étude des phénomènes non linéaires, en plus des phénomènes thermiques évoqués précédemment, il est donc nécessaire de tenir compte de tout ces aspects.

IV.3 Les effets non linéaires dans les transistors à effet de champ.

De la même façon, un transistor à effet de champ idéalement linéaire serait un transistor pour lequel le courant de drain serait proportionnellement commandé par la tension de grille quel que soit la tension de drain et la fréquence du signal. Bien entendu, cette perspective reste utopique car un certain nombre d'effets non linéaires viennent perturber cette fonction.

Pour tout type de transistors, la puissance de sortie finit toujours par atteindre une valeur de saturation nette en fonction de la puissance d'entrée. Celle-ci est directement liée à la valeur de l'excursion maximale que peuvent prendre le courant et la tension de sortie. De manière générale, le courant est limité par la vitesse de saturation que peuvent atteindre les électrons et la tension est limitée par les phénomènes de claquage.

Comme illustré sur la figure.I-23 , une première approche permettant de comprendre les phénomènes intrinsèques au transistor à effet de champ peut être faite par l'analyse de la structure du transistor, ainsi que l'extraction de ses caractéristiques électriques en petit signal.

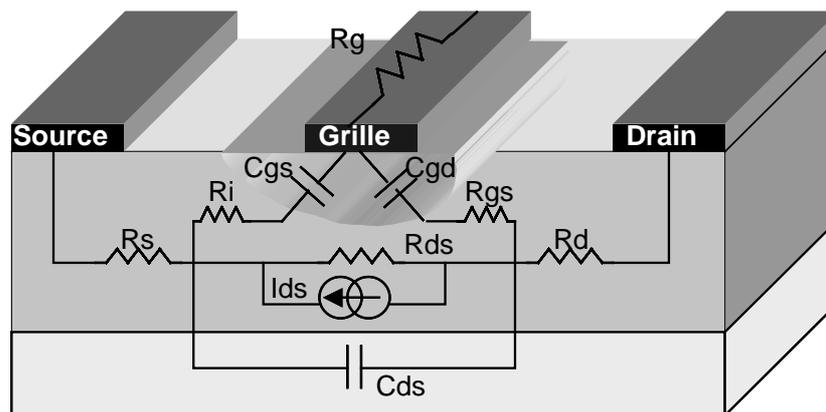


Figure I-23 : Origine physique du schéma équivalent du transistor à effet de champ.

Les valeurs des éléments représentant le fonctionnement du transistor sont non linéaires et dépendent entre autres des tensions de drain et de grille. Afin de connaître ces valeurs dans le cadre d'une modélisation au sein de l'IRCOM, des mesures pulsées sont effectuées [53] sur l'ensemble de la caractéristique statique du composant.

La figure.I-24 représente également un modèle de transistor à effet de champ mais plus réaliste car tenant compte des effets principaux non linéaires parasites.

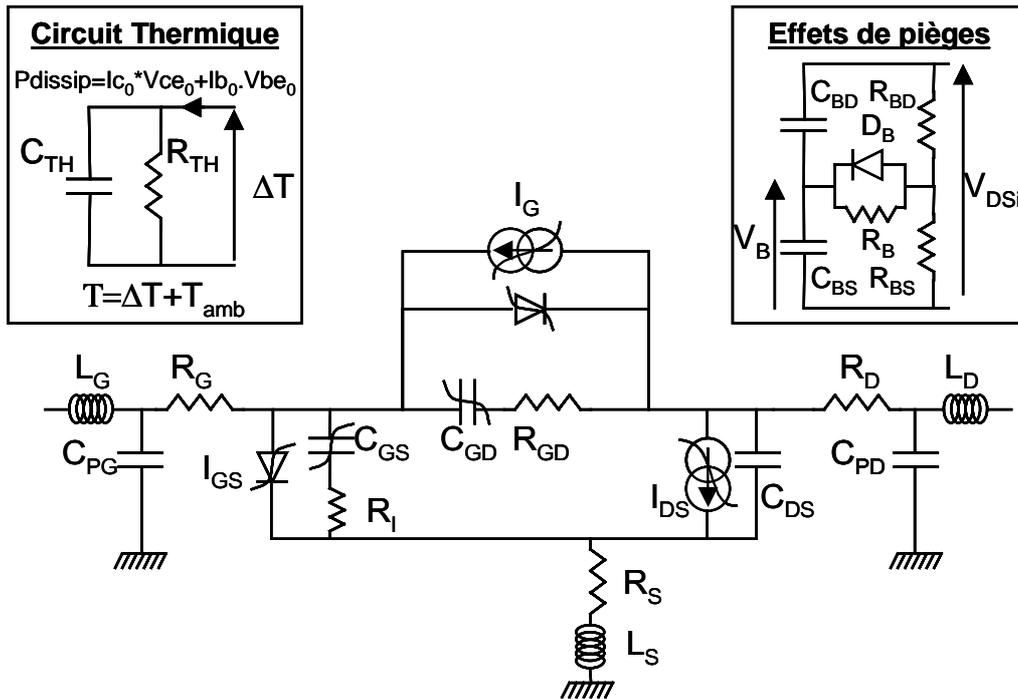


Figure I-24 : Modèle non linéaire électrothermique d'un transistor à effet de champ prenant en compte les effets de pièges.

Parmi ces phénomènes nous retiendrons les phénomènes suivants.

IV.3.1 Les courants de fuite.

Pour des courants et des tensions de drain élevés, au bord de la grille coté drain, un champ électrique de composante horizontale et proche de la surface du semiconducteur apparaît. Quand celui-ci devient suffisamment puissant, il peut alors engendrer le percement d'un tunnel d'électrons de la métallisation de grille vers le contact de drain à travers la surface du semiconducteur. Cela donne naissance à un courant de fuite qui peut devenir très significatif.

IV.3.2 Avalanche due au phénomène d'ionisation par impact.

Ce phénomène est similaire à celui ayant lieu dans les transistors bipolaires (cf. paragraphe I321). Il est lié à la génération de paires électrons trous pour de forts champs de drain. Les électrons sont alors accélérés par le champ électrique provoquant une augmentation du courant de drain tandis que les trous sont évacués à travers la grille ce qui provoque un courant de grille négatif.

IV.3.3 Avalanche standard.

Lorsque le canal est pincé, la tension de grille induit un champ électrique vertical. Si cette tension devient encore plus négative, elle peut également entraîner le déclenchement d'un phénomène d'avalanche. Ce phénomène donne lieu à un courant de surface.

IV.3.4 Effets de pièges.

Ils existent de par la nature non-idéale du substrat semi-isolant capable de capturer et d'émettre des porteurs [58]. Ces phénomènes ont des constantes de temps relativement importantes et génèrent des modulations à dynamiques lentes du courant. Parmi ces phénomènes, citons ceux de 'Self-backgating', de 'gate-lag' et de 'sidegating'.

a) Effets de 'Self-backgating'.

Pour les MESFETs, ce phénomène est lié à la présence de pièges dans le substrat semi-isolant. Lors d'une variation rapide du champ électrique entre le drain et la source, les électrons provenant du canal peuvent être piégés rapidement dans le substrat. Le substrat proche du canal devient alors chargé négativement. Ces électrons peuvent être ensuite re-émis avec des constantes de temps plus longues. L'équilibrage des charges implique alors l'apparition d'une zone chargée positivement à l'interface canal substrat dans le canal. Le canal est alors momentanément pincé par une deuxième grille au niveau de cette interface d'où le terme de 'self-back-gating'.

b) Effets de 'gate-lag'.

Lorsque le canal passe rapidement d'un état pincé à un état ouvert, l'effet de 'gate-lag' induit un retard quand à la réponse en courant de drain. Ceci est dû aux phénomènes de pièges présent dans le semiconducteur formant le canal. En fonction de V_{gs} , certains pièges peuvent capturer ou émettre des trous de manière transitoire avec une vitesse inférieure à la modulation de V_{gs} induisant ainsi un comportement transitoire du courant de sortie.

c) Effets de 'Sidegating'

Le fonctionnement d'un transistor peut être affecté par l'environnement dans lequel il se situe. Les phénomènes de capture et d'émissions de porteurs au sein d'un transistor peuvent être influencés par les champs électromagnétiques des composants environnants. Le transports des charges peut alors être affecté par un potentiel autre que ceux fournis aux trois accès du transistor. D'autres effets indésirables peuvent apparaître suivant la pureté du substrat et la

technologie du fondeur. Ces phénomènes sont généralement regroupés dans l'appellation 'Sidegating' et 'Backgating'.

IV.4 Critères de linéarité.

La fonctionnement non linéaire d'un transistor peut être caractérisé de manière globale et qualitative suivant plusieurs méthodes et par l'utilisation de plusieurs types de signaux.

IV.4.1 Caractérisation à l'aide d'un signal CW.

L'amplification d'un signal mono-porteuse (le signal n'est constitué que d'une seule fréquence) n'est d'aucun intérêt concernant la transmission d'informations. En revanche, il constitue un signal de test simple à utiliser en premier lieu pour étudier les potentialités du composant en puissance, rendement, et linéarité. Pour une puissance suffisamment faible, le signal de sortie est proportionnel au signal d'entrée, sa puissance augmente de 1dB lorsque la puissance du signal d'entrée augmente de 1dB (excepté pour des classes de fonctionnement particulièrement non linéaires comme la classe C).

Lorsque la puissance du signal devient plus importante, ce dernier arrive en régime de saturation, les conversions d'amplitude (AM/AM) et de phase (AM/PM) permettent alors de caractériser le fonctionnement non linéaire de l'amplificateur.

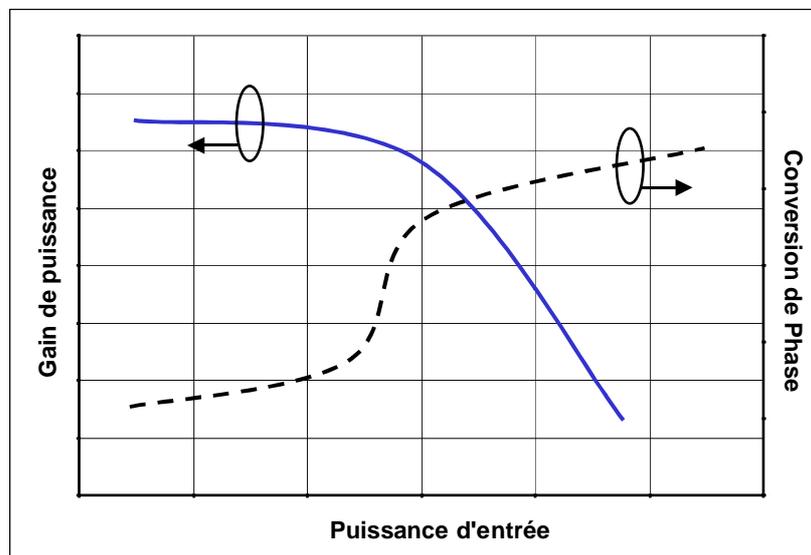


Figure I-25 : Conversion AM/AM et AM/PM.

Ces caractéristiques AM/AM et AM/PM sont déterminées de manière statique, point par point par une mesure en mode CW (signal d'entrée sinusoïdal pur dont l'amplitude est progressivement augmentée). Elles forment donc une première approche de la description de

la réponse de l'amplificateur à un signal simple. La platitude des courbes est un bon indicateur de linéarité même si cela reste une caractéristique purement statique.

IV.4.2 Caractérisation à l'aide d'un signal biporteuse.

Une approche complémentaire consiste à amplifier un signal constitué de deux fréquences proches. Lorsque deux signaux sont appliqués en entrée d'un dispositif non linéaire, des fréquences d'intermodulation apparaissent.

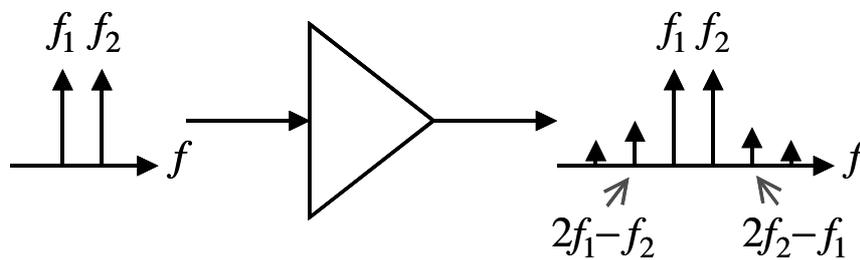


Figure I-26 : Caractérisation biporteuse d'un amplificateur.

Soit le signal d'entrée défini par l'équation (7).

$$(7) V_{IN} = A \cdot \cos(\omega_1 t) + A \cdot \cos(\omega_2 t)$$

En supposant une caractéristique statique de type :

$$(8) V_{OUT}(t) = a_1 \cdot V_{IN}(t) + a_2 \cdot V_{IN}^2(t) + a_3 \cdot V_{IN}^3(t) + a_4 \cdot V_{IN}^4(t) + a_5 \cdot V_{IN}^5(t)$$

Le spectre du signal de sortie est alors constitué des fréquences issues des produit d'intermodulation aux pulsations $n \cdot \omega_1 \pm m \cdot \omega_2$ ou n et m sont des entiers. L'ordre du produit d'intermodulation est donné par $k = |n| + |m|$.

L'amplitude du signal de sortie au produit d'intermodulation d'ordre 3 à la pulsation $2 \cdot \omega_1 - \omega_2$ est alors de la forme suivante.

$$(9) V_{OUT}^{2\omega_1 - \omega_2}(t) = \left(\frac{3}{8} a_3 \cdot A^3 + \frac{25}{16} a_5 A^5 \right) \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2) \cdot t]$$

L'amplitude du produit d'intermodulation d'ordre 3 (et d'ordre impair de manière plus générale) ainsi que la compression de gain sont influencés par les non linéarités d'ordre

impair seulement [59]. Pour des niveaux suffisamment faibles, la composante prédominante de cette équation est donnée par le terme en $\frac{3}{8}a_3A^3$. Par conséquent, lorsque la courbe de la puissance moyenne des raies d'intermodulation à $2.w_1-w_2$ et $2.w_2-w_1$ est tracée en fonction de la puissance moyenne du signal à w_1 et w_2 , (figure.I-27), la pente théorique de cette courbe doit être de 3dB/dB.

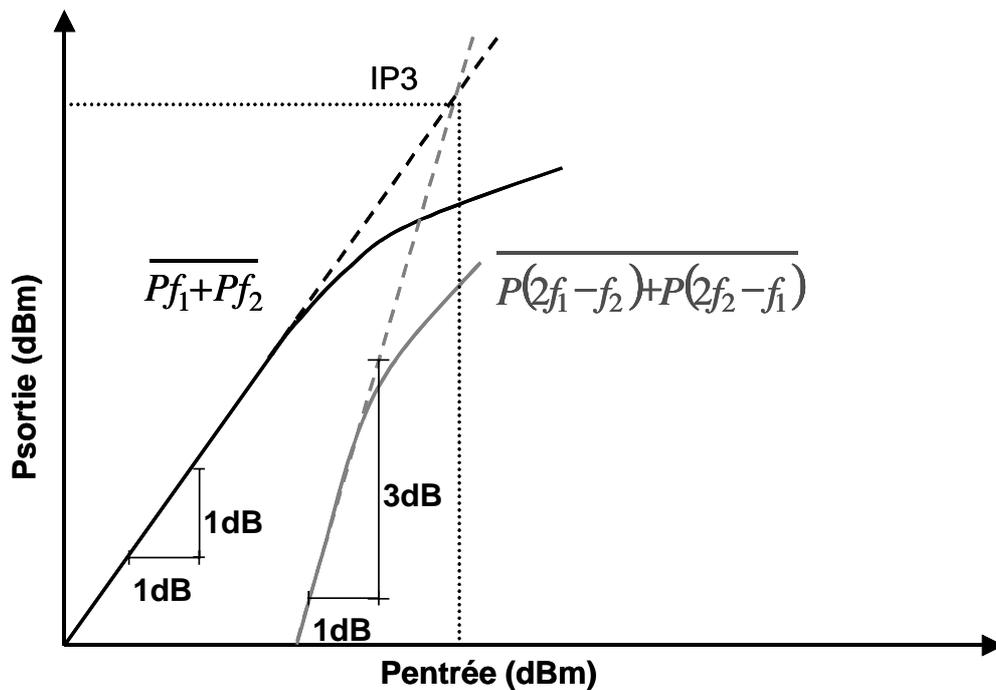


Figure I-27 : Schéma du Point d'interception d'ordre 3

Le taux d'intermodulation d'ordre 3 est défini par :

$$(10) \quad C/I_3 = \frac{Pf_1 + Pf_2}{P(2f_1 - f_2) + P(2f_2 - f_1)}$$

Une des difficultés principales d'utilisation et d'analyse de ce critère est sa dépendance en fonction de l'écart en fréquence des deux porteuses, de plus, les C/I supérieurs ($m > n$) et inférieurs ($m < n$) ne sont généralement pas symétriques dans la bande. Ces phénomènes sont également principalement affectés par la présence de phénomènes à dynamiques lentes. L'exploitation du critère C/I3 peut être également délicat en raison de phénomènes de compensations internes de non linéarités. Une diminution locale du C/I3 peut alors être observée bien que les C/I d'ordres supérieurs soient dégradés. Par ailleurs, les phénomènes

d'expansion de gain dus à la présence d'harmonique 2 générés par les non linéarités rendent très délicats l'utilisation du point de compression et de l'IP3.

IV.4.3 Caractérisation à l'aide de signaux complexes.

Dans le cadre de l'étude de systèmes de communications numériques sans fil, le spectre des signaux à transmettre est continu. Par conséquent l'évaluation de la spécification de linéarité réalisée à partir de signaux simples (monoporteuse ou biporteuse) n'est pas très appropriée. Ainsi, pour rendre compte du comportement linéaire des amplificateurs, une autre approche consiste à soumettre ces derniers à des signaux modulés plus proches des signaux effectivement utilisés en télécommunication

a) Evaluation de linéarité avec l'A.C.P.R.

Lorsqu'un système amplifie un signal compris dans un canal de transmission de largeur BW_0 , du fait des non linéarités inhérentes à l'amplificateur, un bruit d'intermodulation est généré dans les canaux adjacents (BW_1 et BW_2). L'A.C.P.R (Adjacent Channel Power Ratio) est une grandeur quantifiant ce bruit en fonction de la puissance du signal utile.

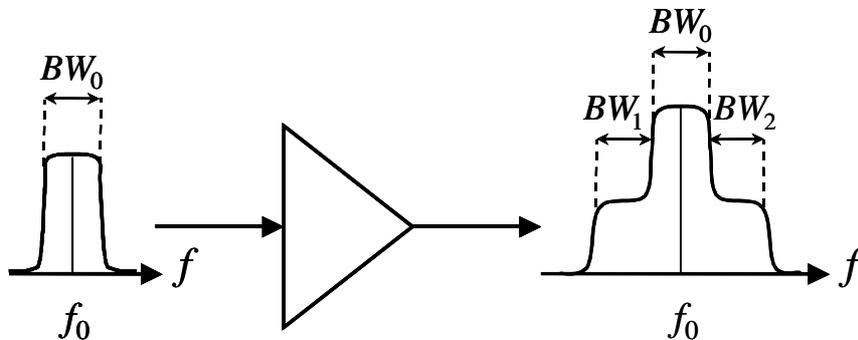


Figure I-28 : Caractérisation en ACPR d'un amplificateur.

Sa valeur correspond au rapport de la puissance moyenne du signal compris dans le canal BW_0 sur la puissance des signal compris dans les canaux adjacents.

$$(11) \quad \text{ACPR (dB)} = 10 \cdot \log \frac{2 \cdot \int_{BW_0} P(f) \cdot df}{\int_{BW_1} P(f) \cdot df + \int_{BW_2} P(f) \cdot df}$$

L'A.C.P.R permet donc de quantifier la dégradation du signal par une mesure du bruit d'intermodulation dans les canaux adjacents. Il apparaît ainsi comme un paramètre qui intègre les taux d'intermodulation d'ordre multiple, C/I_3 , C/I_K .

b) Evaluation de linéarité avec le N.P.R.

Le N.P.R. (Noise Power Ratio) est un critère permettant de quantifier les effets des non linéarités sur un signal multiporteuse au sein même du canal de transmission [60] [61]. Il est plus particulièrement utilisé dans le cadre d'applications spatiales. Pour cette caractérisation, le signal généré est un bruit blanc gaussien bande étroite compris dans une bande de fréquence définie. Il est constitué d'un grand nombre de porteuses d'amplitudes égales et de phases aléatoires. De par l'usage d'un filtre rejecteur de bande étroite, un trou (typiquement de largeur inférieure à 1% de la bande du signal) est généré en milieu de bande pour sonder le bruit d'intermodulation au cœur du signal.

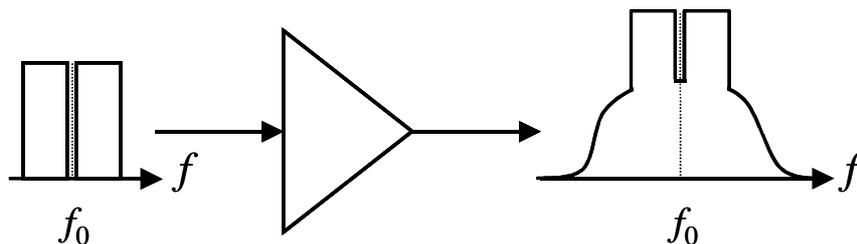


Figure I-29 : Caractérisation en N.P.R d'un amplificateur.

La mesure du N.P.R consiste à mesurer la densité de bruit provoquée par les phénomènes d'intermodulation dans le trou par rapport à la densité de puissance du signal dans le canal considéré [62] [63] [64].

$$(12) \quad NPR \text{ (dB)} = 10 \cdot \log \frac{\int_{\text{Porteuses}} P(f) df}{\int_{\text{Trou}} P(f) df} * \frac{BW_{\text{Trou}}}{BW_{\text{Porteuses}}}$$

c) Evaluation de linéarité avec l'E.V.M.

Dans le cas des modulations numériques, un autre critère de qualité concernant la transmission d'information est L'E.V.M, (Error Vector Magnitude). Il est devenu pour la

caractérisation de linéarité des systèmes un critère incontournable [65] [66]. Dans les récepteurs numériques modernes, le signal de sortie en fréquence intermédiaire (I.F) est directement numérisé. Les erreurs commises dans la transmission des informations numériques sont principalement dues aux systèmes d'amplifications analogiques. Lorsque l'information transmise sous forme de modulation numérique (ex : 16QAM) est représentée dans le plan complexe sous forme d'une constellation, les non linéarités des amplificateurs déforment cette constellation provoquant de ce fait des interférences inter-symbole signe de la dégradation du signal.

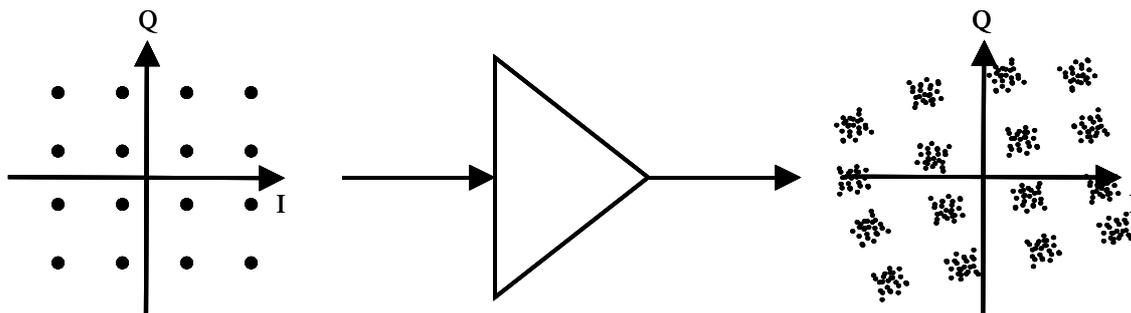


Figure I-30 : Caractérisation en E.V.M d'un amplificateur.

Dans le cas d'une modulation 16 Q.A.M, chaque point représente un symbole, chaque symbole représente une suite de n bits, la déformation de la constellation engendre donc une déformation de l'information numérique. Pour quantifier la valeur moyenne du bruit engendré par l'amplification non linéaire du signal, on utilise l'E.V.M. [67].

$$(13) \quad EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{J=1}^N (\delta I_J^2 + \delta Q_J^2)}{S_{\max}^2}} * 100\%$$

avec :

S_{\max} : Amplitude du vecteur représentant l'écart entre le symbole d'origine et le symbole le plus éloigné de sa position originelle. $(\delta I_J, \delta Q_J)$ représentent le vecteur d'erreur pour chaque symbole.

Les caractéristiques statiques de conversion AM/AM et AM/PM sont essentielles et prioritaires pour l'analyse et l'optimisation de l'EVM. Aux fréquences millimétriques où la réserve de gain est moindre, l'optimisation conjointe d'un fonctionnement optimal en rendement et en linéarité est plus critique, comparé à un fonctionnement pour des fréquences plus basses. Le chapitre III porte sur une caractérisation effectuée en bande K contribuant à la validation d'une étude analytique et une recherche des conditions optimum de fonctionnement

en linéarité sur un transistor PHEMT à partir de ces caractéristiques de conversion AM/AM et AM/PM.

IV.5 Méthodes de linéarisation de l'amplification.

L'objectif à atteindre lors de la conception d'un amplificateur de puissance est de tirer parti au maximum des potentialités en terme de linéarité et de rendement des transistors utilisés. Pour que cette conception soit optimale, elle doit être réalisée en fonction de la connaissance des profils de non linéarités propres au transistor et suivant l'environnement externe par une optimisation des conditions de polarisation et d'adaptation. Cette étape doit être préalable à la conception de systèmes complexes externes au transistor ayant pour but de linéariser à posteriori le comportement du transistor.

IV.5.1 Amélioration d'ordre technologique.

Afin d'obtenir des composants ayant de bonnes performances en linéarité, l'aspect technologique est le premier à prendre en compte. En effet, nombre de paramètres intrinsèques au transistor peuvent influencer en ce sens. Parmi ces nombreux aspects, citons l'influence des paramètres suivants.

a) Optimisation de la valeur de la capacité base collecteur pour transistor bipolaire.

La capacité non linéaire C_{bc} d'un HBT a un impact prépondérant sur la linéarité. Une première approche visant à optimiser le comportement linéaire d'un transistor est de jouer sur la valeur de la capacité C_{bc} . A titre d'exemple, des travaux réalisés par le laboratoire 'Air Force Research Laboratory / Minnesota / USA) [68]. ont montré qu'en faisant varier la distance entre la métallisation de base et la métallisation de collecteur; il était possible d'augmenter la valeur extrinsèque de cette capacité. De par ce procédé, il fut possible d'augmenter les performances en linéarité au détriment d'une perte de gain en puissance.

b) Optimisation de la valeur de la résistance d'émetteur pour un transistor bipolaire.

Afin de diminuer l'impact thermique sur la linéarité, des résistances de ballast peuvent également être utilisées. Technologiquement, cela peut être fait par l'épitaxie d'un semiconducteur faiblement dopé dans l'émetteur afin d'en augmenter la résistance.

c) **Influence de la longueur de grille pour un transistor à effet de champ.**

L'étude citée dans la publication [39] a mis en avant une des influences de la longueur de grille sur la linéarité. Il a été montré que plus cette grille était courte, plus la dépendance en température de paramètres tels que la fréquence de travail étaient faibles. Dans l'exemple traité en [69] en bande Ka, une étude menée sur des PHEMTs a montré l'influence que pouvait avoir la distance séparant la grille du drain sur la linéarité. Par le biais de la réalisation de transistors à simple ou double 'recess', les résultats publiés montrent que l'utilisation du double 'recess' dont l'espacement est le plus grand permet d'obtenir des tensions de claquages deux fois plus élevées (8V) que pour un transistor à simple 'recess' (4V). Cela permet par la suite de polariser le composant à une tension de collecteur plus élevée (5V contre 3V) et d'obtenir pour une excitation biporteuse des niveaux d'intermodulation plus faibles de l'ordre de 8dBc pour une puissance de sortie variant entre 4 et 12 dBm.

IV.5.2 Linéarité suivant les conditions de fonctionnement.

Les conditions de fonctionnement dans lequel est placé le transistor sont déterminantes pour la linéarité. Une des méthodes les plus aisées pour répondre à ce critère et de faire du 'back-off', c'est à dire d'amplifier le signal avec un niveau en puissance plus faible que le maximum autorisé pour rester dans un domaine relativement linéaire. Cependant, il est aisé de comprendre que ce principe est particulièrement pénalisant concernant les applications nécessitant un fonctionnement linéaire sous contrainte de puissance et de rendement. C'est pourquoi il est nécessaire d'envisager d'autres solutions comme celles présentées ci dessous.

a) **Optimisation des conditions de polarisations.**

La classe de fonctionnement de prédilection concernant la linéarité à bas niveau est la classe A. Cependant nous avons vu que cette classe n'est pas toujours utilisable du fait qu'elle procure des rendements en puissance ajoutée faibles et qu'elle place généralement le composant dans un état thermique défavorable.

Ainsi, il convient souvent de polariser le composant à des valeurs optimales de tensions et de courants concernant la linéarité. Ces valeurs sont indiquées principalement par le profil des non linéarités telles que les transconductances et les capacités non linéaires du transistor. Les travaux rapportés au chapitre III constituent une contribution dans cette approche.

Récemment, des études portant sur l'étude des profils de la capacité C_{be} et de la fréquence de transition F_T en fonction de la tension et du courant de collecteur ont été menés [70]. Pour un signal biporteuse [71], ce travail a donné lieu à la détermination des lieux optimums de

polarisation pour minimiser soit la génération d'harmonique d'ordre 2 soit la génération des produits d'intermodulation d'ordre 3. Cependant, il est important de noter que cette approche est partielle. En effet, cette étude a été menée en utilisant un signal biporteuse test, mais dont l'écart en fréquence n'a pas été modifié. Pour prendre en compte les phénomènes influant sur la linéarité, en plus des conditions de polarisation, il est absolument nécessaire de tenir compte des conditions d'adaptation du transistor.

b) Influence des impédances présentées aux basses fréquences.

Les impédances présentées par les circuits de polarisation jouent un rôle important sur la linéarité des transistors par le biais des phénomènes de mémoire basse fréquence [72] [73]. Lorsqu'un élément non linéaire est excité par un signal biporteuse aux fréquences F_1 et F_2 , il génère un signal de basse fréquence (F_2-F_1) pouvant moduler la polarisation du composant à une fréquence correspondant à la résonance de l'impédance présentée par le circuit de polarisation. La conséquence directe de ce phénomène se traduit par une dégradation des performances en linéarité du circuit.

A ce titre, pour améliorer la linéarité d'un circuit amplifiant des signaux modulés, une optimisation des impédances présentées aux basses fréquences par le circuit de polarisation peut être effectuée [74] [75].

c) Influence des impédances de charge présentées aux fréquences de travail.

Dans le cas d'une excitation monoporteuse, l'impédance de charge fixe l'allure du cycle de charge. La surface de ce cycle de charge doit être minimisée pour que la puissance transmise à l'impédance de charge soit maximale. Pour une excursion en tension de sortie donnée, plus le module de l'impédance de charge est faible, plus l'excursion en courant de sortie sera forte. Il en résulte que la puissance de sortie tend à être optimale au détriment du rendement en puissance ajoutée car la valeur moyenne du courant de sortie (courant DC de fonctionnement) sera plus importante.

Les cycles de charges présentés sur la figure I-20 pour les transistors à effet de champ sont typiquement ceux obtenus pour une optimisation en puissance (figure I-20 (à gauche)) ou en rendement de puissance ajoutée (figure I-20 (à droite))

Concernant les transistors bipolaires, le cycle de charge donnant les meilleurs caractéristiques en rendement est généralement celui donnant les meilleurs caractéristiques en linéarité [76].

En effet, plus le courant de collecteur est important, plus il place le composant dans un état non linéaire. A titre d'exemple, pour une faible tension de collecteur et pour un courant I_c

important (cycle optimisé en puissance), le phénomène de quasi saturation (chapitre (IV.2.3) prépondérant dans cette région rend le courant fortement dépendant de la tension de collecteur dégradant ainsi la linéarité.

Les non linéarités siégeant dans les transistors sont nombreuses et variées, leurs effets peuvent être cumulés ou au contraire atténués par des compensations de non linéarités. Pour obtenir un fonctionnement à la fois optimal en rendement et en linéarité, une approche basée sur les phénomènes de compensation de non linéarités peut être nécessaire [77]. En fonction du profil des capacités non linéaires C_{gs} et C_{ds} (fonction de la polarisation et de l'adaptation), l'objectif est alors de se servir au mieux de ces phénomènes de compensations pour obtenir un fonctionnement optimum en linéarité.

d) Influence des impédances de source présentées aux fréquences de travail.

Afin d'améliorer le gain en puissance d'un amplificateur, il est nécessaire de l'adapter en entrée. Cela est fait en présentant au transistor une impédance de source égale au conjugué de son impédance d'entrée. Lors de la conception d'un circuit, cela est fait par un circuit d'adaptation fonctionnant comme un transformateur d'impédance (cf. figure I-31). Lors de la caractérisation d'un composant sur un banc de mesure 'source-pull', cette adaptation est réalisée soit par un tuner ou par une boucle active [78].

Il est à noter que l'adaptation en entrée dégrade fortement les performances en linéarité de l'ensemble transistor circuit d'adaptation. Plus l'adaptation est réalisée, plus la distorsion des signaux amplifiés sera forte. Les mesures réalisées dans le chapitre III mettront en évidence ce phénomène. Cet aspect peut être présenté de la manière suivante. Dans le cas d'un transistor présentant une impédance d'entrée représentée par une résistance et une capacité non linéaire (cf. figure I-31), l'adaptation est réalisée lorsque la source présente une impédance conjuguée. Le circuit d'entrée est alors un circuit résonnant. Les résistances présentées en entrée par les transistors de puissance sont relativement faibles, de l'ordre de quelques Ohms. Ainsi, pour se rapprocher de l'optimum, il est nécessaire que la source présente également une faible partie résistive. Ce faisant, la réponse en fréquence du circuit résonnant devient de plus en plus sélective car le facteur de qualité Q_0 du circuit RLC équivalent augmente comme indiqué par l'équation.

$$(14) \quad Q_0 = \frac{1}{2.\Pi.R.C.f_0} \text{ avec } f_0 = \frac{1}{2.\Pi.\sqrt{L.C}}$$

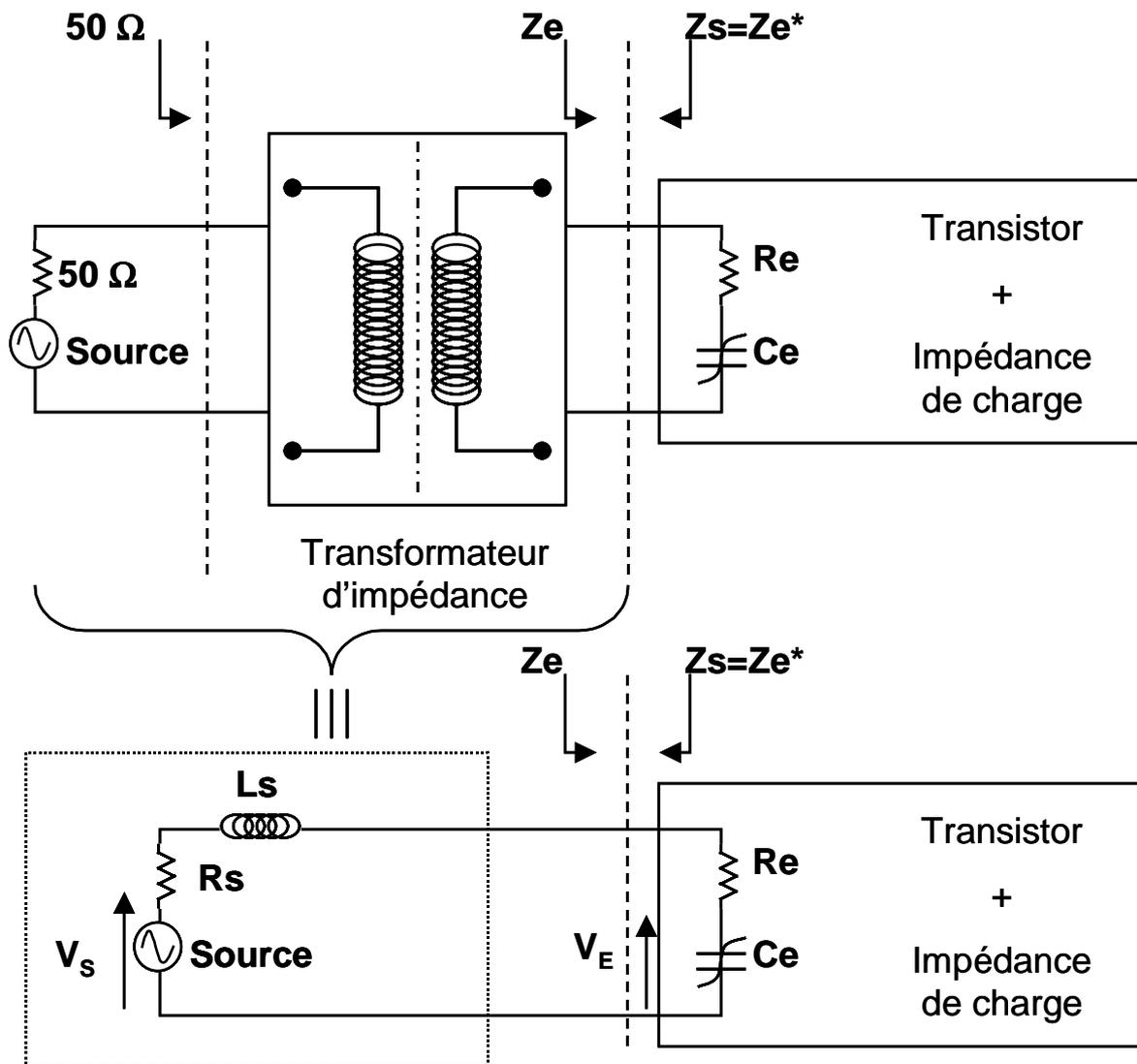


Figure I-31 : Réglage de l'impédance de source sur l'impédance d'entrée conjuguée du transistor de puissance.

De plus, la réponse en fréquence du rapport $\left(\frac{V_{ENTREE}}{V_{SOURCE}}\right)$ varie de façon non linéaire en fonction de l'amplitude du signal V_{SOURCE} car la capacité C_e est non linéaire. Par conséquent, le déphasage de cette fonction varie d'autant plus sensiblement en fonction du niveau de puissance que l'accord d'entrée est sélectif entraînant ainsi une plus grande amplitude de variation des caractéristiques AM/PM. Par ailleurs, il est important de noter que cet effet capacitif non linéaire est lié au profil de la capacité d'entrée mais également au profil de la capacité entrée sortie par effet Miller.

e) **Influence des impédances présentées aux fréquences harmoniques.**

Afin d'obtenir des conditions de fonctionnement optimisées de manière plus fine, une recherche des impédances aux fréquences harmoniques peut être menée. Cela permet de modifier de manière judicieuse les relations de phase entre les composantes harmoniques des signaux (notamment celles du courant de sortie) afin de les optimiser vis à vis des performances en linéarité, rendement ou puissance [79] [80]. La présence d'harmonique 2 de tension en entrée (par la non linéarité d'entrée ou par la contre-réaction sortie/entrée par effet Miller) tend à générer des phénomènes d'expansion de gain.

IV.5.3 **Systèmes de Linéarisation.**

A un niveau de conception hiérarchique supérieur (niveau sous systèmes), les performances en linéarité d'un amplificateur de puissance peuvent également être améliorées. Ci dessous figurent de manière non exhaustive quelques principes

a) **Linéarisation par pré-distorsion.**

Le principe est de pré-distordre le signal de manière inverse à la distorsion engendrée par l'amplificateur de puissance. Pour un système sans mémoire, cette pré-distorsion peut être définie suivant les caractéristiques AM/AM et AM/PM opposées à celles de l'amplificateur de puissance. Ce principe est schématisé sur la figure I-32 .

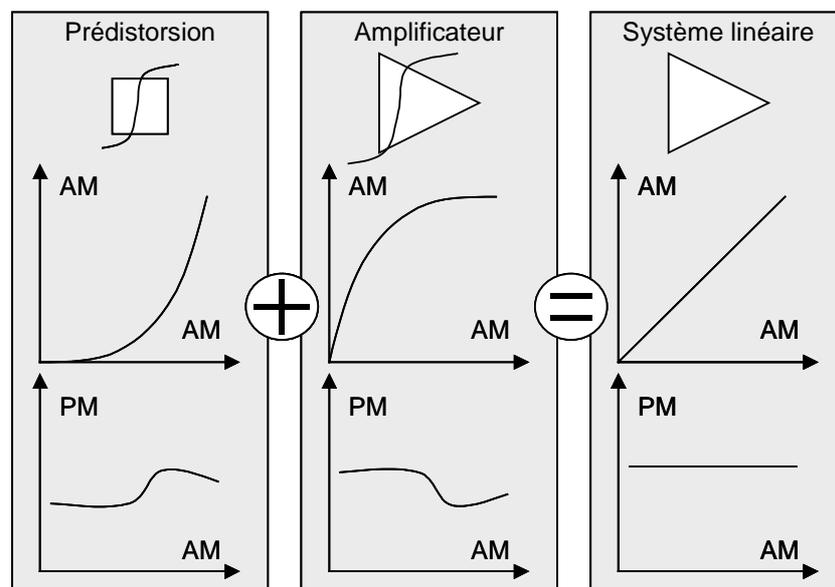


Figure I-32 : Système de pré-distorsion.

L'association de la pré-distorsion et de l'amplificateur fournissent ainsi une amplification linéaire sur une certaine dynamique de puissance. Le même principe peut être appliqué en

sortie par post-distorsion [81]. Cette technique est généralement réalisée avec des diodes ou des transistors. La pré-distorsion peut également être envisagée par traitement numérique de l'information en bande de base des signaux de modulation. Cette technique appliquée efficacement sur les amplificateurs à tube à ondes progressives (T.O.P) se complexifie singulièrement dans le cas des amplificateurs à l'état solide (S.S.P.A) en raison des phénomènes de dynamiques lentes dues aux effets mémoires.

b) Atténuation des distorsions par élimination des produits d'intermodulations.

Un autre concept est d'utiliser un amplificateur auxiliaire générant des produits d'intermodulations. Ces produits sont ensuite combinés en opposition de phase avec les produits d'intermodulation d'un autre amplificateur en parallèle afin que le signal de sortie global soit faiblement distordu [82] [83] comme indiqué sur la figure.I-33 . Parmi les techniques les plus connues figure celle du 'feed-forward' [84]. L'inconvénient de ce principe est que le gain en puissance du montage est affecté par les recombinaisons parasites des signaux utiles lorsque ceux ci ne sont pas parfaitement en phase.

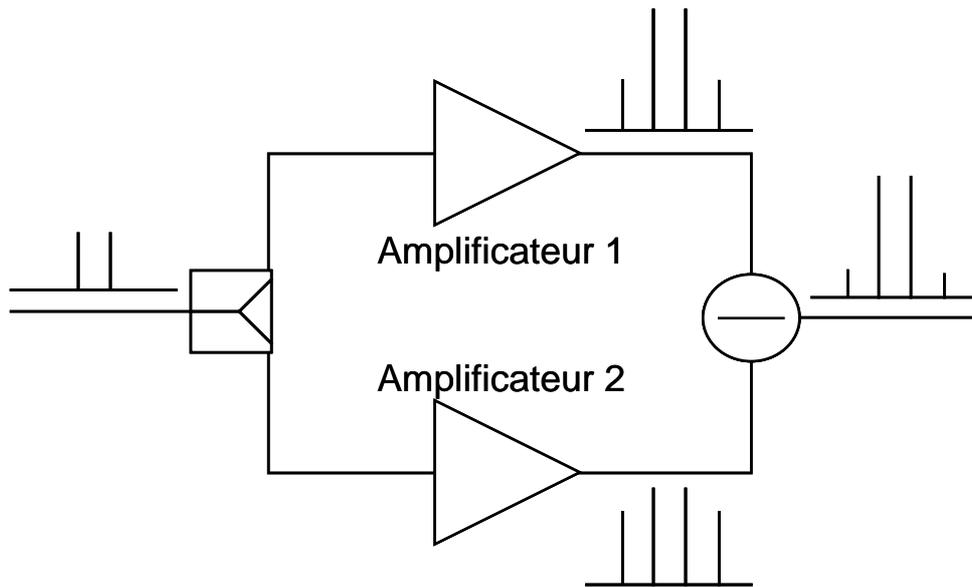


Figure I-33 : Optimisation de la linéarité par montage parallèle.

Une autre technique consiste à placer les deux amplificateurs en série. Ceci nécessite une connaissance approfondie de la réponse non linéaire de chaque amplificateur pour un signal biporteuse. Le rôle du premier amplificateur est alors de générer un signal contenant des produits d'intermodulation favorables concernant l'amplification du signal par le deuxième étage [85]. Cette technique est employée pour des émetteurs fortement linéarisés

($C/I3 > 70\text{dBc}$). Ces systèmes nécessitent de plus des contrôles adaptatifs pour gérer les dispersions dans le temps.

c) Systèmes Bouclés.

Les systèmes bouclés visant à linéariser le comportement des amplificateurs par ‘feed-back’ [86] sont également utilisés. Le principe est de prélever le signal en sortie de l’amplificateur pour ré-injecter en entrée un signal visant à fournir une réponse globale linéaire.

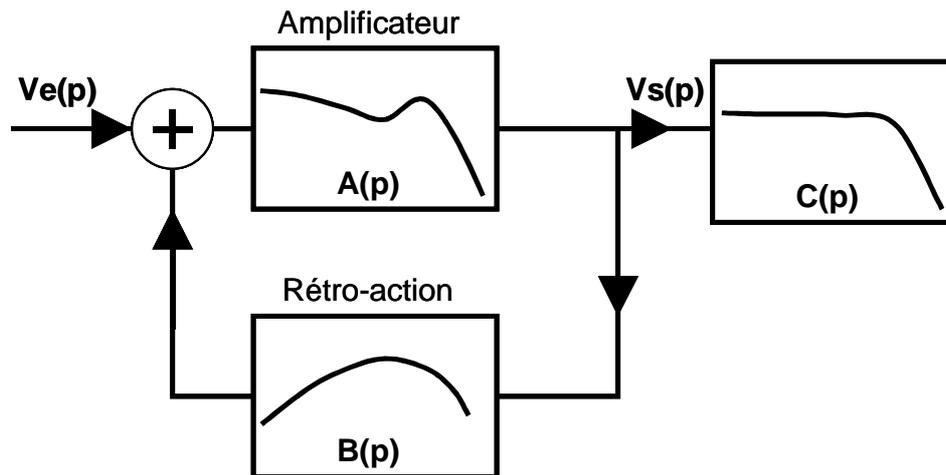


Figure I-34 : Principe du ‘Feed-back’.

Un des inconvénients de ce genre de systèmes est les limites de vitesses de rétroaction. En effet, la bande passante requise pour la linéarisation de l’amplification de signaux modulés est plus importante que la bande passante propre aux signaux modulés. Par ailleurs la conception de circuits bouclés reste toujours plus critique concernant les aspects de stabilité que les circuits non bouclés.

d) Gestion active de la charge et/ou de la polarisation.

Pour amplifier les signaux modulés, une autre technique consiste à gérer de manière dynamique la polarisation du signal de l’amplificateur ou l’impédance de charge en fonction de l’enveloppe afin d’obtenir quel que soit le niveau de puissance du signal les performances optimales en rendement et linéarité de l’amplificateur. Les méthodes couramment employées ou envisagées sont les technique ‘E.E.R’ ou ‘Envelop Tracking’ et ‘Doherty’ [87] [88].

Pour conclure sur les phénomènes de non linéarité, il est important que la réflexion porte en premier lieu sur les composants choisis de par leur caractère technologique. Une seconde étape consistera à tirer le meilleur parti de ces composants par optimisation de leur conditions de fonctionnement. Pour finaliser cette recherche en terme de linéarité, des études

supplémentaires pourront être menées au niveau sous-système afin d'obtenir des architectures optimisées en amplification linéaire de puissance suivant des méthodes distinctes en fonction de la nature des signaux applicatifs. Finalement, les conclusions concernant la linéarité comparative des différents types de composants de puissance restent actuellement très partielles. La difficulté essentielle est liée à la complexité des phénomènes de compensations des diverses non linéarités et de l'impact des dynamiques lentes pouvant provenir d'origines thermiques par exemple et de l'environnement de polarisation.

V Stabilité linéaire et non linéaire.

L'étude de stabilité est un point fondamental supplémentaire qu'il convient de ne pas négliger sous peine de concevoir des circuits inutilisables. Lors de la conception, de nombreux critères permettent de préjuger de la stabilité de l'amplificateur. S'il convient en premier lieu de vérifier que le circuit conçu est stable lorsqu'il est actif à bas niveau, il faut également vérifier qu'il reste stable en fonction du niveau de puissance délivré ou même suivant sa température de fonctionnement. Lors d'une conception aboutie, il est donc indispensable de vérifier ce comportement en stabilité tout au long des différentes étapes par l'usage de simulations et des mesure dédiées. Dans le chapitre IV, un nouveau banc de mesure contribuant à l'étude de stabilité d'un composant fonctionnant en régime fort signal est proposé.

V.1 Critères d'évaluation de stabilité linéaire.

Un dispositif électronique constitué de sources commandées, résistances, inductances et condensateurs peut être décrit par une fonction 'h' représentant la réponse du système à une impulsion de bruit modélisée par une impulsion de Dirac. Par transformation de Laplace, cette réponse impulsionnelle peut être représentée par une fonction rationnelle $H(p)$ de la variable p (fréquence complexe) sous forme d'une fraction dont le numérateur et le dénominateur sont des polynômes en p à coefficients réels.

$$(15) \quad H(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{\prod(p - z_i)}{\prod(p - p_i)}$$

Les valeurs de $p=z_i$ pour lesquelles $N(p)=0$ constituent les zéros de $H(p)$ et les valeurs de $p=p_i$ pour lesquelles $D(p)=0$ constituent les pôles de $H(p)$. Dans le plan de la variable complexe p , les pôles et les zéros sont soit sur l'axe réel, soit symétriques par rapport à cet axe.

V.1.1 Définition d'un système stable

a) Réponse impulsionnelle et fonction de transfert

Un système électronique est dit stable si sa réponse à une excitation d'énergie finie reste également finie, la réponse impulsionnelle est donc dite d'énergie finie.

$$(16) \quad \exists M \text{ fini tel que } \int_0^{\infty} |h(t)| dt < M$$

Une décomposition en éléments simples de cette fonction de transfert peut être écrite sous la forme :

$$(17) \quad F(p) = \sum_{i=0}^n \frac{k_i}{(p - p_i)^n}$$

ou p_i est le pôle de numéro i d'ordre n . Par transformée de Laplace inverse, la réponse impulsionnelle $h(t)$ prend la forme :

$$(18) \quad h(t) = \sum_{i=0}^n \frac{k_i}{(n-1)!} t^{n-1} \cdot \exp(p_i t)$$

Par conséquent, si p est un réel, l'intégrale de ce produit est d'énergie infinie si p est positif, et d'énergie finie si p est négatif. Si p est complexe tel que $p = (\alpha + jw)$, lui et son conjugué forment deux pôles de $H(p)$ et nous pouvons regrouper les deux éléments sous la forme :

$$(19) \quad \frac{k_i}{(n-1)!} t^{n-1} \exp(\alpha_i t) (\exp(jw_i t) + \exp(-jw_i t)) = \frac{k_i}{(n-1)!} t^{n-1} \exp(\alpha_i t) 2 \cos(w_i t)$$

P est un signal complexe de pulsation w , croissant pour α positif et décroissant pour α négatif. La réponse impulsionnelle est donc définie par l'ensemble des paires de pôles p et p^* . La contribution à la réponse impulsionnelle de chaque paire de pôles est donc un signal, dont la pulsation est donnée par la partie imaginaire des pôles, et dont l'enveloppe est croissante ou décroissante selon le signe de la partie réelle du pôle. Par conséquent, l'intégrale du produit de l'exponentielle par le cosinus est finie si et seulement si la partie réelle de p_i est négative, caractérisant ainsi un système stable.

b) Théorème de Cauchy

Pour une application $p \rightarrow F(p)$ de la variable p du plan $[\alpha; w]$ dans le plan $[\text{Re}[F(p)]; \text{Im}[F(p)]]$, le théorème de Cauchy indique que si l'on fait décrire à p une courbe fermée C dans le plan $[\alpha; w]$, l'image de cette courbe dans le plan $[\text{Re}[F(p)]; \text{Im}[F(p)]]$ décrit une courbe G dont la position par rapport à l'origine donne une information sur le nombre P de pôles et le nombre Z de zéros de $F(p)$ contenus dans le domaine limité par C . En effet, la courbe G tourne N fois autour de l'origine du plan de la fonction $F(p)$ tel que $N=Z-P$ (cf. figure I-35).

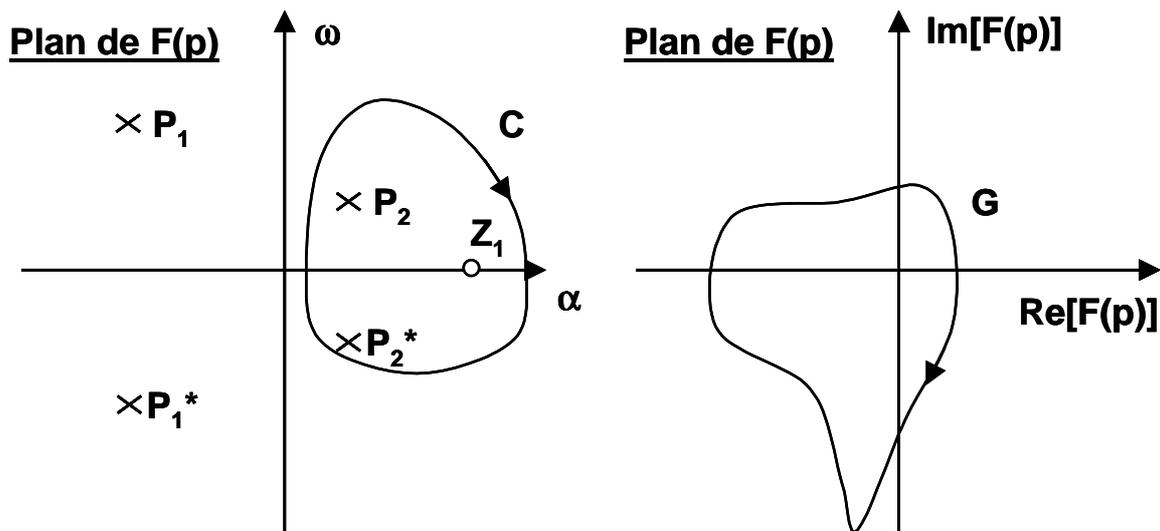


Figure I-35 : Illustration du théorème de Cauchy.

V.1.2 Trois Critères de stabilité linéaire courants

a) Critère de Nyquist.

Soit la fonction de transfert $H(p)$ définie en (15), il est supposé que cette fraction est telle que $N(p)$ et $D(p)$ ne possède pas de pôles propres. Les pôles de $H(p)$ sont donc les zéros de $D(p)$. Le théorème de Cauchy est appliqué à la courbe C définie par le demi cercle de diamètre formé par l'axe imaginaire des fréquences jw tel que $w \in [-\infty; +\infty]$ décrivant le plan des pôles et zéros à partie réelle positive. La courbe G image de cet ensemble C par l'application $p \rightarrow D(p)$ donne donc une indication sur le nombre de zéros de la fonction $D(p)$. Si cette courbe G encercle N fois l'origine du plan, la fonction $D(p)$ possède alors N zéros à partie réelle positive, ce qui indique que le système de fonction de transfert $H(p)$ est instable.

b) Le facteur K.

Lors de la conception d'un amplificateur, nombre d'ingénieurs utilisent le facteur K . Cependant, cette approche pour étudier la stabilité comporte des limites. Le facteur K est apparu pour la première fois dans un article de J.M Rollet en 1962 [89]. Il repose sur les conditions de stabilité d'un quadripôle linéaire vis à vis de ses conditions externes d'adaptations.

Les coefficients de réflexion suivants sont définis par rapport à l'impédance de référence 50Ω :

Γ_e : coefficient de réflexion en entrée du quadripôle.

Γ_s : coefficient de réflexion en sortie du quadripôle.

Γ_G : coefficient de réflexion du générateur

Γ_L : coefficient de réflexion de la charge.

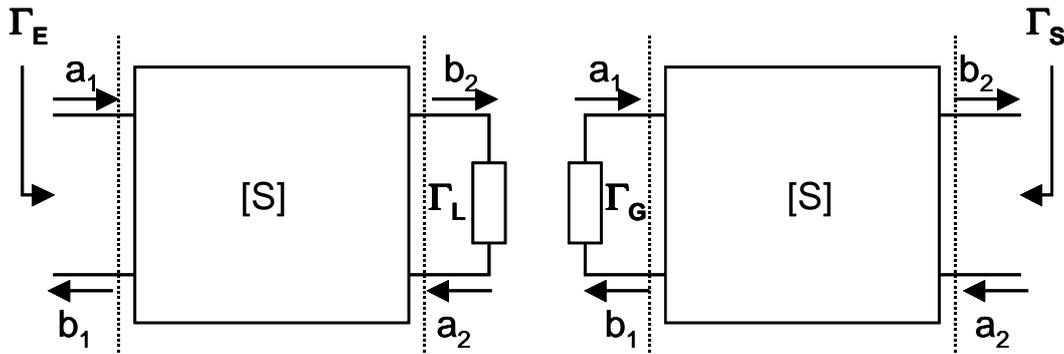


Figure I-36 : Représentation d'un quadripôle linéaire.

Le déterminant de ce quadripôle linéaire est défini tel que:

$$(20) \quad \Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$

La stabilité d'un quadripôle linéaire connecté à une impédance de charge passive implique que l'impédance ramenée en entrée de ce quadripôle soit également passive.

$$(21) \quad \forall |\Gamma_L| < 1 \Rightarrow |\Gamma_E| = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L} < 1$$

Graphiquement, la limite de cette condition représentée par l'ensemble des impédance de charge ramenant $|\Gamma_E| = 1$ forme un cercle de stabilité.

De même, la stabilité d'un quadripôle linéaire connecté à une impédance de générateur passive implique que l'impédance ramenée en sortie de ce quadripôle soit également passive.

$$(22) \quad \forall |\Gamma_G| < 1 \Rightarrow |\Gamma_S| = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_G}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_G} < 1$$

Graphiquement, la limite de cette condition représentée par l'ensemble des impédance de générateur ramenant $|\Gamma_S| = 1$ forme un autre cercle de stabilité.

Si $|S_{22}|^2 > |\Delta|^2$, le lieu des coefficients de réflexions entraînant l'instabilité est à l'intérieur du cercle. La stabilité inconditionnelle implique alors que ce cercle ne doit pas avoir de lieu commun avec le cercle de rayon unité représentant les impédances passives, figure I-37 .

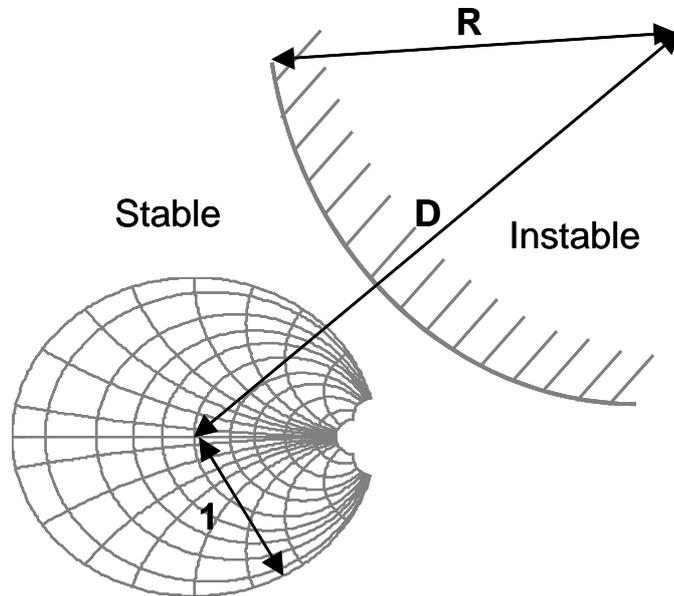


Figure I-37 : Le cercle incluant les lieux d'instabilités est disjoint du lieu représentant les impédances passives.

Ceci est respecté pour la condition définie par l'équation(23).

$$(23) \quad |D| > 1 + |R|$$

Si $|S_{22}|^2 < |\Delta|^2$, le lieu des coefficients de réflexions entraînant l'instabilité est à l'extérieur du cercle. La stabilité inconditionnelle implique alors que ce cercle contient le cercle de rayon unité représentant les impédances passives.

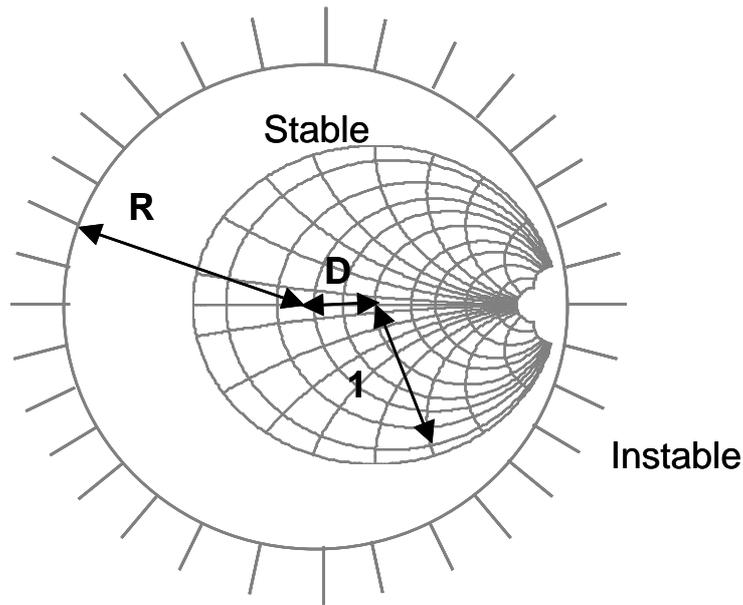


Figure I-38 : Le cercle incluant les lieux de stabilités inclue également les lieux représentant les impédances passives.

Cette condition est réalisée pour :

$$(24) \quad |R| > 1 + |D|$$

Ces conditions de stabilités peuvent être reformulées en utilisant le facteur K de Rollet pour lequel un quadripôle linéaire est dit inconditionnellement stable si les deux conditions suivantes sont remplies simultanément:

$$(25) \quad K > 1 \text{ et } |\Delta| < 1 \text{ avec } K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|}$$

Cependant, cette assertion seule est incorrecte car elle est limitée à un domaine de validité restreint sur lequel nous reviendrons.

c) Le facteur μ .

En 1992, les travaux de M.L. Edwards [92] ont montré que ces deux conditions nécessaires pouvaient être réunies en une seule condition valable quelle que soit le signe de

$|S_{22}|^2 - |\Delta|^2$ en utilisant le facteur μ avec :

$$(26) \quad \mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \cdot \Delta| + |S_{21} \cdot S_{12}|^*}$$

Les système est dit stable si $\mu > 1$.

d) **Limitations de ces critères et domaine de validité.**

Domaines de validité

Dans plusieurs références, un raccourci souvent utilisé est de présenter les deux conditions définies en (25) comme nécessaires et suffisantes à la stabilité. Cette assertion est incorrecte, A. Platzker expose en 1993 des travaux [90] montrant des circuits de comportement instable remplissant pourtant ces deux conditions. Le rôle du facteur K vis à vis de la stabilité inconditionnelle est alors redéfini plus précisément (même si les travaux de Rollet tenaient compte implicitement de ces limitations).

Le critère de stabilité d'un quadripôle vis à vis du facteur K est :

Un quadripôle dont la fonction de transfert ne contient pas de pôles à partie réelle positive restera stable lorsqu'il sera chargé par des impédances extérieures en entrée et en sortie si et seulement si $K > 1$ et $|\Delta| < 1$ quel que soit la fréquence.

Limitations.

L'étude de stabilité basée sur l'utilisation unique des critères de Rollet ou de μ peut être mise en défaut car elle ne permet pas de révéler certaines oscillations internes dites 'cachées'.

Lors de la conception de circuits complexes comme un amplificateur de puissance MMIC, la combinaison de puissance se fait par l'intermédiaire de n modules. De par cette combinaison, il existe n modes possibles d'oscillations, soit un mode paire représentant le mode d'opération normal du circuit où les courants et tensions sont en phase à chaque port, et $(n-1)$ modes d'oscillations impaires (dit modes push-pull) où les courants et tensions sont en opposition de phase. Ces instabilités impaires sont dues à des boucles de rétroaction à l'intérieur même du circuit. Les travaux [93] montrent alors que les deux conditions de Rollet ne peuvent servir à l'étude de stabilité que pour le mode d'oscillation paire.

Le critère de Nyquist permet de donner des informations globales sur la stabilité linéaire. Cependant il doit être noté que le nombre (N) d'encerclements défini par Nyquist donne uniquement la différence entre le nombre de zéros (Z) et le nombre de pôles (P) à parties réelles positives de la fonction étudiée. Si cette différence est nulle, le tracé de Nyquist n'encrclera pas l'origine bien que P soit non nul. Par conséquent si encerclements il y a, pour $N < 0$, cela assure que le circuit est instable. En revanche si il n'y a pas d'encerclement, cela n'affirme pas que le circuit est stable [94] [95].

V.1.3 Le critère du N.D.F (Normalized Determinant Fonction).

a) Apport du N.D.F

Afin de révéler ces instabilités cachées, Platzker [90] introduit alors le critère du N.D.F. L'étude consiste à dire qu'un système est stable si et seulement si tous les zéros de son déterminant sont dans la partie gauche du plan complexe, ce qui revient à dire qu'aucun élément constituant le circuit ne possède de pôles à partie réelle positive. Pour un système constitué de N transistors, l'étude de chaque composante du N.D.F (cf. équation(27)) permet d'avoir une information sur le lieu de l'instabilité.

$$(27) \quad \text{N.D.F} = \frac{\Delta}{\Delta_0} = \text{N.D.F}_1 * \text{N.D.F}_2 * \dots * \text{N.D.F}_N$$

Dans cette équation, Δ représente le déterminant du circuit et Δ_0 est le déterminant de ce même circuit mais lorsque toutes les sources actives commandées par des grandeurs électriques qui ne sont pas à leurs bornes sont éteintes.

Tracer la fonction NDF en fonction de la fréquence révèle alors le nombre de zéros à partie réelle positive correspondant au nombre de fois où la courbe entoure l'origine. Cette méthode est donc très efficace pour trouver les instabilités cachées que ne peuvent pas révéler les méthodes traditionnelles.

b) Limitations du N.D.F.

Cependant, l'apport d'informations par la méthode du NDF pour le concepteur peut être limité par le fait que celui-ci a besoin de discerner les causes d'instabilités provoquées soit par le circuit lui-même soit par les conditions d'adaptations. Sans cela, si le circuit est complexe et possède plusieurs étages mis en cascade, chaque étage nécessite alors une étude séparée. Par conséquent, une étude de proposant à la fois d'identifier les instabilités causées par les modes d'oscillation impaires ou par l'influence de l'adaptation est nécessaire.

V.1.4 Critère d'enveloppe de stabilité.

La méthode d'enveloppe de stabilité introduite par T. Narhi en 1997 [96] permet d'atteindre cet objectif. Représentons un circuit chargé en entrée par une admittance Y_G et en sortie par une admittance Y_L .

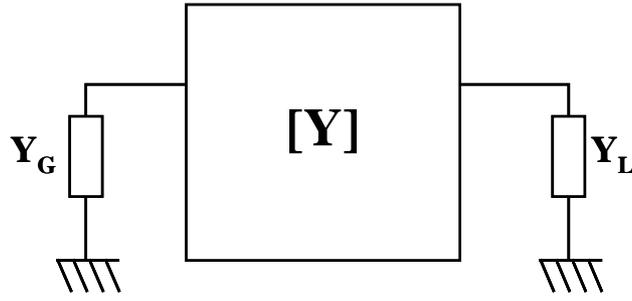


Figure I-39 : Schéma général d'un n-ports.

Les impédances normalisées exprimées selon leur coefficient de réflexions sont :

$$(28) \quad Y_G = \frac{1 - \Gamma_G}{1 + \Gamma_G} \text{ et } Y_L = \frac{1 - \Gamma_L}{1 + \Gamma_L} .$$

La fonction introduite par de Platzker du déterminant normalisé (NDF) de ce multi-port chargé par Y_G et Y_L est du style :

$$(29) \quad \text{NDF} = \frac{a_1 \cdot \Gamma_G + b_1 \cdot \Gamma_L + c_1 \cdot \Gamma_G \cdot \Gamma_L + d_1}{a_2 \cdot \Gamma_G + b_2 \cdot \Gamma_L + c_2 \cdot \Gamma_G \cdot \Gamma_L + d_2}$$

La stabilité peut être alors investiguée pour toutes les charges passives en faisant balayer les variables Γ_G et Γ_L sur le contour du cercle unité tel que :

$$(30) \quad \Gamma_G = \exp^{j\alpha} \text{ et } \Gamma_L = \exp^{j\beta} \text{ avec } (\alpha, \beta) \in [0; 2\pi]$$

A chaque couple de variables (α, β) correspond donc un contour de la fonction NDF. Etudier la stabilité à partir du NDF fonction de deux variables se révèle fastidieux. Le principe de l'enveloppe de stabilité est alors de tracer non pas l'ensemble des contours mais l'enveloppe de l'ensemble de ces contours. Pour ce faire α est fixé, $(\alpha = \alpha_0)$, et β est balayé de manière à trouver le point du NDF faisant partie de l'enveloppe pour lequel la relation suivante est vérifiée :

$$(31) \quad \arg\left(\frac{\partial \text{NDF}}{\partial \alpha}\right) = \arg\left(\frac{\partial \text{NDF}}{\partial \beta}\right)$$

Ci dessous pour un point de fréquence donné figurent l'allure des contours du NDF fonction de α et β puis de l'enveloppe de ces contours.

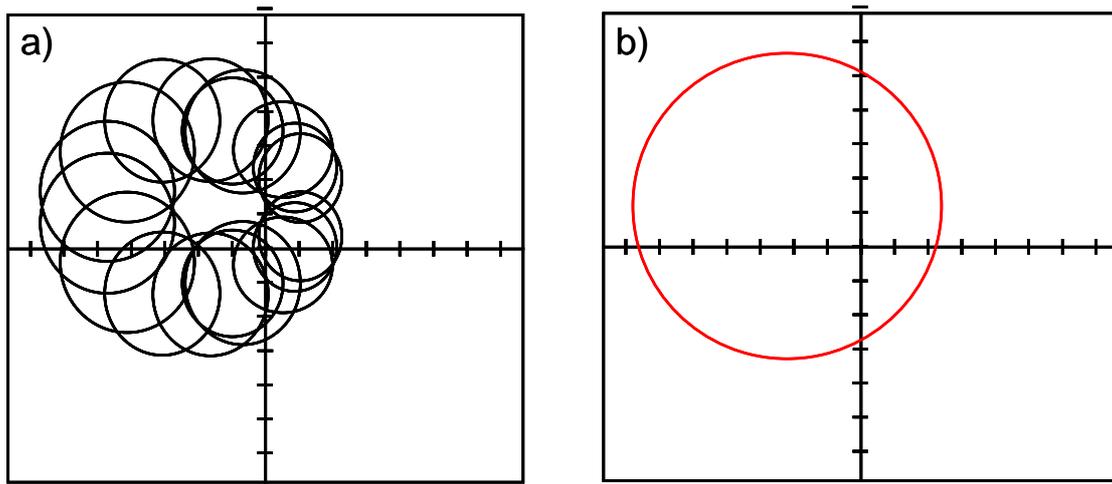


Figure I-40 : a) : Tracé du NDF en fonction de β pour plusieurs α_0

b) : Tracé de l'enveloppe de ces contours.

Cette méthode est donc capable de déterminer en un seul balayage si le circuit est instable, suivant que cette instabilité soit due à une oscillation interne ou due à l'adaptation.

V.1.5 Conclusion.

Ces travaux montrent que l'étude de stabilité linéaire est une étude complexe qu'il convient de mener avec rigueur. Cette première approche montre que l'instabilité peut avoir des origines diverses. Au premier niveau, elle peut provenir d'un fonctionnement instable intrinsèque au transistor. Par ailleurs, des composants stables individuellement peuvent former ensemble un circuit instable par couplages et rétroactions internes au circuit. Les conditions d'adaptation jouent également un rôle crucial dans le sens où elles peuvent rendre instable un circuit initialement stable. Une étude de stabilité linéaire correcte permet donc de prendre en compte ces aspects, cependant elle néglige un aspect fondamental qui est l'influence de la puissance du signal, facteur bien présent dans les circuits non linéaires.

V.2 Critères d'évaluation de stabilité non linéaire.

Contrairement aux phénomènes d'instabilités linéaires, les phénomènes d'instabilités non linéaires n'apparaissent qu'en présence d'un signal RF. Ces phénomènes d'instabilités peuvent se présenter sous la forme de division de fréquence, de sauts d'amplitude du signal fondamental, ou de synchronisation d'un signal sur une fréquence quelconque. Du fait d'une relative complexité, l'explication complète de ces phénomènes ne peut se faire dans le cadre de ce travail. Notons qu'en la matière, un ouvrage traitant de l'instabilité non linéaire dans

les circuits microondes vient d'être publié [97]. Toutefois, afin d'introduire les travaux dédiés à la caractérisation des phénomènes d'instabilités paramétriques présentés dans le chapitre IV, deux approches pouvant être conduites à l'aide d'outils de simulations concernant l'étude de la stabilité non linéaire sont présentés. Ces études sont particulièrement nécessaires lors de la conception de circuits MMIC dans lesquels des instabilités paramétriques peuvent naître. Ces deux méthodes reposent sur un principe similaire. Par le biais de l'injection d'un signal de perturbation, une linéarisation du fonctionnement fort signal est réalisée. Ceci permet par la suite de réaliser une analyse de stabilité classique en équilibrage harmonique.

V.2.1 Méthodes d'analyse en boucle ouverte.

Pour prévoir l'apparition de ces oscillations paramétriques, une méthode développée par S.Mons [98] [99] à été élaborée en utilisant des critères spécifiques basés sur les principes de rétroactions. Cette méthode est basée sur le concept du 'return-ratio' défini par Bode en 1945 [100] lorsque le circuit est soumis simultanément à un fort signal pour une fréquence donnée et à un signal de perturbation balayé sur une plage de fréquence définie. Cette méthode permet de prolonger la formulation linéaire du NDF définie par Platzker vers une formulation plus générale valable pour un fonctionnement non linéaire du circuit. Cette technique rigoureuse à été récemment éprouvée au Japon avec succès sur un amplificateur FET GaAs muni de 168 doigts de grille [101]. Celle-ci est toutefois coûteuse en temps de calcul.

Pour pallier ce problème, une évolution de cette méthode est maintenant basée sur une analyse en boucle ouverte simple [102]. Par une analyse en diagramme de Bode, elle permet ainsi au concepteur d'effectuer rapidement une analyse de stabilité non linéaire du circuit en faisant varier la puissance du signal de pompe pour observer les résonances dues aux pôles ou bien aux zéros.

V.2.2 Méthodes d'analyse en boucle fermée.

Une autre méthode a récemment été développée [103]. Comme précédemment, elle repose sur la méthode de linéarisation de la réponse large signal obtenue en régime établi. Cette linéarisation est réalisée en injectant une faible perturbation pour une fréquence donnée en un point du circuit et en observant en ce même point la réponse de ce signal par une analyse du type boucle fermée. Par la suite, le tracé de la réponse en fréquence de cette perturbation est effectué, et en utilisant une méthode d'identification appropriée, les pôles du systèmes sont identifiés. La stabilité du circuit soumis à un signal de puissance en régime établi est donc

assurée si les pôles sont à partie réelle négative. Dans l'étude menée en [103] et réalisée sur un amplificateur MMIC trois étages, cette analyse a permis de voir directement l'influence de la puissance sur l'évolution des parties réelles des pôles, étage par étage. De plus, l'influence des paramètres intrinsèques au circuit a également été montré, cet outil est donc très précieux pendant la phase de conception.

V.2.3 Comparaison des deux méthodes.

Une comparaison de ces deux méthodes a été effectuée sur un amplificateur MMIC Bande X instable produisant une division de fréquence par 2 en fonction de niveau de puissance du fondamental [104]. Les deux méthodes par des simulations rapides se révèlent être aptes à détecter parfaitement ce phénomène, ces prédictions ayant été vérifiées par la suite lors de mesures.

L'usage d'un signal de pompe et d'un signal de perturbation se révèle donc intéressant pour l'analyse de stabilité non linéaire. Concernant l'étude proposée dans le chapitre IV, il sera montré que la caractérisation fonctionnelle repose également sur l'usage d'un signal de pompe et de perturbation.

V.3 Techniques de stabilisation.

En règle générale, les circuits MMICs doivent être réalisés suivant des topologies symétriques pour éviter des déséquilibres en terme d'adaptation favorables aux rétroactions internes. Il a été indiqué qu'une instabilité pouvait provenir d'un mode d'oscillation pair ou impair [93], par conséquent, la méthode de stabilisation doit être appropriée au type d'oscillation.

V.3.1 Annulation d'une oscillation de mode pair.

Les oscillations de mode pair présentes dans deux transistors disposés parallèlement et symétriquement sur un circuit MMIC ont la particularité d'être en phase, (figure I-41). De ce fait, celles ci se recombinent et peuvent être mesurées en entrée ou en sortie du circuit via le diviseur ou le combineur de puissance. L'impact de cette oscillation est donc directement visible aux accès du circuit, nous rappelons que ce type d'oscillation peut être prédit par l'utilisation des critères de stabilité définies par Rollet ($K > 1$ et $|\Delta| < 1$) [90].

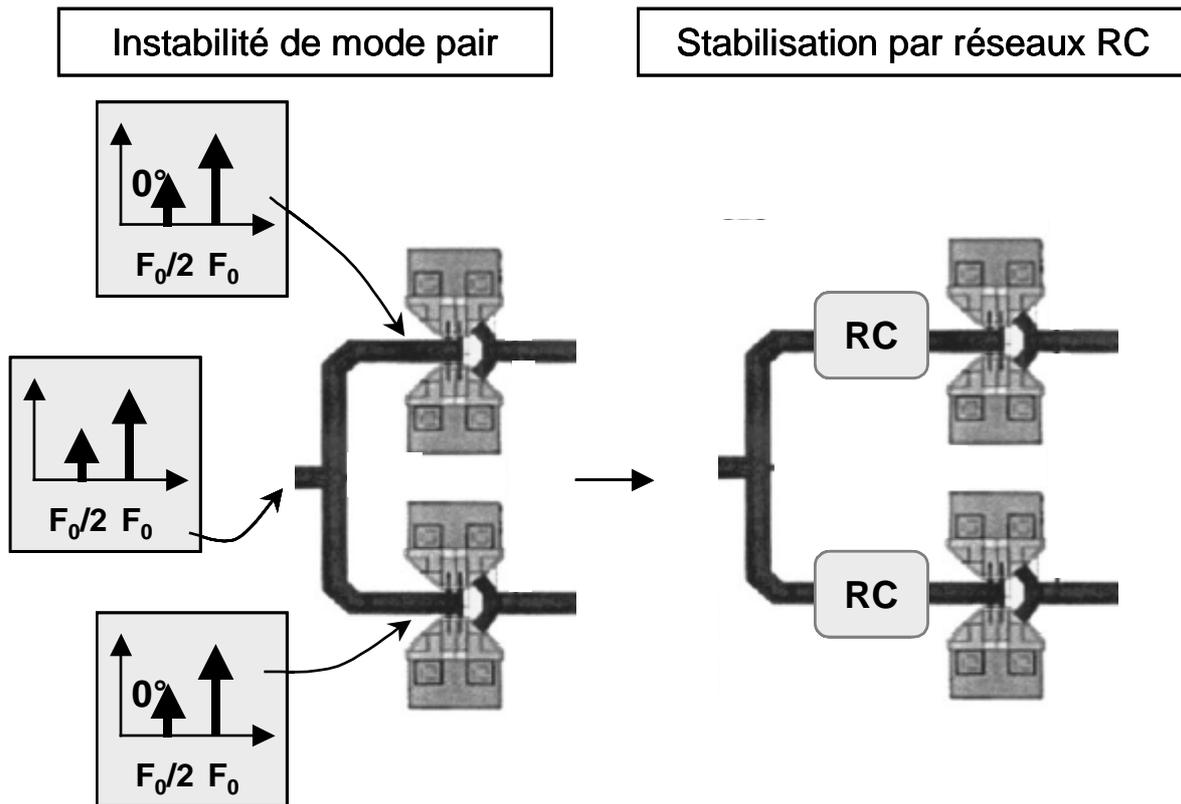


Figure I-41 : Stabilisation d'une oscillation de mode pair par réseaux RC.

Afin de stabiliser le comportement de l'amplificateur, un réseau RC peut alors être utilisé en entrée de chaque transistor [91]. Les caractéristiques de ces réseaux sont déterminées suivant des critères de marge de stabilité prenant en compte la dispersion technologique des composants et suivant un compromis entre marge de stabilité et performances du circuit.

V.3.2 Annulation d'une oscillation de mode impair.

Dans le cas d'une instabilité de mode impair, les deux oscillations en entrée de chaque transistor sont en opposition de phase : mode push-pull, (figure I-42), [105]. Par conséquent, ces deux oscillations se combinant viennent s'annuler dans le plan d'entrée ou de sortie du circuit. Cette particularité fait qu'elles sont invisibles à la mesure aux accès du circuit bien qu'elles existent réellement. Ces oscillations 'cachées' ne peuvent donc pas être prédites par les critères définis par Rollet. Un exemple de correction de ce problème consiste à placer une résistance entre les deux transistors pour que cette annulation se face au plus près des composants.

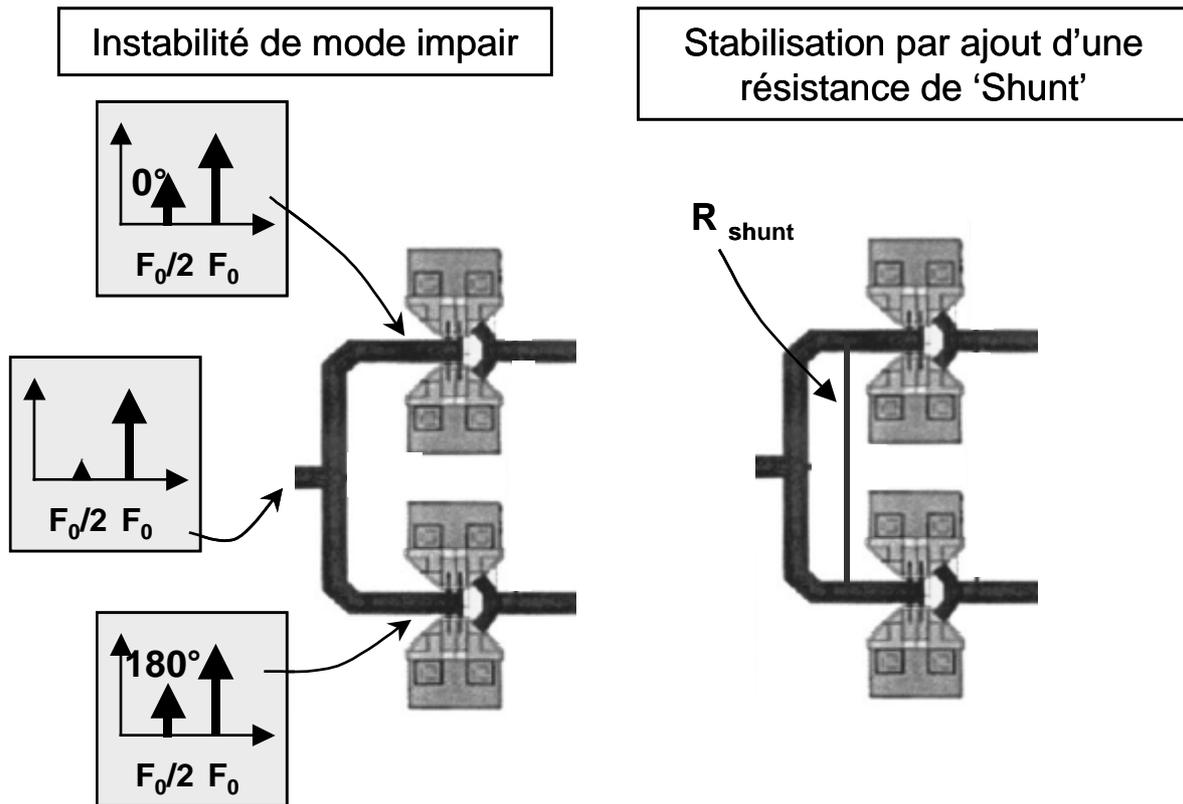


Figure I-42 : Instabilité de mode impair et stabilisation approprié.

La valeur et l'emplacement de telles résistances doivent alors être optimisés pendant la phase de conception par des méthodes de simulation adéquates [106].

V.4 Conclusion.

L'étude de la stabilité linéaire et non linéaire dans le processus de conception d'un amplificateur ne peut être négligée sous peine de voir la réalisation être inutilisable. Cet aspect primordial nécessite l'emploi de techniques de simulations utilisant simultanément un signal de pompe et un signal de perturbation. L'efficacité de ces simulations concernant leur aspect prédictif repose sur la fiabilité des modèles non linéaires utilisés des composants. Afin de contribuer à améliorer cette tâche indispensable et difficile, des caractérisations fonctionnelles adaptées doivent être faites. Une proposition en ce sens fait l'objet du chapitre IV de ce manuscrit.

VI Conclusion.

Les systèmes de communications modernes et performants requièrent à l'heure actuelle des systèmes d'amplifications de très bonnes performances tant par le niveau de puissance qu'ils doivent générer que par les fréquences élevées auxquelles ils doivent fonctionner .

La conception d'amplificateurs de fortes puissance pour les applications microondes et radiofréquences repose sur plusieurs points clefs. Parmi ceux ci figure en premier lieu une connaissance approfondie des composants au cœur de ces dispositifs, à savoir les transistors de puissance. Afin d'exploiter de manière optimale les potentialités apportées par les nouvelles technologies de semiconducteurs, un effort particulier doit être mené sur la compréhension de plusieurs phénomènes siégeant au cœur des transistors.

Parmi ceux ci figurent les phénomènes thermiques. Afin de diminuer l'impact néfaste de l'élévation de température lors de l'amplification, une gestion optimale de la dissipation de chaleur tant par le choix de matériaux performants que par la mise en place de procédés efficaces est de première importance.

Les critères de respect de l'intégrité des signaux lors de leur amplification est également une des contraintes les plus ardues. Un bon nombre de techniques concernant les architectures de sous système permettent aujourd'hui de corriger les erreurs commises lors de l'amplification. Ces méthodes ne peuvent cependant être vraiment efficaces et faciles à dimensionner que si un travail de fond a préalablement été mené pour définir les conditions optimales de fonctionnement des transistors de puissance au cœur des systèmes en terme de linéarité sous contrainte de rendement.

Enfin, un aspect tout aussi important et critique pour l'amplification de puissance concerne la stabilité des conceptions réalisées. L'aspect non linéaire des transistors de puissance rend leur analyse parfois complexe. Cependant une étude approfondie concernant ce sujet doit toujours être menée au plus tôt lors de la phase de conception.

Par conséquent, une conception sûre de systèmes amplificateurs à partir de méthodologies définies en CAO passe de manière quasi obligatoire par l'usage de modèles non linéaires performants des transistors de puissances tenant compte de ces trois aspects. La validité de ces modèles doit être naturellement assurée pour un grand nombre d'applications. Cet objectif est atteint par le biais de diverses caractérisations expérimentales chargées de valider les résultats obtenus lors de simulations.

Par ailleurs, la contribution apportée par les caractérisations expérimentales est très étroitement liée à la cohérence entre les tests effectués et les modélisations requises. L'établissement de critères de validation expérimentale devient de plus en plus pointu au fur et à mesure de la montée en puissance et en fréquences de nouvelles technologies.

Les caractérisations avancées proposées dans ce mémoire reposent sur une utilisation poussée des potentialités de l'analyseur de réseaux vectoriel et sur des configurations originales de banc autour de cet instrument. Les dynamiques importantes de mesures qu'il propose ainsi que la nature des informations qu'il fournit en font un outil à l'heure actuelle incontournable. Les travaux présentés dans les chapitres suivants porteront sur des caractérisations fonctionnelles de phénomènes thermiques, de linéarité et de stabilité dans un souci de cohérence et de complémentarité maximales vis à vis des aspects de modélisation et de conception de circuits de puissance.

VII Bibliographie.

[1]. M. E. Levinshtein, S.L. Rumyantsev

" Handbook Series on Semiconductor Parameters "

Vol.1, M. Levinshtein, S. Rumyantsev and M. Shur, ed., World Scientific, London, 1996, pp. 77-103

[2]. A. Dargys, J. Kundrotas

" Handbook on Physical Properties of Ge, Si, GaAs and InP "

Vilnius, Science and Encyclopedia Publishers, 1994

[3]. C. Duperrier

" Développement d'un logiciel d'assistance à la conception des circuits non linéaires microondes. Application à l'amplification distribuée non uniforme de puissance à très large bande en technologie MMIC "

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 67-2001

[4]. E.O. Johnson

" Physical limitations on frequency and power parameters of transistors "

(1965), RCA Rev.,26, pp163-177.

[5]. M. Meghelli, A. Rylyakov, L. Shan

" 50Gb/s SiGe BiCMOS 4:1 Multiplexer and Demultiplexer for Serial-Communication Systems "

ISSCC 2002, pp 15.7 and p. 465.

[6]. Jae-Sung Rieh; Liang-Hung Lu; Katehi, L.P.B.; Bhattacharya, P.; Croke, E.T.; Ponchak, G.E.; Alterovitz, S.A.;

" X and Ku-band Amplifiers Based on Si/SiGe HBTs and Micromachined Lumped Components "

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 46 Issue: 5 , May 1998

Page(s): 685 -694

[7]. Heinemann, B.; Knoll, D.; Barth, R.; Bolze, D.; Blum, K.; Drews, J.; Ehwald, K.-E.; Fischer, G.G.; Kopke, K.; Kruger, D.; Kurps, R.; Rucker, H.; Schley, P.; Winkler, W.; Wulf, H.-E.;

" Cost-effective high-performance high-voltage SiGe:C HBTs with 100 GHz fT and $BV_{CEO} \times fT$ products exceeding 220 VGHz "

Electron Devices Meeting, 2001. IEDM Technical Digest. International , 2-5 Dec. 2001
Page(s): 15.6.1 -15.6.4

[8]. Jeng, S.J.; Jagannathan, B.; Rieh, J.-S.; Johnson, J.; Schonenberg, K.T.; Greenberg, D.; Stricker, A.; Chen, H.; Khater, M.; Ahlgren, D.; Freeman, G.; Stein, K.; Subbanna, S.;

" A 210-GHz fT SiGe HBT with a non-self-aligned structure"

Electron Device Letters, IEEE , Volume: 22 Issue: 11 , Nov. 2001 Page(s): 542 -544

[9]. M. Rocchi

" Avancées récentes des filières III/V dans le domaine des télécommunications mobiles et à haut débit sur fibre optique "

JNM Lille, session INV2, pp. 162-163, Juin 2003.

[10]. Colomb, F.Y.; Platzker, A.;

" 2 and 4 watt Ka-band GaAs PHEMT power amplifier MMICs "

Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 8-13 June 2003 Page(s): 843 -846 vol.2

[11]. J. Godin

" Circuits III-V pour transmissions par fibres optiques à trs haut débit : HEMT et TBH InP "

JNM Lille, session INV5, pp. 484-485, Juin 2003.

[12]. D. Streit et al

" InP HEMT and HBT applications beyond 200GHz "

IPRM, 2002, pp. 11-14

- [13]. **M. B. Kohanyuk, G. L. Lyakhu, I. P. Molodyan, and E. V. Russu**
" Indium Phosphide in Semiconductor Electronics "
S. I. Radaucan, ed., Shtinca, Kishinev, 1988, pp. 200-222.
- [14]. **I. DUSZYNSKI, I T. PARENTY, S. BOLLAERT, J. MATEOS, X. WALLART, A. CAPPY**
" Amélioration du Fmax des HEMTs InAlAs/InGaAs sur substrat d'InP de longueur de grille 70nm par optimisation de la structure de couche "
JNM Lille, session DB1, Juin 2003.
- [15]. **Neudeck, P.G.; Okojie, R.S.; Liang-Yu Chen;**
" High-temperature electronics - a role for wide bandgap semiconductors? "
Proceedings of the IEEE , Volume: 90 Issue: 6 , June 2002 Page(s): 1065 -1076
- [16]. **P. Neudeck et al**
" Development of GaN Wide Bandgap Technology for Microwave Power Applications "
IEEE Microwave Magazine, Vol.3, N°1, pp.80-87, March 2002
- [17]. **Shuming Xu; Shibib, A.; Zhijian Xie; Safar, H.; Lott, J.; Farrel, D.; Mastrapasqua, M**
" High performance RF power LDMOSFET technology for 2.1GHz power amplifier applications "
Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 1 , 8-13 June 2003 Page(s): 217 -220 vol.1
- [18]. **Brech, H.; Burger, W.; Dragon, C.; Pryor, B.;**
" Voltage optimization for state of the art RF-LDMOS for 2.1 GHz W-CDMA cellular infrastructure applications "
Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 1 , 8-13 June 2003 Page(s): 209 -212 vol.1

- [19]. **Palmour, J.W.; Allen, S.T.; Sheppard, S.T.; Pribble, W.L.; Sadler, R.A.; Alcorn, T.S.; Ring, Z.; Carter, C.H., Jr.;**
"Progress in SiC and GaN microwave devices fabricated on semi-insulating 4H-SiC substrates"
Device Research Conference Digest, 1999 57th Annual , 28-30 June 1999 Page(s): 38 -41
- [20]. **Pribble, W.L.; Palmour, J.W.; Sheppard, S.T.; Smith, R.P.; Allen, S.T.; Smith, T.J.; Ring, Z.; Sumakeris, J.J.; Saxler, A.W.; Milligan, J.W.**
" Applications of SiC MESFETs and GaN HEMTs in Power Amplifier Design "
Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International , Volume: 3 , 2-7 June 2002
Page(s): 1819 –1822
- [21]. **Okamoto, Y.; Ando, Y.; Miyamoto, H.; Nakayama, T.; Inoue, T.; Kuzuhara, M.;**
" An 80W AlGaIn/GaN heterojunction FET with a field-modulating plate"
Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 1 , 8-13 June 2003 Page(s): 225 -228 vol.1
- [22]. **Kong, K.K.-S.; Boone, D.; King, M.; Nguyen, B.; Vernon, M.; Reese, E.; Brehm, G**
" A compact 30 GHz MMIC high power amplifier (3 W CW) in chip and packaged form"
Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 2002. 24th Annual Technical Digest , 20-23 Oct. 2002 Page(s): 37 -39
- [23]. **Bessemoulin, A.; Dishong, J.; Clark, G.; White, D.; Quentin, P.; Thomas, H.; Geiger, D**
" 1 watt broad Ka-band ultra small high power amplifier MMICs using 0.25- μm GaAs PHEMTs"
Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 2002. 24th Annual Technical Digest , 20-23 Oct. 2002 Page(s): 40 –43

[24]. Emrick, R

" Monolithic 6W Ka-band high power amplifier"

Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International , Volume: 1 , 20-25 May
2001 Page(s): 527 -529 vol.1

[25]. Siddiqui, M.K.; Sharma, A.K.; Callejo, L.G.; Lai, R;

" A high power broadband monolithic power amplifier for Ka-band ground terminals"

Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International , Volume: 3 , 13-19 June
1999 Page(s): 951 -954 vol.3

[26]. Fazal Ali, Aditya Gupta

" HEMTs and HBTs : Devices, Fabrication, and Circuits"

Editors Artech House, Boston London.

[27]. J. Pankove, S.S. Chang, H.C. Lee, R.J. Moustakas, B. Van Zeghbroeck

" GaN/SiC HBT"

Int. Electron Devices Meet Tech. Dig. '94.

[28]. S. Estrada,

" The First Wafer-fused AlGaAs-GaAs-GaN Heterojunction Bipolar transistor "

2003 Materials Research Society Symp. Vol.743 L12.10.1- L12.10.6

[29]. Sawdai, D.; Yang, K.; Hsu, S.S.-H.; Pavlidis, D.; Haddad, G.I.;

" Power performance of InP-based single and double heterojunction bipolar transistors "

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 47 Issue: 8 , Aug. 1999
Page(s): 1449 –1456

[30]. Dvorak, M.W.; Pitts, O.J.; Watkins, S.P.; Bolognesi, C.R

" Abrupt junction InP/GaAsSb/InP double heterojunction bipolar transistors with FT as high as 250 GHz and BVCEO>6 V "

Electron Devices Meeting, 2000. IEDM Technical Digest. International , 10-13 Dec. 2000
Page(s): 178 –181

- [31]. **Wang, N.L.; Dunnrowicz, C.; Chen, X.; Ma, W.; Chau, H.F.; Sun, X.; Chen, Y.; Lin, B.; Lo, I.L.; Huang, C.H.; Yang, M.H.T**
" High Efficiency 28V Class AB InGaP/GaAs HBT MMIC Amplifier with Integrated Bias Circuit"
 Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 8-13 June 2003 Page(s): 707 -710 vol.2
- [32]. **Kurpas, P.; Maassdorf, A.; Doser, W.; Heymann, P.; Janke, B.; Schnieder, F.; Blanck, H.; Auxemery, P.; Pons, D.; Heinrich, W.; Wurfl, J.;**
" 10 W GaInP/GaAs power HBTs for base station applications"
 Electron Devices Meeting, 2002. IEDM '02. Digest. International , 8-11 Dec. 2002 Page(s): 681 –684
- [33]. **Heckmann, S.; Sommet, R.; Nebus, J.-M.; Jacquet, J.-C.; Floriot, D.; Auxemery, P.; Quere, R**
" Characterization and modeling of bias dependent breakdown and self-heating in GaInP/GaAs power HBT to improve high power amplifier design"
 Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 50 Issue: 12 , Dec. 2002 Page(s): 2811 –2819
- [34]. **D. Pavlidis,**
" HBT vs. PHEMT vs. MESFET : What's best and why ? "
 1999 GaAsMANTECH, International Conference on GaAs Manufacturing Technology.<http://www.gaasmantech.org/digest>.
- [35]. **Anwar, A.F.M.; Shangli Wu; Webster, R.T.;**
" Temperature Dependent Transport Properties in GaN, Al_xGa_{1-x}N, and In_xGa_{1-x}N Semiconductors"
 Electron Devices, IEEE Transactions on , Volume: 48 Issue: 3 , March 2001 Page(s): 567-572
- [36]. **J.P. Teyssier,**
" Caractérisation en impulsions des transistors microondes : Application à la modélisation non linéaire pour la C.A.O. des circuits"
 1994 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 1-94

- [37]. **Teyssier, J.-P.; Bouysse, P.; Ouarch, Z.; Barataud, D.; Peyretailade, T.; Quere, R.;**
" 40-GHz/150ns Versatile Pulsed Measurement System for Microwave Transistor Isothermal Characterization"
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 46 Issue: 12 , Dec. 1998
Page(s): 2043 -2052
- [38]. **K. Koh et al,**
" A Large-Signal FET Model Including Thermal and Trap Effects With Pulsed I-V Measurements"
2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp467-470.
- [39]. **Islam, S.S.; Mehdi Anwar, A.F.;**
" Temperature-dependent nonlinearities in GaN/AlGaN HEMTs"
Electron Devices, IEEE Transactions on , Volume: 49 Issue: 5 , May 2002 Page(s): 710 -717
- [40]. **P. Souverain et al,**
" Influence des phénomènes thermiques sur les composants RF des TBH de puissance et optimisation"
JNM St Malo, session 6A7, pp. 576-577, Mai 1997
- [41]. **Site Internet traitant des propriétés des semiconducteurs.**
<http://www.ioffe.ru/SVA/NSM/Semicond/>
- [42]. **Rudolph, M.; Schnieder, F.; Heinrich, W.;**
" Modeling Emitter BreakDown in GaAs-Based HBTs"
Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 8-13 June 2003 Page(s): 651 -654 vol.2
- [43]. **Liu, W.; Khatibzadeh, A.;**
" The Collapse of Current Gain in Multi-Finger Hetrojunction Bipolar Transistors : Its Substrate Temperature Dependance and Instability Criteria, and Modeling"
Electron Devices, IEEE Transactions on , Volume: 41 Issue: 10 , Oct. 1994 Page(s): 1698 - 1707

- [44]. **D. Lopez,**
" Intégration dans un Environnement de Simulation Circuit d'un Modèle Electrothermique de Transistor Bipolaire à Hétérojonction issu de Simulations Thermiques Tridimensionnelles "
 2002 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 10-2002
- [45]. **Sugiyama T., Kakiuchi Y., Morizuka K, Kitaura Y.,**
" Direct observation of gain collapse phenomena in multi-finger HBTs using digital cameras "
 2002 GaAsMANTECH, International Conference on GaAs Manufacturing Technology
<http://www.gaasmantech.org/digest>
- [46]. **Sewell, J.; Liou, L.L.; Barlage, D.; Barrette, J.; Bozada, C.; Dettmer, R.; Fitch, R.; Jenkins, T.; Lee, R.; Mack, M.; Trombley, G.; Watson, P.;**
" Thermal characterization of thermally-shunted heterojunction bipolar transistors "
 Electron Device Letters, IEEE , Volume: 17 Issue: 1 , Jan. 1996 Page(s): 19 -21
- [47]. **Schmuckle, F.J.; Jentsch, A.; Gassler, C.; Marschall, P.; Geiger, D.; Heinrich, W.;**
" 40 GHz hot-via flip-chip interconnects "
 Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 8-13 June 2003 Page(s): 1167 -1170 vol.2
- [48]. **Z. Ouarch, United Monolithic Semiconductors**
" X-band GaInP HBT 10W High Power Amplifier including on-chip Bias Control Circuit. "
 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp855-858.
- [49]. **Tanzi, N.; Dykstra, J.; Hutchinson, K.;**
" A 1-Watt doubly balanced 5GHz flip-chip SiGe power amplifier "
 Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2003 IEEE , 8-10 June 2003 Page(s): 141 -144
- [50]. **C. Y. Chu et al**
" Effects of Ballast Resistors on Power and ESD Performance in AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistors "
 1999 GaAsMANTECH, International Conference on GaAs Manufacturing Technology

[51]. C. M. Jeon et al,

“ Thermally stable Ir Schottky contact on AlGaIn/GaN heterostructure ”
Applied Physics Letters, Vol.82, N°3, pp.391-393, Jan 2003

[52]. Yamauchi, K.; Iyama, Y.; Yamaguchi, M.; Ikeda, Y.; Takagi, T.;

“ X-Band MMIC Power Amplifier With an On-Chip Temperature-Compensation Circuit”
Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 20-25 May
2001 Page(s): 1071 -1074 vol.2

[53]. S. Augaudy

“ Caractérisation et modélisation des transistors microondes, Application à l'étude de la linéarité des amplificateurs à fort rendement. ”
2002 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 8-2002

[54]. N.L Wang et al

“ AlGaAs/GaAs HBT linearity characteristics ”
IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 42, (Oct. 1994) : pp.1845-1850

[55]. S. Heckmann

“ Contribution au développement d'une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de très forte puissance en bandes L et S pour applications de télécommunications civiles et R.A.D.A.R. ”
2003 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 35-2003

[56]. W.Kim et al

“ The effects of Cbc on the linearity of AlGaAs/GaAs power HBTs ”
IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 49, (Jul. 2001) : pp.1270-1276

[57]. J.M. Early

“ Effects of Space-Charge Layer Widening in Junction Transistors ”
Proc. of I.R.E, vol. 40, PP. 1401-1406, 1952.

[58]. Z. Ouarch

" Caractérisation et modélisation des effets de pièges et thermiques des transistors à effets de champ sur AsGa : Application à la simulation de la dynamique lente des circuits non linéaires microondes "

1999 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 9-99

[59]. S. Hunziker, W. Baechtold

" Simple model for fundamental intermodulation analysis of RF amplifiers and links "

1996 Sept. Electronics Letters, Vol.32, N°19.

[60]. J. Lajoinie

" Contribution à la conception optimale en terme de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuse "

2000 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 9-200

[61]. N.B. Carvalho, J.C. Pedro

" Multi-Tone intermodulation performance of 3rd order microwave circuits "

1999 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Vol.2, pp763-766

[62]. J. Sombrin

" Critère de comparaison, d'optimisation et d'utilisation optimale des amplificateurs de puissance non linéaires "

Rapport CNES, Ref. CNES DT-96-16-CT\AE\TTL\HY, 24 mai 1996

[63]. T.Reveyrand, D. Barataud, J.M. Nébus et al,

" A novel experimental noise power wave ratio characterization method for multicarrier microwave power amplifiers "

55th ARFTG Conference Digest, IMS 2000, pp. 22-26, Boson, USA, June 2000.

[64]. R. Hassun, Agilent Technologies

" Noise Power Wave Ratio Measurement Techniques "

Application Note

[65]. K. Voelker

“ Apply error vector measurement in communications design ”

Microwave and RF, December 1995, pp. 143-152.

[66]. K. Blue et al

“ Vector Signal Analysers for Difficult Measurements on Time-Varying and Complex Modulated Signals ”

Hewlett-Packard Journal, December 1993, pp6-59.

[67]. K. Blue et al

“ Statistical Analysis of Noise Measure Accuracy ”

Jan. 2001, Wireless Personal Area Networks, IEEE P802.15-01/090r0.

[68]. R. Welch et al

“ The effects of Feedback Capacitance on Thermally Shunted Heterojunction Bipolar Transistor's Linearity ”

1999 GaAsMANTECH, International Conference on GaAs Manufacturing Technology

[69]. C. Gacquiere, F. Bue, P. Delemotte, Y. Crosnier, B. Carnez, D. Pons.

“Effects on the linearity in Ka Band of single or double-recessed PHMET's ”

Jul. 2000 IEEE Microwave and Guided wave Letters, Vol.10, N°7, pp.267-269

[70]. Guofu Niu; Qingqing Liang; Cressler, J.D.; Webster, C.S.; Hameed, D.L.;

“ RF Linearity Characteristics of SiGe HBTs ”

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 49 Issue: 9 , Sept. 2001

Page(s): 1558 -1565

[71]. Iwamoto, M.; Hutchinson, C.P.; Scott, J.B.; Low, T.S.; Vaidyanathan, M.;
Asbeck, P.M.; D'Avanzo, D.C.;

“ Optimum bias conditions for Linear Broad-Band InGaP/GaAs HBT Power Amplifiers ”

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 50 Issue: 12 , Dec. 2002

Page(s): 2954 -2962

[72]. Lu, K.; McIntosh, P.M.; Snowden, C.M.; Pollard, R.D.;

“ Low-frequency dispersion and its influence on the intermodulation performance of AlGaAs/GaAs HBTs ”

Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International , Volume: 3 , 17-21 June 1996 Page(s): 1373 -1376 vol.3

[73]. Le Gallou, N.; Nebus, J.M.; Ngoya, E.; Buret, H.;

“ Analysis of low frequency memory and influence on solid state HPA intermodulation characteristics.”

Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 20-25 May 2001 Page(s): 979 -982 vol.2

[74]. Williams, D.J.; Leckey, J.; Tasker, P.J.;

“ A study of the effect of envelope impedance on intermodulation asymmetry using a two-tone time domain measurement system.”

Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International , Volume: 3 , 2-7 June 2002 Page(s): 1841 -1844

[75]. J. Brinkhoff and A. E. Parker

“ Effect of baseband impedance on FET intermodulation . ”

IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 51, (March 2003).

[76]. S. Heckmann et al

“ Analyse de la linéarité des TBH GaInP/GaAs à forte tension de claquage vis à vis de l’adaptation et des polarisations . ”

JNM Lille, session 5A, Mai 2003

[77]. S. Forestier, T. Gasseling, Ph Bouysse, R. Quere, J.M. Nebus

“ Combined Effects of Non Linear Capacitances and Source/Load Impedances of PHEMT Transistor for the Linearity Enhancement of Power Amplifiers.”

IEEE Microwave and Wireless Components Letters

- [78]. G.L Madonna, A. Ferrero, M. Pirola, U. Pisani.**
“ *Testing microwave devices under different source impedance values – A novel technique for one-line measurement of source and device reflection coefficients*”
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 49, N°2, (Apr. 2000).
- [79]. P. Colantonio, A. Ferrero, F. Giannini, E. Limiti and V. Teppati.**
“ *Harmonic Load/Source Pull strategies for high efficiency PAs design*”
2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp1807-1810.
- [80]. G. Bergoff, E. Bergeault, B. Huyart, L. Jallet.**
“ *Automated characterization of HF power transistor by source-pull and multiharmonic load-pull measurements based on six-port techniques.*”
IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 46, pp. 2068-2073 (Dec. 1998).
- [81]. R. MARSALEK, P. JARDIN, G. BAUDOIN**
“ *De la post-distorsion à la pré-distorsion pour la linéarisation des amplificateurs de puissance.*”
JNM Lille, session 2C1, Mai 2003
- [82]. D.C. Cox**
“ *Linear amplification with nonlinear components.*”
IEEE Transactions On Communications, Vol. 22, (Dec. 1974) : pp.1942-19455.
- [83]. T.P. Weldon, K. Miehle**
“ *Using amplifiers with poor linearity to linearize amplifiers with good linearity.*”
2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp1741-1744.
- [84]. J.K. Cavers**
“ *Novel DSP algorithms for adaptative feed-forward power amplifier design*”
2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp193-196.
- [85]. Dardenne, S.; Duvaud, C.; Robin, F.; Huin, F.; Paillot, J.-M.; Allam, R.;**
“ *Cancellation of third order intermodulation currents in a two-stages amplifier topology.*”
Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2003 IEEE , June 8-10, 2003
Page(s): 707 -710

- [86]. Fujita, K.; Shirakawa, K.; Takahashi, N.; Liu, Y.; Oka, T.; Yamashita, M.; Sakuno, K.; Kawamura, H.; Hasegawa, M.; Koh, H.; Kagoshima, K.; Kijima, H.; Sato, H.;**
“ A 5GHz High Efficiency and low distortion InGaP/GaAs.HBT power amplifier MMIC.”
 Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 8-13 June 2003 Page(s): 871 -874 vol.2
- [87]. Yu Zhao; Iwamoto, M.; Larson, L.E.; Asbeck, P.M.;**
“ Doherty amplifier with DSP control to improve performance in CDMA operation”
 Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 8-13 June 2003 Page(s): 687 -690 vol.2
- [88]. S. Forestier, P. Bouysse, R. Quere, A. Mallet, J.M. Nebus, L. Lapierre.;**
“A dynamic bias control technique of PHEMT SSPA for optimized PAE and EVM applied to MQAM satellite communication systems”
 European Microwave Week, GAAS Symposium - Munich 2003.
- [89]. J.M. Rollet**
“ Stability and power-gain invariants of linear twoports.”
 IRE Transactions on Circuit Theory, March 1962.
- [90]. A. Platzker**
“ Instabilities diagnosis and the role of K in microwave circuits.”
 1993 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp1185-1188.
- [91]. P. de Hek,**
“Design and results of state-of-the-art microwave monolithic integrated high-power amplifiers”
 Proceedings of SAFE 2000, pp. 58-65, 2000
- [92]. M.L Edwards, J.H. Sinsky**
“ A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter.”
 IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 40 pp. 2303-2311 (Dec. 1992).

[93]. R.G. Freitag

“ A unified analysis of MMIC power stability.”

IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 40 pp. 2303-2311 (Dec. 1992).

[94]. R.W. Jackson

“ Criteria for the onset of oscillation in microwave circuits.”

IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 40, N°.3, pp. 566-569 (March 1992).

[95]. R.W. Jackson

“ Comments on ‘Criteria for the onset of oscillation in microwave circuits.’ ”

IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 40, N°.9, pp. 1850-1851 (Sept. 1992).

[96]. T. Närhi, M. Valtonen

“ Stability envelope – new tool for generalized stability analysis.”

1997 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp623-626.

[97]. A. Suarez, R. Quéré

“ Stability Analysis of Nonlinear Microwave Circuits.”

Artech House Publishers / Boston – London / www.artehhouse.com

[98]. S. Mons, J.C. Nallatamby, R. Quéré, J. Obregon

“ A unified approach for the linear and nonlinear stability analysis of microwave circuits using commercially available tools.”

IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 47, N°.12, pp. 2403-2409 (Dec. 1999).

[99]. S. Mons.

“ Nouvelles méthodes .d’analyse de stabilité intégrées à la C.A.O. des circuits monolithiques micro-ondes non linéaires.”

1999 Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, N° d’ordre 8-99

[100]. H.W Bode.

“ Network analysis and feedback in amplifiers design.”

New York: Van Nostrand, 1945

- [101]. **Goto, S.; Kunii, T.; Fujii, K.; Inoue, A.; Sasaki, Y.; Hosokawa, Y.; Hattori, R.; Ishikawa, T.; Matsuda, Y.;**
“ *Stability analysis and layout design of an internally stabilized multi-finger FET for High-power base station amplifiers.* ”
Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 1 , 8-13 June 2003 Page(s): 229 -232 vol.1
- [102]. **S. Mons, T. Gasseling, R. Quere; A. Mallet.**
“ *Stabilité non linéaire des amplificateurs de puissance MMICs – un outil efficace pour le concepteur..*”
JNM Lille, session 5A, Mai 2003
- [103]. **A. Anakabe, J.M. Collantes, J. Portilla, J. Jugo, A. Mallet, L. Lapierre, J.P.Fraysse.**
“ *Analysis and elimination of parametric oscillations in monolithic power amplifiers.*”
2002 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp2181-2183.
- [104]. **A. Anakabe, S. Mons, T. Gasseling, P. Casas, R. Quéré, J.M. Collantes, A.Mallet.**
“ *Efficient nonlinear stability analysis of microwave circuits using commercially available tools.*”
2002 EuMc, pp. 1017-1020.
- [105]. **A. Anakabe, et Al.**
“ *Analysis of Odd-mode parametric oscillations in HBT multi-stage power amplifiers*”
European Microwave Week, GAAS Symposium - Munich 2003.
- [106]. **L. Samoska, K.Y. Lin, H. Wang, Y.H. Chung, S. Weinreb, D. Dawson.**
“ *On the stability of millimetre-wave power amplifiers..*”
2002 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 429-432.

CHAPITRE II

CARACTERISATION FONCTIONNELLE

DE TRANSISTORS A FORTE TENSION

DE CLAQUAGE.

APPLICATION AUX HBTs BANDE S

I Contexte de l'étude.

Au départ, comme indiqué dans le chapitre I, les transistors pouvant supporter de grandes excursions de tension en sortie s'imposent pour la génération de forte puissance car ils présentent l'avantage d'être plus facilement adaptables en sortie par rapport aux solutions de mise en parallèle de cellules amplificatrices polarisées à de plus faibles tensions.

Un autre avantage de ces composants vis à vis des systèmes (charges utiles de satellites par exemple) réside dans le fait que les tensions d'alimentations continues disponibles sont fréquemment supérieures ou égales à 24V. Des transistors pouvant alors être directement polarisés à de telles tensions sans l'usage de convertisseurs de tensions apportent donc une solution technologique intéressante.

Concernant les transistors à fortes tensions de polarisation, la modélisation et la caractérisation des phénomènes d'avalanche ainsi que les effets d'auto échauffement limitant la génération de puissance doivent être étudiés finement. Le but recherché est de contribuer à l'expertise de solutions d'ordre technologiques pour améliorer ces aspects primordiaux.

L'étude menée et rapportée dans ce chapitre s'applique à une caractérisation en puissance de transistors bipolaires à hétérojonction de type GaAs/GaInP fournis par Thales et UMS. Ces transistors sont susceptibles de fonctionner pour des tensions de polarisation élevées au même titre que les transistors Si-LDMOS ainsi que les transistors grand-gap à base de SiC ou de GaN. Ils sont donc des candidats intéressants pour les stations de base des systèmes de communications mobiles de troisième génération. Du fait de leur potentialités en bande L, S et X, ils sont également de bons candidats pour les applications de télécommunications et de radionavigations par satellites et pour les applications RADARs.

Cette caractérisation fonctionnelle est basée sur l'exploitation d'un banc de mesure load pull pouvant fonctionner en mode pulsé vis à vis des signaux de polarisation et du signal RF.

II Caractérisation fonctionnelle des limitations par l'avalanche des potentialités de HBTs.

Un modèle réaliste d'un transistor bipolaire à hétérojonction doit tenir compte de plusieurs paramètres tel que l'effet des capacités non linéaires, les phénomènes d'avalanche et bien sûr les dépendances en température.

Pour qu'un modèle soit valable sur une large bande de fréquence et sur une grande dynamique de puissance, il doit être non quasi statique afin de représenter correctement l'impact des différents phénomènes à dynamiques lentes. Une telle modélisation de HBT a déjà été menée en ce sens au sein de l'IRCOM dans le cadre des travaux présentés en [107].

La présence des phénomènes d'avalanche doit également être intégrée dans ces modèles. Des travaux ont été ainsi réalisés [108] [109] pour établir un modèle de HBT GaAs/GaInP. La dépendance de la tension de claquage en fonction des conditions de polarisation de base suivant qu'elles soient en courant, tension ou mixte est particulièrement importante. Dans ce contexte, le banc de mesure load pull est un outil précieux pour valider ce genre de travaux.

II.1 Principe de la modélisation des tensions d'avalanche.

Un modèle de HBT GaAs/GaInP muni de 16 doigts de $2 \times 70 \mu\text{m}^2$ a été extrait à partir de mesures pulsées de réseaux I-V et de paramètres (S) sur le banc de mesure en impulsions de l'IRCOM [110]. Il décrit notamment les phénomènes de courant d'avalanche liés à la tension de collecteur et aux conditions de polarisation de la base.

Pour de fortes tensions de collecteur, les phénomènes d'ionisations par impact génèrent des paires électrons/trous dans le collecteur ce qui crée un courant d'avalanche. Des trous sont alors injectés dans la base. Si la résistance présentée à la base par le circuit de polarisation est faible (polarisation de la base en tension), la partie DC du courant d'avalanche est alors écoulée vers ce circuit comme indiqué sur la figure. II-1 . Le courant de base mesuré peut ainsi devenir négatif. Si la résistance présentée à la base par le circuit de polarisation est forte (polarisation de la base en courant), le courant de base reste constant, cela conduit à une augmentation de la tension base émetteur favorisant le processus d'avalanche.

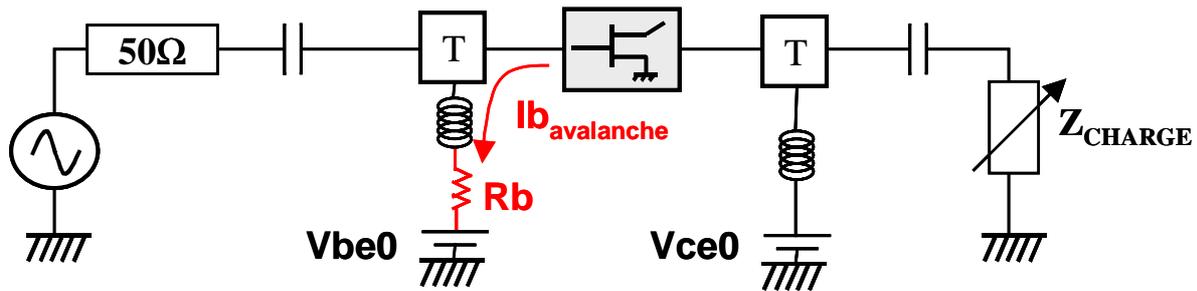


Figure II-1 : Schéma de principe de l'écoulement du courant d'avalanche vers le circuit de polarisation de base.

La figure II-2 représente des mesures obtenues sur le banc de mesures en impulsions de L'IRCOM mettant en évidence ce phénomène.

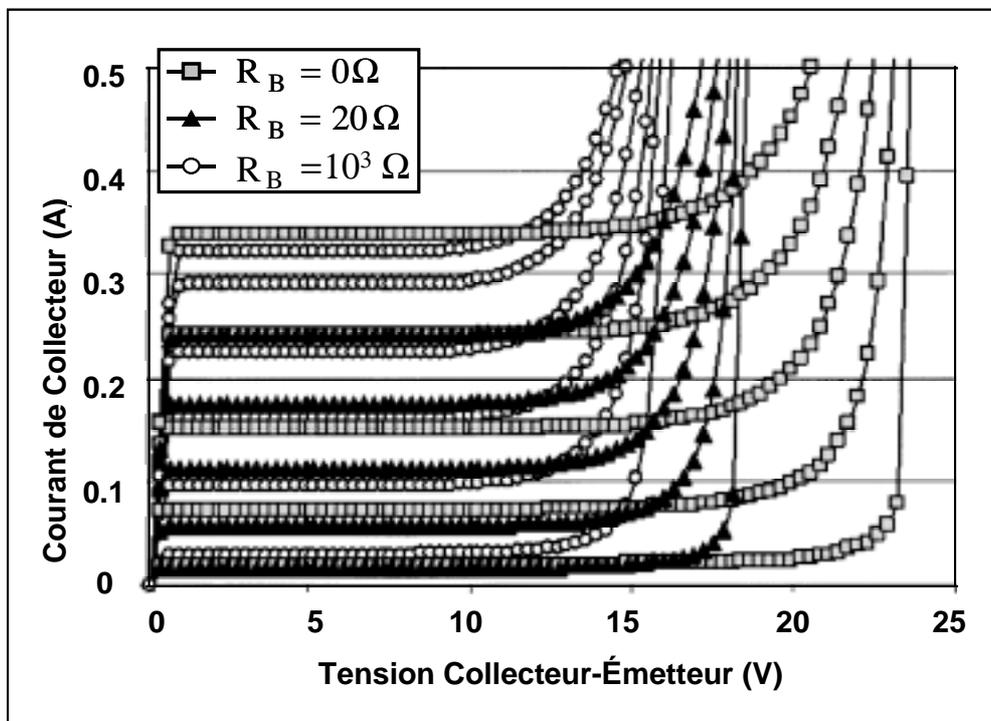


Figure II-2 : Réseau de caractéristiques statiques IV isothermes pour une tension de base constante en série avec une résistance de base R_B .

Plus la résistance de base est forte, plus les tensions seuils d'avalanches sont faibles. La tension d'avalanche pour un montage en émetteur commun est généralement nommée BV_{ce0} pour une résistance de base infinie, BV_{ces} pour une résistance nulle, et BV_{ceR} pour une résistance finie non nulle. A partir de ces mesures, les travaux réalisés en [109] ont permis de réaliser un modèle du transistor prenant en compte les phénomènes d'avalanche.

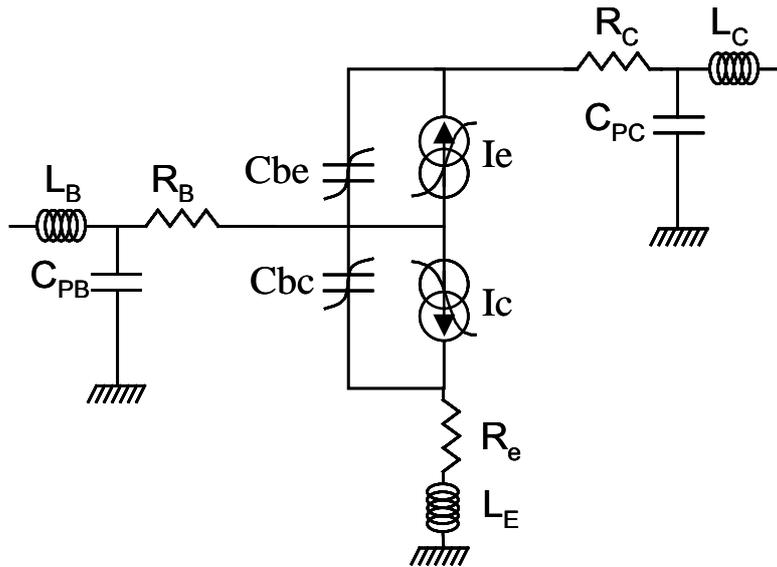


Figure II-3 : Topologie de modèle de HBT incluant les phénomènes d’avalanche.

L’équation des sources de courant de ce modèle prend en compte la dépendance de la tension de claquage du transistor en fonction des conditions de polarisation de la base.

II.2 Caractérisation en puissance pour la validation des modèles incluant les phénomènes d’avalanche.

Afin de valider cette approche, nous avons donc procédé à une comparaison des résultats obtenus à partir de ce modèle en simulations et en mesures pour un signal ‘CW’ à l’aide du banc ‘load-pull’. Le principe et l’architecture du banc load pull pour un fonctionnement CW [131] ne sera pas décrit dans le cadre de ce travail. Sa structure et son principe restent ici classiques. Les mesures sont effectuées à 2GHz sur un transistor bipolaire à hétérojonction de $2 \times 30 \mu\text{m}^2$, nommé Ced623, possédant six doigts de collecteur et un radiateur de $1 \mu\text{m}$ d’épaisseur. Ce transistor est fourni par la fonderie UMS.

Afin de créer les conditions favorables pour visualiser un courant de base négatif révélateur des phénomènes d’avalanche, la polarisation de base est faite en tension pure ($R_b = 0\Omega$). Afin d’éviter les phénomènes d’emballement thermique très sensibles dans cette configuration, le point de polarisation est tel que $V_{BE0} = 0V$. Cela correspond à un fonctionnement en Classe C où les phénomènes thermiques sont minimisés. La tension de collecteur V_{CE0} est fixée dans un premier temps à 10V. Une caractérisation en puissance est ensuite réalisée lorsque le transistor est adapté sur une impédance de charge optimale pour la puissance à la fréquence fondamentale. Cette adaptation est réalisée par un tuner. Les

impédances présentées aux harmoniques sont fixées. Les valeurs de puissance, rendement, tension et courants continus sont alors mesurées dans les plans de référence du composant lors de la caractérisation en régime établi.

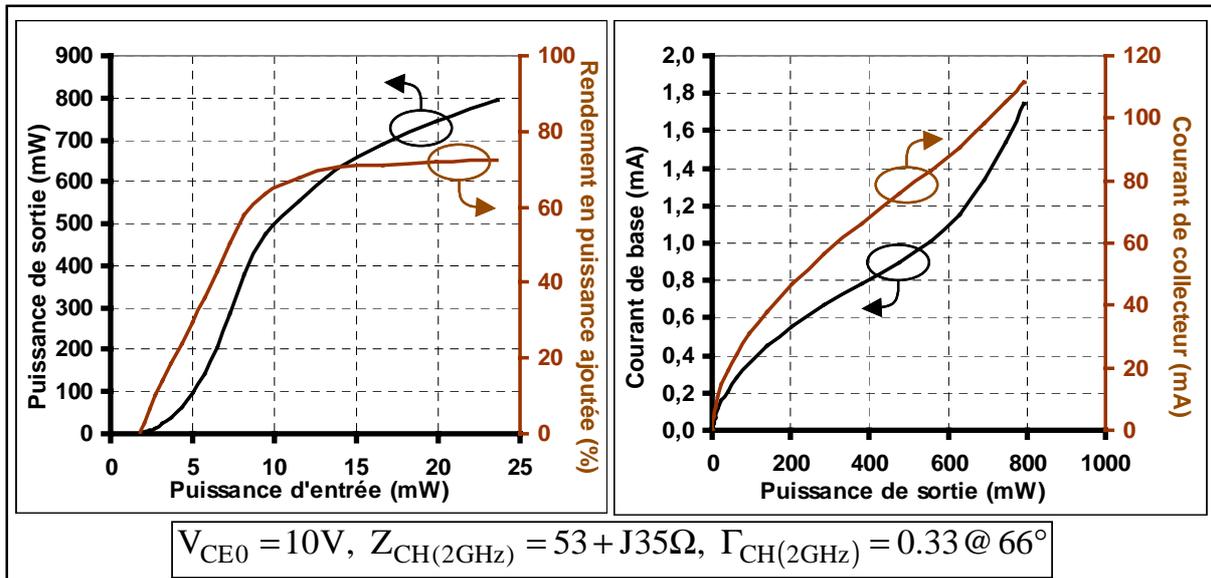


Figure II-4 : Mesures 'load pull' à 2GHz du HBT623 pour $V_{CE0}=10V$.

Le courant de base augmente avec la puissance délivrée par le transistor, la zone d'avalanche n'est pas excitée. A présent, la tension de collecteur est augmentée, $V_{CE0} = 12V$, l'impédance de charge est réajustée. Pour une puissance de sortie supérieure à 600mW, le courant de base décroît puis devient négatif (figure.II-5), ce qui dans cette configuration est caractéristique d'une excitation du transistor dans sa zone d'avalanche.

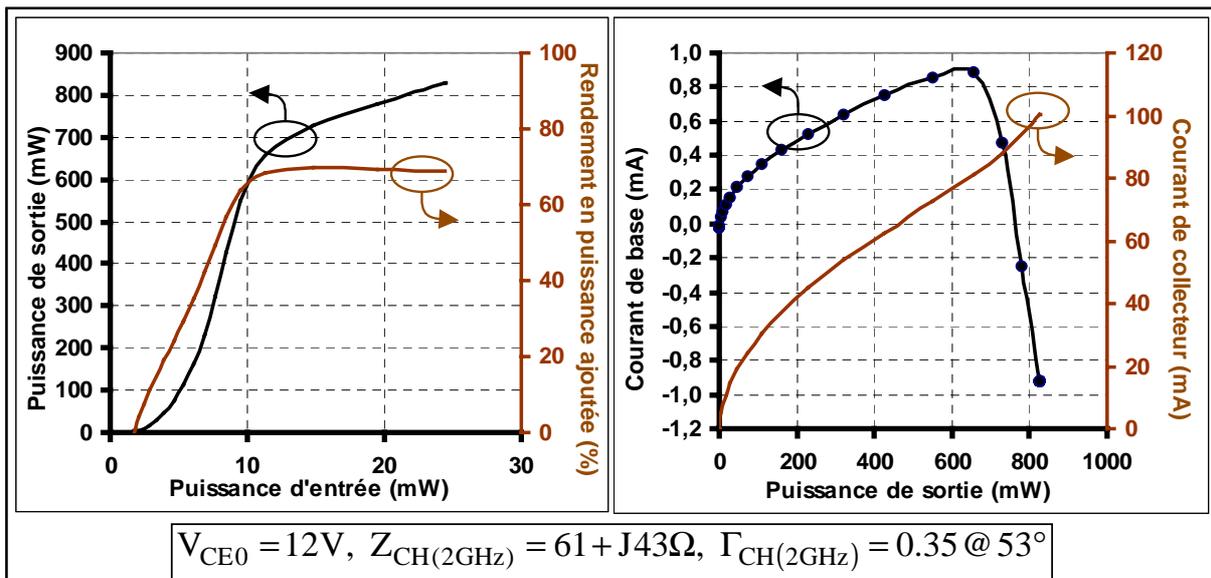


Figure II-5 : Mesures 'load pull' à 2GHz du HBT623 pour $V_{CE0}=12V$.

Observons à présent les résultats obtenus en simulation avec le modèle effectué en [108], réalisé à partir de l'extraction des paramètres du transistor par le banc de mesure en impulsions [110]. Les simulations sont effectuées pour plusieurs tensions de collecteur, et le courant de base moyen est tracé en fonction de la puissance de sortie. Ces résultats sont alors comparés avec ceux obtenus en mesure, pour des impédances ré-optimisées en fonction de V_{CE0} comparables.

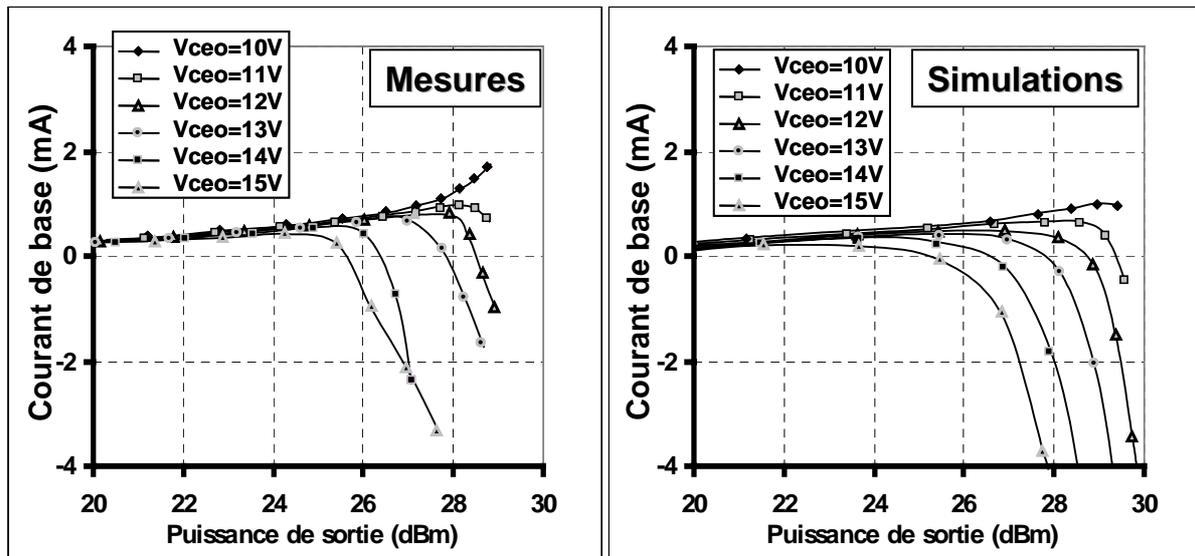


Figure II-6 : Mesures et simulations du courant de base sur un transistor HBT 6x2x30µm² en classe C.

Les résultats ci dessus mettent en évidence le fait qu'au fur et à mesure de l'augmentation de la tension de polarisation V_{CE0} , les excursions de la tension de collecteur excitent de manière de plus en plus prononcée le transistor dans sa zone d'avalanche. Le courant de base à puissance de sortie constante est alors plus fortement négatif. Les résultats issus de la simulation et de la mesure étant concordants, le modèle peut ainsi être validé. Ce genre de travaux constitue donc une contribution essentielle pour la conception optimale d'amplificateurs de puissance fonctionnant à fortes tensions de polarisation.

Un autre aspect d'importance qui va être à présent abordé plus largement est la dépendance des performances du transistor en fonction des diverses solutions d'évacuation de la chaleur par l'utilisation de radiateurs.

III Caractérisation des aspects thermiques au sein du transistor bipolaire à hétérojonction.

Dans le chapitre I, il a été clairement démontré que la température jouait un rôle prédominant sur le fonctionnement des transistors de puissance. En effet, l'augmentation de température diminue la mobilité des porteurs et modifie la largeur de bande interdite des semiconducteurs rendant ainsi thermiquement dépendant le courant de sortie du transistor. Par ailleurs, la dépendance en température des tensions de conduction des diodes peuvent entraîner des phénomènes d'emballage thermique.

Un bon nombre de mesures telles que celles fournies par le banc de mesures I/V en impulsions permettent de quantifier ces effets afin de construire des modèles réalistes destinés à prédire le fonctionnement du composant, lorsque celui-ci est soumis à des températures de fonctionnement élevées. Il apparaît de plus nécessaire de disposer d'un banc de caractérisation en puissance permettant de vérifier ces prédictions. Pour cette tâche, un banc de mesures pulsées 'load-pull' développé initialement dans le cadre des travaux [113] [114] au sein de l'IRCOM apparaît comme un outil approprié. Il permet de valider l'évolution des performances fonctionnelles du transistor en fonction de la puissance et de la température.

Le travail rapporté dans cette partie concerne la montée en puissance de cette caractérisation de type pulsée (jusqu'à 10W en bande L-S). L'intégration de l'acquisition des tensions et courants DC en fonction de la puissance pulsée est également effectuée afin de quantifier l'évolution des performances en rendement au cours de l'impulsion.

Par ailleurs, cette caractérisation pulsée présente l'avantage de mesurer la rotation de phase intra-pulse en fonction de la puissance. Ce genre d'analyse est donc susceptible de contribuer efficacement à la conception d'amplificateurs destinés aux applications RADARs.

III.1 Principes de la modélisation des phénomènes thermiques dans le HBT.

III.1.1 Modélisation thermique sous forme d'un circuit RC

Lorsqu'un transistor amplifie un signal RF, du fait que son rendement en puissance ajoutée n'est jamais de 100%, une certaine partie de la puissance qu'il reçoit (puissance fournie par le signal RF en entrée et par l'alimentation DC) est dissipée sous forme de chaleur. La puissance dissipée est alors directement donnée par le bilan de puissance suivant :

$$(32) \quad P_{DISS} = P_E + P_{DC} - P_S$$

où P_{DISS} est la puissance dissipée, P_S la puissance RF en sortie, P_E la puissance RF en entrée, et P_{DC} la puissance fournie au continu.

Sans signal RF, l'état thermique dépend donc uniquement du point de polarisation choisi et donc de $P_{DC} = V_{BE0} \cdot I_{B0} + V_{VCE0} \cdot I_{C0}$.

Si le transistor passe de manière abrupte d'un point de polarisation froid ($I_{B0} = I_{C0} = 0$) à un état de fonctionnement pour lequel ($I_{B0} \neq 0, I_{C0} \neq 0$), sa température augmente progressivement.. Cette progressivité dépend de la constante de temps thermique τ du composant. Une analogie peut être faite avec un circuit électrique où une commande de tension $V(t)$ de style Heaviside générée aux bornes du circuit RC donne naissance progressivement à une tension $V_C(t)$ aux bornes de la capacité C.

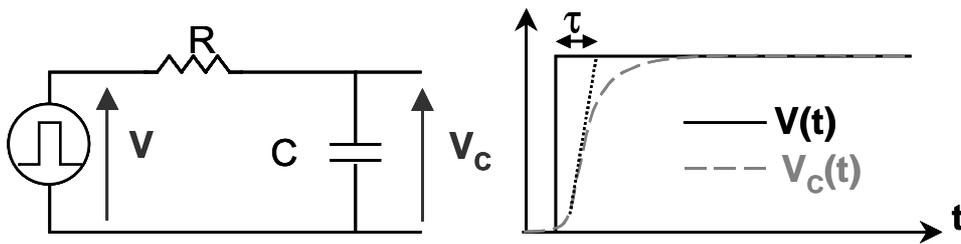


Figure II-7 : Analogie avec le circuit électrique RC en mode impulsionnel.

La tension V_C aux bornes de la capacité est régie par l'équation différentielle suivante :

$$(33) \quad R.C. \frac{dV_C(t)}{dt} + V_C(t) = V(t)$$

dont la solution est de la forme :

$$(34) \quad V_C(t) = V. \left(1 - \exp^{-t/\tau} \right) \text{ avec } \tau = R.C$$

Par conséquent, pour modéliser le comportement thermique, un circuit RC est adapté pour représenter l'évolution de la température en fonction des changements de puissance dissipée. Le générateur de tension est substitué par un générateur de puissance dissipée. La tension V_c traduit l'élévation de température ΔT par une analogie électrique/thermique.

La résistance thermique traduisant l'élévation de température en fonction de la puissance dissipée est exprimée en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. La capacité thermique traduisant l'inertie de ce changement de température est exprimée en $\text{J}/^{\circ}\text{C}$. Le produit RC s'exprimant en seconde représente ainsi la constante de temps thermique τ du circuit.

Les mesures effectuées sur le banc de mesures impulsionnelles I/V permettent de déterminer les constantes R et C du circuit thermique par la méthode suivante :

III.1.2 Evaluation de la résistance thermique.

Considérons des mesures I/V en impulsions courtes de largeurs temporelles inférieures à la constante de temps thermique du circuit testé. Si le point de repos lors des mesures pulsées correspond à un état froid ($I_{C0} \approx 0$), la température est imposée par l'enceinte thermique dans laquelle est placé le HBT. Ainsi, en modifiant le température de cette enceinte, il est possible de tracer les caractéristiques pulsées du courant de collecteur en fonction de la tension de base pour une tension de collecteur fixée suivant plusieurs courbes isothermes.

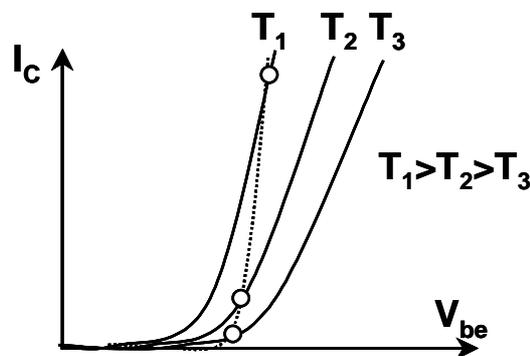


Figure II-8 : Caractéristiques statiques isothermes du courant de collecteur.

Puis, des mesures I/V en DC sont effectuées pour une commande de courant de base I_{b0} . La variation continue du point de repos d'un état froid vers un état chaud correspond donc à une variation de la puissance dissipée connue car $P_{DISS} = P_{DC} = V_{be0} \cdot I_{b0} + V_{ce0} \cdot I_{c0}$. Les intersections entre cette courbe non isotherme et les courbes isothermes permettent de connaître la correspondance entre puissance dissipée et température. La résistance thermique est alors donnée par la relation :

$$(35) \quad R_{TH} = \frac{\Delta T}{P_{DISS}} \left(\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \right)$$

III.1.3 Evaluation de la capacité thermique.

Pour connaître la réponse temporelle du circuit en température pour une excitation en puissance, la capacité thermique C_{TH} doit être déterminée. Pour une impulsion large du courant de base, l'observation de la vitesse du recul de la tension intrinsèque V_{be} pendant cette impulsion donne la constante thermique τ_{TH} du circuit.

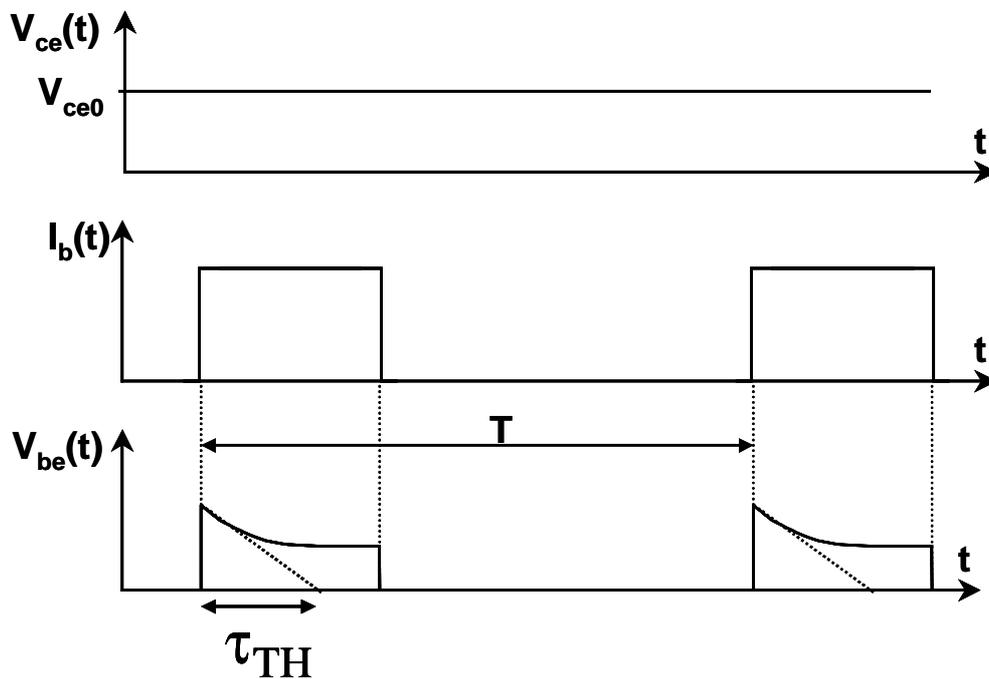


Figure II-9 : Evaluation de la constante thermique du circuit.

Ayant la connaissance de τ_{TH} , le calcul de la capacité thermique se fait aisément suivant la relation :

$$(36) \quad C_{TH} = \frac{\tau_{TH}}{R_{TH}} \left(\frac{\text{J}}{^{\circ}\text{C}} \right)$$

Par l'ajout de ce sous-circuit thermique RC qui peut être affiné suivant l'ajout de plusieurs constantes de temps thermiques [115], le modèle en éléments localisés peut ainsi être paramétré en fonction de la température. La topologie circuit de ce principe est donnée sur la figure suivante.

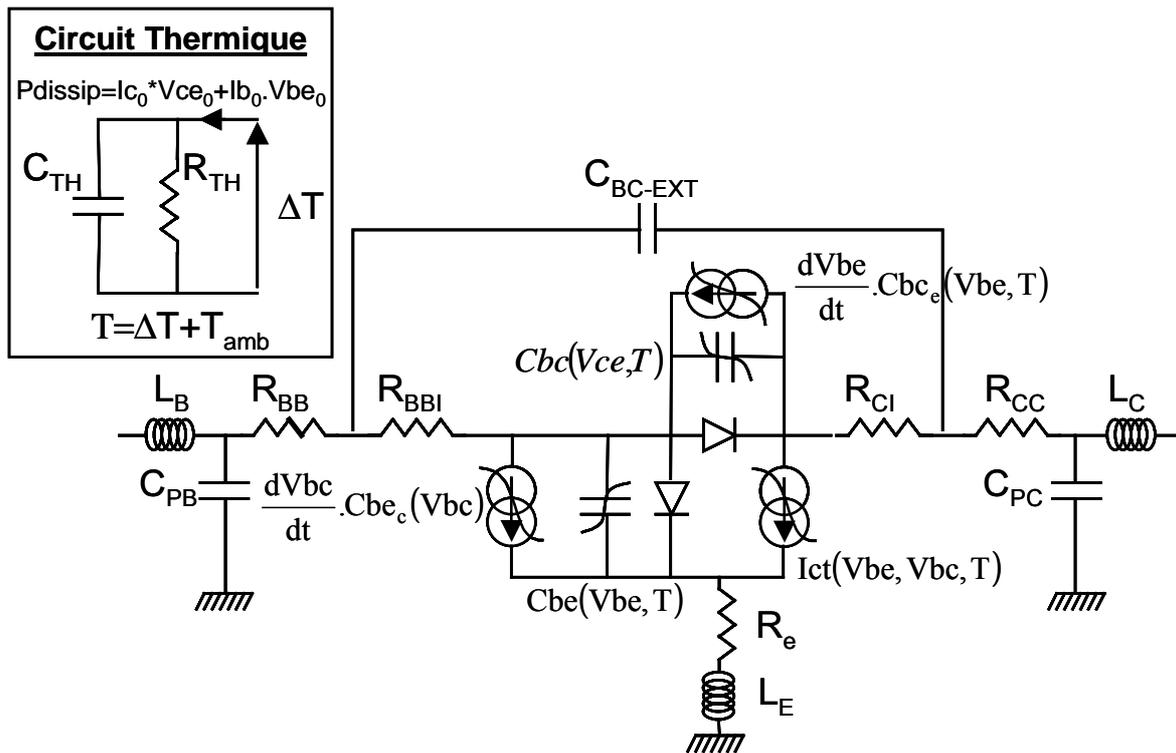


Figure II-10 : Modèle électrothermique équivalent d'un HBT.

Ce modèle électrothermique non linéaire doit par la suite être validé par des mesures en puissance. Le banc de mesures pulsées 'load pull' vise cet objectif.

III.2 Caractérisation en puissance pulsée pour la validation des modèles électrothermiques.

III.2.1 Intérêt

Par rapport à un fonctionnement en mode CW continu, une excitation en mode CW pulsée peut permettre la caractérisation du composant avec des signaux d'amplitudes importantes tout en limitant les risques dommageables liés à l'auto échauffement. Le contrôle de la largeur et de la récurrence des impulsions permet de faire varier l'état thermique du transistor, et donc d'observer sans risques l'influence de la température sur les performances RF au cours de l'impulsion. Le banc de mesure 'load pull' pulsé permet ainsi de quantifier la chute de puissance et la dérive de phase de la fréquence porteuse au cours de l'impulsion RF. Une expertise et une validation de solutions technologiques visant à améliorer les aspects thermiques du transistor liés à la génération de puissance est ainsi réalisée. Parallèlement, le banc contribue à la validation des modèles électrothermiques.

III.2.2 Présentation du banc de mesure en mode CW pulsé.

a) Contexte du développement de ce banc.

Le but de la caractérisation mise en place est de pouvoir mesurer les phénomènes de distorsion du signal ayant comme origine les aspects thermiques de semiconducteurs de puissance. Un premier banc de mesure en puissance pulsée ‘on wafer’ à été développé par Hewlett Packard au USA en 1992 [111]. L’objectif de ce banc combinant les mesures DC et RF pulsées est avant tout d’effectuer des mesures ‘on wafer’ sans risque de destruction du composant thermiquement parlant. Les mesures vectorielles présentées sont calibrées rigoureusement. Dans les perspectives de ce travail, il fut même envisagé d’utiliser un analyseur de transition microonde (M.T.A.) pour effectuer une caractérisation en fort signal sur la composante fondamentale de la porteuse, mais aussi sur les premiers harmoniques (jusqu’à 40GHz). Cependant, les résultats publiés se contentent de présenter les contours des impédances de charge à puissance de sortie constante sans mettre clairement en avant l’influence thermique sur les performances RF.

Afin de valider les modèles électrothermiques des transistors fonctionnant pour de fortes densités de puissance tels les HEMTs GaN, un banc de mesure load Pull pulsé [112] a été également développé aux USA (School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technologie, Atlanta) soutenu financièrement par la compagnie CREE développant entre autre des amplificateurs de puissance à base de composants grand Gap. Les manipulations effectuées sur ce banc ‘Load Pull’ ont permis de mettre en avant les effets de la température sur les performances RF du transistor en terme de puissance par comparaison de mesures effectuées en mode CW et en mode CW pulsé. Toutefois, ce banc ne bénéficie pas de l’analyse vectorielle permettant de caractériser la dérive de phase de la fréquence porteuse du signal en fonction de la température.

Pour combiner les points forts des bancs décrits ci dessus, un banc de mesure vectorielle en puissance pulsée utilisé au sein de l’IRCOM a été développé [113][114]. Il est basé sur l’utilisation des possibilités maximales de l’analyseur de réseaux vectoriels (Anritsu) dont le principe repose sur le mélange hétérodyne. L’observation de l’influence thermique sur les performances RF en puissance à été démontrée. De plus ,il permet d’observer l’évolution de

la phase du gain complexe du transistor sous test en fonction de la puissance d'entrée, ainsi qu'en fonction de l'évolution thermique du composant pour un point de puissance d'entrée donné.

b) Architecture du banc.

Le dispositif sous test doit pouvoir être polarisé par des générateurs de tensions pulsées à flancs de montée et de descente abrupts. Pour ce faire, nous disposons d'un générateur pulsé (Hewlet Packard 8115A) dont l'impédance de sortie est de 50Ω . Il ne s'agit donc pas d'un générateur de tension pure. Celui-ci sera donc préférablement utilisé en entrée où les courants DC sont faibles. Via un réseau de polarisation résistif correctement choisi, l'impédance interne équivalente au générateur d'alimentation pourra être abaissée.

Le deuxième générateur (Altec IEEE 488/610/269/361/600) est une alimentation à découpage capable de fournir des tensions pulsées indépendamment du courant délivré. Elle est donc plutôt destinée à polariser le collecteur (ou le drain) du composant où le courant DC est plus important.

Les impulsions de tensions et de courants délivrées au composant sont de forme carré. Les tés de polarisation doivent donc présenter sur leur accès DC des inductances suffisamment faibles pour ne pas déformer outre mesure les formes transitoires de ces impulsions. Des tés de polarisation large bande Hewlet Packard (modèle 11612B) présentant une inductance de 1mH sont utilisés à cet effet. Le facteur de forme des impulsions doit également être préservé en plaçant ceux-ci au plus près du composant.

Le transistor est placé dans un environnement 'load pull'. A ce titre les impédances vues par le composant peuvent être adaptées suivant des critères de puissance, de rendement et de linéarité selon les objectifs visés. Ceci est obtenu par l'utilisation de tuners passifs ou de boucles actives dans le cas de fortes désadaptations.

Un synthétiseur permet de générer un signal RF dont l'amplitude et la fréquence sont choisies. Un balayage en puissance pulsée est ensuite réalisé à la fréquence de test. Pour ce faire, le modulateur de stimulus est utilisé pour moduler le signal CW. Celui-ci est suivi d'un amplificateur de puissance destiné à fournir aux impulsions une amplitude suffisante pour la caractérisation large signal. Le principe de la chaîne de mesure repose sur une acquisition et un traitement des signaux de puissance par un analyseur de réseaux vectoriel dédié aux mesures pulsées comme indiqué sur la figure. [II-11](#).

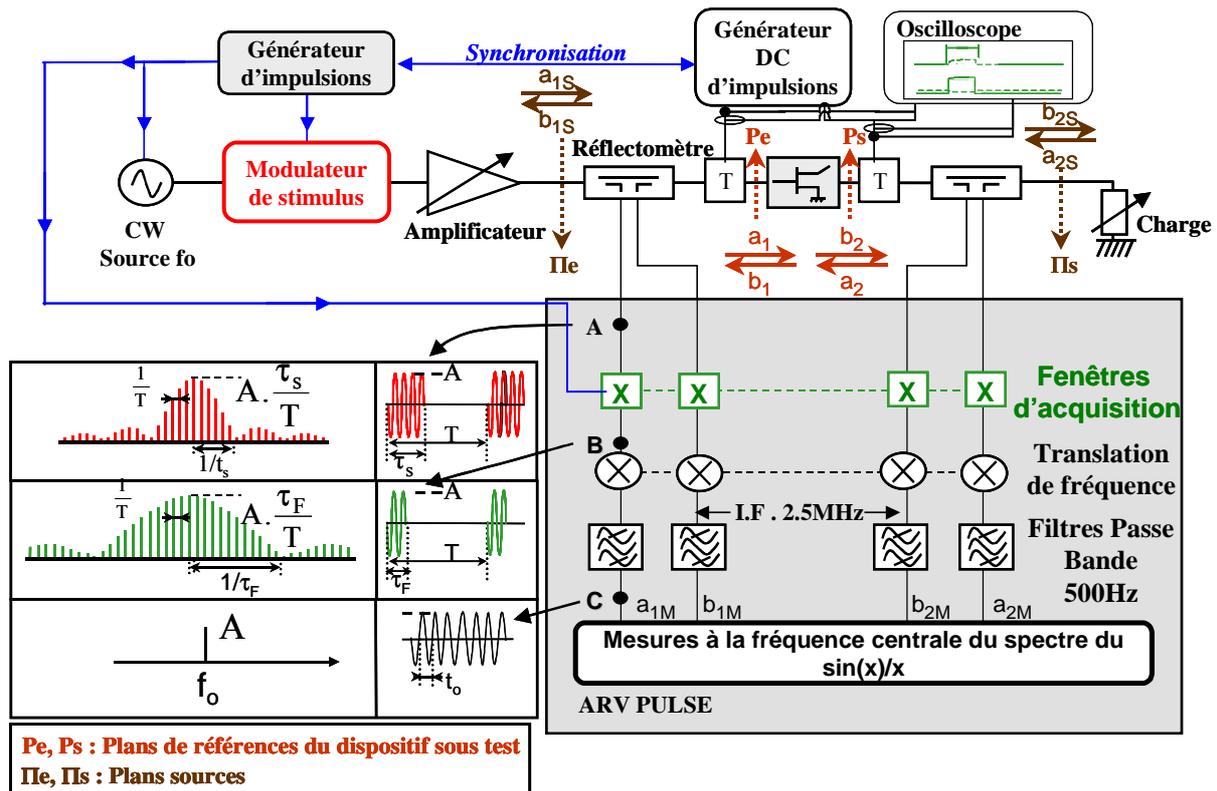


Figure II-11 : Banc 'load pull' de mesures en puissance en mode CW pulsé.

L'impédance de charge présentée au transistor est optimisée à la fréquence fondamentale par le biais d'un tuner. Les impédances harmoniques sont donc fixées et non optimisées.

c) Principe de mesure.

Au cœur de ce banc de mesure figure le générateur d'impulsions. Sa fonction est de synchroniser les signaux de polarisation, d'excitation RF et de mesure. Ceci est assuré par le générateur d'impulsions de la compagnie « Stanford Research Systems (Model DG535) ».

Synchronisation du signal RF et du signal de perturbation.

L'excitation RF pulsée doit être périodique et appliquée pendant les impulsions DC de polarisation. Le modulateur RF est donc commandé par le signal issu du générateur d'impulsions, synchronisant également les signaux de polarisation.

Synchronisation de l'enveloppe de l'impulsion RF et de la fenêtre d'acquisition.

L'analyseur de réseaux vectoriel dont nous disposons (Wiltron 360B / Test Set 3636A) possède un modulateur sur chacune de ses quatre voies de mesure. Cela permet ainsi d'effectuer la mesure dans une fenêtre d'acquisition temporelle plus étroite que le stimulus RF (cf. figure.II-11). Le réglage de la durée et du retard par rapport au signal RF de cette fenêtre est conditionné par les besoins de la mesure. Plus cette fenêtre est étroite, plus le profil de

l'évolution des performances au sein de l'impulsion est fin. Néanmoins, les pertes dynamiques de la mesure engendrées par ce fenêtrage doivent rester raisonnables pour que l'analyseur puisse effectuer une acquisition correcte. Elles s'expriment en fonction de la durée de la mesure et de la récurrence du signal.

$$(37) \quad \text{Pertes(dB)} = 20 \cdot \log\left(\frac{\tau_F}{T}\right)$$

Un balayage adéquat de cette fenêtre d'acquisition permet donc de visualiser l'évolution des performances au cours de l'impulsion RF. Cette fenêtre d'acquisition doit bien évidemment être synchronisée avec le signal afin de définir son emplacement au sein de l'impulsion.

Caractéristiques des signaux de polarisation.

Il est judicieux de ne polariser le composant à un état chaud que lorsque celui-ci amplifie le signal RF, ceci afin de mettre en évidence l'impact thermique sur les performances du composant. Pour un transistor bipolaire, cela peut être fait de plusieurs manières.

Les tensions de collecteur et de base sont pulsées.

Dans ce cas, le synchronisme doit assurer que le temps de polarisation du collecteur inclut celui de la base ; incluant à son tour le temps de l'excitation RF.

La tension de base est pulsée, la tension de collecteur est continue.

Pour une polarisation au repos de type classe C, la tension de collecteur peut être continue et non nulle sans que le transistor soit pour autant dans un état chaud. La pulsation de la tension de base permet alors de passer brièvement du point de polarisation froid (Classe C) à un point de polarisation plus chaud (Classe AB). Le synchronisme dans ce cas doit uniquement assurer que le temps de polarisation à chaud inclut le temps d'excitation RF. Cette méthode peut être privilégiée du fait de sa simplicité, un seul générateur DC est pulsé.

Remarque : Dans le cas du test d'un transistor à effet de champ, le résonnement est dual, la tension de grille peut être continue et non nulle, le point chaud est alors obtenu en pulsant la tension de collecteur. Le principe de ces différentes synchronisations est donné sur la figure.II-12 .

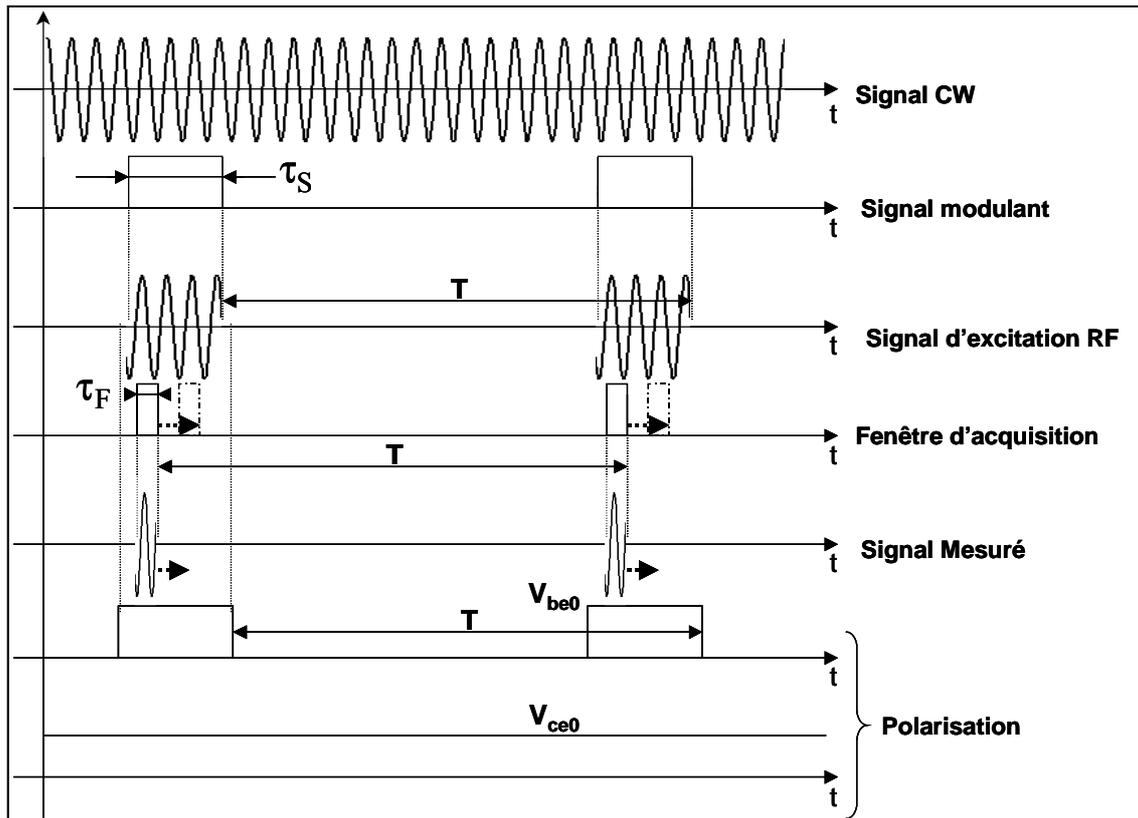


Figure II-12 : Représentation temporelle des signaux RF et DC.

III.2.3 Principe du filtrage associé au mélange hétérodyne.

Le signal issu de la fenêtre d'acquisition centré en fréquence autour de f_0 (fréquence porteuse du signal d'excitation), est par le biais d'un mélange hétérodyne recentré autour de 2.5MHz. Cette translation du spectre en basses fréquences permet par la suite d'appliquer un filtrage étroit de largeur 500Hz afin de ne conserver que la raie centrale du spectre.

a) Caractéristiques du signal de test.

Considérons un signal sinusoïdal (CW) d'amplitude A et de pulsation w , la puissance de ce signal normalisée par rapport à une résistance d'un Ohm vaut alors :

$$(38) \quad P_{CW} = \frac{A^2}{2}.$$

Le signal pulsé $x(t)$ est obtenu en modulant le signal CW par un signal carré périodique de largeur τ_S et de récurrence T . Il peut être exprimé sous la forme suivante :

$$(39) \quad x(t) = A \cdot \cos(w_0 t) \cdot (\text{rect}_{\tau_S}(t) \otimes \Psi_T(t)).$$

Il s'agit ici d'une représentation mathématique pour laquelle le facteur de forme du signal carré est supposé idéal.

La puissance dans l'impulsion est naturellement donnée par la puissance du signal CW.

$$(40) \quad P_{\text{PULSE}} = \frac{A^2}{2}$$

Le rapport R de la durée de l'impulsion sur la période du signal est nommé rapport cyclique.

$$(41) \quad R = \frac{\tau_S}{T} \cdot 100$$

La puissance moyenne du signal pulsé vaut par conséquent :

$$(42) \quad \overline{P_{\text{PULSE}}} = P_{\text{PULSE}} \cdot R = \frac{A^2 \cdot \tau_S}{2 \cdot T}$$

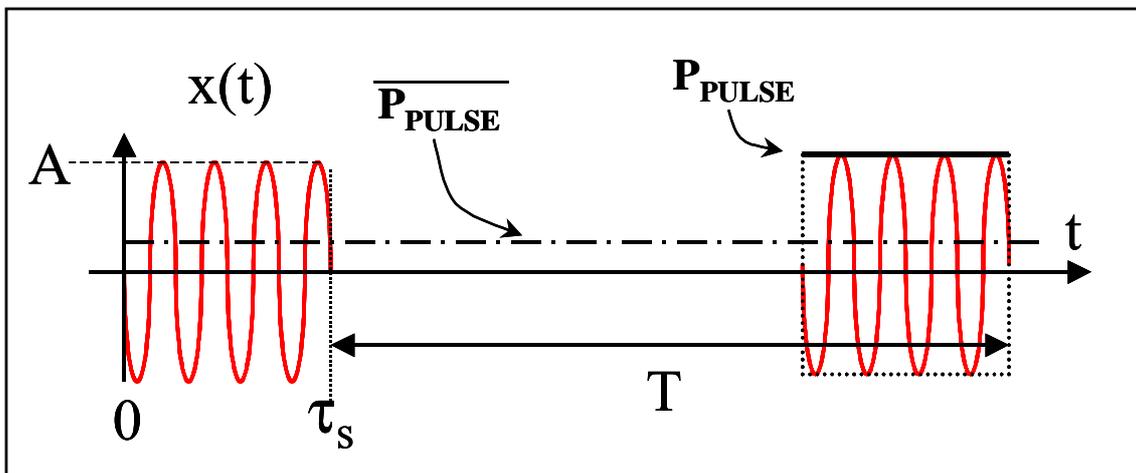


Figure II-13 : Représentation temporelle du signal CW pulsé.

La représentation fréquentielle (dans le domaine des fréquences positives) de ce signal est obtenue en effectuant une transformée de Fourier du signal $x(t)$ ce qui donne :

$$(43) \quad X(f) = \text{TF}(x(t)) = A \cdot \frac{\tau_S}{T} \cdot \frac{\sin(\Pi(f - f_0) \cdot \tau_S)}{(\Pi(f - f_0) \cdot \tau_S)} \cdot \Psi_{\frac{1}{T}}(f)$$

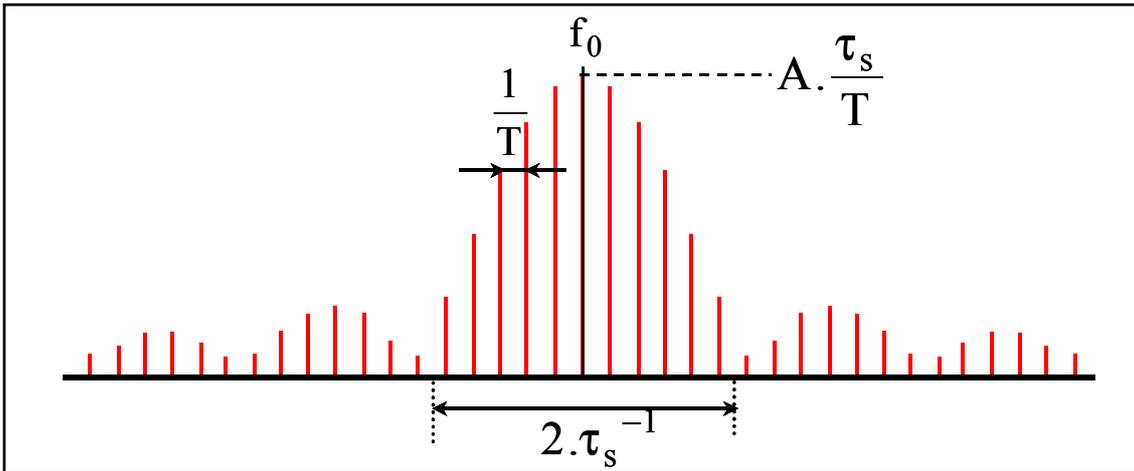


Figure II-14 : Représentation fréquentielle du signal CW pulsé.

Le spectre de raies est pondéré par un sinus cardinal.

b) Technique de mesure.

Le signal de test a été supposé jusqu'ici comme un signal carré périodique ayant un facteur de forme idéal. En réalité, le temps de montée et de descente de ces signaux ne sont pas nuls. De plus, du fait des caractéristiques non linéaires des transistors de puissance et des effets de dynamique lente, le signal amplifié est généralement déformé. Durant l'impulsion, il sera montré lors des mesures que la puissance du signal décroît. En effet, pendant l'excitation, la température de fonctionnement croît (sauf en classe A où l'inverse peut se produire), ce qui engendre une diminution du gain et une rotation de la phase de la porteuse. Pour quantifier ce phénomène, une fenêtre de mesure étroite est placée puis balayée au sein de l'impulsion. Cette fenêtre de mesure est de largeur τ_F . Soit $P_{INST}(t)$ la puissance instantanée du signal de test; la puissance moyenne du signal dans la fenêtre de mesure vaut alors:

$$(44) \quad P_F = \frac{1}{\tau_F} \cdot \int_{t_1}^{t_1 + \tau_F} P_{INST}(t) \cdot dt$$

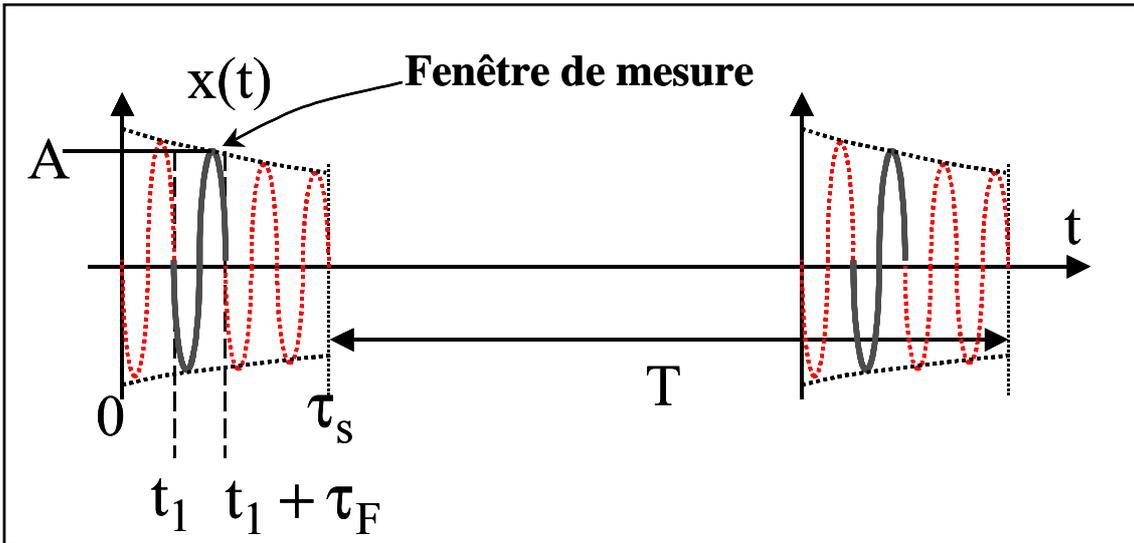


Figure II-15 : Représentation temporelle du signal mesuré.

Pour une fenêtre suffisamment étroite, l'amplitude A du signal mesuré est supposée constante. La puissance normalisée du signal mesuré vaut alors :

$$(45) \quad P_F = \frac{A^2}{2}$$

Ceci nous ramène donc à l'étude d'un signal carré de spectre $X_F(f)$.

$$(46) \quad X_F(f) = \text{TF}(x_F(t)) = A \cdot \frac{\tau_F}{T} \cdot \frac{\sin(\Pi(f - f_0) \cdot \tau_F)}{(\Pi(f - f_0) \cdot \tau_F)} \cdot \Psi_{\frac{1}{T}}(f)$$

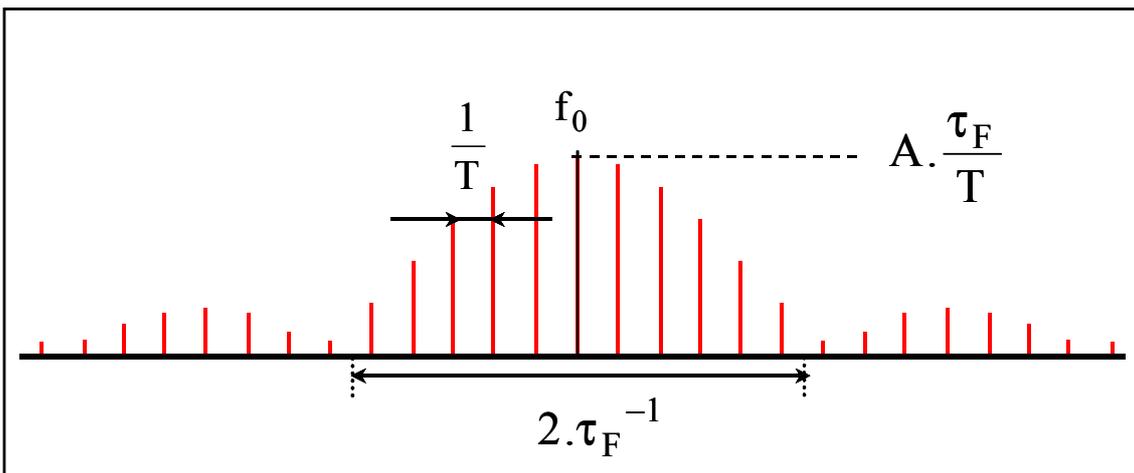


Figure II-16 : Représentation fréquentielle du signal mesuré

Si un filtrage étroit est pratiqué pour rejeter toutes les fréquences autres que la fréquence centrale à f_0 , le signal issu de ce filtrage est un signal sinusoïdal d'amplitude $\left(A \cdot \frac{\tau_F}{T}\right)$ et de

fréquence f_0 . La puissance de ce signal normalisée par rapport à une résistance d'un Ohm est égale à :

$$(47) \quad P_{f_0} = \frac{1}{2} \left(A \cdot \frac{\tau_F}{T} \right)^2$$

Connaissant la durée de l'acquisition temporelle τ_F et de la récurrence T ainsi que la puissance P_{f_0} de ce signal CW filtré, le calcul de la puissance moyenne P_F du signal compris dans la fenêtre de mesure est alors donné par l'équation suivante :

$$(48) \quad P_F = \frac{A^2}{2} = P_{f_0} \left(\frac{T}{\tau_F} \right)^2$$

Ceci suppose que la modification en valeur moyenne du facteur de forme des signaux ne modifie qu'assez peu la puissance correspondant à la raie centrale du spectre. En résumé l'acquisition est fréquentielle, et elle donne accès à une valeur moyenne du signal au sein de la fenêtre de mesure. Un décalage de cette fenêtre de mesure au sein de l'impulsion RF permet d'observer l'évolution des performances au cours du temps.

La mesure vectorielle finale effectuée par l'analyseur est faite sur un signal CW en fréquence basse (fréquence intermédiaire issue du mélange hétérodyne). La linéarité de la mesure est respectée si les conditions de mesures sont adéquates vis à vis des niveaux de puissance. La détermination des détériorations de corrections faites entre les signaux BF et RF suivant le niveau de puissance fait partie de la phase de calibrage vectoriel du banc. Un calibrage en puissance est donc également nécessaire.

III.2.4 Procédure de calibrage.

a) Calibrage vectoriel.

Cette procédure classique consiste à déterminer les relations entre les rapports d'ondes b_m/a_m mesurées par l'analyseur et les rapports d'ondes de puissance b/a aux accès du dispositif sous test dans les plans de référence.

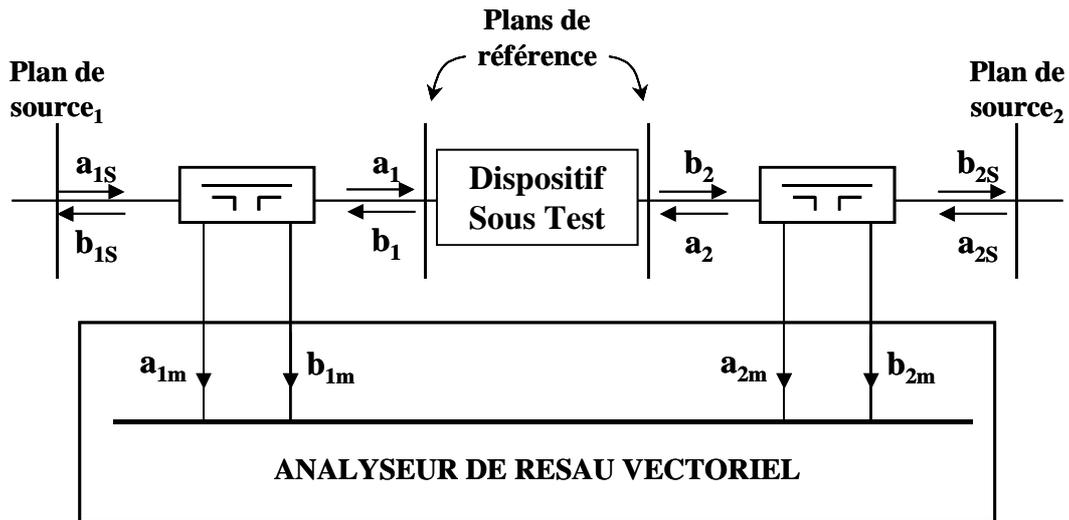


Figure II-17 : Plans des ondes de puissances mis en jeu pour la calibration vectoriel.

Ce étape est réalisée à l'aide d'étalons connectés dans les plans de référence du dispositif sous test. Une procédure de calibration se type (SOLT ou LRM) [116][117] est effectuée afin de déterminer les termes d'erreurs ϵ_{ij} schématisés sur la figure.II-18 qui déterminent les relations entre les ondes mesurées et les ondes corrigées dans le plan du DST.

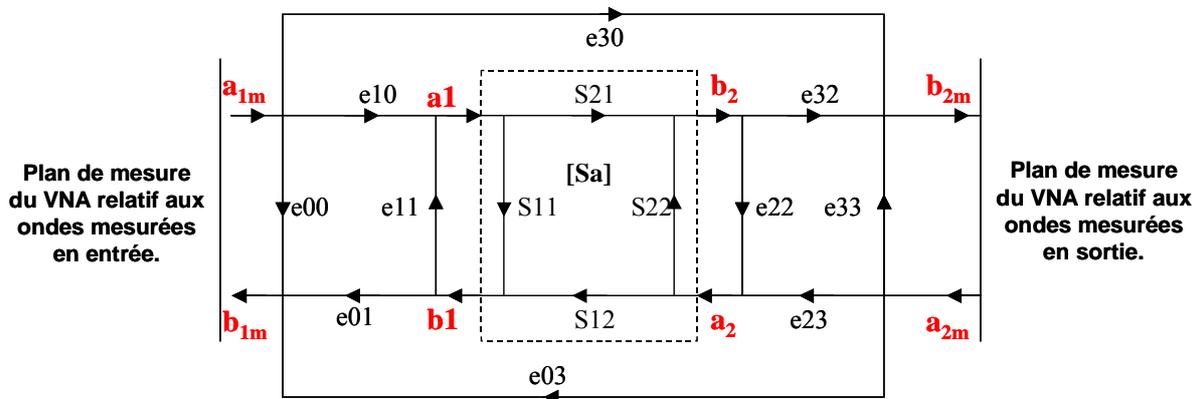


Figure II-18 : Graphe de fluence des termes d'erreurs déterminés par calibration vectoriel.

Les termes ϵ_{ij} représentent les erreurs systématiques liées à la topologie et aux caractéristiques imparfaites de la chaîne de mesure. Ces termes sont des grandeurs complexes.

b) Calibration en puissance.

Objectif

L'objectif de la caractérisation fonctionnelle est de déterminer dans les plans de référence du DST les grandeurs tels que le gain, puissance de sortie, rendement en puissance ajoutée à l'intérieur de la fenêtre de mesure. Les rapports d'ondes de puissances ayant été obtenus suite

au calibrage vectoriel, le calibrage en puissance consiste alors à déterminer les valeurs absolues des ondes de puissance $|a_1|$ ou $|b_2|$ dans le plan du DST en fonction des mesures brutes de $|a_{1m}|$ ou $|b_{2m}|$.

A partir de cette détermination, la puissance entrante P_e dans le dispositif sous test normalisée par rapport une impédance de référence (50Ω) est définie par :

$$(49) \quad P_e = \frac{1}{2} \cdot |a_1|^2 \cdot \left(1 - \left| \frac{b_1}{a_1} \right|^2 \right)$$

De même, la puissance transmise à la charge P_{trans} normalisée par rapport une impédance de référence (50Ω) est définie par :

$$(50) \quad P_{trans} = \frac{1}{2} \cdot |b_2|^2 \cdot \left(1 - \left| \frac{a_2}{b_2} \right|^2 \right)$$

Détermination du module des ondes absolues.

Dans le cas du test d'un composant muni de connecteurs, la détermination précise de $|a_1|$ lors du calibrage en puissance se fait en connectant directement un wattmètre dans les plans de référence (cf. plans P_e et P_s de la figure.II-11). La puissance mesurée vaut alors :

$$(51) \quad P_{WATT} = \frac{1}{2} \cdot |a_1|^2 \cdot \left(1 - \left| \frac{b_1}{a_1} \right|_W^2 \right).$$

Où $\left| \frac{b_1}{a_1} \right|_W$ représente le coefficient de réflexion du détecteur de puissance du wattmètre. Ce coefficient n'est jamais idéalement nul.

Simultanément à la mesure faite par la wattmètre de $|a_1|$ suivant l'équation (51), l'analyseur de réseau mesure $|a_{1m}|$, le calibrage en puissance consiste donc à évaluer la relation entre $|a_1|$ et $|a_{1m}|$.

Dans le cas de mesure sous pointes où la connexion directe du wattmètre dans les plans de référence n'est pas possible, une étape supplémentaire est nécessaire. Un calibrage vectoriel classique doit préalablement être effectué dans les plans d'entrée et de sortie des réflectomètres de mesures (cf. plans Π_e et Π_s de la figure.II-11), ces plans sont nommés les

plans sources. Pour ce faire, une ligne est placée dans les plans de référence, et les étalons sont connectés dans les plans sources Π_e et Π_s afin de déterminer les termes d'erreur g_{ij} schématisés sur le graphe de fluence suivant.

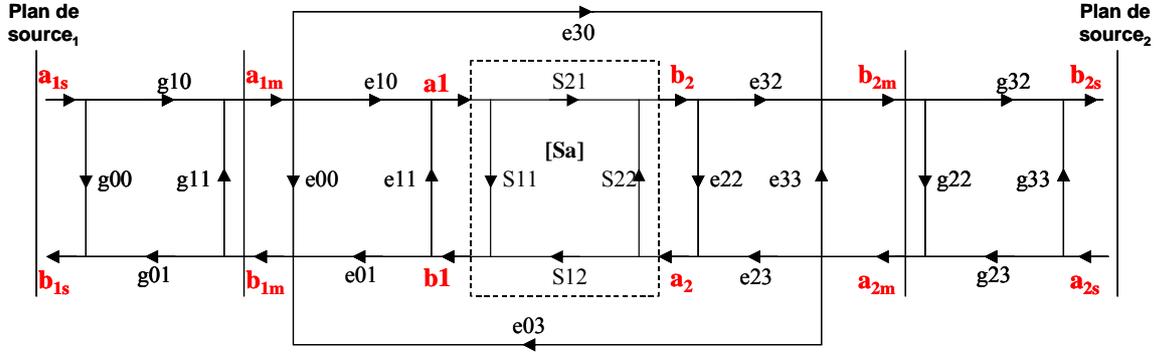


Figure II-19 : Graphe de fluence des termes d'erreurs relatifs aux plans sources.

Dans le cas où le signal RF est délivré au niveau du plan source₁, le wattmètre est connecté dans le plan source₂. La première phase de calibrage consiste alors à déterminer la relation entre $|b_{2m}|$ mesurée par l'analyseur et $|b_{2s}|$ mesurée par le wattmètre. En utilisant la méthode décrite en [118], de par les propriétés de réciprocity des réflectomètres, la relation entre $|b_{2m}|$ et $|b_2|$ est alors déduite.

Dans le cas de mesures pulsées, il est également nécessaire de faire intervenir un facteur de correction relatif aux durées respectives du signal d'excitation et du signal mesuré. La comparaison des puissances mesurées par le wattmètre et l'ARV doit se faire pour une même grandeur à savoir la puissance au sein de la fenêtre de mesure P_F .

Pour l'analyseur, en utilisant la formule (48), cette puissance est déduite à partir de la mesure de puissance P_{f_0} correspondant à la raie centrale du spectre.

$$(52) \quad P_{F_{ARV}} = P_{f_0} \left(\frac{T}{\tau_F} \right)^2.$$

Pour le wattmètre, la puissance au sein de la fenêtre de mesure est déduite en corrigeant la puissance moyenne lue par le rapport cyclique.

$$(53) \quad P_{F_{WATT}} = \frac{A^2}{2} = P_{WATT} \left(\frac{T}{\tau_S} \right)$$

Le banc est alors complètement calibré de manière vectorielle pour la mesure de coefficients de réflexions et de transmissions, il est également calibré en puissance pour la mesure des

performances RF au sein d'une fenêtre d'acquisition temporelle balayée du début à la fin de l'impulsion RF.

III.3 Mesures de HBTs équipés de différents radiateurs.

Les transistors bipolaires à hétérojonction GaAs-GaInP sont bien connus pour avoir de nombreux avantages pour l'amplification de puissance aux fréquences microondes. Ceux ci sont en effet susceptibles de fonctionner avec des gains importants pour de fortes densités de puissance et donc de fortes potentialités de rendement.

La caractérisation en bande S présentée ici porte sur plusieurs transistors similaires (HBT GaAs-GaInP / 20 doigts de $2*70\mu\text{m}^2$) équipés de différents radiateurs. Ces composants ont été fournis par UMS et Thalès TRT. Les radiateurs à disposition sont réalisés soit par un dépôt d'une couche d'or fine de $5\mu\text{m}$ d'épaisseur, ou d'une couche d'or plus épaisse de $35\mu\text{m}$. Cette caractérisation sera également effectuée sur un transistor équipé d'un radiateur en or fin sur lequel un diamant est brasé. Le but est de mesurer l'influence des différents types de radiateurs, chargés de refroidir au mieux les composants, sur les performances RF en régime pulsé. L'objectif est également de contribuer à la validation des modèles électrothermiques développés au cours des travaux de thèse de S.Heckmann [109] dans le cadre d'un partenariat UMS/Thales/IRCOM (travaux soutenus par la DGA).

a) Conditions opératoires.

Caractéristiques des signaux utilisés.

Les mesures sont faites pour un signal d'excitation de fréquence porteuse 2.2GHz. La durée de l'impulsion RF est fixée à $\tau_S = 300\mu\text{s}$. Cette durée est choisie afin de pouvoir observer les phénomènes thermiques au sein de l'impulsion. La récurrence du signal est fixée à $T = 3\text{ms}$, cela permet au composant de revenir à un état froid entre deux impulsions successives. Le rapport cyclique du signal vaut donc :

$$(54) \quad R = \frac{\tau_S}{T} \cdot 100 = 10\%$$

Pour observer l'évolution thermique du transistor pendant ces $300\mu\text{s}$, une fenêtre d'acquisition de durée $\tau_F = 30\mu\text{s}$ est placée pour chaque point de puissance au début, au milieu et à la fin de l'impulsion.

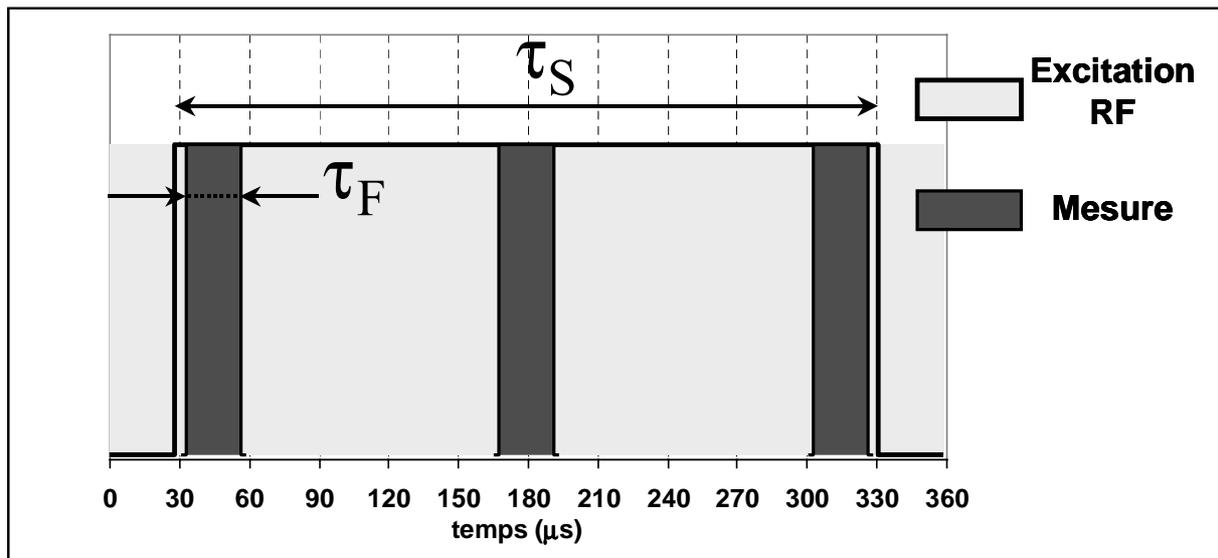


Figure II-20 : Représentation temporelle des signaux utilisés.

L'augmentation de la largeur de l'impulsion τ_S pourrait être intéressante afin d'observer d'avantage la dégradation des performances RF du fait des phénomènes thermiques. Pour conserver un rapport cyclique de 10% afin de garder le transistor froid en début d'impulsion, cela suppose également de diminuer la récurrence. Cette démarche est cependant limitée car les caractéristiques propres au système de mesure (chaîne interne à l'analyseur de réseau vectoriel) font que la récurrence minimale est de 3mS.

En effet, le filtrage réalisé derrière les mélangeurs est un filtrage centré autour de 2.5MHz et de largeur de bande de 500Hz. Pour une récurrence T des signaux, le spectre du signal est comme indiqué sur la figure. II-16 . L'écart fréquentiel entre deux raies successives doit donc rester suffisamment important pour que seule la fréquence centrale du sinus cardinal se retrouve dans la largeur de bande du filtrage égale à 500Hz. Dans le cas contraire, le signal issu du filtrage ne sera pas sinusoïdal mais modulé. L'acquisition par l'analyseur sera alors erronée. Pour un rapport cyclique de 10%, des impulsions de largeur 300μs respectent ces conditions, ce qui n'est plus le cas pour des impulsions de 400μs, comme illustré ci après.

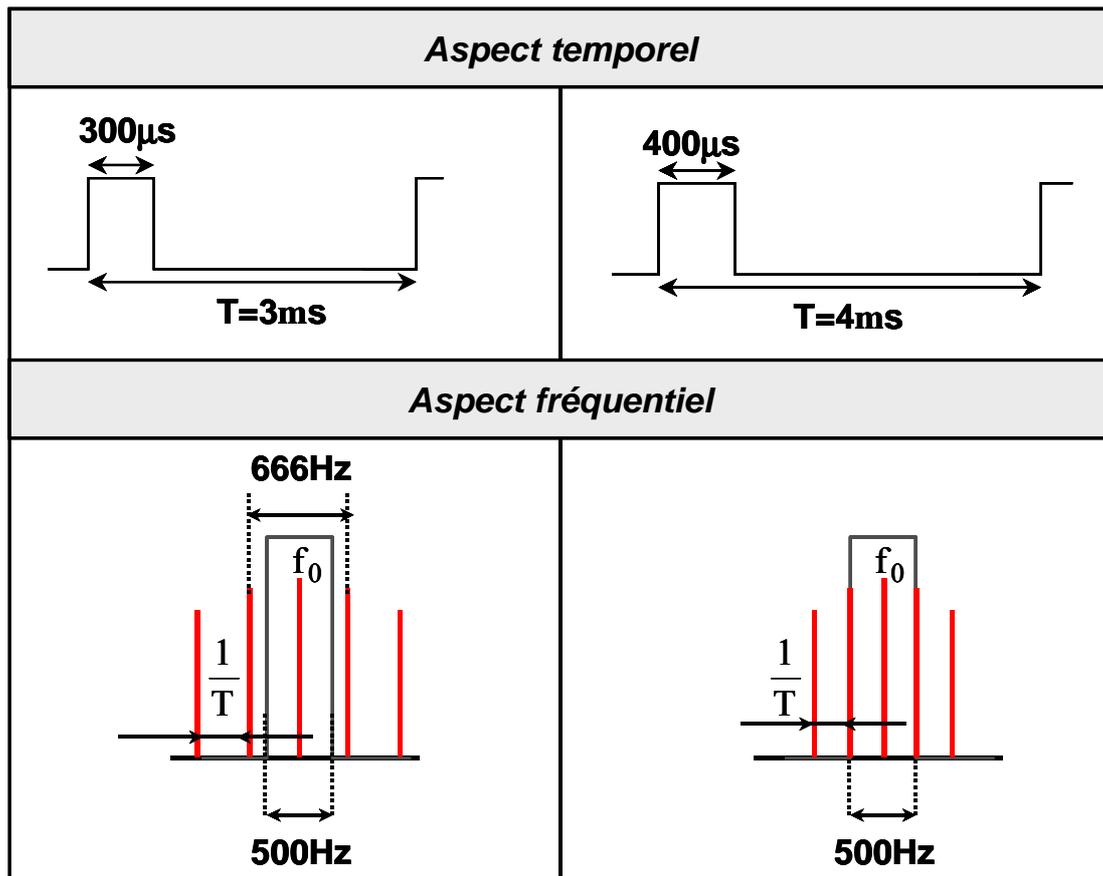


Figure II-21 : Influence de la récurrence des signaux sur les aspects de filtrages BF.

Signaux de polarisation.

Les mesures qui vont être présentées ont été obtenues pour les conditions opératoires suivantes. La tension V_{CE0} entre le collecteur et l'émetteur n'est pas pulsée, elle est fixée à une valeur comprise entre 20 et 24V. Des mesures préliminaires, pour des tensions de collecteur plus faibles, ont permis de mettre en évidence le fait que la puissance dissipée par le transistor en régime fort signal était insuffisante pour apprécier l'amélioration apportée par les différents radiateurs.

La tension entre la base et l'émetteur est pulsée pendant 320µs. L'impulsion de polarisation de base est légèrement plus large que celle du signal RF pour assurer une mesure en régime établi.

La polarisation choisie est mixte pour éviter les phénomènes d'emballement thermique. Pour ce faire, comme indiqué sur la figure II-22, la résistance de Thévenin équivalente présentée par le réseau de polarisation sur la base est de 14Ω. Cette impédance représente l'impédance 50Ω du générateur de tension pulsée associée à une résistance parallèle de 10Ω et une résistance série de 5Ω.

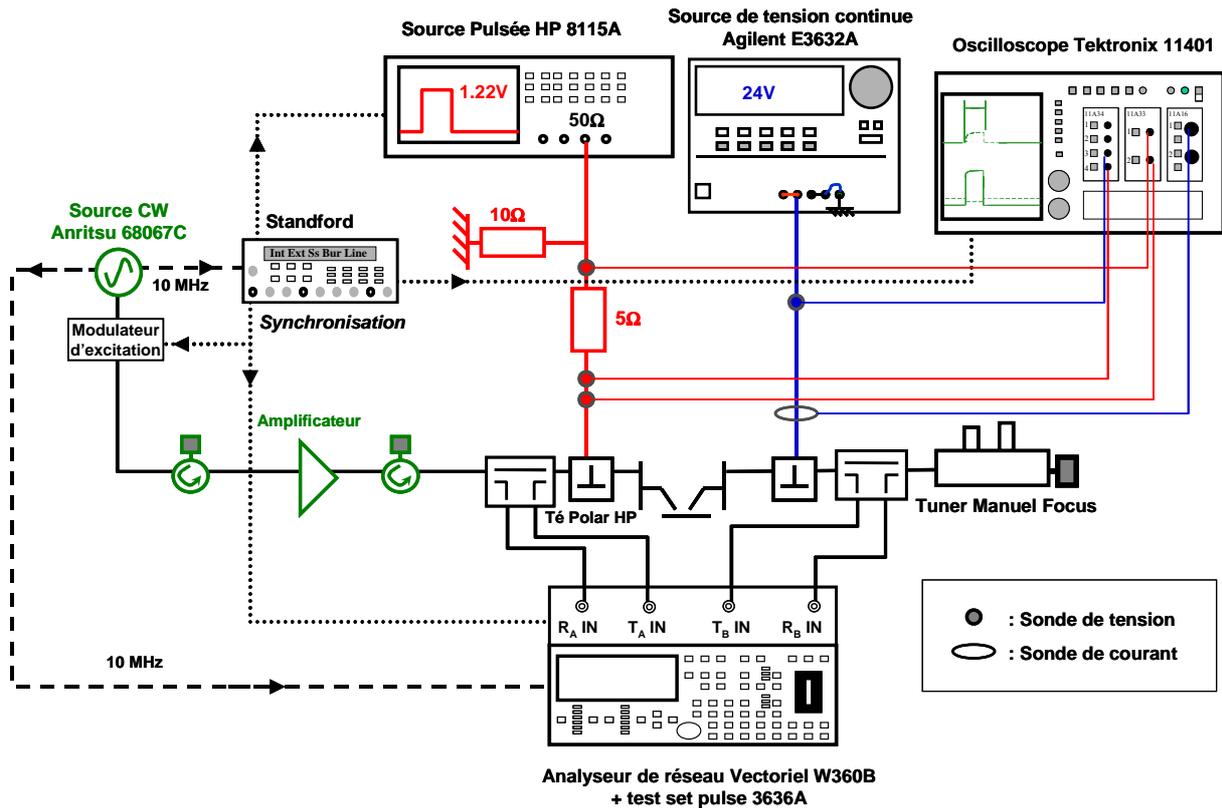


Figure II-22 : Schéma du banc Load Pull pulsé utilisé pour la mesure des HBT.

Les courants et tensions de polarisation pulsés sont mesurés grâce à un oscilloscope à échantillonnage numérique muni d'un tiroir quatre entrées pour mesurer les tensions, d'un tiroir de mesure différentielle pour mesurer le courant d'entrée passant dans la résistance de 5Ω , et d'un tiroir de mesure par effet hall du courant de sortie. Par un balayage synchronisé de la fenêtre de mesure au sein de l'impulsion RF et de l'acquisition des courants et tensions au long de l'impulsion DC, le rendement en puissance ajoutée peut ainsi être évalué en début, milieu, et fin de l'excitation RF.

Recherche de l'impédance de charge optimale.

L'impédance de charge est optimisée en mode pulsé. Dans le cas présent, la recherche 'Load Pull' a été faite en utilisant un tuner passif présentant un coefficient de réflexion suffisamment élevé à 2.2GHz pour satisfaire nos exigences. Cette manipulation est effectuée pour un niveau de puissance proche de la compression. Lorsque l'impédance de charge donnant les performances requises est globalement localisée, pour les résultats exposés par la suite, la phase de son coefficient de réflexion est réajustée de manière à obtenir un bon compromis entre puissance et rendement en puissance ajoutée.

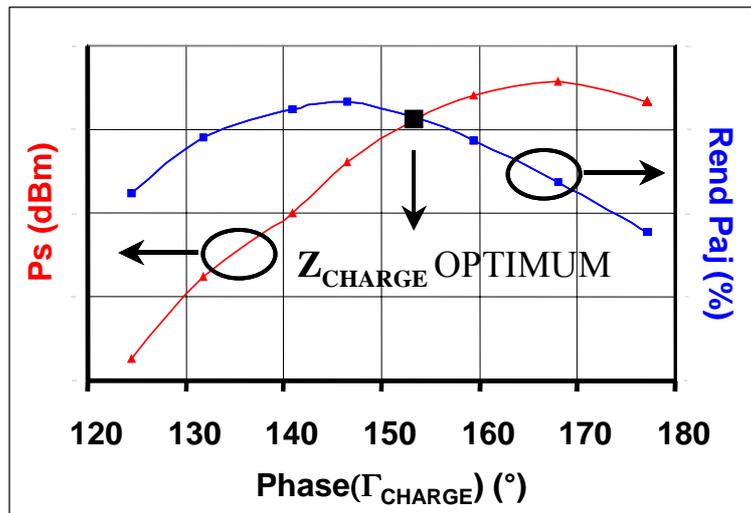


Figure II-23 : Recherche de l'impédance de charge optimale.

b) Présentation des résultats.

Dans le chapitre I, la classe de polarisation a été évoquée comme étant un des paramètres majeurs conditionnant l'état thermique du composant. En passant d'une classe B vers une classe AB, le courant de collecteur au repos augmente, ce qui joue sur la valeur de la puissance dissipée et donc sur la température. Afin d'illustrer ce principe, des mesures issues de ces deux classes de fonctionnement différentes sont exposées afin d'observer les conséquences sur la dispersion des performances RF au sein de l'impulsion. Pour les premières mesures, la classe la moins thermiquement sensible est appliquée, à savoir la classe B.

Mesures en Classe B

Mesures pour $V_{CE0} = 20V$.

Les mesures débutent pour une polarisation de collecteur à $V_{CE0} = 20V$ afin de limiter les risques d'emballement thermique en début de caractérisation. Le courant de collecteur au repos dans l'impulsion est $I_{C0} = 8mA$ pour une tension de base pulsée $V_{be0} = 1.2V$.

Dans ces conditions, la première évaluation porte sur la comparaison des résultats obtenus avec le transistor Ced2027 muni d'un radiateur en or fin et d'un même transistor sur lequel un diamant a été implanté.

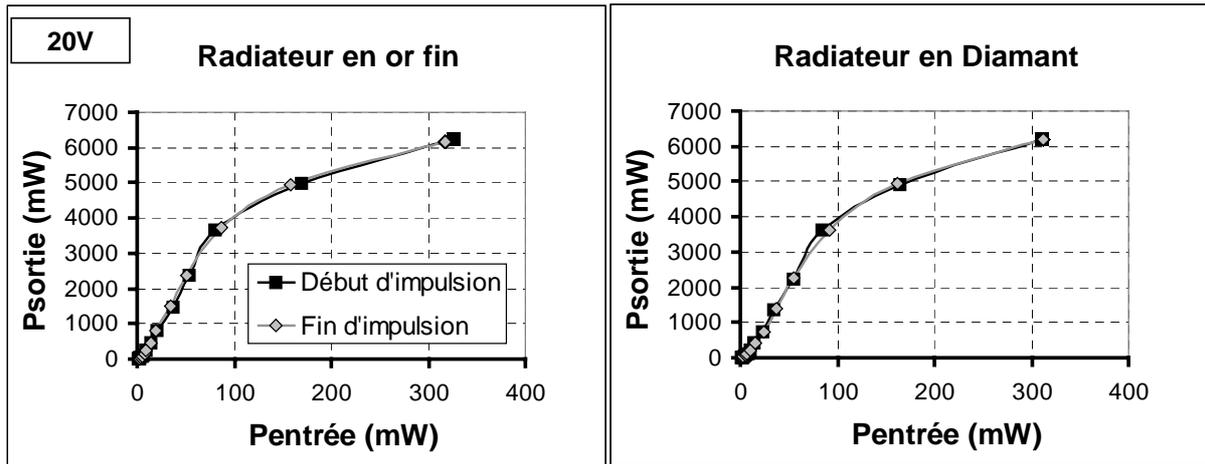


Figure II-24 : Mesures AM/AM en classe B pour $V_{ce0}=20V$.

Ces premières mesures indiquent que pour $V_{CE0} = 20V$, le radiateur en or fin suffit amplement à dissiper la chaleur. Les performances en puissance en début ou fin de pulse restent constantes, avec ou sans diamant. Par ailleurs, sur les graphiques présentés ci dessous, il est possible de constater que la puissance dissipée par le transistor reste constante dans l'impulsion et qu'elle se stabilise autour de 3W à la compression.

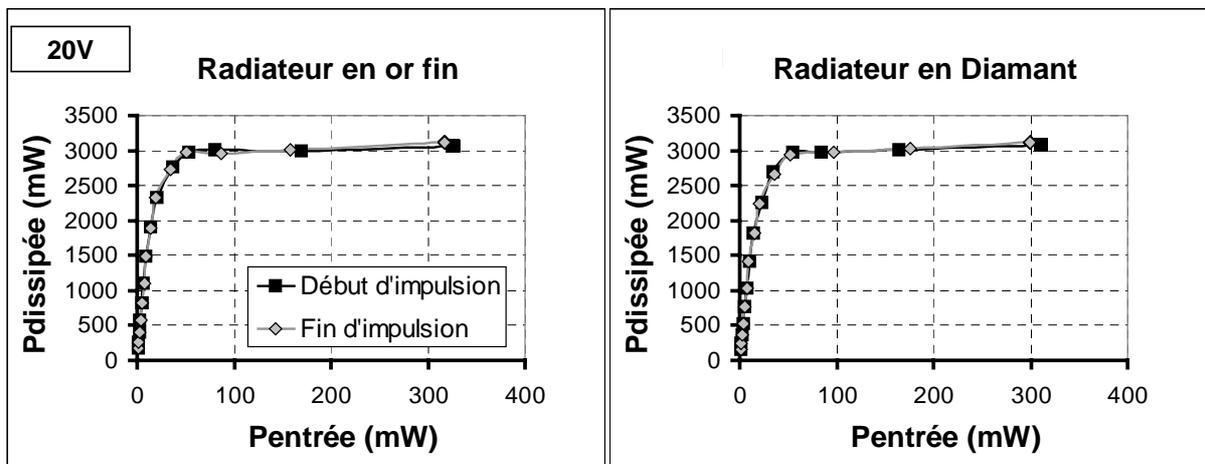


Figure II-25 : Mesures de puissance dissipée en classe B pour $V_{ce0}=20V$.

Remarque : Pour $V_{CE0} = 20V$, les résultats sont identiques pour le transistor muni d'un radiateur en or épais.

Mesures pour $V_{CE0} = 24V$.

La tension de collecteur pulsée est augmentée afin d'accroître la puissance dissipée jusqu'à observer une différence notable de performances entre les différents transistors. Pour ce faire, V_{CE0} doit au moins être égale à 24V, comme illustré ci après.

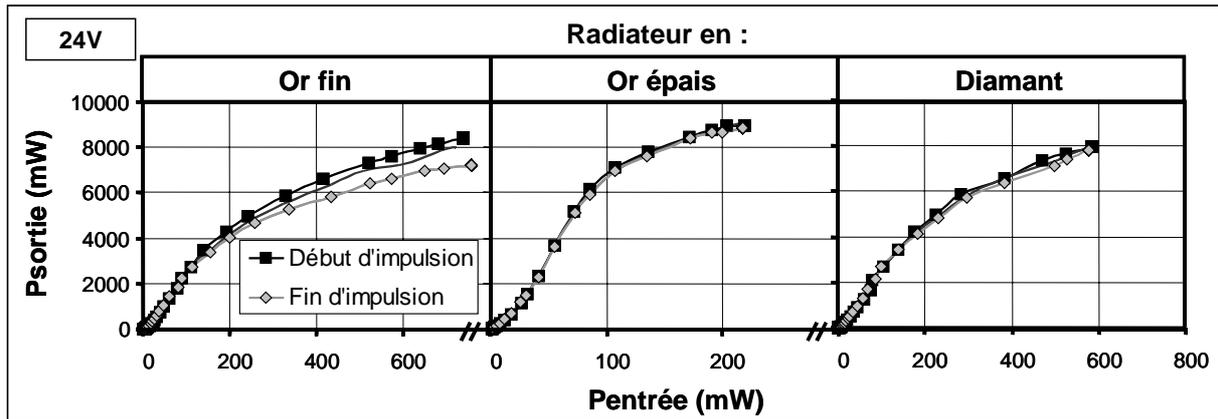


Figure II-26 : Mesures AM/AM en classe B pour $V_{ce0}=24V$.

Dans cette configuration, contrairement aux autres, le transistor muni du radiateur en or fin s'avère plus sensible aux effets thermiques. En effet, pour le dernier point, la puissance de sortie au cours de l'impulsion de $300\mu s$ chute de $8400mW$ à $7200mW$. Par ailleurs, il peut être noté que le transistor possédant un radiateur en or épais possède une résistance de base plus faible que les autres, son gain en puissance est donc plus élevé.

L'étude porte à présent sur l'observation de la rotation de phase de la fréquence porteuse au sein de l'impulsion en fonction de la puissance.

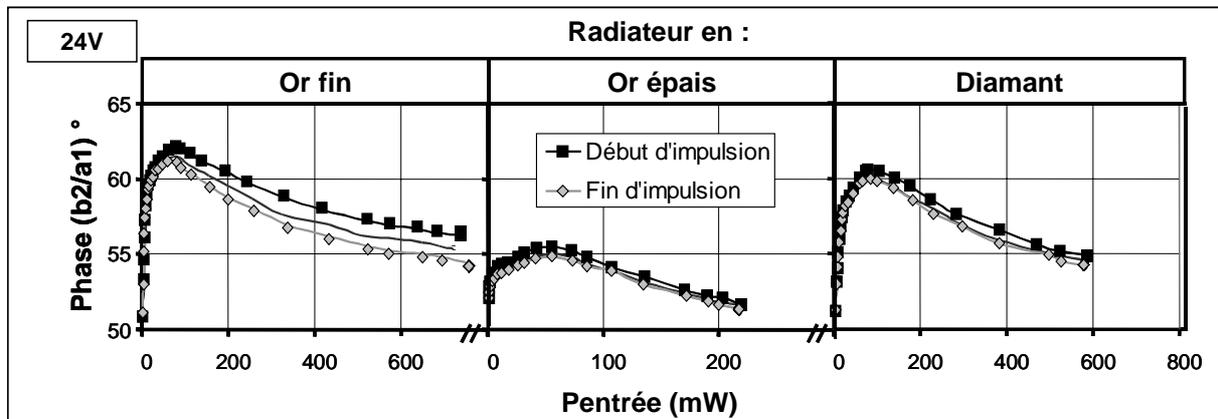


Figure II-27 : Mesures AM/PM en classe B pour $V_{ce0}=24V$.

Une fois de plus, le transistor avec le radiateur en or fin est celui présentant la plus grande sensibilité thermique au regard des mesures AM/PM au sein de l'impulsion. Pour une puissance de sortie aux alentours de $8W$, la phase du rapport d'ondes ($b2/a1$) décroît de 2° au cours des $300ms$. Cette évolution n'apparaît pas pour les transistors munis de radiateur en or épais ou en or fin associé avec le diamant.

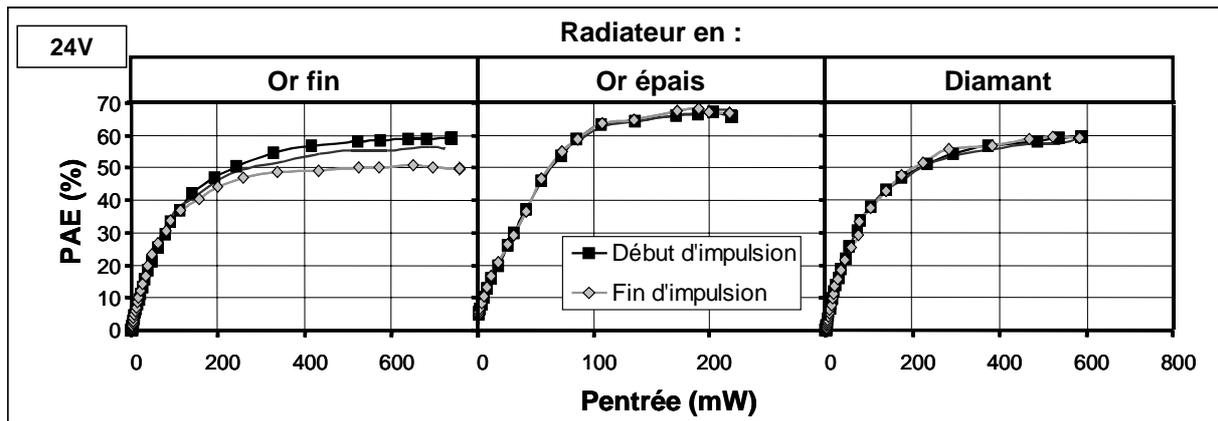


Figure II-28 : Rendement en puissance ajoutée en classe B pour $V_{ce0}=24V$.

Le rendement en puissance ajoutée est compris entre 60 et 70% à la compression, cependant, ces performances sont à nouveau dégradées au sein de l'impulsion pour le transistor muni du radiateur en or fin.

Pour information, l'évolution des impulsions de polarisation aux accès du transistor muni du radiateur en or épais sont données en fonction du niveau de puissance RF.

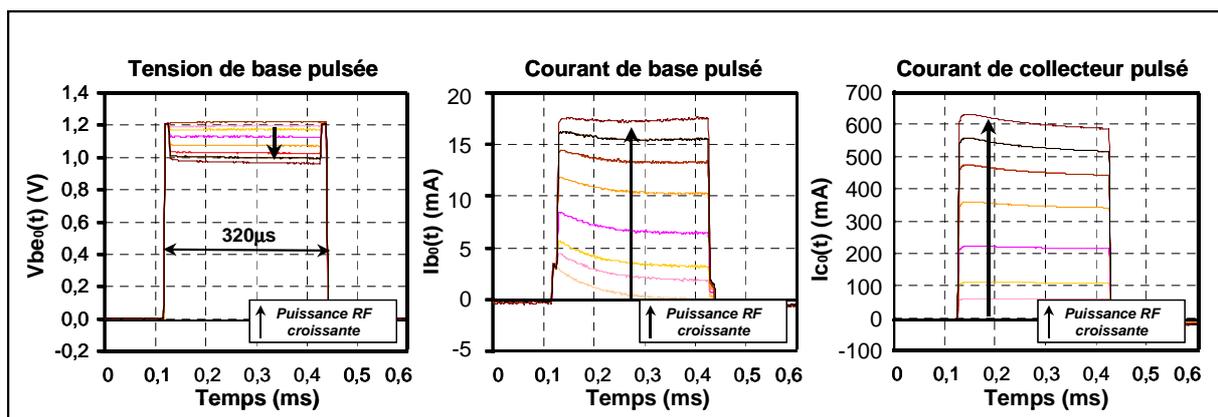


Figure II-29 : Allure temporelles des impulsions de polarisations pour $V_{ce0}=24V$

Plusieurs phénomènes concernant les conditions opératoires peuvent être observés sur cette figure. Par exemple, l'impulsion de tension appliquée sur la base est légèrement plus longue (320ms) que l'impulsion RF (300ms). En augmentant le niveau de la puissance RF, les courants de base et de collecteur augmentent, conformément à un fonctionnement en classe B. La polarisation mixte effectuée afin d'éviter le phénomène de 'crunch' ou d'emballement thermique ($R_B = 14\Omega$) fait que la tension de base à l'accès du transistor diminue de 1.2V à 1.0V. Malgré la présence du radiateur en or épais, en régime fort signal, une chute du courant de collecteur en fin d'impulsion due à l'échauffement du transistor est toujours observable.

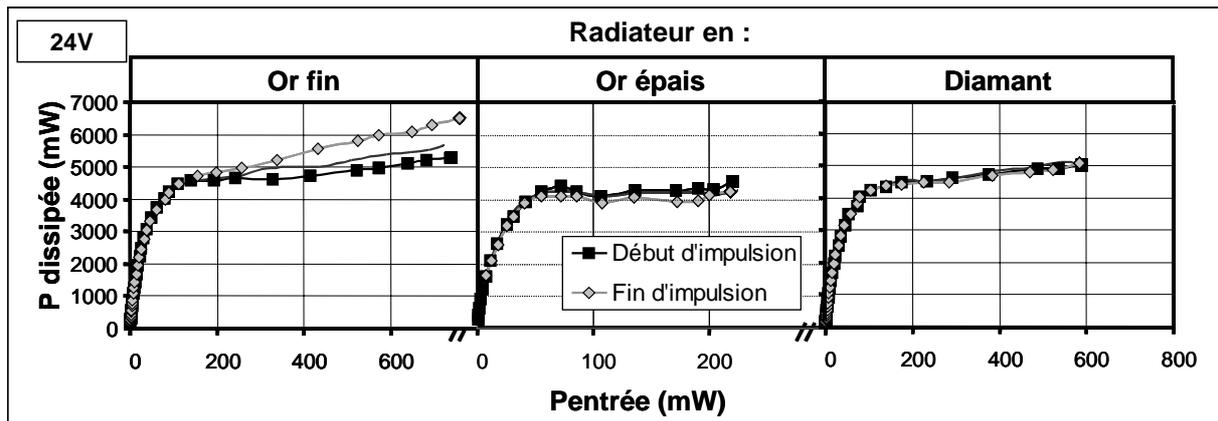


Figure II-30 : Mesure de puissance dissipée en classe B pour $V_{ce0}=24V$.

Les résultats présentés ci dessus montrent que l'or épais ou le diamant permettent de stabiliser la puissance dissipée maximum à 5W tout au long de l'impulsion. Sans l'usage de celui-ci, cette puissance augmente et atteint 6.5W du fait de l'augmentation de température. L'amélioration apportée par cette technique est donc clairement démontrée.

Remarque : les mesures ont été stoppées pour une compression de gain de l'ordre de 3dB pour laquelle le courant de collecteur atteignait 600mA, afin de ne pas risquer de détruire les composants.

Les transistors équipés de radiateurs en diamant ou en or épais présentant tout les deux de bonnes performances thermiques, ces deux composants vont à présent être testés dans des conditions de fonctionnement encore plus critiques, à savoir une classe de polarisation AB.

Mesures en Classe AB

Les caractéristiques d'AM/AM, AM/PM, de rendement et de puissance dissipée sont présentées pour les conditions opératoires suivantes :

La tension de collecteur est fixée à $V_{CE0} = 22V$. Pour placer le composant dans un état plus chaud, la tension de la base est augmentée à $V_{be0} = 1.29V$ de manière à avoir sans excitation RF un courant de collecteur égale à $I_{C0} = 100mA$. Les mesures seront stoppées lorsque le courant DC de fonctionnement atteint 600mA.

Remarque : En changeant I_{C0} , le coefficient de réflexion d'entrée présenté par le transistor est lui aussi devenu plus fort, passant en moyenne de 0.989 pour la classe B à 0.993 pour la classe AB. Les mesures faites de la puissance entrante P_e (formule(49)) dans le transistor deviennent par conséquent très sensibles rendant les résultats difficilement exploitables. Par

conséquent, les résultats suivants ne seront pas exprimés en fonction de la puissance entrante dans le transistor mais en fonction de la puissance disponible délivrée par le générateur avec :

$$(55) \quad P_{DISPO} = \frac{1}{2} |a_1|^2$$

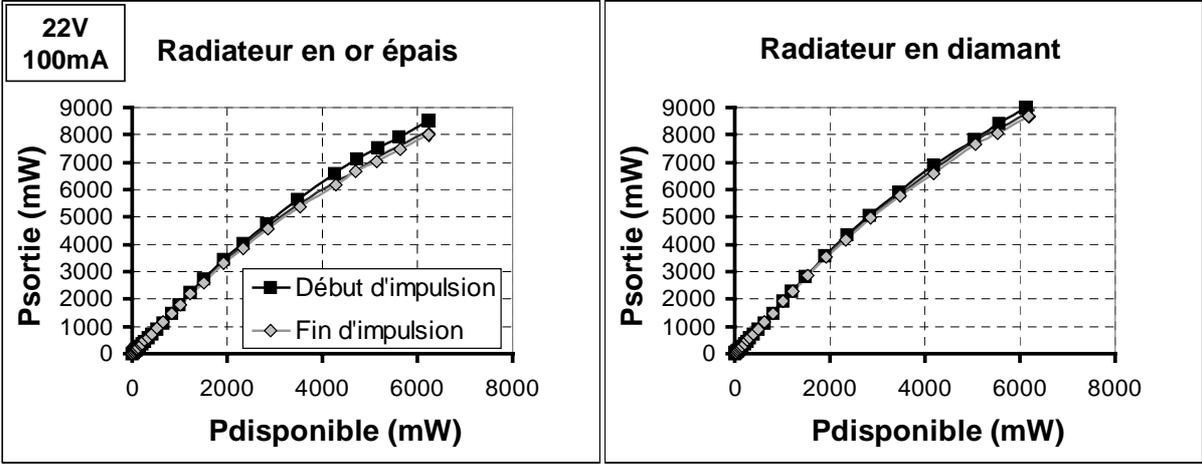


Figure II-31 : Mesures AM/AM en classe AB pour $I_{ce0}=100mA$ et $V_{ce0}=22V$.

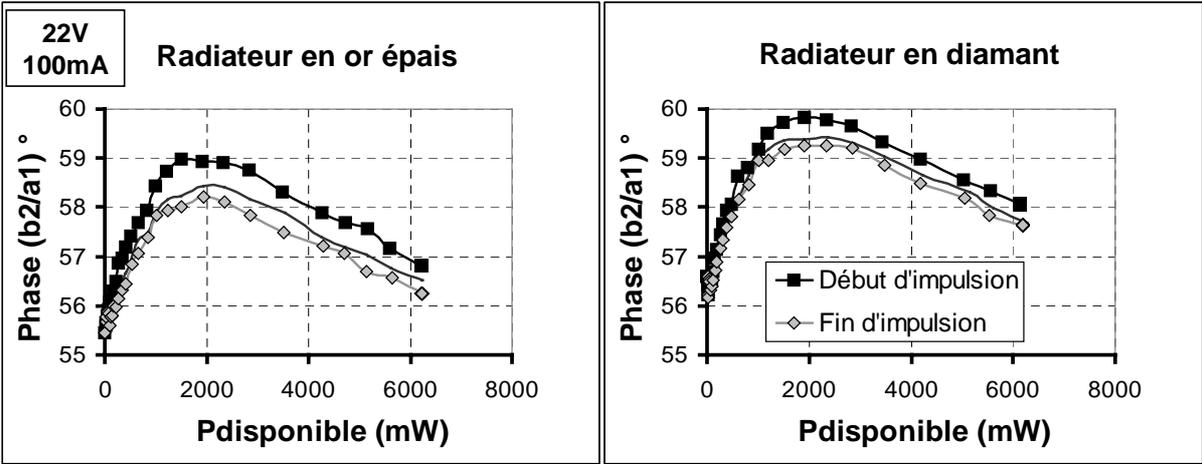


Figure II-32 : Mesures AM/PM en classe AB pour $I_{ce0}=100mA$ et $V_{ce0}=22V$.

Le comportement thermique entre les deux composants est équivalent avec toutefois un léger avantage concernant le transistor possédant le diamant. La rotation de phase n'est que légère (inférieure à 1°) au sein de l'impulsion.

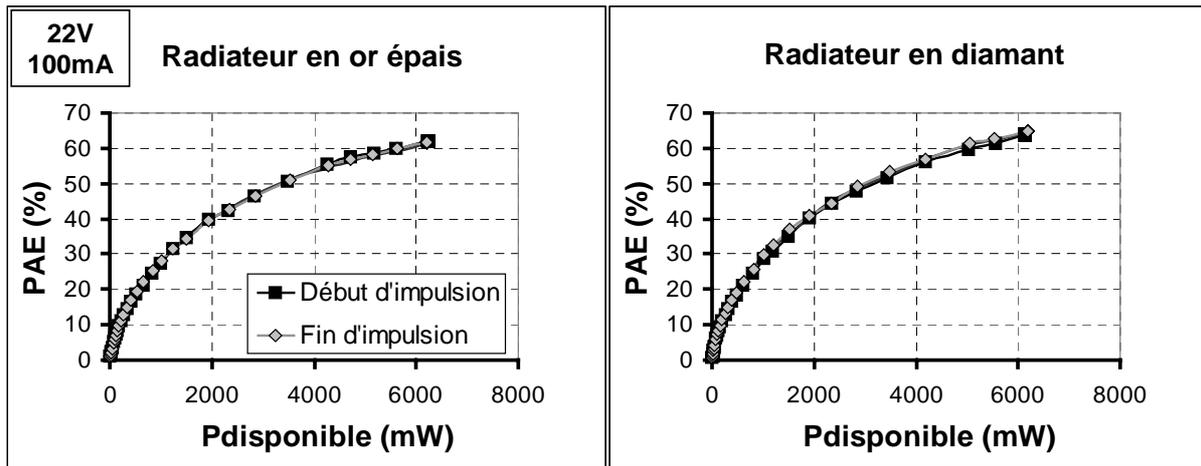


Figure II-33 : Rendement en puissance ajoutée pour $I_{ce0}=100mA$ et $V_{ce0}=22V$.

A la compression, le rendement en puissance ajoutée dépasse 60%, cette performance met ainsi en avant les potentialités intéressantes des composants pour un fonctionnement en bande S. Par rapport à la classe B, deux différences majeures sont à noter concernant l'allure des courbes de puissances dissipées suivantes.

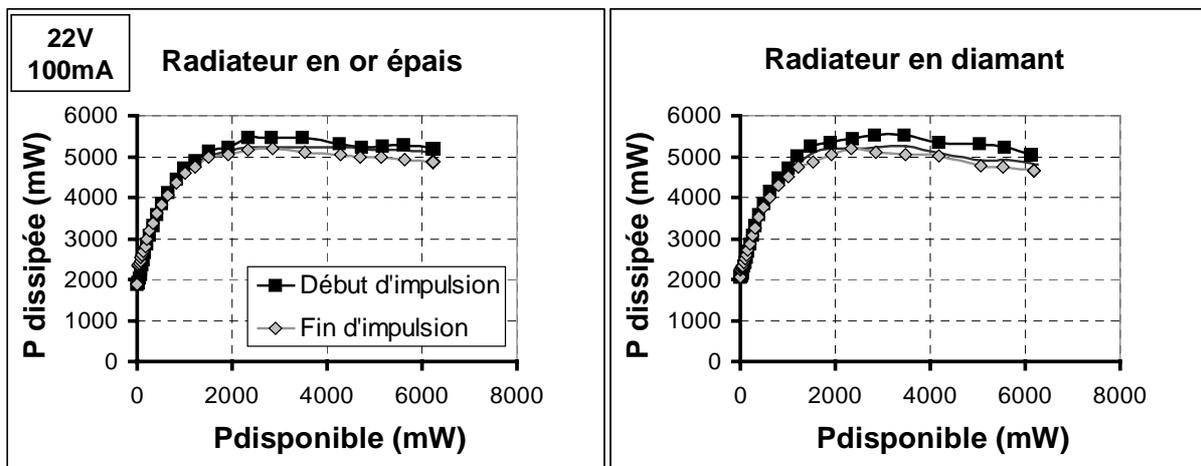


Figure II-34 : Mesure de puissance dissipée en classe AB pour $I_{ce0}=100mA$ et $V_{ce0}=22V$.

Premièrement, lorsque le signal RF est absent, cette puissance vaut 2W alors qu'elle était nulle en classe B. Le transistor est dans un état chaud au repos.

Deuxièmement, contrairement aux mesures faites en classe B, le transistor est ici plus froid en fin d'impulsion qu'au début. Ceci est caractéristique d'un fonctionnement en classe AB et plus encore en classe A. Au repos, l'énergie consommée ($P_{DISS} \approx I_{c0} \cdot V_{ce0}$) est uniquement dissipée sous forme de chaleur. A l'état actif, une majeure partie de la puissance consommée est convertie sous forme de signal RF utile, contribuant de ce fait à refroidir le transistor

$(P_{DISS} \approx I_{c0} \cdot V_{ce0} - P_S)$. Plus le composant est en régime fort signal, plus il se refroidit. Ce phénomène vient donc diminuer les effets de la chute de puissance au sein de l'impulsion.

IV Conclusion.

Ces mesures ont permis de mettre en avant plusieurs éléments intéressants concernant la conception optimale de composants de puissance. Elles ont en effet permis de démontrer clairement l'impact que pouvait avoir différents radiateurs sur des transistors de puissances type HBT Ced2027 de 20 doigts de surface 2 par 70 μm^2 pour la bande S [119][120]. De ce fait, ce genre de caractérisation fonctionnelle prend part à l'expertise des filières technologiques de semiconducteurs.

L'influence de la température sur la chute de gain et sur la rotation de phase de la porteuse dans l'impulsion à pu être quantifiée selon différentes conditions opératoires. Cela à permis de valider finement les modèles électrothermiques développés en [109]. Cela permet ainsi d'effectuer des conceptions assistées par ordinateur pointues nécessitant l'utilisation de modèles de plus en plus précis.

Par ailleurs, concernant les nouvelles technologies de semiconducteurs, cette caractérisation s'avère naturellement être comme un outil nécessaire pour la caractérisation de transistors de grand gap et pour la validation de leurs modèles non linéaires.

Ces mesures sont réalisées dans le domaine fréquentiel. Une poursuite légitime de caractérisation de ces composants de puissance en mode pulsé dans le domaine temporel sera abordée en conclusion générale.

Un intérêt majeur de ce style de mesure est la relative souplesse de la configuration du banc, celle-ci peut être adaptée en fonction des besoins spécifiques de caractérisation concernant d'autres aspects critiques de l'amplification de puissance en mode pulsé. Ainsi ce chapitre a centré son contenu sur des mesures de transistors en fonction de différents solutions technologiques concernant l'évacuation de chaleur au moyen de radiateurs spécifiques. Les chapitres suivants montreront une configuration de ce banc de mesure singulièrement différente pour l'étude de deux autres aspects majeurs, la linéarité et la stabilité.

V Bibliographie

- [107]. **J.P. Fraysse, D. Floriot, P. Auxemery, M. Campovecchio, R. Quere, J. Obregon.**

" A non-quasi-static model of GaInP/AlGaAs HBT for power applications "

1997 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp379-382

- [108]. **S. Heckmann, R. Sommet, J.M. Nebus, J.C. Jacquet, D. Floriot, P. Auxemery, R. Quere.**

" Characterization and modeling of bias dependent breakdown and self-heating in GaInP/GaAs power HBT to improve high power amplifier design "

2002 IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.50, N°12, pp.2811-2819, Dec 2002

- [109]. **S. Heckmann**

" Contribution au développement d'une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de très forte puissance en bandes L et S pour applications de télécommunications civiles et R.A.D.A.R. "

2003 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 35-2003

- [110]. **J.P. Teyssier, P. Bouysse, Z. Ouarch, D. Barataud, T. Peyretailade, R. Quere.**

" 40-GHz/150ns Versatile Pulsed Measurement System for Microwave Transistor Isothermal Characterization "

1998 IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.46, N°12, pp.2043-2052, Dec 1998.

- [111]. **D.D. Poulin, J.R. Mahon, J.-P. Lanteri.**

" A high power on-wafer pulsed active load pull system. "

1992 IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.40, N°12, pp.2412-2417, Dec 1992.

[112]. S. Nuttinck, E. Gebara, J.Laskar, H.M. Harris.

" Study of self-heating effects, temperature-dependent modeling, and pulsed load-pull measurements on GaN HEMTs. "

2001 IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.49, N°12, pp.2413-2419, Dec 2001.

[113]. C. Arnaud

"Etude et conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en mode CW pulse. "

2001, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 29-2001

[114]. C. Arnaud, D. Barataud, J.M. Nebus, J.P. Teyssier, J.P. Villotte, D. Floriot

" An active pulsed RF and pulsed DC load-pull system for the characterization of HBT power amplifiers used in coherent radar and communication systems"

IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.48, N°12, pp. 2625 -2629, Dec 2000.

[115]. D. Lopez,

" Intégration dans un Environnement de Simulation Circuit d'un Modèle Electrothermique de Transistor Bipolaire à Hétérojonction issu de Simulations Thermiques Tridimensionnelles"

2002 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 10-2002

[116]. D. Rytting

"An analysis of vector measurement accuracy enhancement techniques."

Proc. Hewlett Packard RF & Microwave Symposium, pp. 976-987, March 1982.

[117]. R.B. Marks

"A multilane Method of Network analyser calibration.."

IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 39, pp. 1205-1215, (July 1991).

[118]. A. Ferrero, U. Pisani,

"An improved calibration technique for on wafer large signal transistor characterization ."

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 42, N°2, pp. 360-364, (April 1993).

[119]. T.Gasseling, S.Heckmann, D. Barataud, J.M. Nebus, J.P. Villotte, R. Quere, D. Floriot, P.Auxemery.

“Large signal pulsed RF and DC load pull characterization of high voltage 10W GaAs-GaInP HBTs.”

2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp1651-1654

[120]. T.Gasseling, S.Heckmann, D. Barataud, J.M. Nebus, J.P. Villotte, R. Quere, D. Floriot, P.Auxemery.

“Caractérisation pulsée de transistors de puissance HBT 10W GaAs- GaInP à forte tension d'alimentation..”

JNM Lille, session 2C1-3, Juin 2003.

CHAPITRE III

CARACTERISATION FONCTIONNELLE

POUR L'ANALYSE DES CONDITIONS

DE FONCTIONNEMENT OPTIMALES

EN TERME DE LINEARITE DE

TRANSISTORS PHEMT EN BANDE K.

I Introduction

Les protocoles modernes utilisés en communications qui visent à augmenter l'efficacité spectrale (débit d'informations dans une bande de fréquence allouée) nécessitent l'utilisation d'amplificateurs répondant à des spécifications de linéarité toujours plus pointues.

Il existe de nombreuses caractérisations permettant d'évaluer les aptitudes des composants et des amplificateurs testés vis à vis de ces critères.

Une validation pointue d'un modèle de transistor non quasi-statique concernant les performances en terme de linéarité peut nécessiter une caractérisation fonctionnelle utilisant des signaux complexes, proches de ceux pour lesquels le composant est destiné. Des procédures de test en mesures comme en simulations de type 'ACPR', 'NPR' peuvent alors être employées [121], [122], [123]. Les signaux utilisés sont alors modulés selon des formats spécifiques ou composés de plusieurs centaines de porteuses aux caractéristiques proches d'un bruit gaussien à bande limitée. A ce titre, les travaux cités en [124] effectués dans un environnement load pull proposent une caractérisation de la linéarité du dispositif sous test en fonction du nombre de porteuses constituant le signal, et ceci à puissance moyenne constante du signal global.

Du point de vue des aspects temporels, fréquentiels et statistiques des signaux au niveau du transistor, un inconvénient réside dans le fait que la complexité de ces signaux rend difficile l'exploitation des résultats pour l'analyse des effets des différentes non linéarités ainsi que d'éventuels mécanismes de compensations. Cela représente donc un handicap certain concernant l'expertise de semiconducteurs pour l'établissement de méthodes et de critères de conception de circuits.

Par conséquent, des caractérisations utilisant des signaux de test plus simples peuvent se révéler plus appropriées à cette tâche. Il s'agit généralement de tests d'intermodulations pour des signaux à deux porteuses. Il est alors plus aisé de dégager certaines tendances pour l'analyse des mécanismes altérant ou améliorant la linéarité des dispositifs, quantifiée par des critères tel que le rapport C/I [125]. En faisant varier l'écart en fréquence des deux porteuses, ils permettent par exemple de mettre en avant l'existence de phénomènes à dynamiques lentes (mémoire basse fréquence). Du point de vue de la caractérisation expérimentale,

l'interprétation et l'exploitation des résultats n'est pas aisée car les résultats sont dépendants de l'environnement de mesure (profils d'impédances des circuits et instruments de polarisation en basses fréquences et profils généraux d'impédances en RF du banc de mesure). Par ailleurs, des minimums localisés donc non exploitables de $C/I3$ peuvent apparaître, cependant, ils sont généralement accompagnés de l'augmentation de C/I d'ordres supérieurs.

Enfin, le signal de test le plus basique qui soit est le signal CW (constitué d'une seule porteuse). Les caractéristiques statiques AM/AM et AM/PM fournies par ce genre de mesures ne peuvent certes être suffisantes pour valider les travaux de modélisations et/ou de conceptions, cependant, elles en constituent une première phase incontournable. En effet, un modèle ne reproduisant pas fidèlement ces caractéristiques ne possède que de faibles chances d'être valable pour des applications plus complexes.

Le travail présenté ci dessous porte en partie sur la validation d'un modèle de PHEMT établi en [126] et particulièrement sur une analyse fine des caractéristiques de conversion AM/AM et AM/PM. Cette première approche est importante et nécessaire avant de mettre en œuvre une étude plus complexe portant sur l'amplification de signaux à modulations mixtes (amplitude et phase) de type QAM. La contribution essentielle du travail présenté dans ce chapitre est le développement d'un banc de caractérisation dédié à l'extraction des caractéristiques statiques AM/AM et AM/PM dans un environnement source et load pull en bande K [132]. Ce travail a pu être mis en œuvre de par le soutien financier du CNES.

II Validation de modèle non linéaire de transistor PHEMT en bande K.

Comme cela est évoqué dans le premier chapitre, pour pouvoir préjuger des performances d'un transistor en terme de linéarité, la première étape consiste à observer le tracé de son réseaux de caractéristiques statiques IV pulsées [127], [128], permettant de mettre en avant les phénomènes sources des non linéarités. Cette caractérisation est la base des modèles de transistors constitués au sein de l'IRCOM.

Les résultats obtenus par l'usage de ces modèles en environnement CAO doivent ensuite être confrontés aux mesures de puissances effectuées sur un banc de test type Load Pull. Cela permet d'affiner et de valider les modèles ainsi établis.

Par ailleurs, la caractérisation fonctionnelle effectuée permet de rechercher suivant les critères spécifiés, les conditions optimales de fonctionnement en puissance, rendement et linéarité, sachant qu'un compromis entre ces différents critères est souvent nécessaire.

Ce travail a été réalisé pour des mesures mono-fréquentielles sur un transistor PHEMT. Les mesures de puissance et de conversion de phase ainsi réalisées ont permis de valider l'étude analytique des conditions optimales de fonctionnement en terme de linéarité du transistor ainsi que sa modélisation, réalisée dans le cadre de l'étude menée en [126].

II.1 Principe de la modélisation basée sur une description unidimensionnelle des capacités non linéaires.

II.1.1 Objectif.

Dans les transistors à effet de champ, parmi les éléments influant fortement la linéarité en fonction du niveau de puissance, figurent la capacité non linéaire entre la grille et la source (C_{GS}), et la capacité non linéaire entre la grille et le drain (C_{GD}). La modélisation fine et ajustée de ces deux capacités est une des étapes importantes.

Ces capacités dépendent de la tension de grille V_{GS} et de la tension de drain V_{DS} . Elles sont donc modélisées par des fonctions bidimensionnelles. Le domaine de ces fonctions est défini sur l'ensemble du tracé de la caractéristique statique. Cependant, lors des simulations, seule une partie limitée de ce domaine de définition est réellement utilisée.

Ainsi, une restriction de ce domaine aux zones effectivement sollicitées permet d'augmenter la rapidité des simulations et en facilite la convergence.

II.1.2 Principe

Pour ce faire, les profils des capacités non linéaires C_{GS} et C_{GD} sont extraits uniquement le long d'un cycle de charge prédéterminé correspondant à un ensemble de couples (V_{GS}, V_{DS}) . Celui-ci est choisi pour être représentatif du fonctionnement grand signal auquel sera soumis le transistor comme indiqué sur la figure ci après. Dans le cas présent, le cycle de charge est défini pour une excursion maximale et une surface minimale. Le choix de ce cycle doit bien évidemment être guidé en fonction des applications pour lesquelles le modèle est réalisé. Cela fixe par conséquent l'impédance de charge et la polarisation choisie. Néanmoins, il sera montré ultérieurement que la validité de ce modèle peut s'étendre au delà du domaine restreint initialement défini.

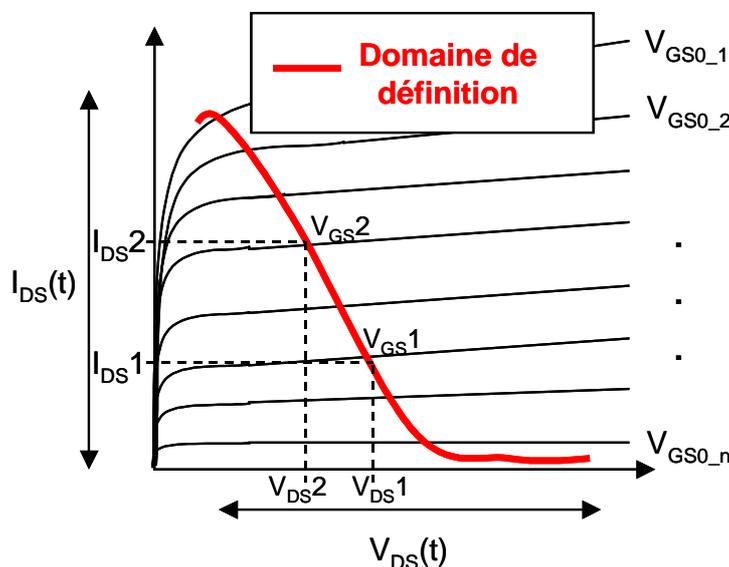


Figure III-1 : Restriction du domaine de définition.

II.1.3 Modélisation

Le transistor modélisé est un PHEMT issu de la filière PPH25 d'UMS réalisé pour des applications en bande K. Les éléments du modèle de ce transistor sont extraits à partir de

mesures I/V pulsées [128]. Une fois cette étape réalisée, seules les valeurs de $C_{GS}(V_{GS}, V_{DS})$ et de $C_{GD}(V_{GS}, V_{DS})$ incluses dans le domaine de définition restreint sont sélectionnées. Il est par la suite possible de représenter ces capacités par des fonctions de descriptions unidimensionnelles selon V_{GS} pour C_{GS} et selon V_{GD} pour C_{GD} .

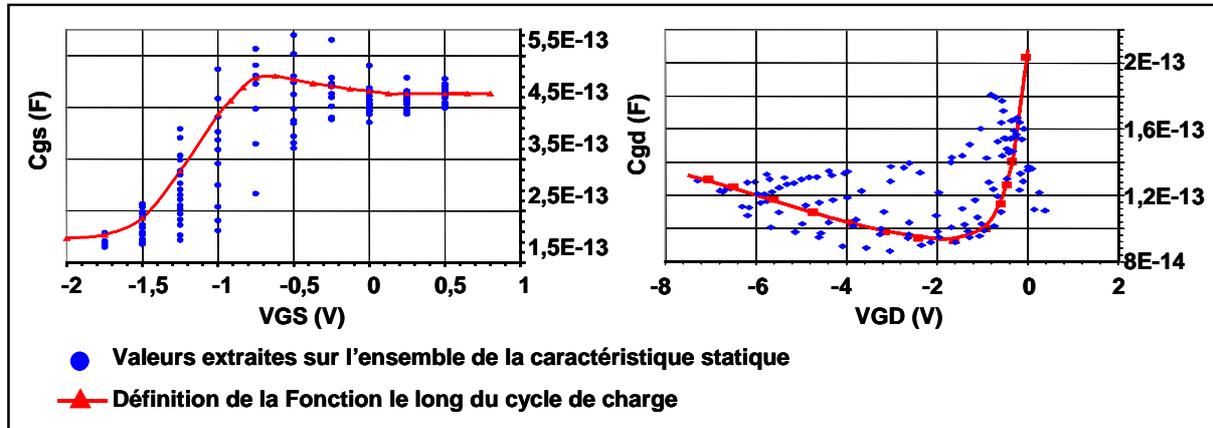


Figure III-2 : Description unidimensionnelle des capacités non linéaires.

A titre informatif, la figure ci dessus indique que l'amplitude de variation de la capacité C_{GD} en fonction de V_{GD} est deux fois moins importante que celle de C_{GS} en fonction de V_{GS} . Afin de valider le modèle ainsi établi, des comparaisons de performances basées sur les caractéristiques AM/AM et AM/PM entre simulations et mesures de puissance sur le banc 'Load Pull' sont effectuées.

II.2 Mesures load pull en bande K.

II.2.1 Présentation du banc

Les mesures effectuées sous pointes sont réalisées lorsque le transistor est chargé sur une impédance optimale en puissance. Cela pourrait être fait par l'usage d'un tuner en sortie du transistor. Cependant, afin de pouvoir avoir accès aux mesures calibrées, le tuner doit se trouver derrière les coupleurs de mesure. Du fait de cet éloignement, le tuner mis à disposition présente un coefficient de réflexion maximum en bande K trop faible pour pouvoir adapter correctement le dispositif sous test à la fréquence fondamentale.

Pour remédier à ce problème, une boucle active [131] est alors mise en place comme indiqué sur la figure III-3 .

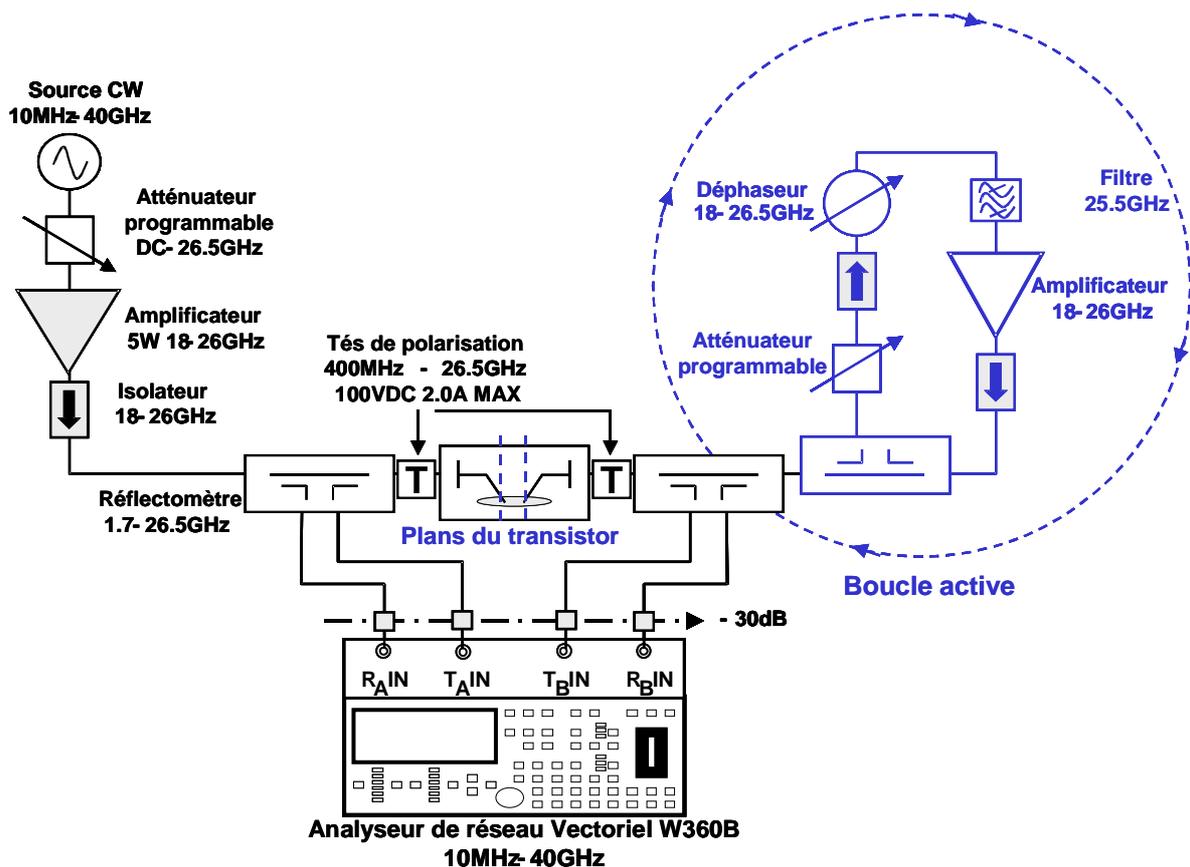


Figure III-3 : Schéma du banc load pull actif en bande K.

En utilisant un amplificateur de puissance au sein de cette boucle avec suffisamment de gain, il est possible de synthétiser dans le plan de sortie du transistor l'impédance de charge optimale voulue. L'atténuateur programmable permet de régler le module de l'impédance de charge présentée, le déphaseur permet d'en régler la phase. Les circulateurs permettent de protéger l'amplificateur contre les retours éventuels de puissance. Le filtre étroit passe bande centré autour de 25.5GHz permet d'éviter toute oscillation hors bande.

Calibrage vectoriel.

La caractérisation doit être faite sous pointes. Le calibrage effectué dans les plans de référence du transistor est de type SOLT.

Calibrage en puissance.

Le calibrage en puissance sous pointes est réalisé selon la méthode décrite dans le chapitre II. L'amplificateur de puissance utilisé à cet effet est un amplificateur à tube pouvant délivrer une puissance de 5W entre 18 et 26.5GHz.

II.2.2 Résultats de mesures

Les mesures sont donc effectuées sur un transistor PHEMT double hétérojonction (GaAs/InGaAs/AlGaAs). Une fois l'impédance de charge optimisée, le balayage en puissance est limité par des conditions d'arrêt de mesures parmi lesquelles figure une compression de gain maximum de 3 à 4 dB.

a) Validation du modèle unidimensionnel sur le domaine de définition.

Le cycle de charge ayant été défini pour la modélisation faite en [126], [132] correspond à celui défini pour un fonctionnement en puissance de sortie maximale. En mesure et en simulation, le point de polarisation choisi à cet effet est défini en classe AB tel que $V_{GS0} = -0.5V$ et $V_{DS0} = 2.5V$.

Par ailleurs, l'impédance de charge optimale présentée au fondamental est fixée à $Z_L = (6.8 + j.6.6)\Omega$. Le coefficient de réflexion de cette impédance défini par rapport à une impédance caractéristique $Z_C = 50\Omega$ vaut $\Gamma_L = 0.76 @ 165^\circ$. Il s'agit du coefficient de réflexion présenté dans le plan de référence en sortie du transistor par la boucle active à la fréquence fondamentale. Ci dessous, la comparaison des caractéristiques AM/AM et AM/PM ainsi que le rendement en puissance ajoutée (PAE) permet de valider le modèle ainsi défini.

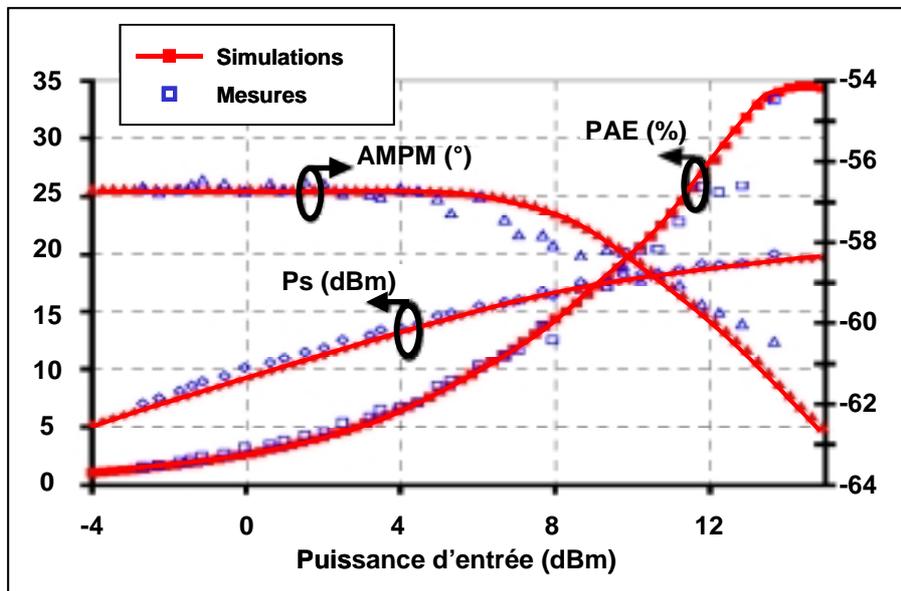


Figure III-4 : Comparaison simulations/mesures pour un fonctionnement du transistor dans le domaine de définition

Le modèle remplit les objectifs de simulations lorsque le cycle de charge appliqué est celui ayant servi à constituer le modèle. Afin de juger de l'intérêt de cette méthode, des

comparaisons simulations/mesures complémentaires sont effectuées en dehors des conditions restreintes de définitions.

b) Validation du modèle unidimensionnel en dehors du domaine de définition.

Pour les mesures suivantes, le cycle de charge est modifié. Le transistor est polarisé en classe A pour $V_{GS0} = -0.3V$ et $V_{DS0} = 3.2V$ de sorte à obtenir un courant de drain au repos de $I_{DS0} = 200mA$. L'impédance de charge reste inchangée. Les résultats issus des simulations et des mesures en puissance à 25.5GHz sont par la suite à nouveau confrontés, comme indiqué ci après.

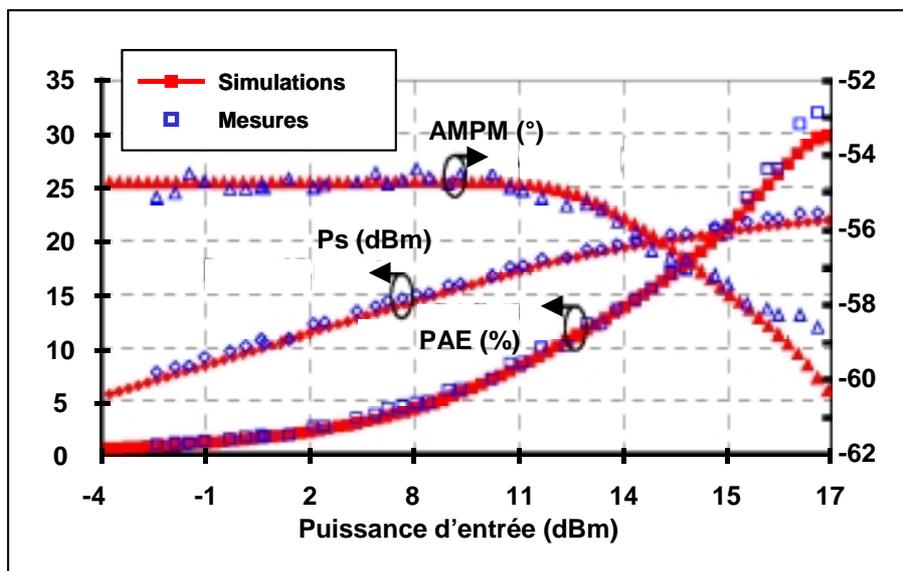


Figure III-5 : Comparaison simulations/mesures pour un fonctionnement du transistor hors du domaine de définition

La constitution du modèle à partir du choix d'un cycle de charge préalablement défini (figure.III-1) utilisé pour extraire les fonctions de descriptions unidimensionnelles des capacités non linéaires $C_{GS}(V_{GS})$ et $C_{GD}(V_{GD})$ s'avère efficace, même pour simuler un fonctionnement en fort signal dans des conditions différentes de celles initialement définies. La concordance entre les résultats issus de mesures et de simulations (figure.III-5) valide l'étude menée en [126]. Une modélisation des capacités non linéaires sur un domaine utile et restreint suffit pour simuler correctement les caractéristiques AM/AM et AM/PM du transistor.

II.2.3 Conclusion.

Le banc load Pull de l'IRCOM a du être développé pour des applications allant jusqu'à la bande K. L'étude théorique de modélisation développée en [126] [130] à pu être ainsi validée par l'utilisation d'une boucle active à 25.5GHz. Cet outil s'avère intéressant de par sa grande liberté de configuration et l'absence de limites concernant la synthèse de toutes impédances de charges la fréquence fondamentale. Etant donné la fréquence de travail (25,5GHz), une caractérisation de type multiharmonique n'a pas été faite.

III Etude analytique de la conversion de phase.

L'étude théorique [126] et les mesures présentées dans cette partie ont été réalisées à 18GHz. Elles portent sur la compréhension des phénomènes non linéaires intrinsèques au PHEMT étudié, sur les conséquences de ces phénomènes sur la variation de phase du gain en fonction du niveau de puissance du signal et des impédances de fermeture au fondamental. Le but est de tirer partie de cette compréhension globale afin de déterminer des conditions optimales d'amplification en terme de linéarité et de rendement.

III.1 Utilisation du théorème de Miller.

Pour une excitation monoporteuse, le comportement non linéaire du transistor se traduit par une modification du gain en module et en phase suivant le niveau de puissance du signal. Les caractéristiques AM/AM et AM/PM permettent ainsi de quantifier ce phénomène. Pour le PHEMT étudié, ceci est principalement dû à l'aspect non linéaire de la capacité d'entrée C_{GS} , de la capacité de rétroaction C_{GD} , et de la transconductance G_M . Chacune de ces contributions peut être accentuée ou au contraire diminuée au premier ordre suivant des paramètres extérieurs fondamentaux qui sont la polarisation et les conditions d'adaptation à la fréquence fondamentale.

L'étude analytique de la conversion de phase [133] repose sur le modèle simplifié du PHEMT lors de son fonctionnement dans la zone saturée. Les phénomènes d'avalanche et de conduction de grille ne sont pas modélisés afin de limiter l'étude aux trois principales sources de non linéarités, à savoir C_{GS} , C_{GD} et G_M . De la même façon, la source de courant de sortie I_D est supposée uniquement commandée par la tension V_{GS} via la transconductance G_M , la conductance G_D est négligée. Il est donc possible d'écrire :

$$(56) \quad I_D = G_M \cdot V_{GS}$$

Les éléments passifs extrinsèques ne sont pas modélisés explicitement, ils peuvent toutefois être inclus dans l'impédance de générateur Z_G et de charge Z_L comme indiqué sur la figure suivante.

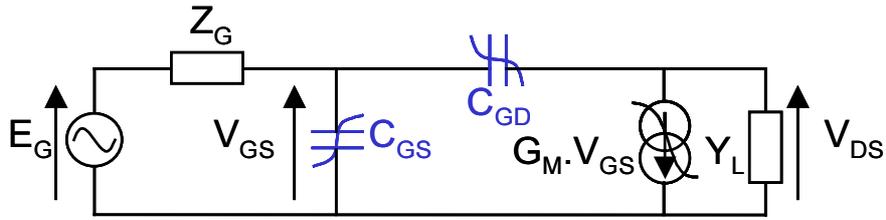


Figure III-6 : Modèle simplifié du PHEMT

Les capacités C_{GS} , C_{GD} d'admittances respectives Y_{GS} et Y_{GD} ainsi que la transconductance G_M représentent ici les fonctions de description à la fréquence fondamentale. L'application du théorème de Miller permet de représenter ce modèle de manière unilatérale en ramenant l'effet de la capacité C_{GD} sous forme de conductances Y_E et Y_S en entrée et sortie du modèle comme le montre le schéma ci dessous.

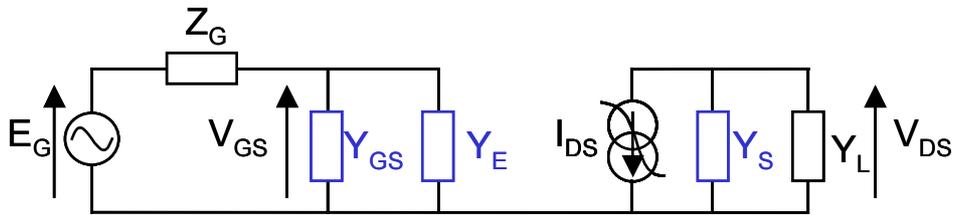


Figure III-7 : Modèle représenté selon le théorème de Miller

Les conductances ramenées sont définies comme suit.

$$(57) \quad Y_S = Y_{GD} \cdot \left(\frac{G_M + Y_L}{G_M - Y_{GD}} \right) \text{ et } Y_E = Y_{GD} \cdot \left(\frac{G_M + Y_L}{Y_{GD} + Y_L} \right)$$

III.2 Détermination analytique de la conversion de phase.

Un calcul numérique avec les valeurs réelles du transistor permet de faire les approximations suivantes : $Y_L \ll G_M$ et $Y_{GD} \ll G_M$.

L'expression exprimée en (57) peut alors se simplifier de la manière suivante.

$$(58) \quad Y_S \approx Y_{GD} \text{ et } Y_E = Y_{GD} \cdot \left(\frac{G_M}{Y_S + Y_L} \right)$$

Par ailleurs, si l'adaptation de charge est supposée réalisée telle que le transistor délivre un maximum de puissance, l'impédance totale ramenée dans le plan de sortie du transistor vaut alors :

$$(59) \quad Z_{OPT} = \frac{1}{(Y_S + Y_L)}$$

Pour optimiser la puissance de sortie, le cycle de charge doit être à surface minimale. Z_{OPT} est alors une impédance purement réelle. Par conséquent, en intégrant Z_{OPT} dans (58), il vient :

$$(60) \quad Y_S \approx Y_{GD} \text{ et } Y_E = Y_{GD} \cdot G_M \cdot Z_{OPT}.$$

Le déphasage φ est défini par l'argument du rapport $\frac{V_{DS}}{E_G}$ qui est fonction de l'amplitude du signal E_G . Ce déphasage peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$(61) \quad \varphi = \text{Argument}\left(\frac{V_{DS}}{E_G}\right) = \text{Argument}\left(\frac{V_{DS}}{V_{GS}}\right) + \text{Argument}\left(\frac{V_{GS}}{E_G}\right)$$

$$(62) \quad \text{or } G_M \cdot V_{GS} + V_{DS} \cdot (Y_S + Y_L) = 0 \text{ et } V_{GS} = \frac{E_G}{1 + (Y_{GS} + Y_E) \cdot Z_G}$$

Ainsi, la phase du rapport $\frac{V_{DS}}{E_G}$ peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$(63) \quad \varphi = \text{Argument}\left(\frac{Y_S + Y_L}{G_M}\right) - \text{Argument}(1 + (Y_{GS} + Y_E) \cdot Z_G)$$

En combinant les équations (59) (60) et (63), l'équation (61) peut être mise sous la forme :

$$(64) \quad \varphi = -\text{Argument}(G_M \cdot Z_{OPT}) - \text{Argument}(1 + (Y_{GS} + Y_{GD} \cdot G_M \cdot Z_{OPT}) \cdot Z_G)$$

Les parties réelles de Y_{GS} et Y_{GD} sont supposées négligeables, par conséquent $Y_{GS} = j \cdot C_{GS} \cdot \omega$ et $Y_{GD} = j \cdot C_{GD} \cdot \omega$. L'impédance présentée par le générateur Z_G est purement réelle. La transconductance complexe peut être exprimée sous la forme suivante :

$$(65) \quad G_M = |G_M| \cdot e^{(j\varphi_M)} = |G_M| \cdot \cos(\varphi_M) + j|G_M| \cdot \sin(\varphi_M)$$

L'expression (64) peut être écrite sous la forme suivante :

$$(66) \quad \varphi = -\varphi_M - \text{Argument}\left[\frac{(1 - Z_{OPT} \cdot C_{GD} \cdot \omega \cdot |G_M| \cdot \sin(\varphi_M) \cdot Z_G)}{+ j(Z_{OPT} \cdot C_{GD} \cdot \omega \cdot |G_M| \cdot \cos(\varphi_M) \cdot Z_G + C_{GS} \cdot \omega \cdot Z_G)}\right]$$

$$(67) \quad \varphi = -\varphi_M - \text{Arc tan}\left[\frac{Z_G \cdot (Z_{OPT} \cdot C_{GD} \cdot \omega \cdot |G_M| \cdot \cos(\varphi_M) + C_{GS} \cdot \omega)}{(1 - Z_{OPT} \cdot C_{GD} \cdot \omega \cdot |G_M| \cdot \sin(\varphi_M) \cdot Z_G)}\right]$$

Le terme $Z_{OPT}.C_{GD}.w.|G_M|.sin(\varphi_M)Z_G$ est numériquement très petit devant 1, l'équation (67) est donc simplifiable sous la forme suivante :

$$(68) \quad \varphi = -\varphi_M - \text{Arc tan.}(Z_G.w.(Z_{OPT}.C_{GD}.|G_M|.cos(\varphi_M) + C_{GS}))$$

III.3 Phénomènes de compensations internes.

L'équation (68) présentée ci dessus montre que la phase φ est fonction de la phase (φ_M) de la transconductance G_M et du second terme suivant les éléments intrinsèques C_{GS} , C_{DS} , et G_M et les conditions d'adaptations Z_G et Z_{OPT} .

Dans l'étude théorique effectuée [126], les fonctions de description au fondamental des capacités non linéaires et de la transconductance sont identifiées en fonction de l'amplitude du signal V_{GS} . Ci dessous figurent ces fonctions pour trois points de polarisation donnés.

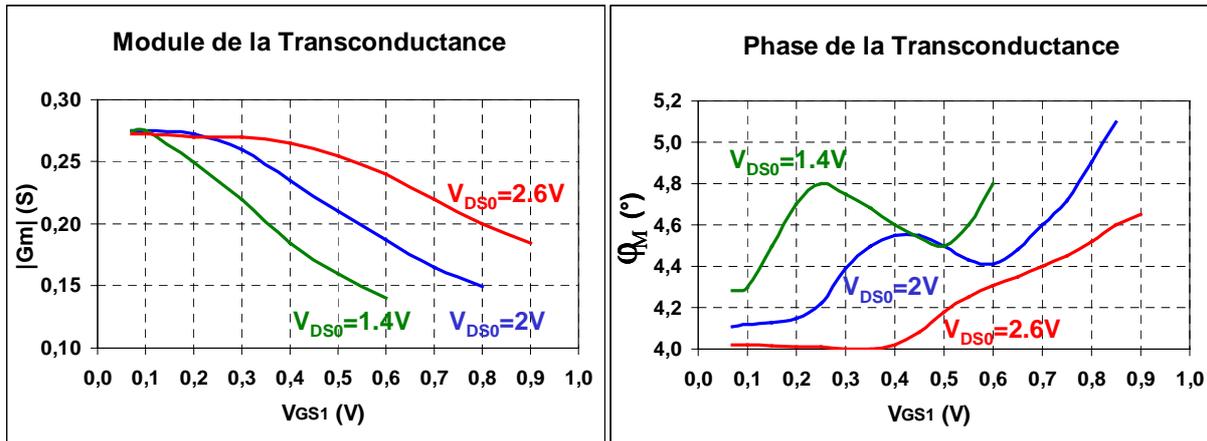


Figure III-8 : Fonctions de description de la transconductance en fonction de l'amplitude de la tension V_{GS1} à la fréquence fondamentale pour $V_{GS0}=-0.5V$.

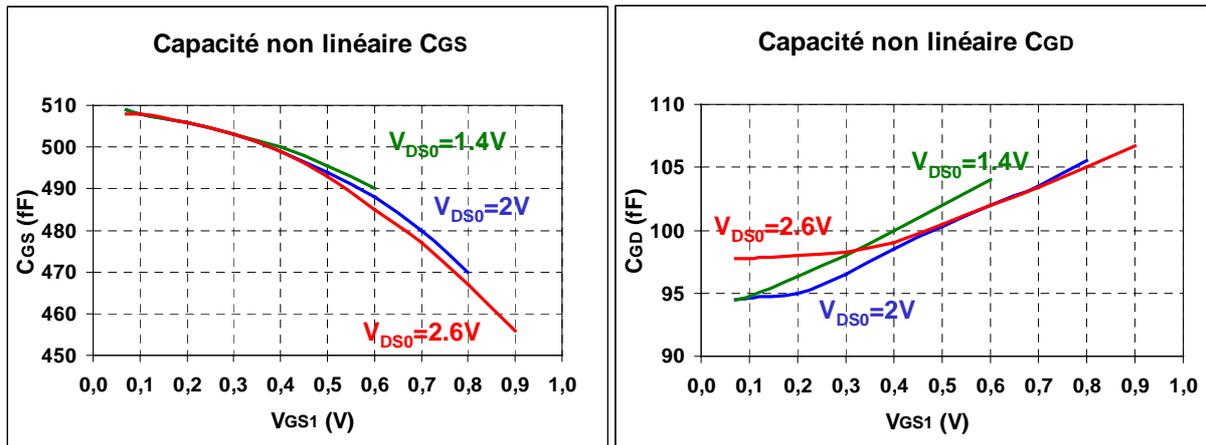


Figure III-9 : Fonctions de descriptions des capacités non linéaires intrinsèques C_{GS} et C_{GD} en fonction de l'amplitude de la tension V_{GS1} pour $V_{GS0}=-0.5V$.

La variation de phase $\left(\varphi_M = \arg \left(\frac{V_{DS}}{V_{GS}} \right) \right)$ de la transconductance en fonction de l'amplitude du signal d'entrée reste faible et contribue de manière plus limitée à la variation de phase globale (φ) que celle du second terme correspondant à l'argument de $\left(\frac{V_{GS}}{E_G} \right)$. Ces

fonctions indiquent des variations opposées suivant l'amplitude du signal $V_{GS}(t)$ à la fréquence fondamentale. En effet pour une amplitude de la tension V_{GS1} croissante, l'allure de la capacité C_{GS} est décroissante alors que celle de C_{GD} est croissante.

Par conséquent, en fonction du point de polarisation choisi (cf. figure.III-2) et en fonction de l'amplitude du signal V_{GS1} (cf. figure.III-9), des phénomènes de compensation modulant l'évolution de phase φ peuvent intervenir.

L'équation (68) met également en avant le fait que ces phénomènes de compensations peuvent être accentués ou atténués suivant le module de l'impédance de charge Z_{OPT} . Il est également visible que l'impédance présentée par le générateur Z_G n'influe pas sur le phénomène de compensation même mais plutôt sur l'amplitude globale de l'évolution de phase φ .

Concernant les mesures, il est difficile d'identifier les origines de la variation de phase du signal entre l'entrée et la sortie du dispositif sous test en faisant varier un grand nombre de paramètres. L'étude pratique suivante consistera donc à observer et à analyser les causes de la variations de phase en ne modifiant qu'un seul paramètre à la fois, c'est à dire la polarisation de grille ou de drain ainsi que l'impédance de charge ou l'impédance de générateur.

III.4 Influence des paramètres intrinsèques sur la conversion de phase.

Les capacités déterminent en partie les caractéristiques de conversion de phase. De par l'extraction des fonctions de descriptions réalisées en [126], l'objectif de ce travail est de corréler la modélisation effectuée avec les mesures en puissance réalisées sur le banc load pull. Les mesures sont effectuées à 25.5GHz en utilisant le même synoptique que celui décrit sur la figure.III-3 .

III.4.1 Mesure de conversion AM/PM.

Jusqu'à présent, la conversion de phase à été définie comme la variation de phase de $\left(\frac{V_{DS}}{E_G}\right)$ en fonction de l'amplitude du signal d'entrée E_G . En pratique, l'analyseur de réseaux vectoriel permet de mesurer les ondes de puissance (a_1, b_1, a_2, b_2) aux accès du dispositif sous test.

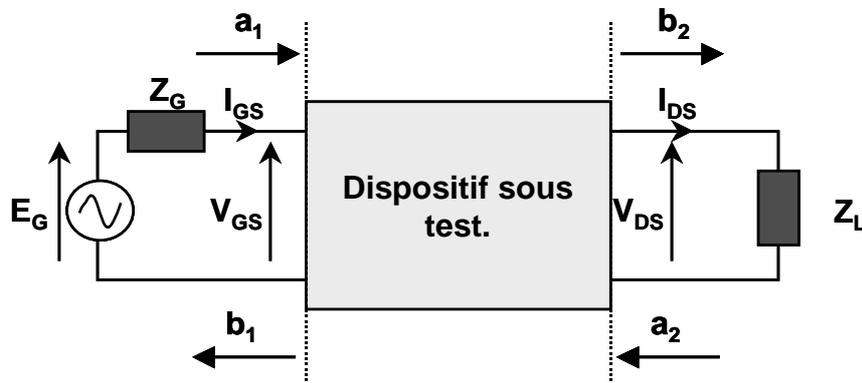


Figure III-10 : Schéma pour la mesure de conversion de phase.

La conversion de phase mesurée par l'analyseur entre le plan d'entrée et de sortie du dispositif sous test est définie par la conversion de phase de $\left(\frac{b_2}{a_1}\right)$.

Une relation d'équivalence entre la phase de $\left(\frac{V_{DS}}{E_G}\right)$ et la phase de $\left(\frac{b_2}{a_1}\right)$ doit donc être préalablement établie. Les relations entre ondes de puissance et courants/tensions par rapport à une impédance caractéristique $Z_C = 50\Omega$ sont définies comme suit :

$$(69) \quad a_1 = \frac{V_{GS} + Z_C \cdot I_{GS}}{2 \cdot \sqrt{Z_C}}, \quad b_2 = \frac{V_{DS} + Z_C \cdot I_{DS}}{2 \cdot \sqrt{Z_C}}$$

Pour une impédance de générateur Z_G et une impédance de charge Z_L , et pour Z_E représentant l'impédance d'entrée du transistor, les conditions de fermeture aux accès du dispositif permettent d'écrire les relations suivantes.

$$(70) \quad \begin{cases} E_G = Z_G \cdot I_{GS} + V_{GS} \\ V_{GS} = Z_E \cdot I_{GS} \\ V_{DS} = Z_L \cdot I_{DS} \end{cases}$$

La phase du rapport $\left(\frac{b_2}{a_1}\right)$ peut donc s'écrire sous la forme :

$$(71) \quad \varphi\left(\frac{b_2}{a_1}\right) = \varphi\left(\frac{V_{DS} + Z_C \cdot I_{DS}}{V_{GS} + Z_C \cdot I_{GS}}\right) = \varphi\left(\frac{V_{DS}}{E_G}\right) + \varphi\left(\frac{Z_L + Z_C}{Z_L}\right) - \varphi\left(\frac{Z_E + Z_C}{Z_E + Z_G}\right)$$

Les impédances Z_L et Z_C sont constantes. Si de plus, $Z_C = Z_G = 50\Omega$, le rapport

$\left(\frac{Z_E + Z_C}{Z_E + Z_G}\right)$ est donc égal à 1. Par conséquent, la phase mesurée $\varphi\left(\frac{b_2}{a_1}\right)$ est égale à la phase

$\varphi\left(\frac{V_{DS}}{E_G}\right)$ à une constante près. Leurs variations sont donc identiques.

III.4.2 Influence de la capacité C_{GS} sur la conversion de phase.

Dans un premier temps, afin de dissocier l'influence des paramètres V_{GS0} , V_{DS0} , Z_G , Z_L sur la conversion de phase, seule la tension de polarisation de grille V_{GS0} sera modifiée pour des mesures effectuées à V_{DS0} , Z_G , Z_L fixes. L'élément non linéaire intrinsèque principalement influencé par cette modification est la capacité C_{GS} . Comme indiqué sur la figure. [III-2](#), pour V_{GS0} proche de $-0.6V$, cette capacité est maximale.

a) Mesures réalisées pour $V_{DS0}=2.5V$.

Pour observer l'influence de la capacité C_{GS} sur la conversion de phase en fonction de la variation de V_{GS0} , la tension de drain est dans un premier temps fixée à $2.5V$. L'impédance de charge est optimisée en puissance à la fréquence fondamentale tel que $Z_L = (6.23 + j.7)\Omega$ ($|Z_L| = 9.4\Omega$), les impédances de charge aux fréquences harmoniques sont fixées à 50Ω . L'impédance présentée par le générateur est également de 50Ω à toutes les fréquences.

La figure.III-11 indique les caractéristiques AM/AM mesurées à 25.5GHz dans les conditions précédemment définies.

Les caractéristiques AM/PM (figure.III-12) montrent qu'un phénomène de compensation de non linéarité optimum intervient pour une tension de polarisation de grille égale à -0.7V. D'après la caractéristique de la capacité c_{GS} (figure.III-2) extraite le long du cycle de charge optimisé en puissance, il est possible d'observer que cette compensation intervient pour une valeur maximale de la capacité non linéaire

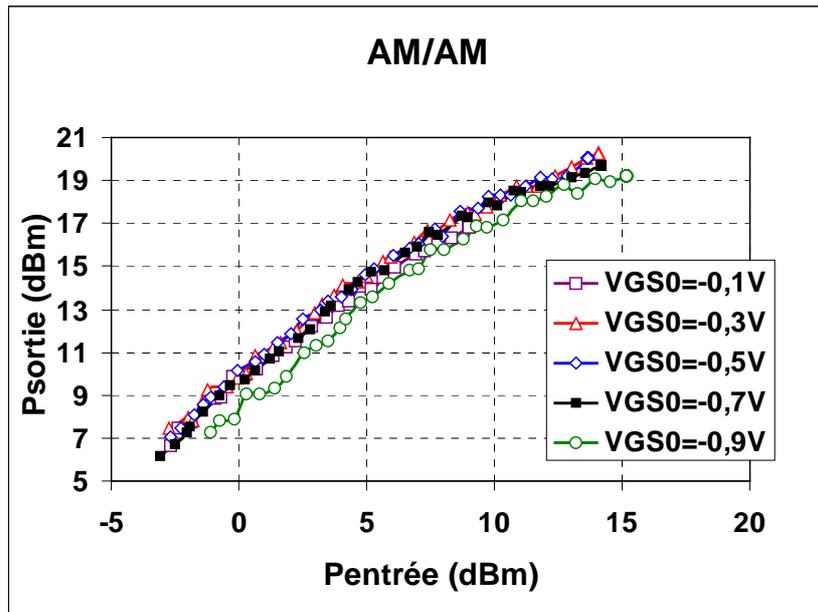


Figure III-11 : Mesures AM/AM suivant V_{GS0} à $V_{DS0}=2.5V$.

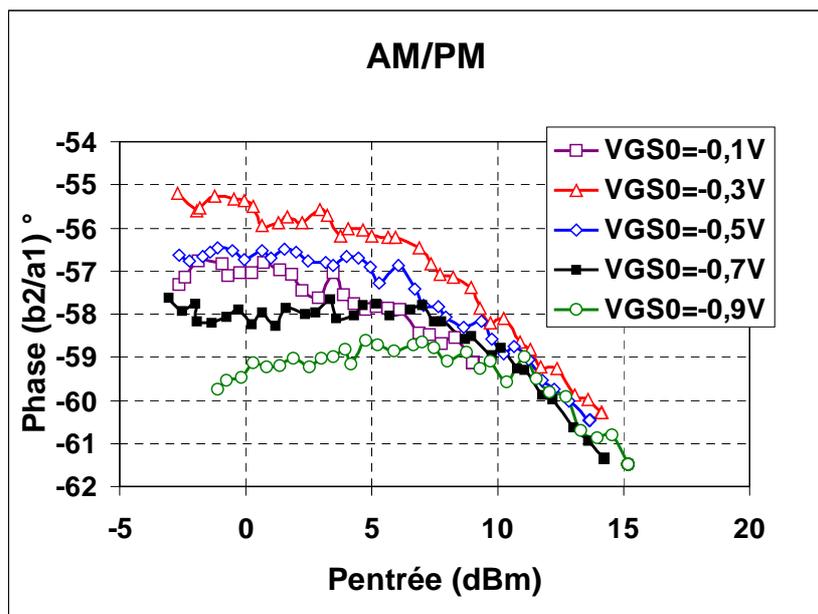


Figure III-12 : Mesures AM/PM suivant V_{GS0} à $V_{DS0}=2.5V$.

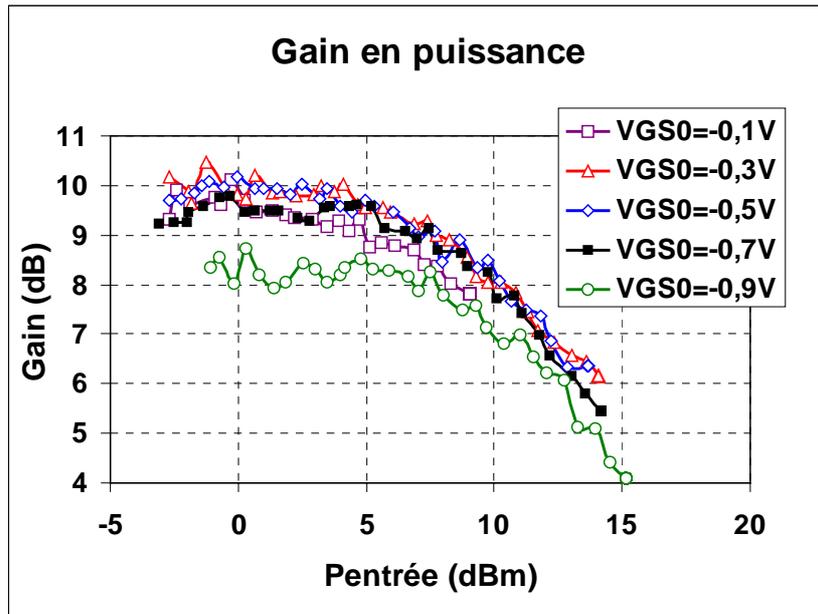


Figure III-13 : Mesures de gain suivant V_{GS0} à $V_{DS0}=2.5V$.

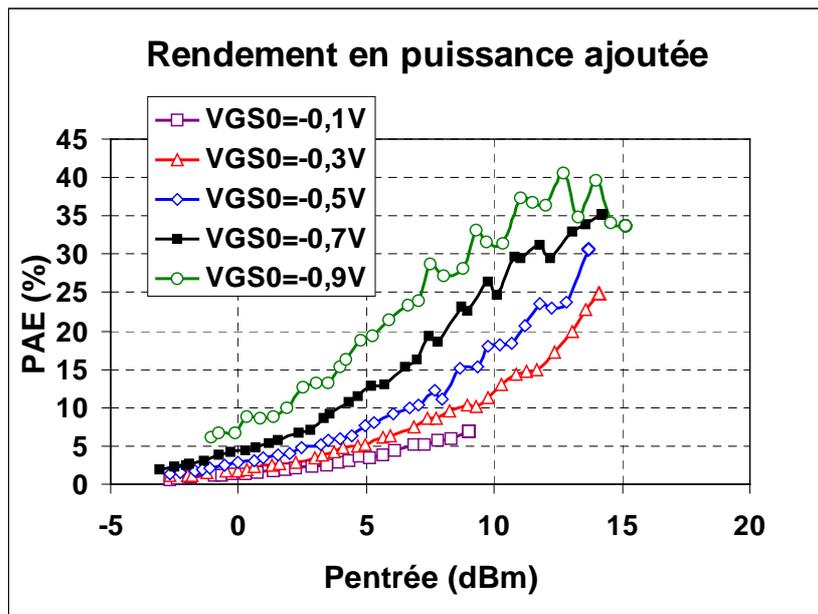


Figure III-14 : Mesures de rendement en puissance ajoutée suivant V_{GS0} à $V_{DS0}=2.5V$.

Les figures III-13 et III-14 indiquent que $V_{GS0}=-0.7V$ permet d'obtenir un bon compromis entre le gain en puissance et le rendement en puissance ajoutée. Les phénomènes de compensation de non linéarité dépendent également de la tension de polarisation du drain. Des mesures similaires sont donc effectuées pour une autre valeur de V_{DS0} .

b) Mesures réalisées pour $V_{DS0}=3.2V$.

La valeur de V_{DS0} ayant été augmentée à 3.2V, l'impédance de charge est ré-optimisée en puissance tel que $Z_L = (10.8 + j.3)\Omega$ ($|Z_L| = 11.2\Omega$). Le module de cette impédance est légèrement supérieur au précédent du fait que le cycle de charge est plus incliné. Les évolutions des caractéristiques AM/AM et AM/PM en fonction de la valeur de V_{GS0} sont à présent donnée sur les figures III-15 et III-16. L'interprétation de ces courbes indique qu'à nouveau, le compensation de non linéarité optimale intervient pour une valeur maximale de la capacité c_{GS} pour $V_{GS0}=-0.6V$ (cf.figure.III-2).

Ce choix de polarisation ($V_{GS0}=-0.6V$) permet à nouveau d'obtenir un bon compromis entre le gain en puissance et le rendement en puissance ajoutée (cf. figures III-17 et III-18). De plus, il est visible que pour $V_{GS0}=-0.6V$ et pour une compression de gain de 3dB, les performances sont optimisées à la fois en rendement de puissance ajoutée et en conversion de phase, ce qui permet d'éviter le compromis habituel rendement/linéarité. L'observation de l'équation (68), régissant l'évolution du déphasage entre le signal d'entrée et de sortie, indique que les phénomènes de compensations de non linéarités peuvent également être fortement influencés par la modification de la capacité C_{GD} pour une impédance de charge Z_L fixée. Une étude est donc menée à ce sujet.

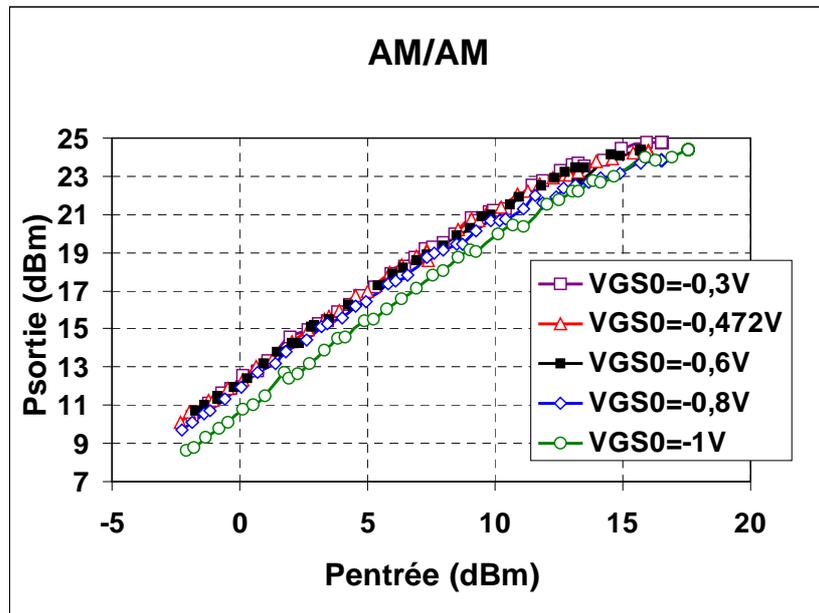


Figure III-15 : Mesures AM/AM suivant V_{GS0} à $V_{DS0}=3.2V$.

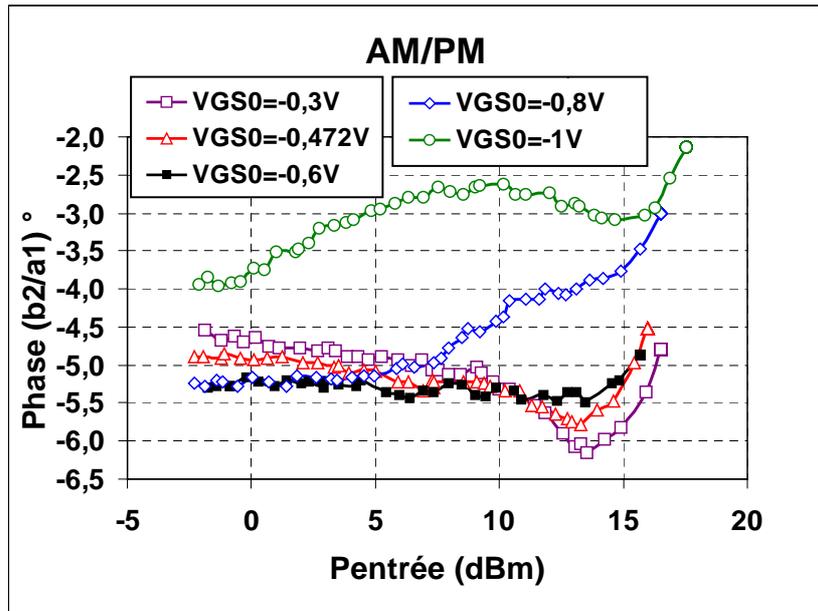


Figure III-16 : Mesures AM/PM suivant V_{GS0} à $V_{DS0}=3.2V$.

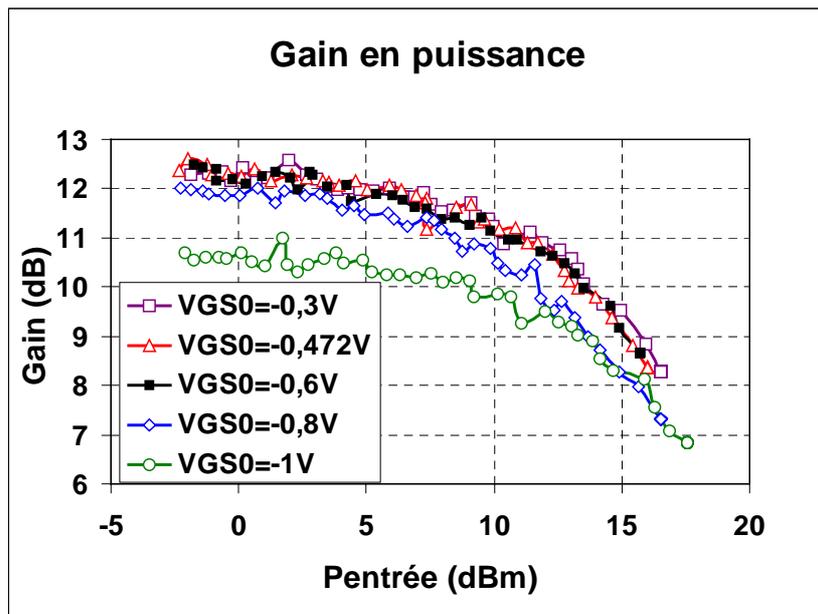


Figure III-17 : Mesures de gain suivant V_{GS0} à $V_{DS0}=3.2V$.

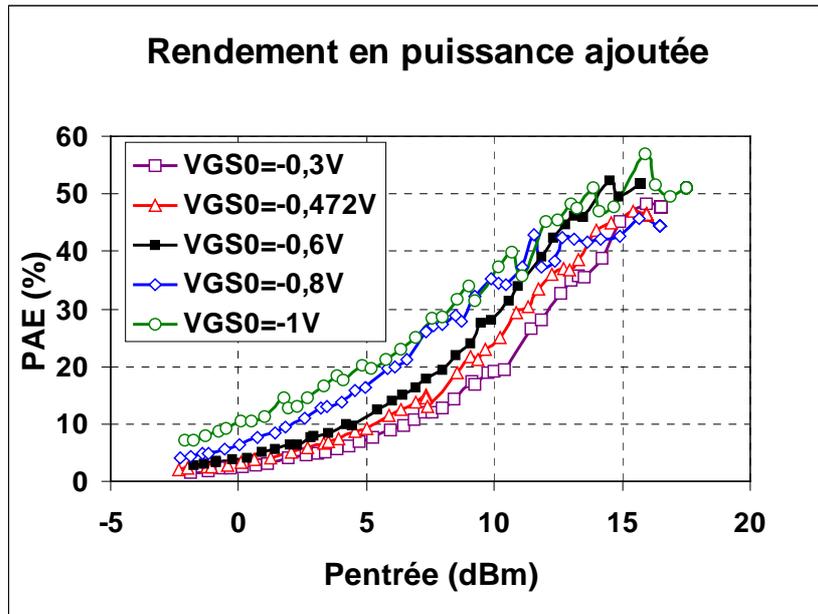


Figure III-18 : Mesures de rendement en puissance ajoutée suivant V_{GS0} à $V_{DS0}=3.2V$.

III.4.3 Influence de la capacité C_{GD} sur la conversion de phase.

Ces compensations peuvent être accentuées ou non suivant la forme de la décroissance de la capacité C_{GS} en fonction de V_{DS} [69]. A présent, ces mesures sont effectuées pour $V_{GS0} = -0.47V$. Les caractérisations en puissance sont faites pour une tension de polarisation de drain comprise entre 1.4 et 3.2V. L'impédance de charge est optimisée en puissance tel que $Z_L = (11.3 - j2.2)\Omega$ ($|Z_L| = 11.6\Omega$). Les résultats de mesures sont exposés sur les figures III-19, III-20, III-21 et III-22.

Ces résultats indiquent que la linéarité est améliorée en augmentant la tension de polarisation sur le drain. Ceci correspond à un éloignement du cycle de charge de la zone ohmique de la caractéristique statique du transistor. Le phénomène de compensation de non linéarité optimum est obtenue pour une tension $V_{DS0}=3.2V$, soit pour une tension $V_{GD0}=-3.67V$.

La figure III-9 indique par ailleurs que la dépendance de cette capacité c_{GD} en fonction du niveau du signal d'entrée est d'autant plus faible que la tension V_{DS0} est importante. Ce facteur vient donc influencer favorablement les phénomènes de compensation de non linéarités au sein de l'équation (68).

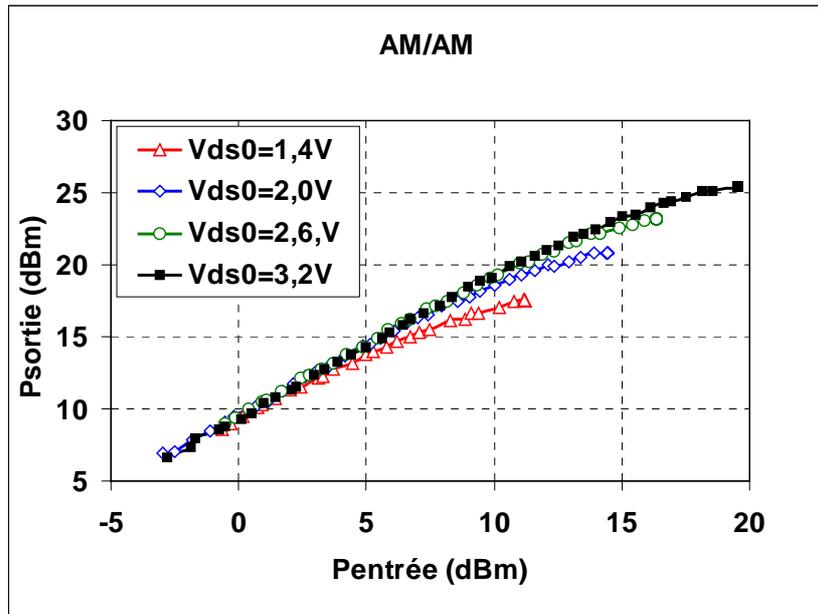


Figure III-19 : Mesures AM/AM suivant V_{DS0} à $V_{GS0}=-0.47V$.

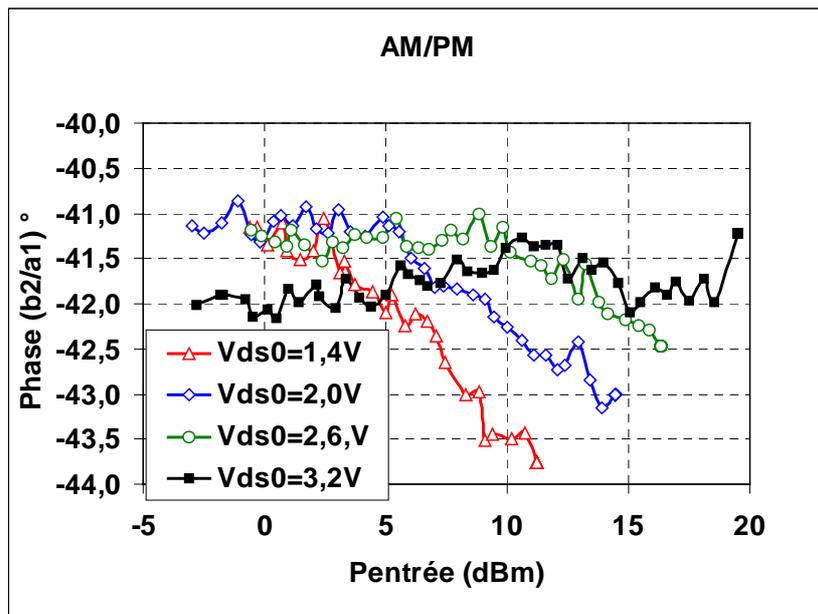


Figure III-20 : Mesures AM/PM suivant V_{DS0} à $V_{GS0}=-0.47V$.

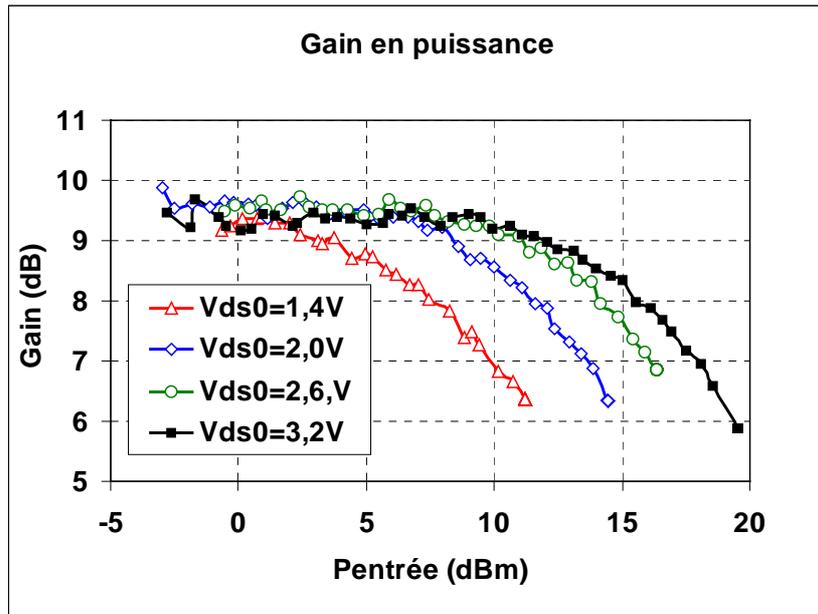


Figure III-21 : Mesures de gain suivant V_{DS0} à $V_{GS0}=-0.47V$.

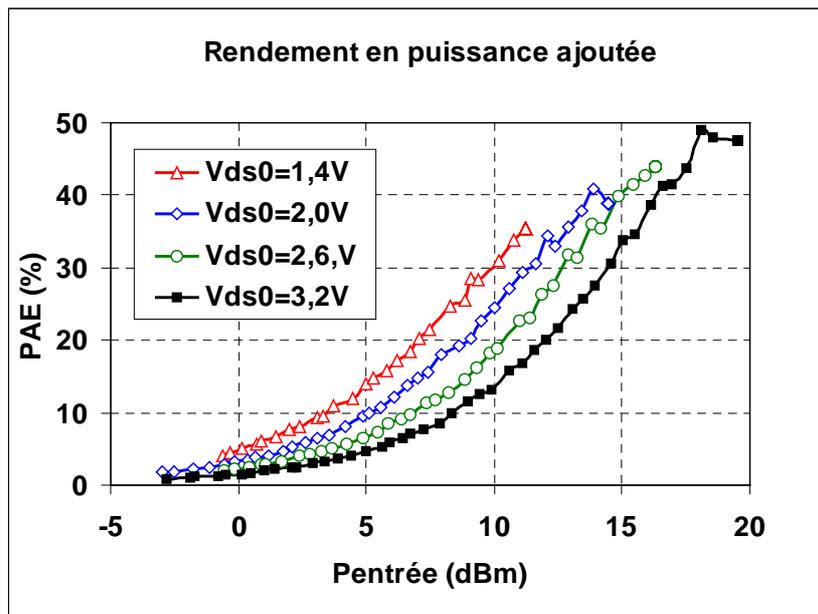


Figure III-22 : Mesures de rendement suivant V_{DS0} à $V_{GS0}=-0.47V$.

Il est visible que l'augmentation de V_{DS0} favorable à la linéarité de la conversion de phase influe également de manière favorable sur la linéarité du gain.

Pour une compression de gain de 3dB, elle permet également d'obtenir un rendement en puissance ajoutée plus élevé ce qui permet d'avoir simultanément de bonnes performances en rendement et en linéarité.

III.5 Influence des paramètres extrinsèques sur la conversion de phase.

III.5.1 Influence de l'impédance de charge sur la conversion de phase.

a) Etude théorique.

Une optimisation de cette compensation est également possible en jouant sur la valeur de la résistance Z_{OPT} au sein de l'équation (68). Il est rappelé que cette résistance est fonction de l'impédance de sortie du transistor Z_S et de son impédance conjuguée Z_L (impédance de charge) tel que $Z_{OPT} = \frac{1}{(Y_S + Y_L)}$. Cette condition est obtenue pour une optimisation 'load pull' de l'impédance de charge Z_L en puissance de sortie optimale.

L'impédance présentée par le générateur est inchangée et reste fixée à 50Ω . Connaissant l'évolution des fonctions de description au fondamental de la transconductance et des capacités non linéaires en fonction de l'amplitude du signal d'entrée V_{GS1} (figure.III-8, figure.III-9), il est possible d'observer de manière analytique selon l'équation (68) l'évolution de la phase (ϕ) en fonction du paramètre Z_{OPT} . La figure.III-23 illustre ce principe pour les trois points de polarisations définis pour $V_{GS0} = -0.5V$, et $V_{DS0} = 1.4/2/2.6V$ et pour deux valeurs de Z_{OPT} distinctes.

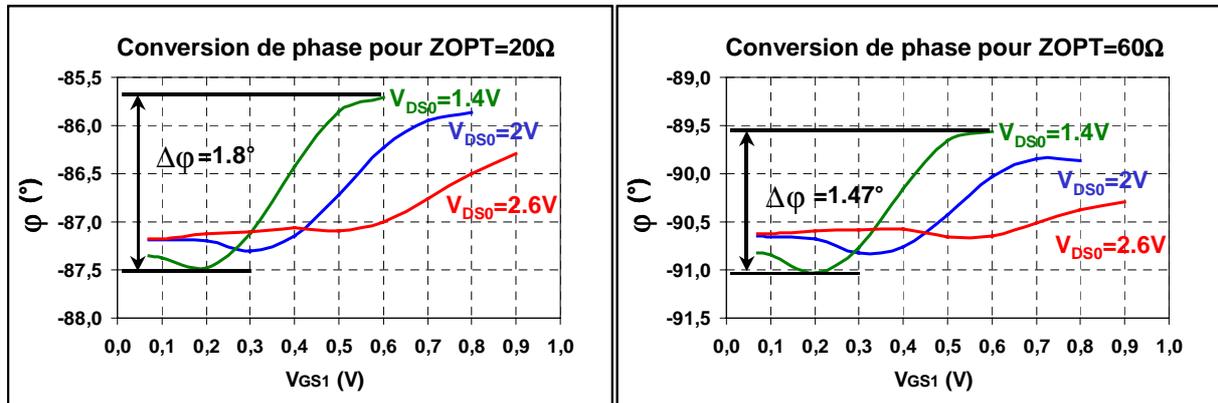


Figure III-23 : Conversion de phase analytique définie pour trois points de polarisations.

Il peut être observé que l'écart de phase maximum ($\Delta\phi_{MAX}$) obtenu à $V_{DS0} = 1.4V$ sur une dynamique de $V_{GS1} = 0.6V$ est de 1.8° pour $Z_{OPT} = 20\Omega$ et de 1.47° pour $Z_{OPT} = 60\Omega$. Si à présent la valeur de cette résistance est balayée continûment, l'écart de phase maximum peut être tracé pour les trois points de polarisation sur une même plage de variation $V_{GS1MIN} - V_{GS1MAX}$.

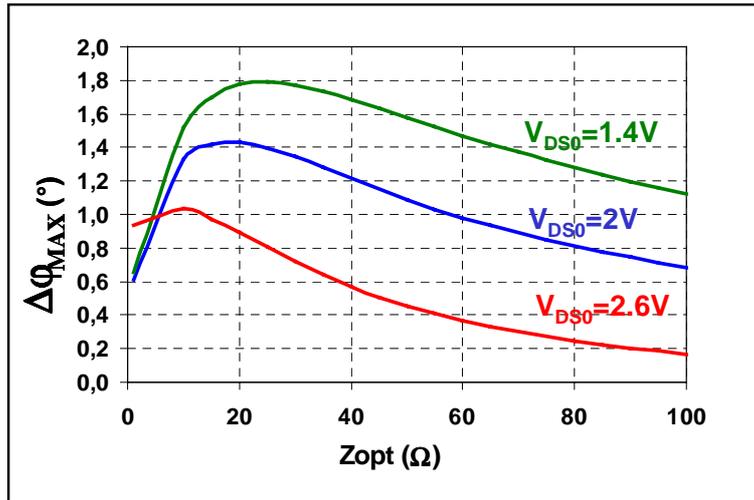


Figure III-24 : Conversion de phase maximum calculée suivant l'équation (13) en fonction de la résistance Z_{OPT} .

La tendance indique que lorsque le module de la résistance augmente au delà de 20Ω , l'écart de phase maximum diminue, quel que soit V_{DS0} , jouant ainsi favorablement sur la linéarité. L'augmentation de la valeur de Z_{OPT} correspond à une diminution de la pente du cycle de charge à surface minimale, favorisant ainsi l'excitation du transistor dans une zone plus linéaire. Ces courbes ne représentent toutefois que des indications en terme de tendance, car en réalité Z_{OPT} n'est définie que pour une seule valeur afin de réaliser l'adaptation optimale en puissance afin de respecter les hypothèses émises pour l'écriture de l'équation (68).

b) Etude pratique

En pratique, pour une impédance de sortie du transistor (Z_S) donnée, l'augmentation de la résistance Z_{OPT} passe par une augmentation du module de l'impédance de charge Z_L . Grâce à l'utilisation de la boucle active à 25.5GHz, ceci est réalisé en modifiant le coefficient de réflexion de l'impédance électriquement synthétisée, tout en conservant l'argument de cette impédance à une valeur optimale en terme de puissance de sortie pour chaque mesure. Les résultats présentés par la suite sont obtenus pour le point de polarisation $V_{GS0} = -0.35V$ et $V_{DS0} = 2.5V$. Afin d'observer l'influence du module de l'impédance de charge sur la conversion de phase maximale, toutes les mesures sont réalisées pour un balayage de puissance aboutissant à une compression de gain maximale de 4dB. Les impédances de charge choisies sont les suivantes :

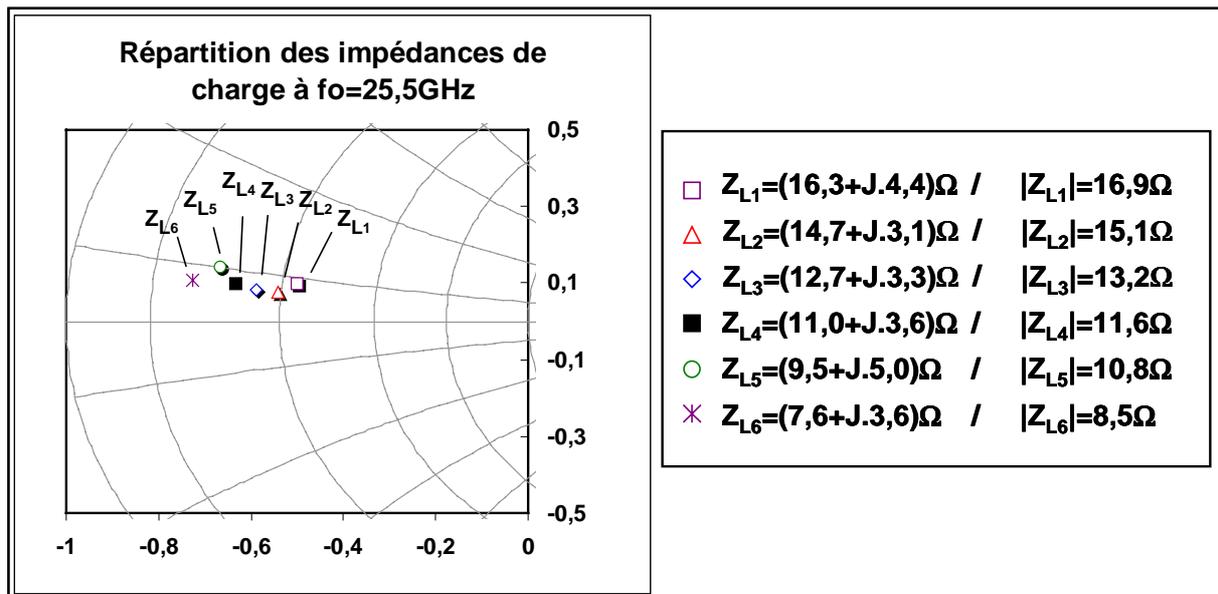


Figure III-25 : Impédances de charges synthétisées à 25.5GHz par la boucle active dans le plan de sortie du transistor.

Pour chaque réglage de l'impédance de charge, les caractéristiques AM/AM et AM/PM sont mesurées et indiquées sur la figure suivante.

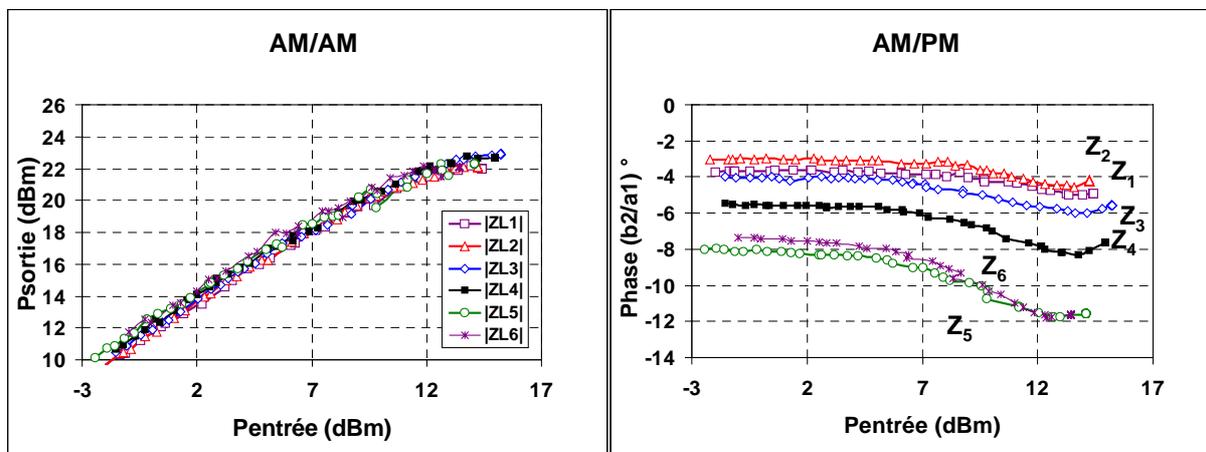


Figure III-26 : Mesures AM/AM AM/PM suivant Z_L à $V_{GS0}=-0.35V$ et $V_{DS0}=2.5V$.

Comme le prévoit l'étude établie en [126], la conversion de phase maximale décroît en fonction de l'augmentation du module de l'impédance de charge $|Z_L|$ allant de paire avec une augmentation de la résistance Z_{OPT} (cf. équation.(59) et figure.III-24). Ci dessous, l'allure du gain en puissance bas niveau puis compressé de 2dB est indiquée afin de voir l'influence de l'impédance de charge Z_L sur les performances en puissance. L'allure de la conversion de phase maximale est également représentée en fonction de cette impédance de charge.

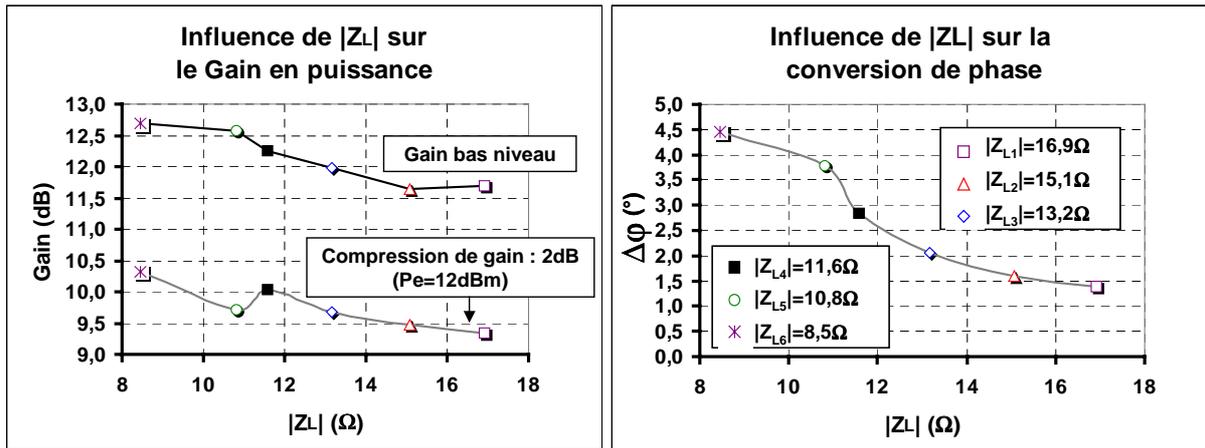


Figure III-27 : Influence de l'impédance de charge sur les performances RF et la conversion de phase.

La figure ci dessus indique que la diminution du module de l'impédance de charge (lorsque sa phase est optimisée), entraîne une augmentation du gain en puissance. Cependant, ce phénomène est obtenu au détriment de la conversion de phase qui s'accroît de la même manière. Concernant l'impact sur le rendement en puissance ajoutée, il peut être constaté que celui-ci augmente également en fonction de la diminution du module de l'impédance de charge comme indiqué ci dessous.

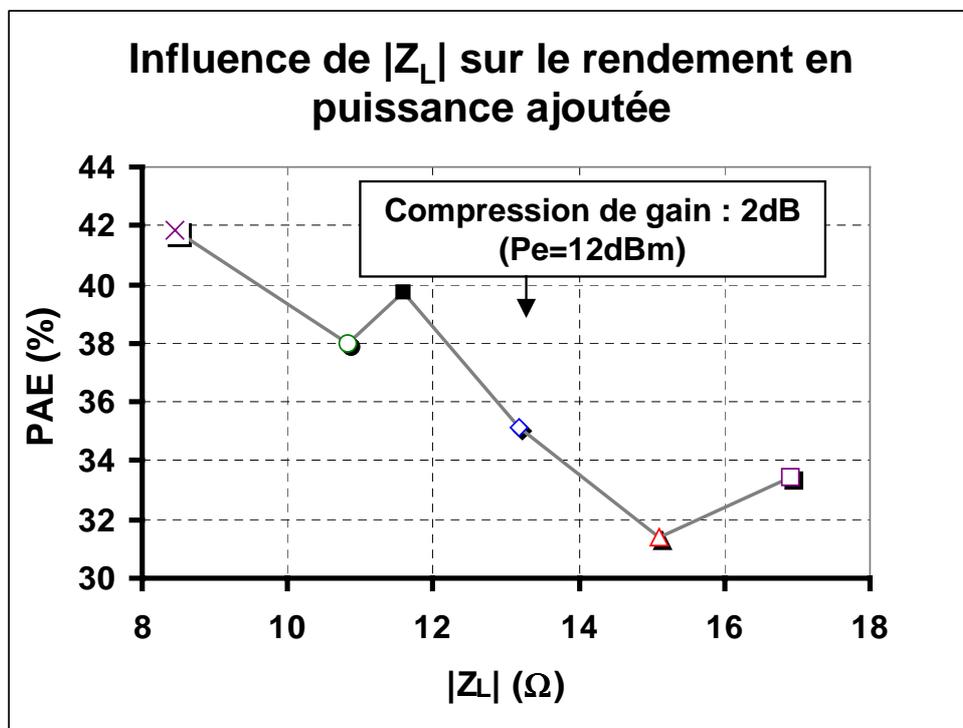


Figure III-28 : Influence de l'impédance de charge sur le rendement en puissance ajoutée.

En changeant le point de polarisation tel que $V_{GS0}=-0.47V$ et $V_{DS0}=3.2V$, cette tendance reste valide comme le montrent les mesures suivantes.

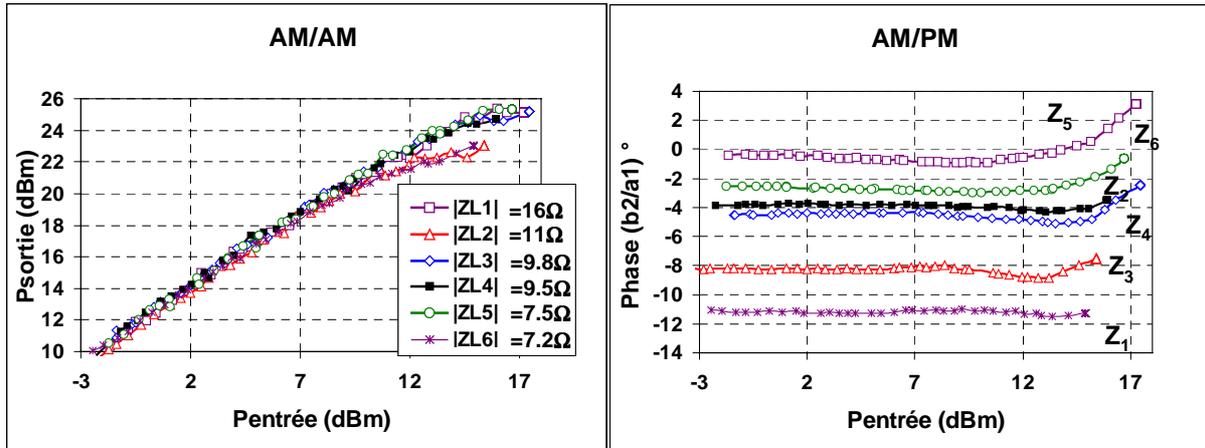


Figure III-29 : Mesures AM/AM et AM/PM suivant Z_L à $V_{GS0}=-0.47V$ et $V_{DS0}=3.2V$.

Remarque : Le modèle non linéaire du transistor PHEMT (PPH15) fonctionnant en bande K établi en [126] reproduit parfaitement les tendances observées ci dessus. Le banc load pull développé à 25.5GHz utilisant une boucle active a donc permis jusqu'ici de valider finement le modèle établi et l'étude analytique développée. Parmi les variables figurant dans l'équation.(68), l'impédance présentée par le générateur est un des paramètres influents concernant la linéarité. Une étude est donc menée sur ce sujet.

III.5.2 Influence de l'impédance de source sur la conversion de phase.

a) Etude théorique.

L'impédance présentée par le générateur est :

$$(72) \quad Z_G = R_G + j.X_G$$

L'équation (64) de départ ayant servi pour l'étude de linéarité dans la première partie est rappelée ci dessous :

$$(73) \quad \varphi = -(\varphi_M) - \text{Argument}\left(1 + (Y_{GS} + Y_{GD} \cdot G_M \cdot Z_{OPT})Z_G\right)$$

Les hypothèses précédentes sont gardées tel que :

$$(74) \quad \begin{cases} Y_{GS} = j.C_{GS}.w \\ Y_{GD} = j.C_{GD}.w \\ G_M = |G_M|(\cos(\varphi_M) + j.\sin(\varphi_M)) \\ Z_{OPT} = \Re e l(Z_{OPT}) \end{cases}$$

Compte tenu de ces hypothèses, il est possible d'écrire la conversion de phase est de la forme suivante :

$$(75) \quad \varphi = -\varphi_M - \text{Arc tan} \left[\frac{Z_{OPT}.C_{GD}.w.|G_M|.(R_G.\cos(\varphi_M) - X_G.\sin(\varphi_M)) + R_G.C_{GS}.w}{(1 - [X_G.C_{GS}.w + Z_{OPT}.C_{GD}.w.|G_M|.(R_G.\sin(\varphi_M) + X_G.\cos(\varphi_M))])} \right]$$

Le terme $X_G.C_{GS}.w + Z_{OPT}.C_{GD}.w.|G_M|.(R_G.\sin(\varphi_M) + X_G.\cos(\varphi_M))$ est numériquement très petit devant 1, l'équation (75) est donc simplifiable et devient :

$$(76) \quad \varphi = -\varphi_M - \text{Arc tan}(Z_{OPT}.C_{GD}.w.|G_M|.(R_G.\cos(\varphi_M) - X_G.\sin(\varphi_M)) + R_G.C_{GS}.w).$$

Dans le cas d'une impédance de générateur purement résistive ($X_G = 0$), l'équation (76) se simplifie et devient équivalente à l'équation (68).

Par ailleurs, l'adaptation en entrée du transistor est réalisée quand l'impédance du générateur Z_G équivaut au complexe conjugué de l'impédance d'entrée du transistor ($Z_G = Z_E^*$). Le coefficient de réflexion en entrée du transistor Γ_E est alors égal à :

$$(77) \quad \Gamma_E = \frac{Z_E - Z_G^*}{Z_E + Z_G^*} \text{ avec } Z_E = \frac{1}{Y_{GD} \left(\frac{G_M + Y_L}{Y_{GD} + Y_L} \right) + Y_{GS}}$$

De par les expressions analytiques Γ_E et φ , il est alors possible d'observer l'influence de Z_G sur la conversion de phase et l'adaptation comme indiqué ci dessous.

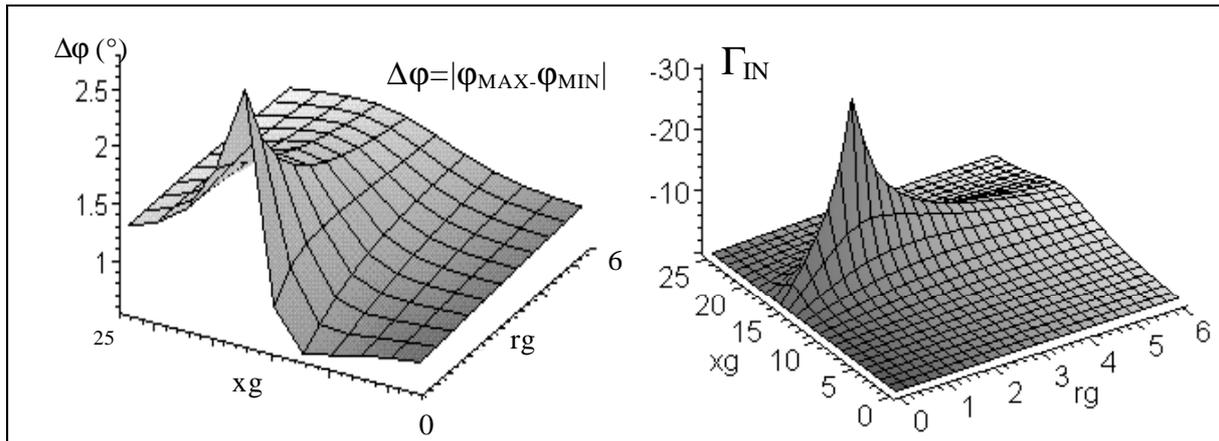


Figure III-30 : Evolution du coefficient de réflexion de puissance en entrée du transistor et de la conversion de phase suivant l'impédance de générateur.

Comme cela avait été énoncé dans le chapitre I, le graphique ci dessus montre que l'adaptation en entrée, obtenue lorsque la puissance entrante dans le transistor est maximale, est généralement faite au détriment de la linéarité de l'amplification. Un compromis est donc souvent nécessaire.

De manière pratique, l'influence de l'impédance de source sur la conversion de phase et sur l'adaptation va être mise en évidence.

b) Etude pratique.

L'objectif est à présent d'effectuer des mesures de puissance pour différentes impédances de générateur afin d'observer le phénomène d'adaptation et l'influence de cette impédance sur la conversion de phase $\Delta\phi$.

Pour des raisons de disponibilité de matériel, les mesures n'ont pas été faites à 25.5GHZ, mais à 18GHZ. Cela n'a aucune incidence sur la démarche mise en œuvre pour atteindre l'objectif fixé.

L'adaptation est réalisée en entrée quand l'impédance présentée par le générateur est égale à l'impédance d'entrée conjuguée du transistor. A 18GHZ, le transistor présente en entrée un coefficient de réflexion important ($|\Gamma_E| = 0.8$). Du fait de l'utilisation de coupleurs de mesures compris entre les plans de mesures du transistor et les plans du synthèse des impédances, l'utilisation d'un simple tuner passif ne peut servir parfaitement à l'adaptation. Le coefficient de réflexion présenté par celui-ci en entrée du transistor est trop faible, du fait des pertes engendrées par les coupleurs et les pointes de mesure. Pour pallier ce déficit, une boucle active en entrée fonctionnant à 18GHZ est mise en place. Celle-ci a pour but de prélever une

partie du signal réfléchi en entrée du transistor pour le déphaser et l'amplifier correctement puis le réinjecter vers le transistor de manière à ce que l'adaptation soit réalisée. Dans un premier temps, de manière théorique, le phénomène d'adaptation en entrée va être explicité de manière à montrer que l'utilisation d'une boucle active en entrée ne correspond pas à l'usage classique d'un tuner mais que celle-ci associée à un générateur d'impédance interne 50Ω correspond à un générateur de puissance équivalent d'impédance interne réglable.

Théorie de l'adaptation en entrée par boucle active.

Considérons un transistor adapté sur une impédance de charge Z_L présentant à son entrée une impédance Z_E . D'autre part, considérons un générateur de puissance RF d'impédance interne $Z_G = 50\Omega$. Si une boucle active est mise en place entre le générateur de puissance et le transistor, le montage peut être alors représenté schématiquement comme suit.

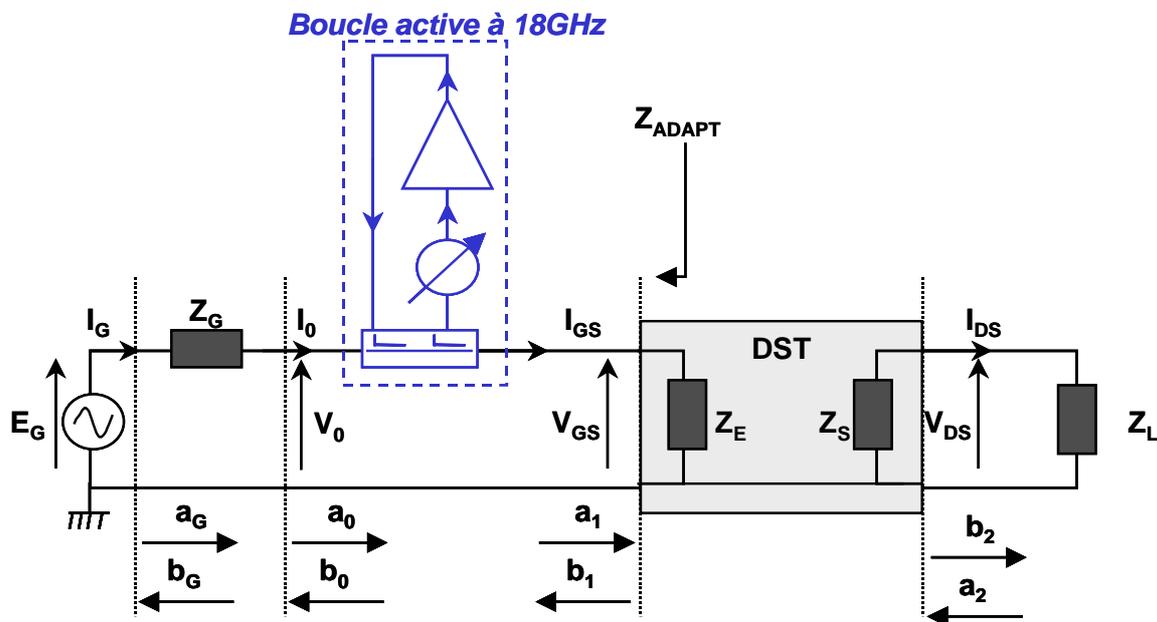


Figure III-31 : Représentation de la boucle active en entrée.

La boucle active est supposée parfaitement unidirectionnelle. Son coefficient de réflexion est défini par :

$$(78) \quad \Gamma_B = \left. \frac{a_1}{b_1} \right|_{a_0=0}$$

Les hypothèses faites sont que les couplages sont faibles et que le gain de la boucle est suffisamment fort et reste linéaire pour pouvoir écrire les équations d'ondes de puissances relatives à la boucle active sous la forme (79).

$$(79) \quad \begin{cases} a_1 = a_0 + \Gamma_B \cdot b_1 \\ b_0 = b_1 \\ b_1 = \Gamma_E \cdot a_1 \end{cases}$$

Ces relations peuvent être représentées par le graphique de fluence représenté ci après.

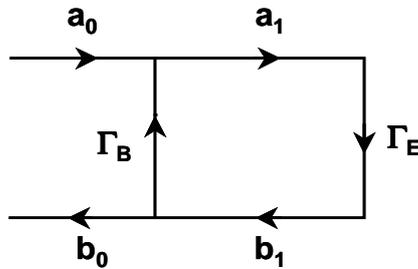


Figure III-32 : Graphe de fluence incluant le coefficient de réflexion Γ_B de la boucle active

Contrairement à l'usage de la boucle active en tant que dipôle placé en sortie du transistor pour synthétiser une impédance de charge optimale, le quadripôle formé par la boucle active en entrée ne peut être représenté sous la forme d'un transformateur d'impédance parfait tel que cela pourrait l'être avec l'usage d'un tuner classique.

Il est par conséquent nécessaire de représenter l'association formée par la boucle active et le générateur de puissance par un générateur équivalent selon le théorème de Thévenin.

Détermination de l'impédance interne du générateur de Thévenin équivalent.

En accord avec les notations utilisées sur la figure.III-31 et en utilisant les relations ci dessous :

$$(80) \quad \begin{cases} E_G = \sqrt{Z_C} (a_G + b_G) \\ I_G = \frac{(a_G - b_G)}{\sqrt{Z_C}} \end{cases} \quad \begin{cases} V_0 = \sqrt{Z_C} (a_0 + b_0) \\ I_0 = \frac{(a_0 - b_0)}{\sqrt{Z_C}} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_0 = E_G - Z_G \cdot I_G \\ I_0 = I_G \end{cases}$$

où Z_C est l'impédance caractéristique du système, avec $Z_G = Z_C = 50\Omega$, le système d'équation (80) peut être réécrit sous la forme :

$$(81) \quad \begin{cases} a_0 = \frac{1}{2} (a_G + b_G) \\ b_0 = -\frac{1}{2} a_G + \frac{3}{2} b_G \end{cases}$$

Si le générateur de tension est éteint, alors $E_G=0V$. D'après l'équation (80), cela implique $a_G = -b_G$ et donc d'après (81), $a_0 = 0$. Le coefficient de réflexion présenté par la boucle lorsque le générateur est éteint peut alors s'écrire indifféremment sous les deux formes suivantes :

$$(82) \quad \Gamma_B = \frac{a_1}{b_1} \Big|_{a_0=0} = \frac{a_1}{b_1} \Big|_{E_G=0}.$$

Par ailleurs, le théorème de Thévenin permet d'écrire que le générateur de tension E_G d'impédance interne Z_G associé à la boucle active est équivalent à un générateur d'impédance interne Z_{TH} tel que :

$$(83) \quad Z_{TH} = - \frac{V_{GS}}{I_{GS}} \Big|_{E_G=0}$$

Les équations du systèmes (84) :

$$(84) \quad \begin{cases} a_1 = \frac{V_{GS} + Z_C \cdot I_{GS}}{2 \cdot \sqrt{Z_C}} \\ b_1 = \frac{V_{GS} - Z_C \cdot I_{GS}}{2 \cdot \sqrt{Z_C}} \end{cases}$$

permettent d'écrire la formulation suivante :

$$(85) \quad Z_{TH} = \frac{Z_C \cdot (b_1 + a_1)}{(b_1 - a_1)} \Big|_{a_0=0}$$

En utilisant la relation définie en (4), cette équation devient :

$$(86) \quad Z_{TH} = Z_C \frac{(1 + \Gamma_B)}{(1 - \Gamma_B)} \Big|_{a_0=0}$$

Ceci permet d'affirmer que le générateur de tension E_G d'impédance interne Z_G associé à la boucle active est équivalent à un générateur d'impédance interne Z_{TH} dont la valeur peut être choisie suivant le réglage de la boucle active.

Lorsque le générateur est éteint ($E_G = 0$), l'impédance équivalente présentée par le boucle active associé au générateur peut être écrite sous la forme suivante :

$$(87) \quad Z_{TH} = Z_C \frac{(1 + \Gamma_B)}{(1 - \Gamma_B)} \Big|_{a_0=0}$$

Détermination de la f.e.m. équivalente du générateur de Thévenin :

La f.e.m. équivalente de Thévenin (E_{TH}) est déterminée en sortie de la boucle active lorsque cet accès est ouvert, c'est à dire pour $I_{GS}=0$ (A).

Par conséquent, le système suivant peut être établi :

$$(88) \quad \begin{cases} I_{GS} = \frac{a_1 - b_1}{\sqrt{Z_C}} = 0 \\ E_{TH} = \sqrt{Z_C} \cdot (a_1 + b_1) \end{cases} \quad \text{soit } a_1 = b_1$$

En reprenant le système d'équation (79), il est alors possible d'écrire :

$$(89) \quad a_0 + \Gamma_B \cdot b_0 = b_0 \quad \text{soit } b_0 = \frac{a_0}{1 - \Gamma_B}$$

et donc de déterminer la tension du générateur de Thévenin tel que :

$$(90) \quad E_{TH} = \sqrt{Z_C} \cdot (a_0 + (1 + \Gamma_B) \cdot b_0) \Big|_{b_0 = \frac{a_0}{1 - \Gamma_B}}$$

soit :

$$(91) \quad E_{TH} = \frac{2 \cdot \sqrt{Z_C} \cdot a_0}{1 - \Gamma_B} \quad \text{avec } a_0 = \frac{E_G}{2 \cdot \sqrt{Z_C}}$$

Par conséquent, la f.e.m équivalente du générateur de Thévenin peut s'écrire sous la forme suivante :

$$(92) \quad E_{TH} = \frac{E_G}{1 - \Gamma_B}$$

La figure.III-31 peut donc être simplifiée est être représentée sous la forme suivante :

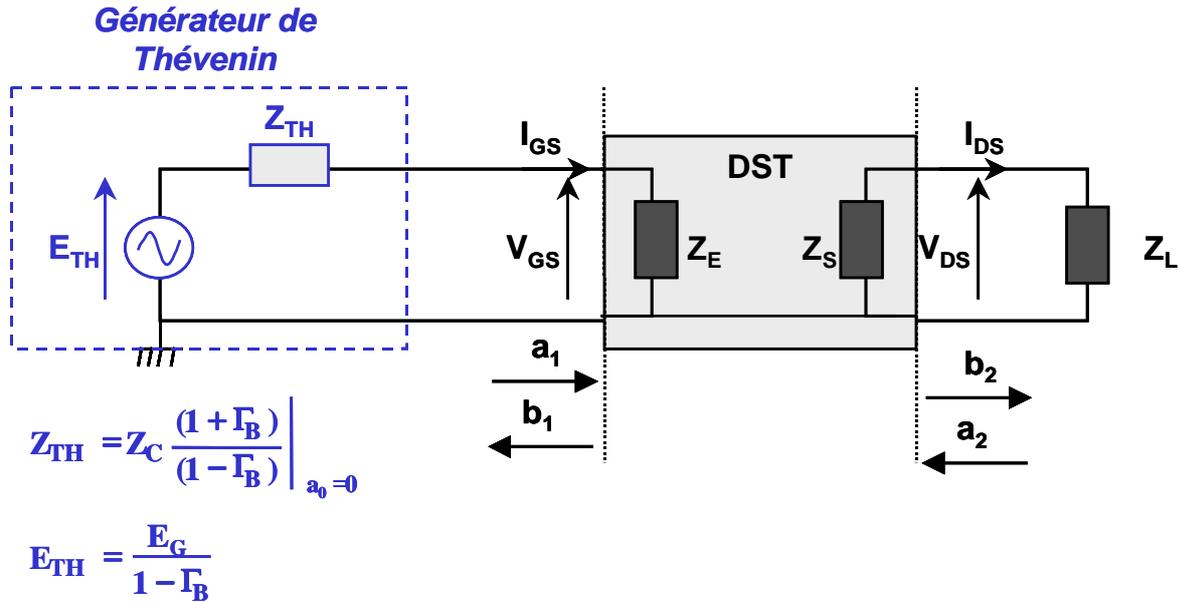


Figure III-33 : Représentation simplifiée de la boucle active associée au générateur.

Mesure de la conversion de phase.

La difficulté de cette caractérisation est de pouvoir mesurer la conversion de phase du rapport de tension $\left(\frac{V_{DS}}{E_{TH}} \right)$ indépendamment de l'impédance présentée par le générateur équivalent.

En effet, l'équation (71) précédemment définie peut être écrite sous la forme suivante:

$$(93) \quad \varphi\left(\frac{b_2}{a_1}\right) = \varphi\left(\frac{V_{DS} + Z_C \cdot I_{DS}}{V_{GS} + Z_C \cdot I_{GS}}\right) = \varphi\left(\frac{V_{DS}}{E_{TH}}\right) + \varphi\left(\frac{Z_L + Z_C}{Z_L}\right) - \varphi\left(\frac{Z_E + Z_C}{Z_E + Z_{TH}}\right)$$

il est visible que $\Delta\varphi\left(\frac{V_{DS}}{E_{TH}}\right)$ dépend $\Delta\varphi\left(\frac{b_2}{a_1}\right)$ (pouvant être mesuré) et de $\Delta\varphi\left(\frac{Z_E + Z_C}{Z_E + Z_{TH}}\right)$

non nul car $Z_{TH} \neq Z_C = 50\Omega$ contrairement aux mesures précédentes. En revanche Z_L et Z_C

sont toujours définies comme des constantes ce qui donne $\Delta\varphi\left(\frac{Z_L + Z_C}{Z_L}\right) = 0$

Pour pallier ce problème, en référence aux notations utilisées sur la figure.III-31, la mesure

portera à présent sur la phase du rapport d'ondes $\left(\frac{b_2}{a_1}\right)$ plutôt que sur celle de la phase de

$\left(\frac{b_2}{a_1}\right)$ comme l'indiquent les relations suivantes :

$$(94) \quad \varphi\left(\frac{V_{DS}}{E_{TH}}\right) = \varphi\left(\frac{\sqrt{Z_C} \cdot (b_2 + a_2)}{2 \cdot \sqrt{Z_C} \cdot a_0}\right) \text{ avec } a_2 = \Gamma_L \cdot b_2$$

Par conséquent la phase globale peut s'écrire sous la forme suivante :

$$(95) \quad \varphi\left(\frac{V_{DS}}{E_{TH}}\right) = \varphi\left(\frac{b_2}{a_0}\right) + \varphi(1 + \Gamma_L) - \varphi(1 + \Gamma_B)$$

Lorsque l'impédance présentée par le générateur équivalent est fixée, tout comme l'impédance de charge, la conversion de phase globale est égale à :

$$(96) \quad \Delta\varphi\left(\frac{V_{DS}}{E_{TH}}\right) = \Delta\varphi\left(\frac{b_2}{a_0}\right)$$

Il est donc nécessaire de mesurer les ondes de puissance dans le plan précédant la boucle active et dans le plan de sortie du transistor comme indiqué sur la figure.III-31 .

Synoptique du banc de mesure.

La difficulté nouvelle de cette tâche et de mesurer la conversion de phase entre le plan de sortie du transistor et le plan précédant la boucle active tout en connaissant les performances aux accès du transistor. Pour ce faire, le synoptique du banc de mesure a été modifié pour que les mesures calibrées en rapport d'ondes de puissance et en puissance absolue soient faites dans trois plans distincts, c'est à dire les plans d'entrée et de sortie du transistor plus un troisième plan précédant la boucle active. Ceci est techniquement possible par l'utilisation de trois réflectomètres et de deux analyseurs de réseaux vectoriel effectuant les mesures simultanément dans les plans considérés.

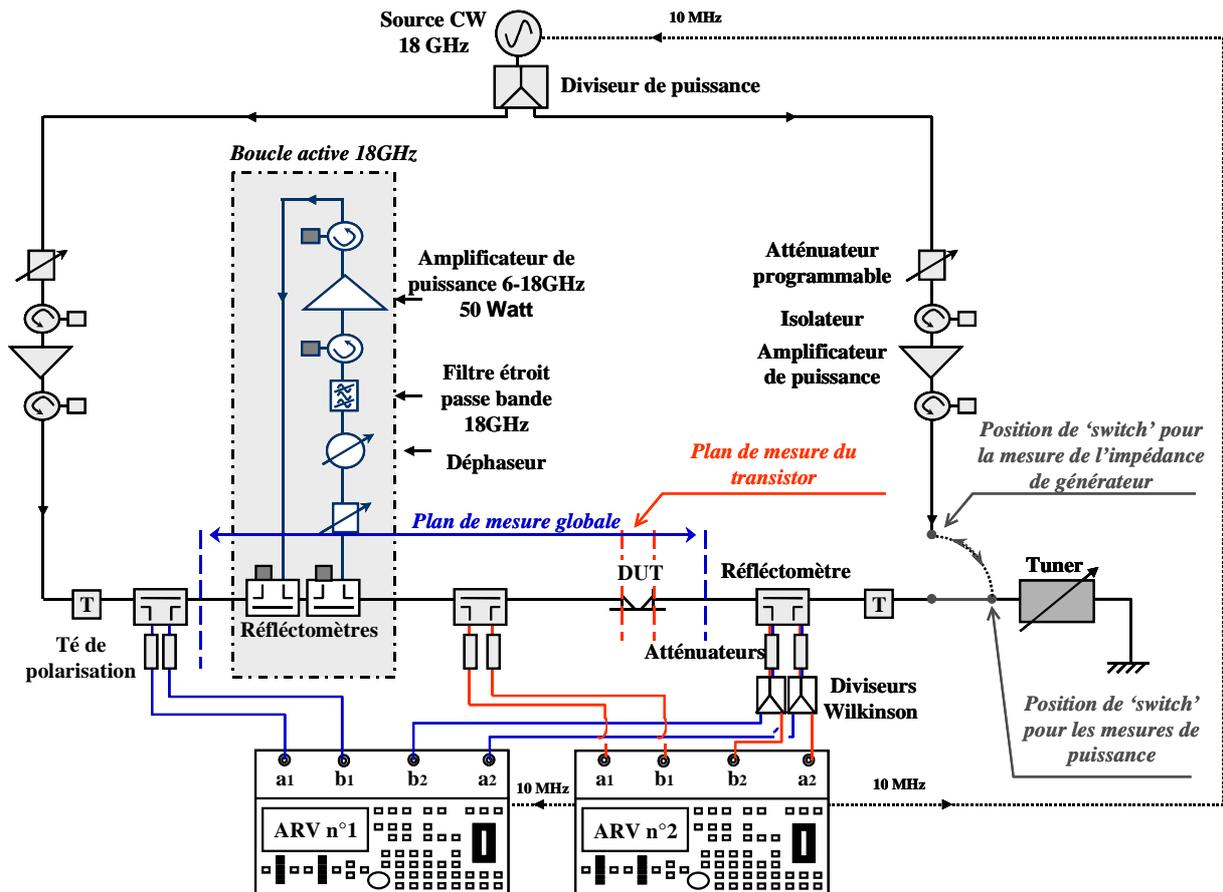


Figure III-34 : Synoptique du banc de mesure source pull actif.

Le premier analyseur permet de mesurer les rapports d'ondes des puissances et la puissance absolue dans les plans dit de mesure globale. Ces plans incluent l'ensemble boucle active et transistor. Les mesures issues de ces plans permettront de déterminer la variation de phase

$$\Delta\phi\left(\frac{b_2}{a_0}\right) = \Delta\phi\left(\frac{V_{DS}}{E_{TH}}\right)$$

en fonction de l'adaptation d'entrée. Par ailleurs, elles permettront de

mesurer l'influence du réglage de la boucle sur l'adaptation en puissance.

Le deuxième analyseur permet de mesurer simultanément les caractéristiques en puissance aux bornes même du transistor ainsi que son impédance d'entrée. Cela permet d'accéder aux caractéristiques du transistor seul.

Les deux voies couplées en sens direct et réfléchi du réflectomètre situé en sortie du transistor sont chacune connectées à un diviseur de puissance résistif type 'Wilkinson'. Cela permet de diriger une partie du signal incident et réfléchi sur les deux analyseurs de réseaux vectoriel, en évitant l'ajout d'un réflectomètre supplémentaire entre le dispositif sous test et le tuner afin de limiter les pertes.

Le transistor est adapté au mieux en puissance par l'utilisation du tuner permettant de synthétiser une impédance de charge favorable malgré les pertes engendrées par le réflectomètre situé en aval du transistor.

Pour chaque réglage de la boucle active, une ligne connue est mise à la place du dispositif sous test. Un 'switch' permet alors de venir mesurer le coefficient de réflexion de l'impédance de générateur équivalent dans le plan d'entrée du transistor sans perturber l'adaptation réalisée en sortie. Pour les mesures en puissances, ce 'switch' est à nouveau positionné de manière à reconnecter le tuner.

Calibrage dans les plans du transistor :

Concernant les mesures effectuées dans les plans sous pointes du transistor, un calibrage standard type S.O.L.T et un calibrage en puissance sont effectués suivant les techniques décrites dans le chapitre.II.

Calibrage dans les plans de mesures globales.

Ces plans de mesures sont munis de connecteurs coaxiaux type K. Le calibrage standard et le calibrage en puissance ne présentent donc pas de difficultés particulières si ce n'est l'éloignement des deux plans. En effet il est impossible de relier ces deux plans par un standard de type 'thru' classique. Ce standard est donc remplacé par un câble semi-rigide pré-caractérisé. Les caractéristiques de ce pseudo-standard à 18GHz sont une longueur de 0.7989m et des pertes de 1.902dB/m. Le paramètre S_{21} de ce câble mesuré à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel classique est : $S_{21}=0.84@28^\circ$. Ces caractéristiques sont intégrées pour le calcul des termes d'erreur pour le calibrage standard.

Afin de s'assurer de la validité du calibrage ainsi réalisé, surtout concernant les mesures en transmission, un autre câble pré-caractérisé sert de câble test. Il s'agit ici d'un câble souple préalablement mesuré à 18GHz pour lequel: $S_{21}=0.88@-151^\circ$

Par la suite, dans les plans de mesures globales, une lecture à 18GHz du paramètre S_{21} corrigé de ce câble test suivant le calibrage réalisé donnera : $S_{21}=0.867@-151^\circ$. La procédure utilisée peut donc être considérée comme fiable.

Résultats de mesures :

Cette configuration réalisée à 18GHz est très expérimentale. Par conséquent, afin de pouvoir préjuger de la précision des résultats obtenus, des mesures calibrées dans les plans préalablement définis sont effectuées sur une ligne coplanaire de 1ps de retard à la place du transistor. La boucle active est éteinte pour cette étape préliminaire.

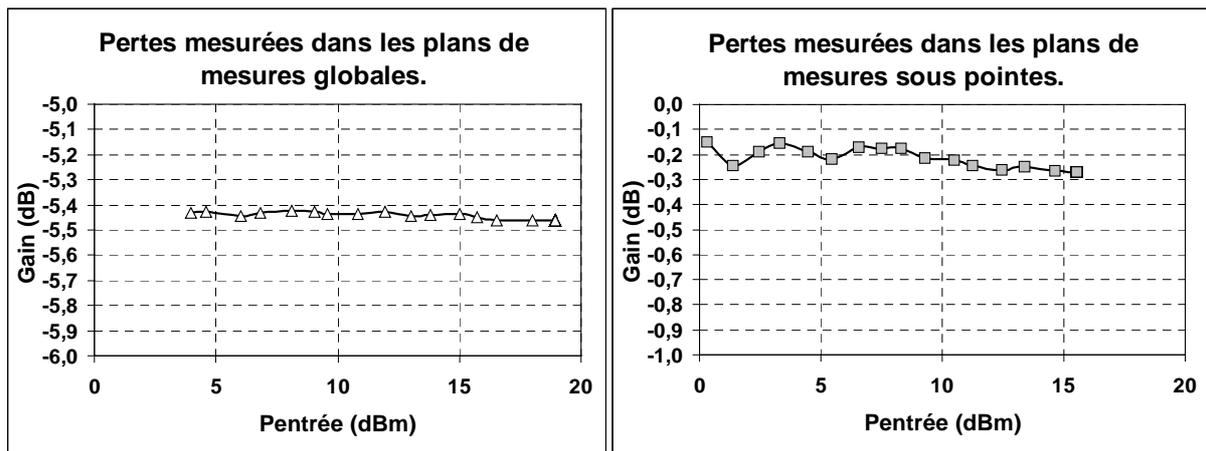


Figure III-35 : Mesures des pertes de la ligne suivant les deux calibrages effectués.

Les pertes mesurées dans les plans de mesures globales correspondent à celles de l'ensemble (ligne+pointes+câbles de mesures+etc.) formant la chaîne reliant le réflectomètre précédant la boucle active et celui en sortie du dispositif sous test. D'après la figure.III-35 , les pertes globales de cette chaîne correspondent à -5.4dB sur l'ensemble de la dynamique utilisée.

Concernant les résultats obtenus dans les plans du transistor, les pertes mesurées sont relativement faibles (légèrement inférieures à 0dB) sur l'ensemble de la dynamique utilisée, ce qui semble être normal pour une ligne coplanaire relativement courte (1ps de retard).

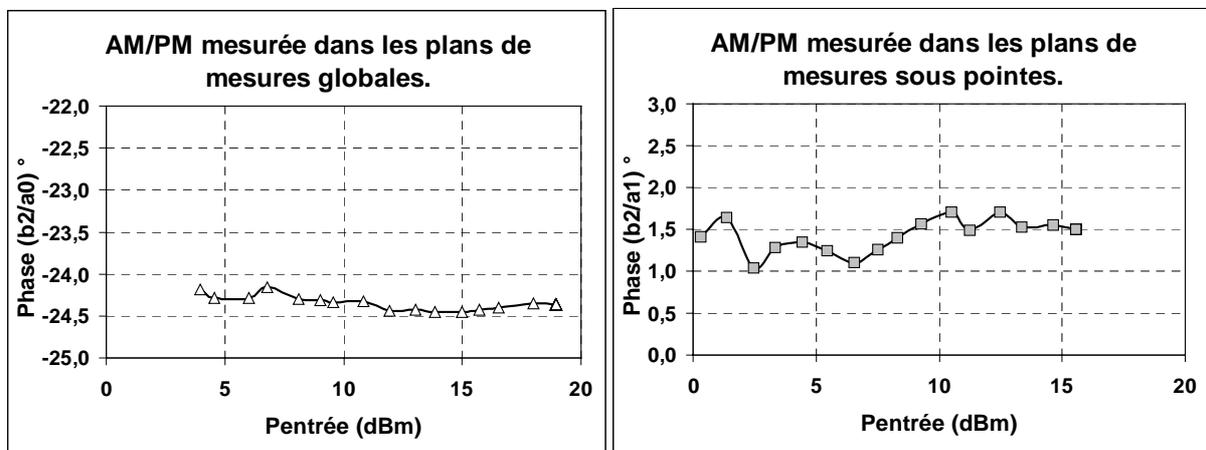


Figure III-36 : Mesures AM/PM sur la ligne.

La précision de la mesure de phase affichée ci dessus est de l'ordre du degré. Ces mesures permettent donc d'envisager une bonne précision des résultats obtenus sur le transistor.

Mesures de l'impédance d'entrée sur le transistor PPH15 8*75μm d'UMS.

Afin d'étudier l'influence de l'adaptation en entrée sur la linéarité, pour plusieurs mesures de puissance, seule l'impédance globale présentée par la boucle active associée au générateur sera modifiée.

Le transistor est polarisé pour : $V_{GS0} = -0.5V$, $V_{DS0} = 2.8V$, ($I_{DS0} = 140mA$)

L'impédance de charge synthétisée par le tuner est optimisée au mieux en puissance tel que :

$$Z_L = 53.6 - j.26.5\Omega.$$

Pour réaliser l'adaptation en entrée, il est nécessaire de mesurer en premier lieu l'impédance d'entrée présentée par le transistor, or celle-ci varie en fonction du niveau de puissance (cf. figure.III-37). Par conséquent, pour une mesure en puissance effectuée jusqu'à une compression de gain de 3dB, l'adaptation sera faite en choisissant une impédance de générateur de valeur conjuguée à l'impédance d'entrée moyenne du transistor sur la dynamique de puissance définie.

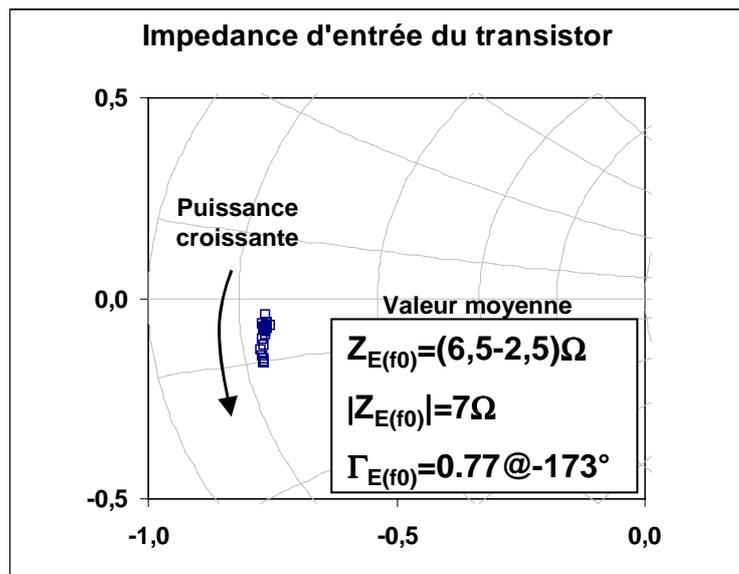


Figure III-37 : Impédance d'entrée du transistor PPH15 à 18GHz

Remarque : L'impédance présentée en entrée du transistor, pour une impédance de charge définie, est indépendante de l'impédance présentée par le générateur équivalent.

Choix des différentes impédances de générateur équivalent :

Afin d'observer l'influence de l'adaptation d'entrée sur la linéarité, les impédances de générateur équivalent choisies présenteront un coefficient de réflexion de plus en plus fort comme indiqué ci dessous.

Impédances de générateur équivalent			
	Z_{TH}	$ Z _{TH}$	Γ_{TH}
Z_{TH1}	$(52-j.4)\Omega$	52	0,04@-64°
Z_{TH2}	$(21+j.3)\Omega$	22	0,4@171°
Z_{TH3}	$(9+j.3)\Omega$	9	0,7@173°
Z_{TH4}	$(7+j.1)\Omega$	7	0,76@177°
Z_{TH5}	$(5-j.3)\Omega$	5	0,83@-174°

Figure III-38 : Liste des différentes impédances de générateurs choisies pour les mesures.

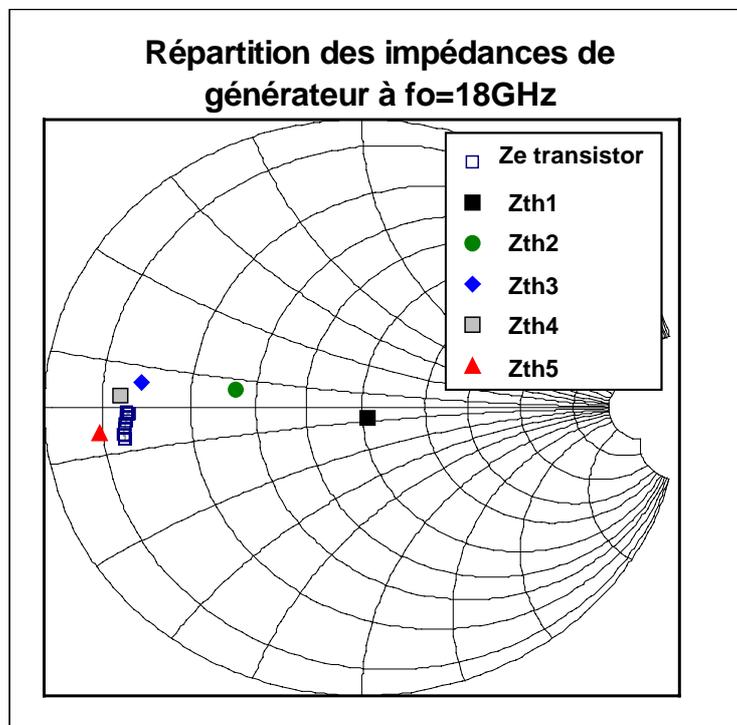


Figure III-39 : Représentation des différentes impédances de générateurs.

Influence de l'impédance Z_{TH} sur la conversion de phase.

Afin d'observer l'impact de la variation de l'impédance de générateur sur l'adaptation en entrée, les pertes entre la puissance disponible du générateur équivalent et la puissance entrante dans le transistor sont représentées sur la figure.III-40 .

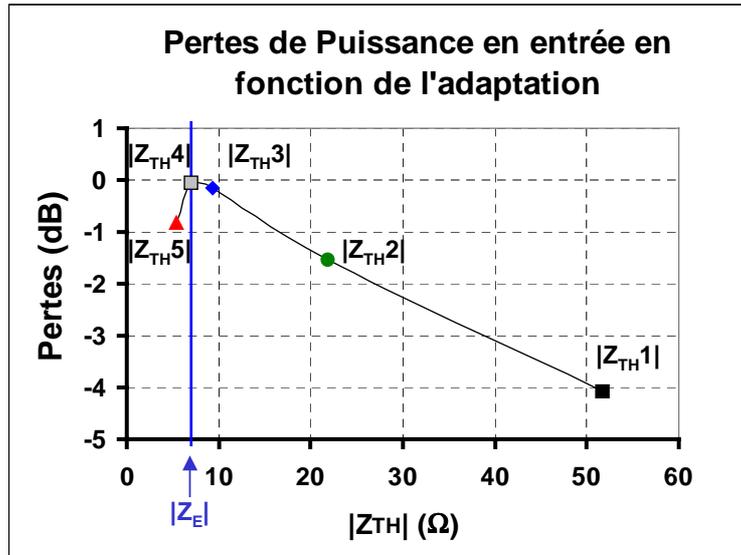


Figure III-40 : Influence de Z_{TH} sur les pertes de puissances en entrée.

Ces pertes sont calculées de la manière suivante :

$$(97) \quad \text{PERTES} = P_{\text{DISPONIBLE}} - P_{\text{ENTREE}} \quad (\text{W})$$

où $P_{\text{DISPONIBLE}}$ est la puissance délivrée par le générateur équivalent et où P_{ENTREE} représente la puissance entrante dans le transistor déterminées suivant les équations suivantes.

La puissance disponible est définie pour :

$$(98) \quad P_{\text{DISPO}} = \frac{1}{8} \cdot \frac{|E_{TH}|^2}{\Re(\text{Reel}(Z_{TH}))} = \frac{|E_G|^2}{8 \cdot |1 - \Gamma_B|^2 \cdot \Re\left(Z_C \cdot \frac{1 + \Gamma_B}{1 - \Gamma_B}\right)}$$

Cette équation est simplifiable et devient :

$$(99) \quad P_{\text{DISPO}} = \frac{1}{8} \cdot \frac{|E_G|^2}{Z_C \cdot (1 - |\Gamma_B|^2)}$$

La puissance entrante dans le transistor est définie pour :

$$(100) \quad P_{\text{ENTREE}} = \frac{1}{2} |a_1|^2 \cdot (1 - |\Gamma_E|^2) \quad \text{avec} \quad \Gamma_E = \frac{b_1}{a_1}$$

En utilisant les équations définies en (79) pour $a_0 = \frac{E_G}{2 \cdot \sqrt{Z_C}}$, cette équation peut être mise

sous la forme :

$$(101) P_{ENTREE} = \frac{1}{8} \cdot \frac{|E_G|^2}{Z_C} \cdot \frac{1 - |\Gamma_E|^2}{|1 - \Gamma_E \cdot \Gamma_B|^2}$$

Remarque : Dans le cas de l'adaptation, $\Gamma_E = \Gamma_B^*$ et les équations (99) et (101) sont équivalentes.

Comme cela avait été mis en évidence sur la figure.III-30, l'impédance de générateur optimum pour l'adaptation de puissance en entrée n'est pas favorable concernant la linéarité. Ci dessous figurent les caractéristiques AM/AM et AM/PM obtenues suivant les différentes impédances de générateur.

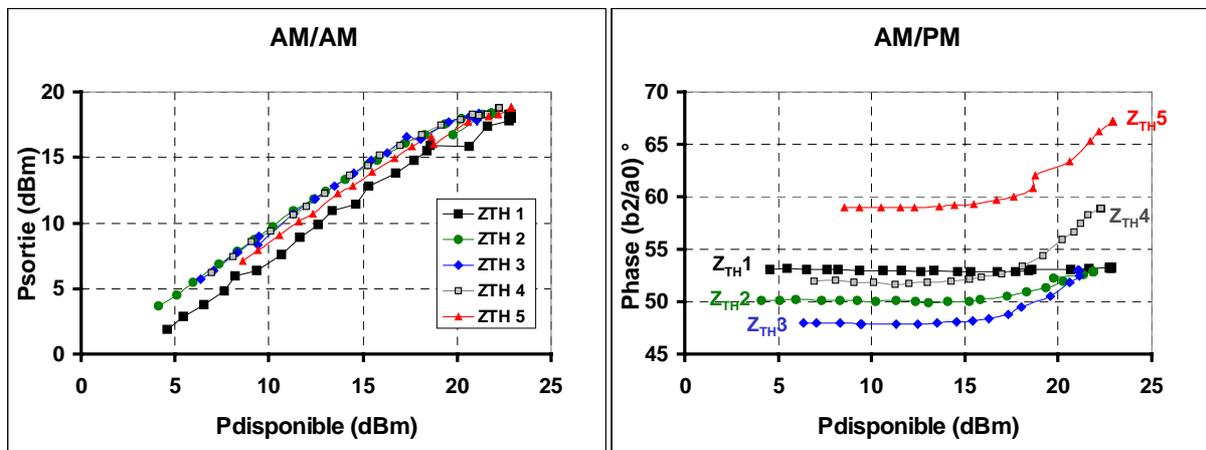


Figure III-41 : Mesures AM/AM, AM/PM du transistor en fonction de l'impédance présentée par le générateur équivalent.

Ces mesures mettent en avant le fait que lorsque le module de l'impédance de générateur diminue de manière à adapter le transistor en entrée, la conversion de phase globale $\Delta\phi\left(\frac{V_{DS}}{E_{TH}}\right)$ augmente ce qui corrobore l'étude menée précédemment. Sous une autre forme, la dépendance de la conversion de phase vis à vis du module de l'impédance de générateur est représenté sur la figure.III-42.

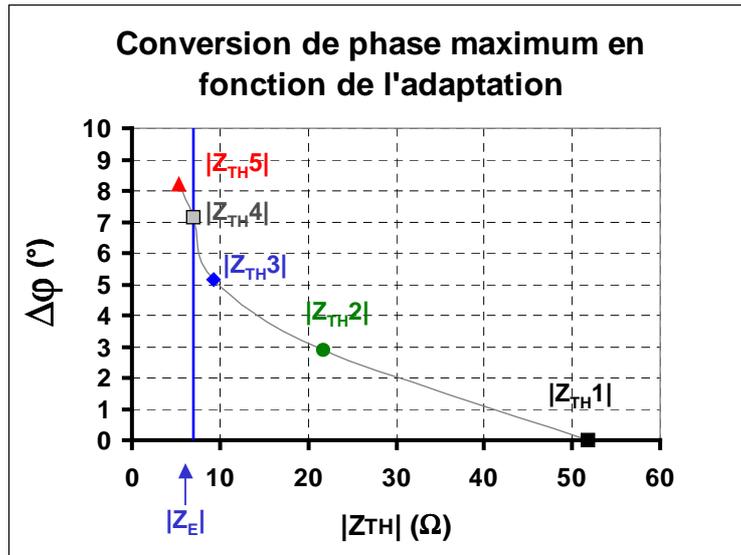


Figure III-42 : Influence de Z_{TH} sur la conversion de phase.

Les résultats précédents indiquent qu'un compromis entre le gain et la linéarité est nécessaire. En effet, plus les conditions d'adaptations en entrée sont réalisées, plus la conversion de phase mesurée sur une dynamique de puissance définie sera importante.

Pour conclure ces dernières mesures, il est rappelé que l'analyse des phénomènes d'adaptation en entrée par l'usage d'une boucle active ne doit pas être faite en dissociant cette boucle du générateur RF d'impédance interne 50Ω auquel elle est associée. L'ensemble de ces deux éléments doit être considéré comme un générateur équivalent d'impédance interne Z_{TH} et de f.e.m E_{TH} . Contrairement à un tuner sans pertes se comportant comme un quadripôle possédant un bilan énergétique nul entre ses deux plans, la boucle active offre un bilan de puissance non nul dépendant du réglage de son gain. A titre indicatif, la figure.III-43 représente les pertes entre la puissance délivrée par le générateur 50Ω et la puissance entrante dans le transistor. Contrairement à la figure.III-40 pour laquelle les pertes sont minimum lorsque l'impédance de générateur est proche de l'impédance conjuguée du transistor, la figure. III-43 permet de mettre en avant le fait que ces pertes diminuent en fonction du gain croissant de la boucle active. A l'extrême, si il n'y avait pas un risque d'oscillation de la boucle active et de destruction du composant sous test, il serait possible de montrer pour un gain important de la boucle que la puissance entrante dans le transistor pourrait être supérieure à la puissance délivrée par le générateur 50Ω . Cela reviendrait alors à présenter une impédance de générateur équivalent active.

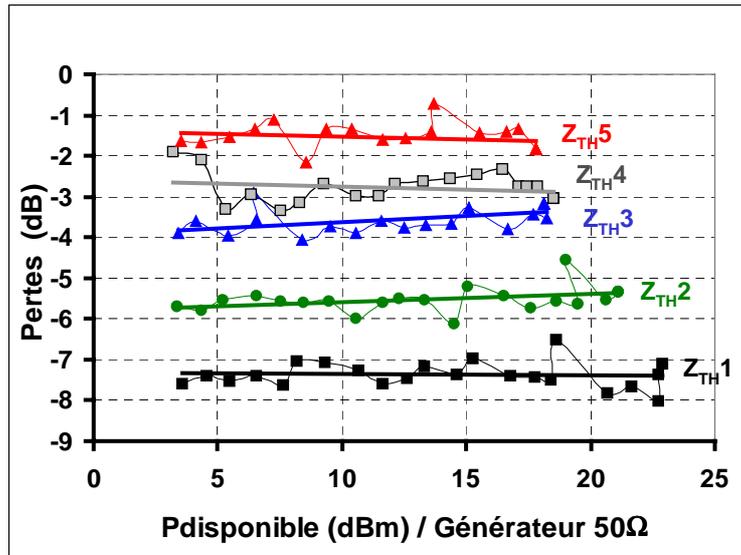


Figure III-43 : Pertes d'entrée entre la puissance délivrée par le générateur 50Ω et la puissance entrante dans le transistor.

IV Conclusion.

Le banc de mesure source et load pull actif développé en bande K a permis dans un premier temps de valider le modèle établi en [126] d'un PHEMT PPH15 de $8 \times 75 \mu\text{m}$ de la fonderie UMS.

Ce modèle non linéaire est établi à partir des fonctions de descriptions unidimensionnelles des capacités non linéaires. Il a pour avantage de faciliter la convergence des simulations à faible ou à fort niveau de signal du fait de sa plus grande simplicité. La comparaison des simulations et des mesures load pull effectuées à 25.5GHz met en évidence des résultats tout à fait satisfaisants

Par ailleurs, ce modèle a permis sous certaines hypothèses d'établir une fonction donnant les tendances suivies par la conversion de phase en fonction de plusieurs paramètres, parmi lesquels figurent les paramètres fondamentaux qui sont les conditions d'adaptations et la polarisation.

Une étude des capacités intrinsèques a permis de mettre en évidence les évolutions contraires des capacités non linéaires C_{GS} et C_{DS} en fonction du niveau du signal. De cette constatation, il est apparu qu'une étude portée sur l'optimisation des phénomènes de compensations des non linéarité pouvait être faite en fonction du choix judicieux du point de polarisation.

Par ailleurs, des mesures load pull faites à 25.5GHz, ont permis de mettre en évidence l'impact du choix de l'impédance de charge sur la linéarité. Dans le cadre de cette étude, il a été montré que lorsque le module de l'impédance de charge diminuait, la conversion de phase maximum augmentait, ce qui avait été prévu par une équation analytique simplifiée.

Une étude portant sur l'influence de l'adaptation d'impédance en entrée par le biais de l'utilisation d'une boucle active fonctionnant à 18GHz a été effectuée. En effet, cette boucle associée avec un générateur de puissance est l'équivalent d'un générateur de puissance d'impédance interne variable ce qui permet de réaliser l'adaptation d'impédance. Par les mesures de conversion de phase du signal suivant la puissance du générateur et de son impédance équivalente, un compromis adaptation linéarité a ainsi pu être mis en évidence, corroborant ainsi l'étude théorique faite dans le cadre des travaux réalisés en [126].

L'intégralité de cette étude a donc permis de comprendre les phénomènes influents sur la linéarité de l'amplification d'un signal monoporteuse. Cette première approche est nécessaire à la réalisation optimale d'amplificateur de puissance devant répondre à des spécifications de puissance et de rendement sous contrainte de linéarité. Une fois cette étape réalisée, il est possible d'envisager des travaux complémentaires portant sur l'optimisation d'autres paramètres tels que les conditions d'adaptations aux fréquences harmoniques ou aux basses fréquences pour l'amplification de signaux modulés.

V Bibliographie

[121]. J. Lajoinie

" Contribution à la conception optimale en terme de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuses. "

2000 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 9-2000

[122]. T. Reveyrand, D. Barataud, J. Lajoinie, M. Campovecchio, J.M. Nebus, E. Ngoya, J. Sombrin, D. Roques

" A novel experimental Noise Power wave Ratio characterization method for multicarrier microwave power amplifiers. "

55th ARFTG Conference, Boston, USA, June 2000.

[123]. N. Legallou

" Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance. "

2001 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 55-2001

[124]. R. Hajji, F. Beauregard, F.M. Ghannouchi.

" Multitone power and intermodulation load-pull characterization of microwave transistors suitable for linear SSPA's design "

1997 IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.45, N°7, pp. 1093 -1099, July 1997.

[125]. F. BUE

" Réalisation d'un banc de mesure d'intermodulation biton en bande Ka : Application à l'analyse des causes technologiques de non linéarité des HEMTs de puissance. "

2003 Thèse de doctorat de l'Université de Lille

[126]. S. Forestier

" Gestion dynamique de la génération de puissance en hyperfréquence pour des modulations numériques : Application à l'optimisation des performances d'un amplificateur millimétrique."

2003 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, soutenance le 16 octobre 2003

[127]. J.P. Teyssier, P. Bouysse, Z. Ouarch, D. Barataud, T. Peyretailade, R. Quere.

" 40-GHz/150ns Versatile Pulsed Measurement System for Microwave Transistor Isothermal Characterization"

1998 IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.46, N°12, pp.2043-2052, Dec 1998.

[128]. S. Augaudy

" Caractérisation et modélisation des transistors microondes, Application à l'étude de la linéarité des amplificateurs à fort rendement. "

2002 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 8-2002

[129]. N. Le Gallou, J.M. Nebus, E. Ngoya, H. Buret.

" Analysis of low frequency memory and influence on solid state HPA intermodulation characteristics"

2001 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp979 -982 vol.2

[130]. S. Forestier, T. Gasseling, P. Bouysse, D. Barataud, R. Quéré, J.M. Nébus.

" Theoretical and Experimental Investigations on Nonlinear Capacitance and Loading Effects on Power PHEMT Linearity"

European Microwave Week, GAAS Symposium - Munich 2003.

[131]. Bouysse, P.; Nebus, J.-M.; Coupat, J.-M.; Villotte, J.-P.;

" A novel, accurate load-pull setup allowing the characterization of highly mismatched power transistors."

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 42 Issue: 2 , Feb. 1994
Page(s): 327 -332

- [132]. S. Forestier, T. Gasseling, P. Bouysse, D. Barataud, R. Quéré.**
" Effets des non-linéarités capacitives et de l'impédance de charge sur la linéarité d'un transistor PHEMT."
JNM Lille, session 4A2, Juin 2003.
- [133]. S. Forestier, T. Gasseling, P. Bouysse, D. Barataud, R. Quéré, J.M. Nebus**
" Theoretical and Experimental Investigations on Nonlinear Capacitance and Loading Effects on Power PHEMT Linearity"
European Microwave Week, GAAS Symposium - Munich 2003.
- [134]. C. Gacquiére, F. Bue, P. Delemotte, Y. Crosnier, B. Carnez, D. Pons.**
"Effects on the linearity in Ka Band of single or double-recessed PHMET's "
Jul. 2000 IEEE Microwave and Guided wave Letters, Vol.10, N°7, pp.267-269

CHAPITRE IV

CARACTERISATION FONCTIONNELLE

DE PARAMETRES S A CHAUD.

APPLICATION A L'ANALYSE DE

STABILITE NON LINEAIRE.

I Introduction

Durant cette dernière décennie, des travaux importants de caractérisation ont été réalisés afin d'accroître le nombre et la qualité d'informations pour contribuer à l'expertise des performances de composants de puissance et à la validation de leurs modèles non linéaires. Ces travaux reposent sur des principes de mesures diverses devant être précautionneusement calibrées.

Depuis les mesures load pull classiques effectuées dans la bande de fonctionnement du transistors, des extensions de test en dehors de cette bande ont été développées afin d'affiner l'optimisation des conditions de fonctionnement comme par exemple le réglage des impédances présentées aux fréquences harmoniques [135][136][137][138][139][140].

En complétant ces techniques de mesure par un calibrage en phase, la forme temporelle des ondes de puissances aux accès du dispositif sous test a pu ainsi être extraite [141].

Avec un signal de test de type biporteuse, l'extension des mesures source et load pull hors bande peut porter sur des caractérisations faites en basses fréquences par un contrôle des impédances présentées aux accès de polarisation du composant sous test. Ceci permet d'observer l'impact de ces impédances hors bande sur les phénomènes à dynamiques lentes tels que les effets de mémoire. Les impédances présentées aux basses fréquences jouent également un rôle important sur les phénomènes de dissymétries des produits d'intermodulations, et donc sur la linéarité. [142][143].

L'objectif visé est ainsi d'améliorer les performances des transistors de puissance dans la bande de fonctionnement par un contrôle approprié des conditions de fonctionnement hors bande. Dans le cas de l'amplification d'un signal modulé, les fréquences harmoniques mais également les fréquences d'enveloppe requièrent par conséquent une attention particulière concernant l'étude et le contrôle du fonctionnement optimal de dispositif non linéaire.

L'étude menée et présentée dans ce chapitre porte également sur l'influence des impédances présentées en dehors de la bande de fonctionnement de l'amplificateur. En effet, nous verrons que cette influence est de première importance concernant la stabilité non linéaire.

Les méthodes en vigueur concernant la caractérisation de stabilité linéaire se basent essentiellement sur l'utilisation des critères définis par J. M. Rollet [144][145]. En effet, ceux ci ont l'avantage de pouvoir être définis à partir de paramètres S, et donc d'être accessibles à

la mesure. Cependant, cette approche présente des limites inhérentes aux critères eux même, comme cela est rappelé dans le chapitre I.

Du point de vue de l'étude de stabilité non linéaire par C.A.O, les méthodes d'étude de stabilité en boucle ouverte [146] ou fermée [147], également présentées dans le chapitre I, ont en commun l'utilisation d'un signal de pompe conduisant le circuit étudié dans un état non linéaire (ou chaud), et l'utilisation d'un signal de perturbation permettant l'évaluation de la stabilité. Ces méthodes font appel a des principes théoriques permettant de simuler des grandeurs physiques pas toujours accessibles par la mesure.

Dans ce chapitre, une technique de caractérisation fonctionnelle dédiée à l'étude de stabilité non linéaire de transistors est présentée [148][149]. Elle est également basée sur l'utilisation d'un signal de pompe et d'une perturbation, permettant ainsi de prédire les phénomènes d'instabilités paramétriques hors bandes en fonction des conditions de fermetures aux accès du dispositif sous test et du niveau de puissance du signal de pompe. Cette nouvelle caractérisation nommée « mesure en petit signal des paramètres S à chaud » ouvre par ailleurs des perspectives intéressantes concernant la validation de modèles non linéaires lorsque l'excitation est composée simultanément d'un signal de puissance et d'une faible perturbation.

II Présentation générale des paramètres S extraits à chaud.

II.1 Rappel sur les paramètres S classiques.

Soit $[Q]$ un quadripôle linéaire. Pour une fréquence de fonctionnement donnée, les relations entre les courants et les tensions aux accès de ce quadripôle peuvent être représentées par une matrice impédance Z ou admittance Y . En 1965, K. Kurokawa [150] introduit un nouveau formalisme permettant de définir des ondes de puissance aux accès du dispositif sous forme de combinaison de ces courants et tensions à partir d'une impédance de référence. Les relations d'ondes entre l'entrée et la sortie du quadripôle peuvent alors être représentées par une matrice S .

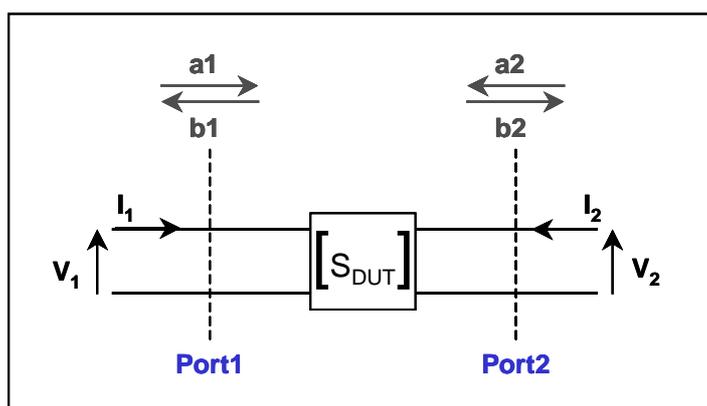


Figure IV-1 : Représentation de l'équivalence ondes de puissances/ tensions courants pour un quadripôle linéaire.

Pour une impédance de référence caractéristique Z_C réelle de 50Ω , ces relations prennent la forme suivante :

$$(102) \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \text{ avec } \begin{cases} a_1 = \frac{V_1 + Z_C \cdot I_1}{\sqrt{Z_C}} & a_2 = \frac{V_2 + Z_C \cdot I_2}{\sqrt{Z_C}} \\ b_1 = \frac{V_1 - Z_C \cdot I_1}{\sqrt{Z_C}} & b_2 = \frac{V_2 - Z_C \cdot I_2}{\sqrt{Z_C}} \end{cases}$$

Le formalisme pour lequel ces relations sont définies est linéaire. Par conséquent, en pratique, les paramètres S sont extraits à partir de mesures réalisées avec des signaux de faibles niveaux.

II.2 Définition des paramètres S extraits à chaud

Pour débiter, une présentation générale des principales définitions et terminologies utilisées est effectuée.

II.2.1 Représentation du transistor pompé sous forme d'un système périodiquement variant dans le temps.

Lorsqu'un dispositif linéaire est soumis à un signal, il apparaît comme linéairement invariant dans le temps (L.T.I). En revanche, le comportement d'un dispositif conduit en régime non linéaire par un signal de puissance apparaît comme périodiquement linéaire dans le temps (L.P.T.V) à un signal de perturbation de faible niveau. De plus, lorsqu'un dispositif en régime non linéaire est soumis simultanément à deux signaux, les phénomènes d'intermodulations rendent parfois l'étude quel que peu complexe. En effet, les impédances présentées par le générateur et par la charge à toutes les fréquences (proche du DC au n^{ième} harmonique) ont clairement un impact majeur concernant le comportement du dispositif étudié. La figure ci dessous représente un transistor soumis simultanément à un signal de puissance et à un signal de perturbation de faible puissance.

Multi-ports périodiquement variant dans le temps (L.P.T.V).

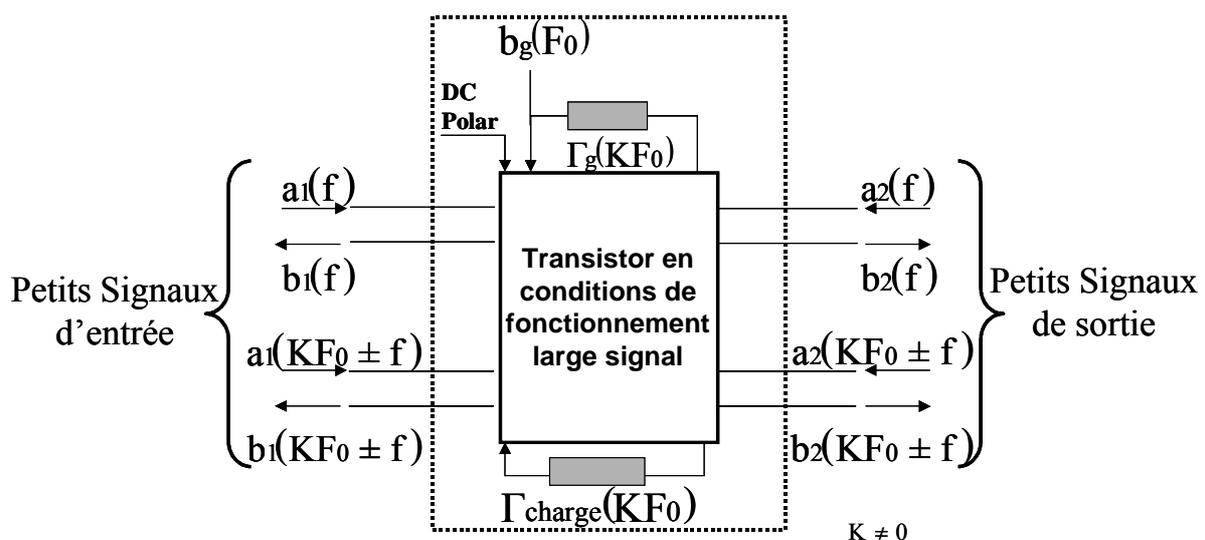


Figure IV-2 : Représentation du transistor soumis à un signal de pompe et de perturbation.

Pour une polarisation continue et fixée, $a_1(f), a_2(f), b_1(f), b_2(f)$ représentent les ondes de puissances incidentes et réfléchies à la fréquence du signal de perturbation (f). De même, $a_1(KF_0 \pm f), a_2(KF_0 \pm f), b_1(KF_0 \pm f), b_2(KF_0 \pm f)$ pour $K \neq 0$ représentent les ondes de puissances pour toutes les fréquences d'intermodulation générées par la présence simultanée du signal de puissance de fréquence (F_0) et du signal de perturbation de fréquence (f). Toutes ces ondes de puissances sont référencées par rapport à 50Ω .

Les termes $b_g(F_0), \Gamma_g(KF_0), \Gamma_{\text{CHARGE}}(KF_0)$ sont respectivement l'onde de puissance du signal de pompe délivrée en entrée par le générateur, puis l'impédance de générateur et de charge présentées à la fréquence fondamentale et aux harmoniques du signal de pompe. Les relations entre les signaux de faibles puissances à l'entrée et la sortie du dispositif non linéaire peuvent être représentées sous la forme d'une matrice de conversion donnée dans l'équation suivante.

$$(103) \quad \begin{bmatrix} b_1^*(KF_0 - f) \\ \vdots \\ b_1(f) \\ \vdots \\ b_1(KF_0 + f) \\ b_2^*(KF_0 - f) \\ \vdots \\ b_2(f) \\ \vdots \\ b_2(KF_0 + f) \end{bmatrix} = [S]^* \begin{bmatrix} a_1^*(KF_0 - f) \\ \vdots \\ a_1(f) \\ \vdots \\ a_1(KF_0 + f) \\ a_2^*(KF_0 - f) \\ \vdots \\ a_2(f) \\ \vdots \\ a_2(KF_0 + f) \end{bmatrix}$$

La matrice de conversion $[S]$ relie les ondes de puissances relatives aux petits signaux en entrée et en sortie du transistor aux fréquences $(KF_0 \pm f)$.

II.2.2 Représentation du transistor pompé sous forme d'un système linéairement invariant dans le temps.

Certaines conditions sont à présent posées. Les impédances aux fréquences (F_0) et $(KF_0 \pm f)$, de même que les conditions de polarisation sont fixées. Si le niveau de puissance de pompe est également fixé, une représentation simplifiée du dispositif précédent peut être adoptée. Cette représentation a pour but de focaliser notre attention sur les ondes de puissance des petits signaux en entrée et en sortie du dispositif à la fréquence de perturbation.

Système 2-ports linéairement invariant dans le temps (L.T.I).

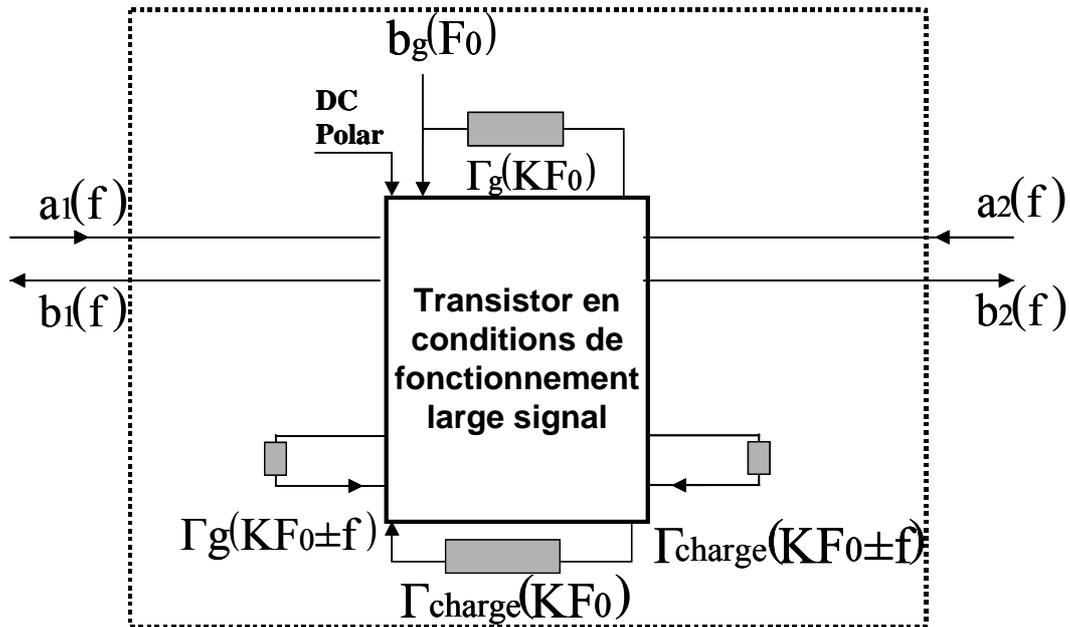


Figure IV-3 : Représentation simplifiée du transistor vis à vis du signal de perturbation.

La figure ci dessus représente un cas plus restrictif où toutes les impédances aux fréquences d'intermodulations sont fixées. Par conséquent, le transistor apparaît comme linéairement invariant dans le temps au signal de perturbation, même s'il reste intrinsèquement linéairement variant. Dans ce cas particulier, une matrice $[S]$ reliant les termes du signal de perturbation en entrée et en sortie du transistor à la fréquence (f) peut être extraite. Cette matrice de paramètres S pompés peut alors être écrite sous la forme suivante :

$$(104) \begin{bmatrix} b_1(f) \\ b_2(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(f) & S_{12}(f) \\ S_{21}(f) & S_{22}(f) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_1(f) \\ a_2(f) \end{bmatrix}$$

Il est important de noter que l'extraction de cette matrice ne dépend pas des impédances de générateur et des impédances de charge présentées au transistor à la fréquence du signal de perturbation (f) , comme cela est classiquement défini dans la théorie des circuits linéaires. En revanche ces termes dépendent de plusieurs paramètres intrinsèque au 'L.T.I' qui sont le niveau de puissance du signal de pompe, les impédances présentées à la fréquence fondamentale F_0 et aux harmoniques du signal de pompe ainsi que les impédances présentées aux fréquences d'intermodulations $(KF_0 \pm f)$. Toutes ces dépendances sont représentées ci après.

$$[S_{ij}] = \text{fonction de } \left\{ \begin{array}{l} F_0 \\ f \\ b_g(F_0) \\ \Gamma_g(KF_0) \\ \Gamma_{\text{charge}}(KF_0) \\ \Gamma_g(KF_0 \pm f) \\ \Gamma_{\text{charge}}(KF_0 \pm f) \\ \text{DC.POLAR} \end{array} \right. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} \text{Fréquences des signaux de pompe} \\ \text{et de perturbation} \end{array} \right\} \\ \left. \begin{array}{l} \text{Termes relatifs au signal de} \\ \text{pompe} \end{array} \right\} \\ \left. \begin{array}{l} \text{Termes relatifs aux petits signaux} \\ \text{aux fréquences d'intermodulation} \end{array} \right\}
 \end{array}$$

Figure IV-4 : Dépendances de la matrice S pompée.

Ce formalisme est valide lorsque le transistor fonctionne sous l'influence d'un signal de pompe monoporteuse et d'un signal de perturbation également monoporteuse.

III Description de systèmes de mesure pour l'extraction des paramètres S à chaud.

III.1 Description d'architectures existantes.

Des mesures de type paramètres S de dispositifs non linéaires obtenus sous conditions de puissance ont fait l'objet de quelques travaux rapportés dans la littérature.

III.1.1 Extraction du paramètres S_{22} petit signal à chaud .

Des mesures de paramètres S_{22} à chaud extraites sur un dispositif excité par un signal de perturbation et un signal de pompe CW ont d'ores et déjà été réalisées [151].

Dans ces mesures, l'amplificateur est excité pour un certain niveau de puissance du signal de pompe. Le signal de perturbation généré à une fréquence différente et injecté en sortie est utilisé pour mesurer le paramètre S_{22} sur le port de sortie de l'amplificateur en fonction du niveau de puissance d'entrée de la pompe. Pour réaliser une telle mesure, deux générateurs RF sont alors utilisés comme indiqué sur la figure suivante.

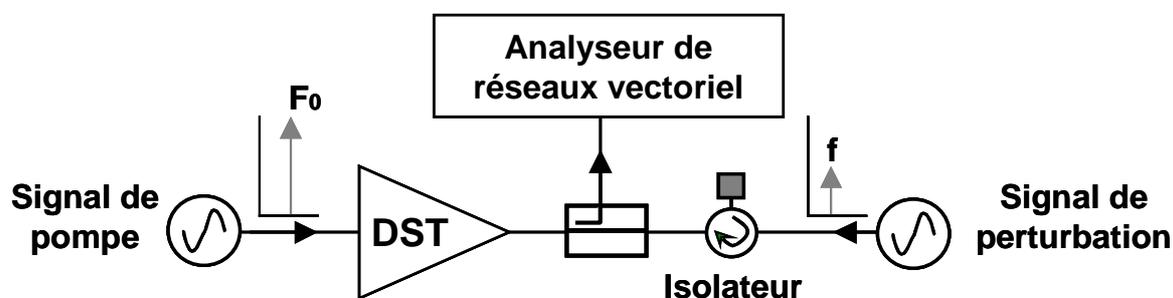


Figure IV-5 : Schéma de principe pour la mesure de S_{22} à chaud.

La mesure de S_{22} à chaud est effectuée par un analyseur de réseau vectoriel (ex : système PATS de la compagnie Anritsu). Cette mesure vectorielle en réflexion est classiquement calibrée. Un isolateur placé en aval de l'amplificateur sous test permet de protéger la source RF générant le signal de perturbation .

Cette technique de mesure présente toutefois des limites inhérentes à la configuration du banc de test. En effet, l'analyseur de réseaux vectoriel utilisé dans cette configuration est chargé d'effectuer les mesures simultanées du signal de pompe et du signal de perturbation.

L'acquisition est faite par les récepteurs de l'analyseur, or ceux ci ont une dynamique en puissance limitée. De ce fait, une attention particulière devra être portée sur l'écart maximal entre le niveau de puissance du signal de pompe et de perturbation afin de pas détériorer la précision de la mesure, voir les récepteurs de l'analyseur eux mêmes. Un autre inconvénient majeur de ce dispositif est que le dispositif sous test est obligatoirement chargé sur une impédance de 50Ω (impédance présentée par l'isolateur). Cela proscrit alors toute possibilité d'optimisation en puissance, rendement ou linéarité concernant le fonctionnement fort signal d'un transistor sous test. Par ailleurs, le test proposé ne permet de mesurer que le paramètre S_{22} en petit signal à chaud.

III.1.2 Extraction des quatre paramètres S petit signaux en présence d'un signal modulé.

Une extension de ce principe de mesure à permis de quantifier l'impact de la présence d'un signal de pompe modulé sur l'extraction à chaud de quatre paramètres S petits signaux. Le dispositif utilisé est à nouveau le système PATS de la compagnie Anritsu. Le synoptique de cet appareil est donné sur la figure suivante.

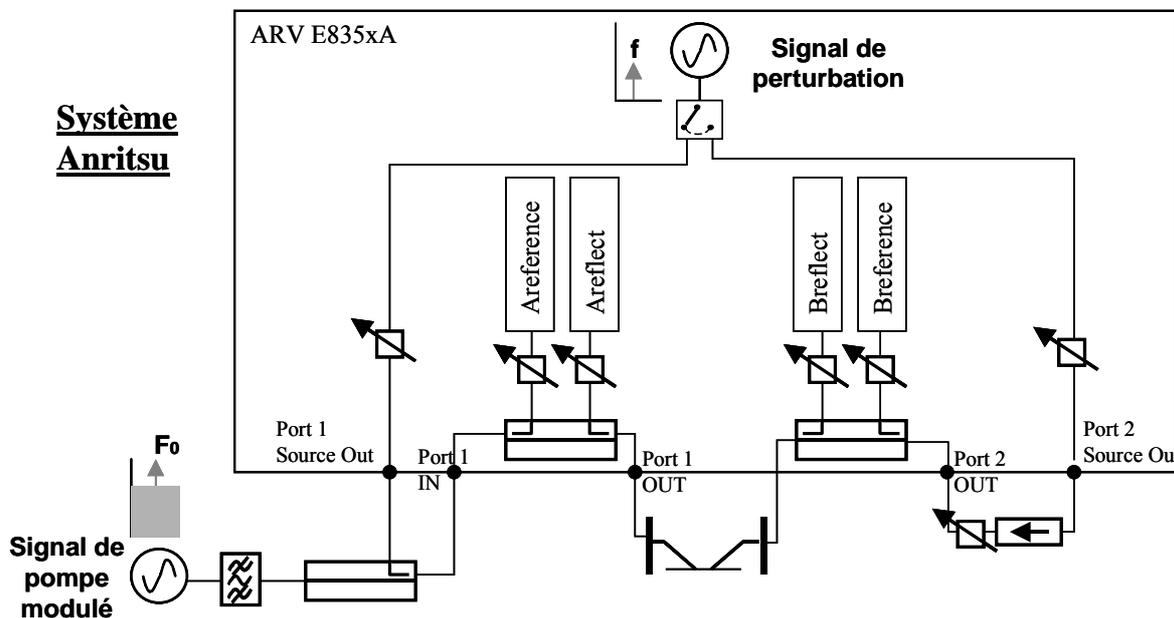


Figure IV-6 : Analyseur de réseau vectoriel pour la mesure des paramètre S à chaud.

La configuration de cet appareil permet de conduire le dispositif sous test d'un état linéaire à légèrement non linéaire en augmentant la puissance moyenne du signal de pompe modulé. Par ailleurs, afin d'extraire les paramètres S à chaud à la fréquence (f), un mélange hétérodyne du signal de perturbation est effectué tel que la fréquence intermédiaire issue de ce mélange soit

égale à 2.5MHz. Ce signal est ensuite filtré étroitement. Les travaux présentés en [152] portent essentiellement sur les conditions que doivent respecter le signal de pompe modulé et le signal de perturbation pour que le signal issu du filtrage traité par le procédé d'instrumentation interne à l'analyseur ne soit pas modulé, afin de garantir la validité des mesures.

Comme précédemment, la dynamique restreinte des récepteurs de l'analyseur limite les possibilités de caractérisation en puissance. La figure.IV-7 représente ainsi une extraction à chaud du module du paramètres S_{21} entre 850 et 950MHz sur un amplificateur soumis à un signal de pompe modulé (IS-95) centré autour de 900MHz sur une bande de 1.25MHz [152].

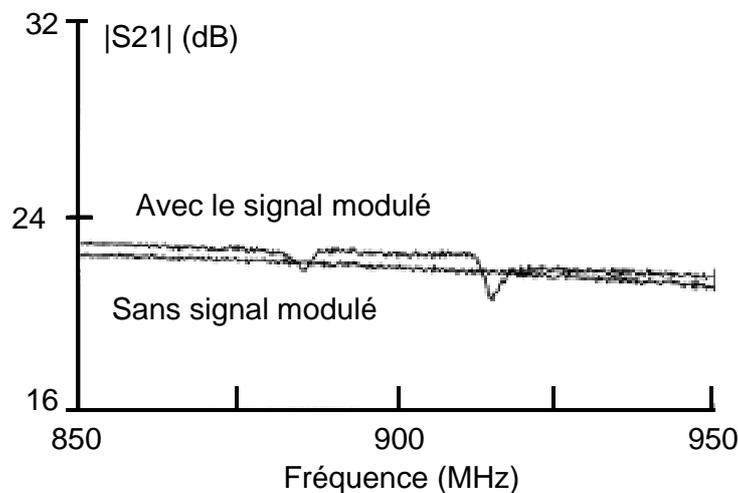


Figure IV-7 : Paramètre S_{21} mesuré en présence et en l'absence d'un signal modulé.

Un des inconvénients majeurs de cette configuration de mesure est que l'impédance de charge présentée au dispositif sous test reste fixée à 50Ω . D'autre part, les mesures de paramètres S à chaud sont réalisées dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur.

III.1.3 Extraction des quatre paramètres S petit signaux à chaud sur un transistor adapté.

La première mesure de paramètres S petit signal hors bande sous l'influence d'un signal de pompe effectuée sur un transistor adapté a été réalisée en 1993 sur un HBT GaAs de 16 doigts de $25 \times 2.5 \mu\text{m}^2$ [153]. Le transistor est soumis à un signal de pompe CW de 870MHz. Les adaptations d'impédances sont réalisées en entrée et en sortie au fondamental ainsi qu'au deux premiers harmoniques par l'utilisation de résonateurs quart d'ondes. Les travaux [153] indiquent que ces modules d'adaptations d'impédances se comportent comme des lignes de transmission 50Ω presque parfaites pour les fréquences inférieures à la fréquence de

résonance du résonateur le plus long (typiquement $f < 700\text{MHz}$). Ceci permet donc de faire un calibrage conventionnel dans le plan du transistor pour extraire les paramètres S petits signaux à chaud en connectant les ports de mesure de l'analyseur de part et d'autre des modules d'adaptation comme indiqué sur la figure suivante pour $f < 700\text{MHz}$.

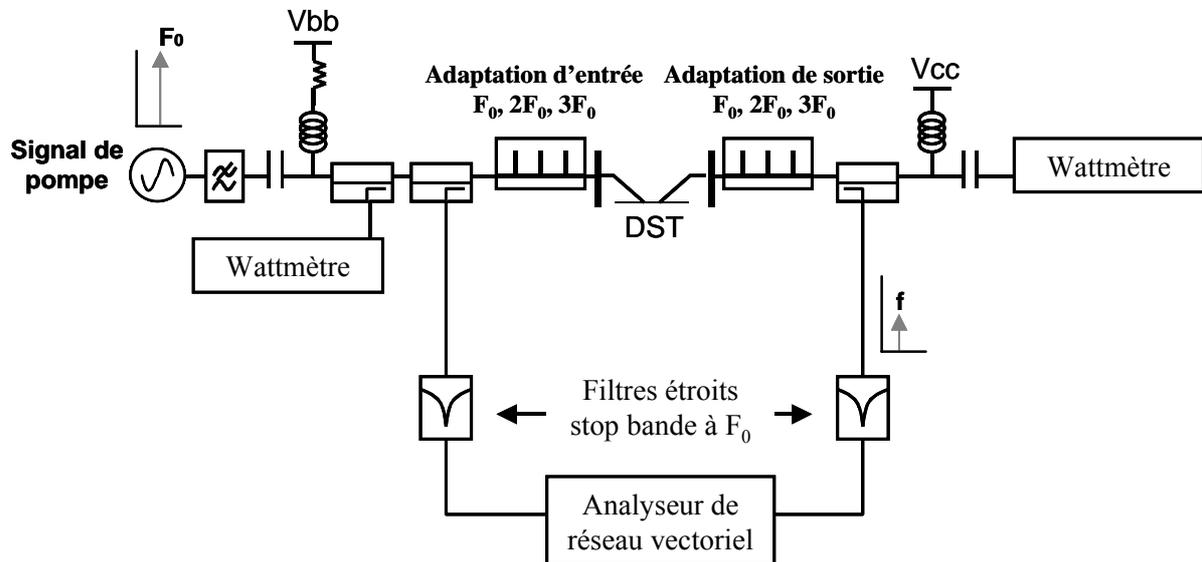


Figure IV-8 Banc de mesure de paramètres S à chaud de Collinson.

Les mesures de paramètres S sont effectuées pour f variant de 47 à 700MHz pour différents niveaux de puissance de la pompe à $F_0=870\text{MHz}$. La figure IV-9 indique les premières mesures de paramètres S à chaud effectuées grâce à cette architecture.

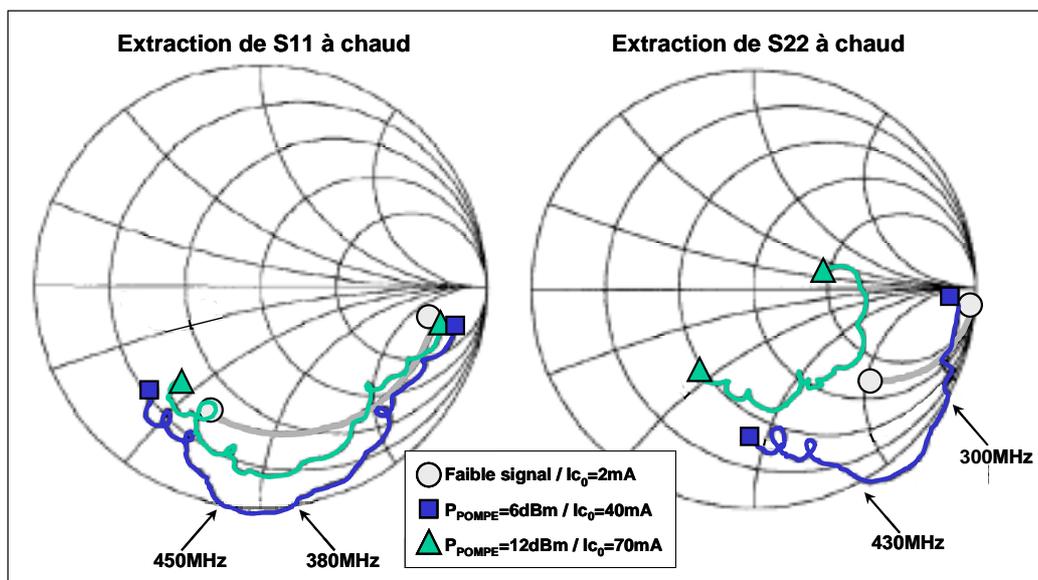


Figure IV-9 : Premières mesures de paramètres S à chaud par avec le banc de Collinson.

Afin de protéger l'analyseur de réseaux contre une saturation des détecteurs par le signal de pompe, des filtres stop bande étroits sont placés sur les voies de mesures. Le transistor est polarisé en classe B. Ces mesures ont permis de mettre en évidence le fait que les paramètres S_{11} et S_{22} extraits entre 47 et 700MHz varient de manière significative et peuvent être amenés à sortir de l'abaque de Smith (de rayon unité) dans lequel ils sont tracés en fonction du niveau de puissance de la pompe.

Il est important de noter que la présence des modules d'adaptations limite la plage de fréquence sur laquelle il est possible d'extraire ces paramètres à chaud. De plus, l'influence de ces modules d'adaptations sur la précision du calibrage n'a pas été évoquée, notamment lors de leurs variations éventuelles vis à vis des conditions de fonctionnement pour le signal de pompe.

III.2 Descriptions du banc load pull dédié à l'extraction des quatre paramètres S petits signaux à chaud.

Le banc de mesure développé dans le cadre de cette thèse permet d'extraire à chaud les paramètres S d'un transistor conduit en régime non linéaire par un signal de pompe dans un environnement source et load pull. L'hypothèse suivant laquelle les modules d'adaptation se comportent comme une ligne 50Ω en dehors de la bande n'est plus tenue car l'adaptation est réalisée par l'usage de tuners. Dans ce contexte, la synthèse d'impédances de générateur et de charge présentées au dispositif sous test peut être effectuée en vue d'optimiser les performances en puissance, rendement et linéarité à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques du signal de pompe.

Afin d'éviter tout problème de dynamique du fait de la différence de niveau significative entre le signal de pompe et de perturbation, le choix d'utiliser deux analyseurs de réseaux vectoriels a été fait. Le premier analyseur est dédié aux mesures du signal de pompe, le deuxième est chargé de mesurer les paramètres S à la fréquence de perturbation. Toutefois, un seul analyseur peut être utilisé, des précautions concernant les niveaux de puissances sont alors nécessaires afin de limiter la différence de puissance entre le signal de pompe et le signal de perturbation à la dynamique maximale des récepteurs de l'analyseur.

III.2.1 Description de la méthodologie de calibrage.

a) Architecture du banc.

Pour réaliser le calibrage destiné à la mesure de paramètres S, le signal de pompe et le signal de perturbation doivent pouvoir être acheminés vers les plans de références en sens direct ou en sens inverse. La configuration du banc nécessaire à cette étape est décrite sur la figure suivante.

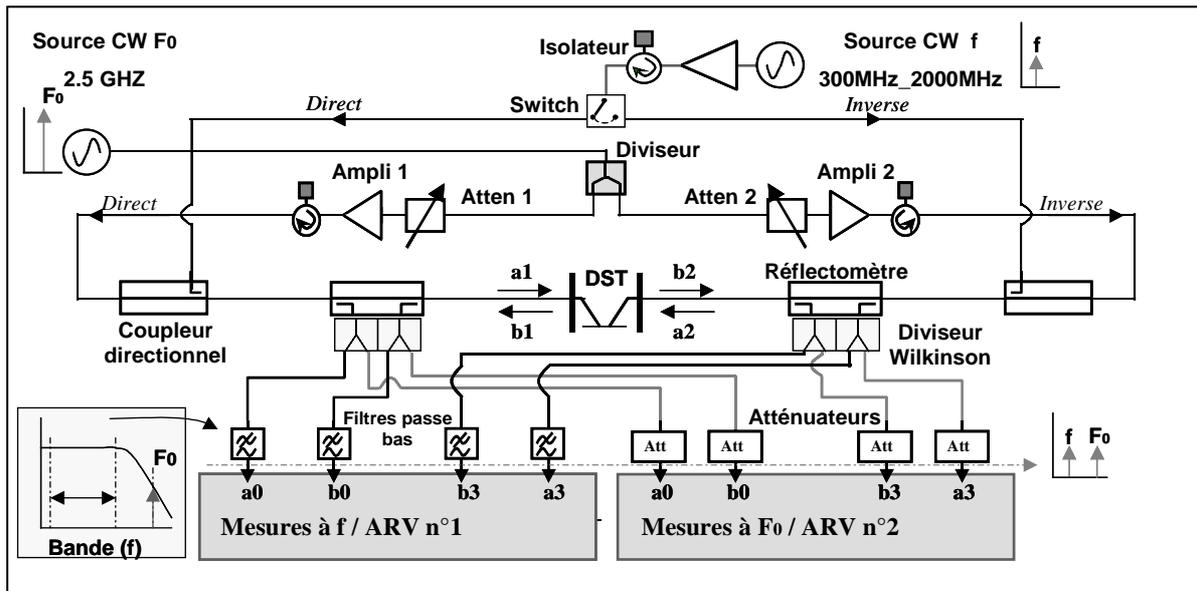


Figure IV-10 : Synoptique du banc de mesure pour le calibrage.

Pour cette étape, le système chargé d'acheminer le signal de pompe est constitué principalement d'un diviseur de puissance, et de deux atténuateurs programmables associés à des amplificateurs de puissance. Ceci permet de générer en sens direct ou inverse dans les plans de mesures le signal de pompe avec un niveau de puissance désiré. De même, un second circuit composé d'un amplificateur précédant un switch permet de conduire en mode direct ou inverse le signal de perturbation vers les plans de références du dispositif sous test. Les deux coupleurs directionnels situés de part et d'autre du dispositif de mesure permettent d'acheminer ces deux signaux indépendants simultanément. Afin de prélever une partie de ces signaux pour la mesure, deux réflectomètres sont placés en amont et en aval du dispositif sous test. Ces réflectomètres sont équipés de diviseurs Wilkinson permettant de conduire les signaux prélevés vers les deux analyseurs.

Dans cette expérimentation test, les mesures pratiquées sont faites pour un signal de pompe de fréquence $F_0=2.5\text{GHz}$. La fréquence du signal de perturbation sera balayée entre 300 et 2000MHz. Les récepteurs de l'analyseur de réseau vectoriel dédié à la mesure des paramètres

Les petits signaux doivent être protégés de la puissance du signal de pompe. Pour ce faire, des filtres passe bas convenablement choisis permettent de filtrer le signal de pompe afin que seul le signal de perturbation ne soit conduit vers les récepteurs du premier analyseur. Le second analyseur est protégé par des atténuateurs permettant de mesurer le signal de pompe à un niveau de puissance adéquat.

b) Procédure de calibrage.

Les mesures de puissance du signal de pompe et l'extraction des paramètres S doivent être faites simultanément. Pour ce faire, il est nécessaire de procéder à une phase de calibrage pour chacune de ces deux acquisitions.

Calibrage pour l'extraction des paramètres S à chaud.

Dans la procédure de calibrage décrite par D. Rytting [154], un système de mesure peut être modélisé par un adaptateur d'erreur fictif représentant les relations existantes entre les ondes réellement mesurées et les ondes existantes dans les plans de références du dispositif sous test. En reprenant les conventions de notations définies sur la figure IV-10, cela permet d'extraire

les rapports d'ondes corrigés $\left(\frac{b_1}{a_1}, \frac{b_2}{a_1}, \frac{b_2}{a_2}, \frac{b_1}{a_2} \right)$ référencés par rapport à une impédance caractéristique de 50Ω dans les plans de référence du dispositif sous test en fonction des rapports d'ondes issus des mesures brutes $\left(\frac{b_0}{a_0}, \frac{b_3}{a_0}, \frac{b_3}{a_3}, \frac{b_0}{a_3} \right)$. Dans un environnement 50Ω ,

c'est à dire lorsque les impédances de source et de charge présentées au dispositif sous test sont égales à 50Ω , l'adaptateur d'erreur fictif pour le mode direct est représenté par un graphe de fluence constitué de six termes d'erreur comme indiqué ci dessous.

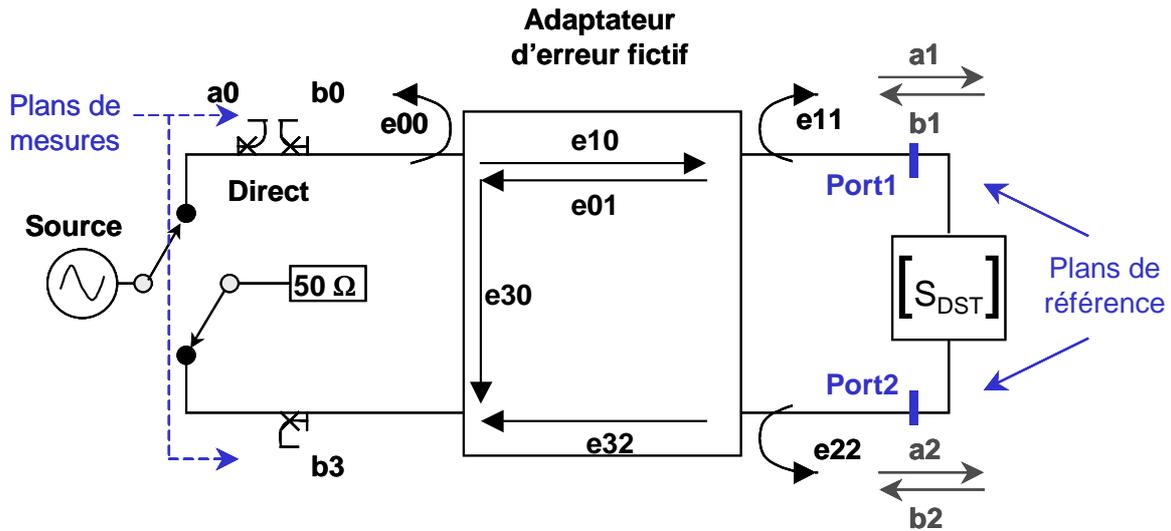


Figure IV-11 : Adaptateur d'erreur fictif en mode direct dans un environnement 50Ω

Les six termes d'erreurs sont constitués des termes de désadaptations du système de mesure (e_{11} et e_{22}), aux termes de directivité (e_{00}), de réponses en fréquence (e_{10}, e_{01} et e_{10}, e_{32}), ainsi qu'au terme de couplage parasite (e_{30}) du fait de l'isolation imparfaite entre les deux canaux de mesure du système. Pour une mesure en sens direct, les relations entre les rapports d'ondes mesurés et les rapports d'ondes définis dans les plans de références peuvent être représentés par le graphe de fluence suivant.

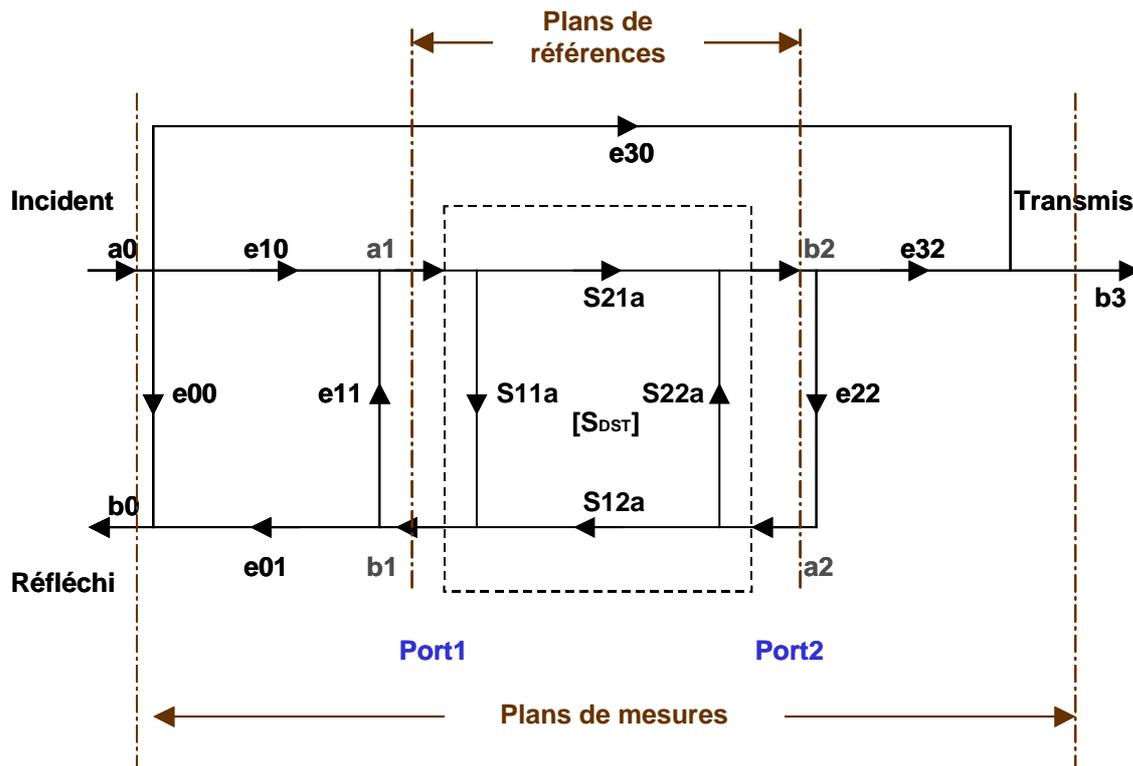


Figure IV-12 : Graphe de fluence équivalent pour une mesure en sens direct avec trois ports de mesure.

La même approche est utilisée pour une mesure en sens inverse lorsque le signal de perturbation est injecté sur la sortie du dispositif sous test. Cela conduit à un modèle d'erreur global de douze termes. La détermination de ces douze termes d'erreur sur le banc de mesure dédié à l'extraction des paramètres S à chaud se fait à l'aide d'une technique de calibrage standard de type SOLT ou LRM.

Une attention particulière doit être portée au fait que les impédances présentées en entrée et en sortie au dispositif sous test doivent être égales à 50Ω . Dans le cas contraire, les procédures de calibrage standards ne sont plus valides. Ces conditions sont naturellement respectées pour une mesure classique de paramètres S à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel standard. Elles ne sont en revanche pas obligatoirement tenues pour une configuration de test source et load pull (figure.IV-10). Afin de satisfaire aux exigences des calibrages standards, une impédance de 50Ω est connectée dans le plan source de sortie de manière à obtenir ($a_3 = 0$) pendant la phase de calibrage en sens direct, puis elle est connectée dans le plan source en entrée tel que ($a_0 = 0$) pendant la phase de calibrage en sens inverse.

Concernant le calibrage effectué pour le signal de pompe, la même procédure est appliquée. A ce titre, un calibrage en puissance identique à celui décrit dans le chapitre II est également réalisée.

III.2.2 Description de la méthodologie de mesure pour l'extraction des paramètres S à chaud.

a) Architecture du banc.

L'objectif est à présent de combiner la configuration classique du banc load pull à la fréquence de pompe à celle requise pour la mesure de paramètres S à la fréquence de perturbation.

Afin de pouvoir optimiser l'amplification du signal de pompe en terme de rendement, puissance et linéarité, les impédances de charge présentées au dispositif sous test doivent pouvoir être ajustées. Ceci est réalisable grâce à l'architecture load pull du banc de mesure comme indiqué sur la figure dessous.

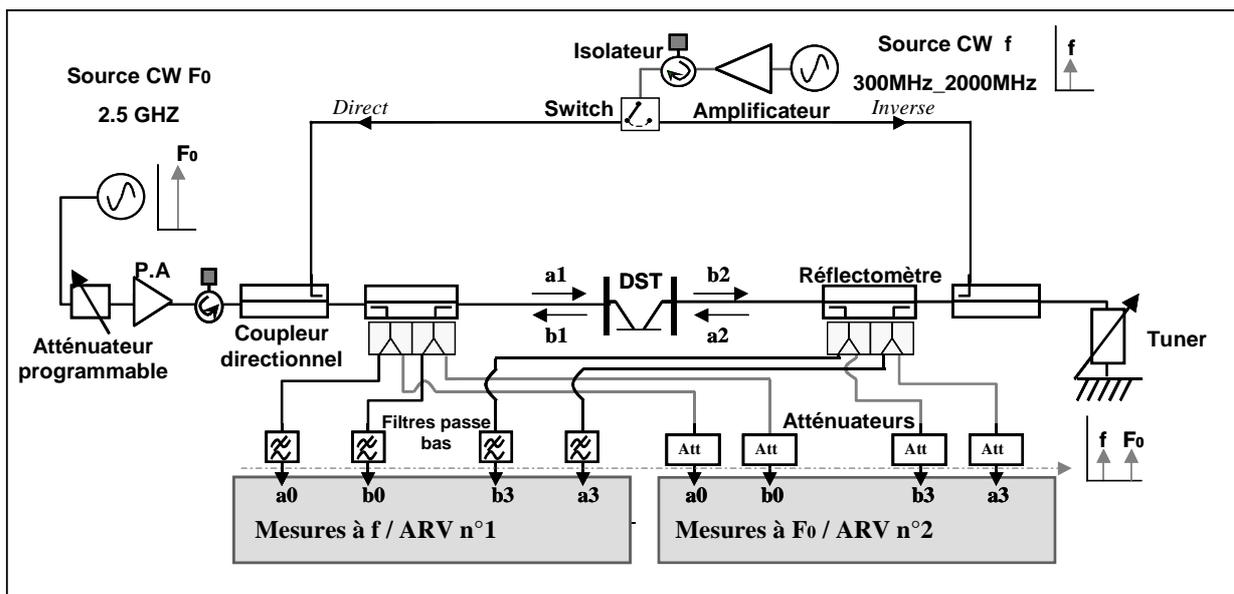


Figure IV-13 : Synoptique du banc pour la mesure.

Dans le cas présent, l'impédance de charge présentée au dispositif sous test à la fréquence fondamentale du signal de pompe (F_0) est optimisée par le biais d'un tuner simple. Ce tuner présentera donc aux fréquences harmoniques et d'intermodulations des impédances fixes et non optimales. Le contrôle du niveau de puissance du signal de pompe est effectué par l'intermédiaire d'un atténuateur programmable précédant un amplificateur de puissance. Un

balayage en puissance pourra donc être effectué afin de conduire le composant sous test en régime non linéaire.

Pour chaque point de puissance, un faible signal de perturbation d'amplitude constante au cours de l'intégralité de la caractérisation sera généré en sens direct puis inverse afin d'extraire à chaud les paramètres S du transistor pour une fréquence (f) différente de celle du signal de pompe (F_0). Comme cela a déjà été évoqué, la caractérisation en puissance est faite à $F_0=2.5\text{GHz}$, et l'extraction des paramètres S à chaud est faite pour une fréquence f comprise entre 300 et 2000MHz.

b) Méthode d'extraction à chaud des paramètres S.

Dans le cas de mesures réalisées dans un environnement 50Ω , l'extraction des paramètres S corrigés se fait en fonction des douze termes d'erreurs et de quatre rapports d'ondes bruts, à

savoir $\frac{b_3}{a_0}, \frac{b_0}{a_0}$ pour la mesure en sens direct, et de $\frac{b_0'}{a_3'}, \frac{b_3'}{a_3'}$ en sens inverse.

En négligeant la diaphonie entre les canaux de mesures, la méthode d'extraction classique des paramètres S donnée en [154] conduit aux formulations suivantes :

$$(105) \quad \left\{ \begin{array}{l} S_{11} = \left[\left(\frac{b_0 - e_{00}}{a_0 \cdot e_{10} \cdot e_{01}} \right) \left(1 + \frac{b_3' - e_{33'}}{e_{23}' \cdot e_{32}'} \cdot e_{22}' \right) - \frac{e_{22}}{e_{10} \cdot e_{32} \cdot e_{01}' \cdot e_{23}'} \cdot \frac{b_3}{a_0} \cdot \frac{b_0'}{a_3'} \right] \cdot \frac{1}{D} \\ S_{12} = \left[\left(\frac{b_0'}{a_3'} \cdot \frac{1}{e_{23}' \cdot e_{01}'} \right) \cdot \left(1 + \left(\frac{b_0 - e_{00}}{e_{10} \cdot e_{01}} \right) \cdot (e_{11} - e_{11}') \right) \right] \cdot \frac{1}{D} \\ S_{21} = \left[\left(\frac{b_3'}{a_0'} \cdot \frac{1}{e_{32} \cdot e_{10}} \right) \cdot \left(1 + \left(\frac{b_3' - e_{33}'}{e_{23}' \cdot e_{32}'} \right) \cdot (e_{22}' - e_{22}) \right) \right] \cdot \frac{1}{D} \\ S_{22} = \left[\left(\frac{b_3' - e_{33}'}{e_{23}' \cdot e_{32}'} \right) \left(1 + \frac{b_0 - e_{00}}{e_{10} \cdot e_{01}} \cdot e_{11} \right) - \frac{e_{11}'}{e_{10} \cdot e_{32} \cdot e_{01}' \cdot e_{23}'} \cdot \frac{b_3}{a_0} \cdot \frac{b_0'}{a_3'} \right] \cdot \frac{1}{D} \end{array} \right.$$

$$(106) \text{ avec } D = \left(1 + \frac{b_0 - e_{00}}{a_0} \cdot \frac{e_{11}}{e_{10} \cdot e_{01}} \right) \left(1 + \frac{b_3' - e_{33}'}{a_3'} \cdot \frac{e_{22}'}{e_{23}' \cdot e_{32}'} \right) - \frac{e_{11}' \cdot e_{22}}{e_{10} \cdot e_{32} \cdot e_{01}' \cdot e_{23}'} \cdot \frac{b_3}{a_0} \cdot \frac{b_0'}{a_3'}$$

Dans le cadre de cette étude, il est nécessaire de pouvoir extraire ces quatre paramètres S référencés par rapport à 50Ω (impédance caractéristique des appareils de mesure utilisés), même si les impédances de source et de charge présentées au dispositif sous test ne sont pas de 50Ω . En effet, le fait de présenter une impédance optimisée à la fréquence fondamentale du signal de pompe par un tuner fait que les impédances présentées en dehors de la bande diffèrent de 50Ω . L'hypothèse émise sur les banc de Collinson [153] (figure.IV-8) pour l'extraction à chaud des paramètres S n'est donc plus valide. Pour atteindre cet objectif, la procédure d'extraction classique nécessite d'être modifiée afin de tenir compte des réflexions supplémentaires engendrées par les impédances de source et de charge. Pour une mesure en sens direct, ce principe est illustré sur la figure suivante.

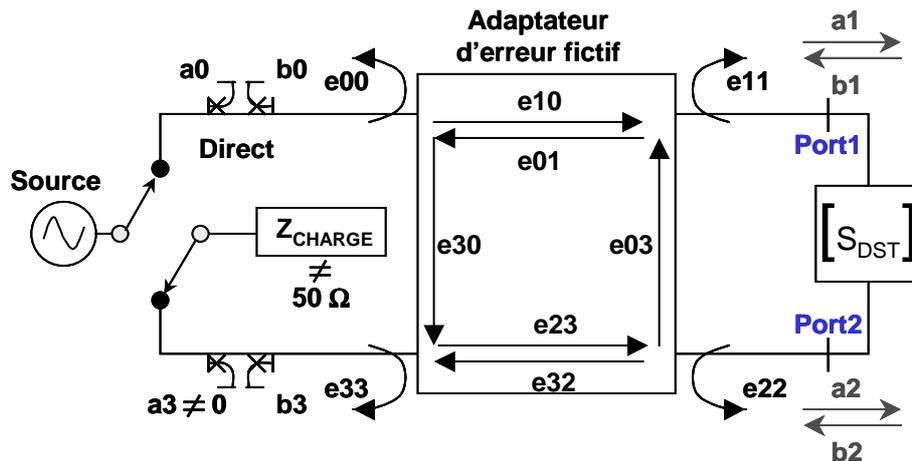


Figure IV-14 : Adaptateur d'erreur fictif en mode direct dans un environnement load pull

L'impédance de charge différente de 50Ω réfléchit une onde de puissance a_2 , générant par couplage une onde a_3 non nulle. Concernant l'extraction des paramètres S en fonction des mesures brutes et des termes d'erreurs, le graphe de fluence indiqué sur la figure.IV-12 doit alors être complété (cf. graphique.IV-15). L'extraction des paramètres S corrigés se fait en fonction des douze termes d'erreurs et de six rapports d'ondes de puissance mesurés au lieu

des quatre figurant dans les équations (105) et (106), à savoir $\frac{b_3}{a_0}, \frac{b_0}{a_0}, \frac{a_3}{b_3}$ pour la mesure en

sens direct, et $\frac{b_0'}{a_3'}, \frac{b_3'}{a_3'}, \frac{a_0'}{b_0'}$ en sens inverse. Dans un premier temps, il est nécessaire

d'exprimer les rapports d'ondes bruts en fonction des termes d'erreurs et des paramètres S suivant les relations données par la configuration du graphe de fluence IV-15 . Pour les calculs donnés ci après, les termes de diaphonie e_{30} et e_{03} seront négligés.

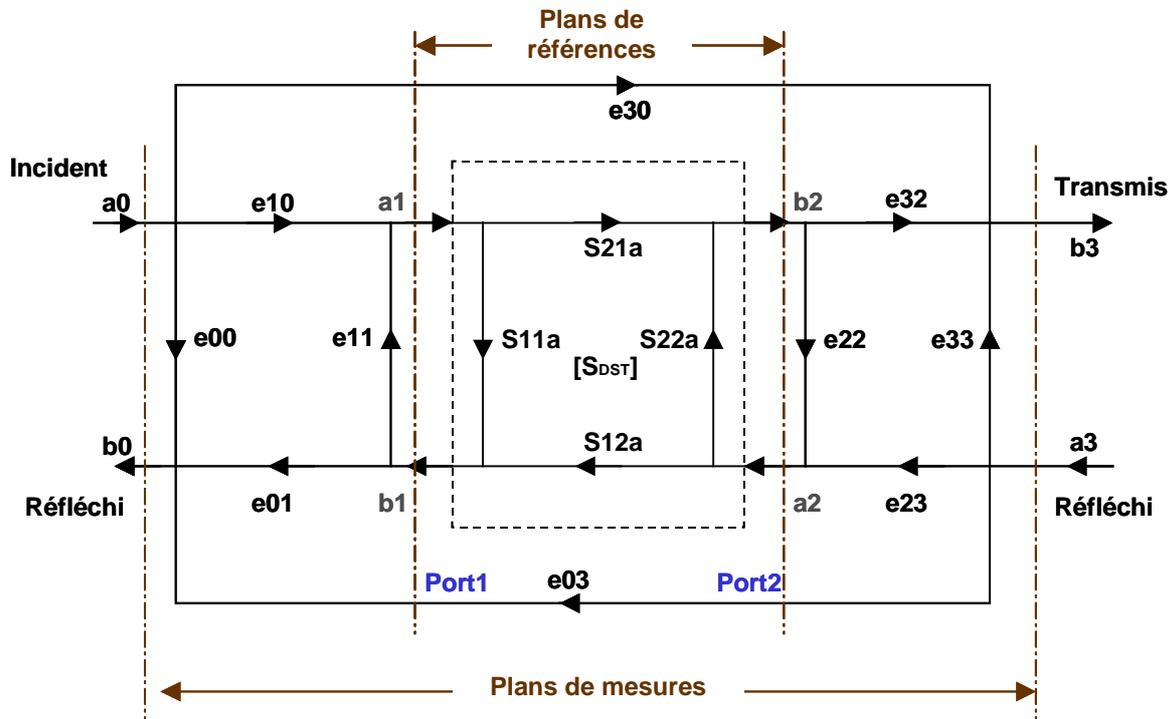


Figure IV-15 : Graphe de fluence équivalent pour une mesure en sens direct avec quatre ports de mesure.

Mesures en sens direct :

Pour une configuration standard en sens direct dans un environnement 50Ω , l'onde de puissance a_3 est nulle. Par conséquent, il est possible d'écrire la relation suivante :

$$(107) \quad a_2 = e_{22}.b_2 \text{ (cf. graphique.IV-12) }$$

Dans un environnement load pull, a_3 n'est pas nulle et :

$$(108) \quad a_2 = e_{22}.b_2 + e_{23}.a_3 \text{ (cf. graphique.IV-15) }$$

Cette formulation peut également être écrite sous la forme suivante :

$$(109) \quad a_2 = \frac{e_{22} - \Gamma_3.(e_{22}.e_{33} - e_{23}.e_{32})}{1 - \Gamma_3.e_{33}}.b_2 \text{ avec } \Gamma_3 = \frac{a_3}{b_3}$$

Par référence à l'équation (107), l'équation (109) peut alors être mise sous une forme similaire tel que :

$$(110) \quad a_2 = E_{22}.b_2 \text{ avec } E_{22} = \frac{e_{22} - \Gamma_3.(e_{22}.e_{33} - e_{23}.e_{32})}{1 - \Gamma_3.e_{33}}$$

Le graphe de fluence représenté sur la figure.IV-15 peut alors également être représenté par un graphe de fluence équivalent à celui indiqué sur la figure.IV-12 en remplaçant le terme d'erreur e_{22} par le terme d'erreur équivalent E_{22} tenant compte de la réflexion induite par l'impédance de charge.

Les rapports d'ondes bruts $\frac{b_0}{a_0}$ et $\frac{b_3}{a_0}$ pour des mesures en sens direct peuvent alors être

exprimés sous la forme suivante :

$$(111) \quad \frac{b_0}{a_0} = e_{00} + e_{01}.e_{10} \cdot \frac{S_{11} - E_{22}.(S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})}{1 - E_{22}.S_{22} - e_{11}.S_{11} + e_{11}.E_{22}.(S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})}$$

$$(112) \quad \frac{b_3}{a_0} = \frac{e_{32}.e_{10}}{(1 - e_{33}.\Gamma_3)} \cdot \frac{S_{21}}{(1 - E_{22}.S_{22} - e_{11}.S_{11} + e_{11}.E_{22}.(S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}))}$$

Mesures en sens inverse :

Le raisonnement dual est applicable en sens inverse ce qui donne les relations suivantes :

$$(113) \quad a_1' = E_{11}.b_1' \text{ avec } E_{11} = \frac{e_{11} - \Gamma_0.(e_{00}.e_{11} - e_{01}.e_{10})}{1 - \Gamma_0.e_{00}} \text{ et } \Gamma_0 = \frac{a_0'}{b_0'}$$

Les rapports d'ondes bruts $\frac{b_3'}{a_3'}$ et $\frac{b_0'}{a_3'}$ pour des mesures en sens inverse peuvent alors être

exprimés sous la forme suivante :

$$(114) \quad \frac{b_3'}{a_3'} = e_{33} + e_{23}.e_{32} \cdot \frac{S_{22} - E_{11}.\Delta_{S12}}{1 - e_{22}.S_{22} - E_{11}.S_{11} + E_{11}.e_{22}.(S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})}$$

$$(115) \quad \frac{b_0'}{a_3'} = \frac{e_{23}.e_{01}}{(1 - e_{00}.\Gamma_0)} \cdot \frac{S_{12}}{(1 - e_{22}.S_{22} - E_{11}.S_{11} + E_{11}.e_{22}.(S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}))}$$

Extraction des paramètres S dans un environnement source et load pull.

Les équations (111), (112), (114), (115) forment donc un système de quatre équations à quatre inconnues (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}) dont la résolution est donnée ci après :

$$(116) \quad S_{11} = \left[\left(\frac{b_0 - e_{00}}{a_0} \right) \left(\frac{e_{10}.e_{01}}{1 + \frac{b_3' - e_{33}'}{a_3'} \cdot e_{22}'} \right) - \frac{e_{22}}{e_{10}.e_{32}.e_{01}'.e_{23}'}. \frac{b_3}{a_0} \cdot \frac{b_0'}{a_3'} \right] \cdot \frac{1}{D}$$

$$(117) S_{12} = \left[\left(\frac{b_0' \cdot 1 - \Gamma_0 \cdot e_{00}}{a_3' \cdot e_{23}' \cdot e_{01}'} \right) \cdot \left(1 + \left(\frac{b_0 - e_{00}}{a_0 \cdot e_{10} \cdot e_{01}} \right) \cdot (e_{11} - E_{11}) \right) \right] \cdot \frac{1}{D}$$

$$(118) S_{21} = \left[\left(\frac{b_3' \cdot 1 - \Gamma_3 e_{33}'}{a_0' \cdot e_{32}' \cdot e_{10}} \right) \cdot \left(1 + \left(\frac{b_3' - e_{33}'}{a_3' \cdot e_{23}' \cdot e_{32}'} \right) \cdot (e_{22}' - E_{22}) \right) \right] \cdot \frac{1}{D}$$

$$(119) S_{22} = \left[\left(\frac{b_3' - e_{33}'}{a_3' \cdot e_{23}' \cdot e_{32}'} \right) \cdot \left(1 + \frac{b_0 - e_{00}}{a_0 \cdot e_{10} \cdot e_{01}} \cdot e_{11} \right) - \frac{E_{11} \cdot (e_{00} \cdot \Gamma_0 - 1) \cdot (e_{33}' \cdot \Gamma_3 - 1) \cdot b_3 \cdot b_0'}{e_{10} \cdot e_{32}' \cdot e_{01}' \cdot e_{23}'} \cdot \frac{b_3}{a_0} \cdot \frac{b_0'}{a_3'} \right] \cdot \frac{1}{D}$$

où le dénominateur D de ces paramètres S vaut :

$$(120) D = \left(1 + \frac{b_0 - e_{00}}{a_0 \cdot e_{10} \cdot e_{01}} \cdot e_{11} \right) \cdot \left(1 + \frac{b_3' - e_{33}'}{a_3' \cdot e_{23}' \cdot e_{32}'} \cdot e_{22}' \right) - \frac{E_{11} \cdot E_{22}}{e_{10} \cdot e_{32}' \cdot e_{01}' \cdot e_{23}'} \cdot \frac{b_3}{a_0} \cdot \frac{b_0'}{a_3'}$$

Remarque : Dans le cas de l'application des équations (116), (117), (118), (119), (120) dans un environnement 50Ω , il est possible d'effectuer des simplifications en utilisant les relations suivantes :

$$(121) E_{11} = e_{11}, E_{22} = e_{22}, \Gamma_0 = \Gamma_3 = 0$$

Le système d'équations, (116) (117), (118), (119), (120) devient alors équivalent au système standard (105) et (106).

En utilisant cette méthode, les réflexions supplémentaires $\left(\Gamma_3 = \frac{a_3}{b_3} \right)$ et $\Gamma_0 = \left(\frac{a_0'}{b_0'} \right)$,

engendrés lorsque les impédances de source ou de charge diffèrent de 50Ω , sont prises en compte durant l'extraction. Ceci permet d'extraire les paramètres S du dispositif sous test quel que soient les conditions de fermetures. Les résultats de mesures de ces paramètres S sont ainsi indépendants de ces impédances.

Finalement, il est important de retenir que le calibrage et que la méthode d'extraction de ces paramètres à chaud se fait de manière totalement indépendante du niveau de puissance du signal de pompe et des conditions de fermetures réalisées vis à vis du dispositif sous test.

IV Mesures de paramètres S à chaud sur un HBT, application à la prédiction d'instabilités paramétriques.

Dans les mesures présentées ci après, l'objectif est d'observer l'impact du signal de pompe généré à $F_0=2.5\text{GHz}$ sur les paramètres S du transistor mesuré entre $f=367\text{MHz}$ et 382MHz en fonction des conditions d'adaptations.

IV.1 Conditions opératoires favorables.

Concernant les conditions opératoires définies pour ces premières mesures, l'impédance de charge est fixée. A la fréquence fondamentale du signal de pompe, celle-ci est telle que $Z_{\text{CHF0}} = (36 - j.31)\Omega$. Ce réglage étant réalisé par le biais d'un tuner simple, les impédances de charge présentées aux harmoniques ainsi qu'aux fréquences des produits d'intermodulations ne sont pas optimisées mais restent fixées au long de la caractérisation.

Le transistor est polarisé en classe C, la résistance équivalente du générateur de tension pour la base est de $R_b = 20\Omega$. Les tensions DC appliquées sont :

$$V_{be_0} = 1.223\text{V}, V_{ce_0} = 3.5\text{V}, I_{c_0} = 1\text{mA}.$$

L'impédance de source présentée par le générateur est fixée à 50Ω . Pour chaque niveau de puissance du signal CW de pompe, le transistor est donc linéairement invariant dans le temps (cf. paragraphe.II.2.2) au regard du signal de perturbation.

Le niveau du signal de pompe est augmenté jusqu'à ce que la puissance de sortie du transistor soit de 100mW . Ce dernier point de puissance correspond à une compression de gain de 2dB . A titre informatif, les mesures en puissance réalisées à la fréquence fondamentale du signal de pompe sont indiquées sur la figure.IV-16 .

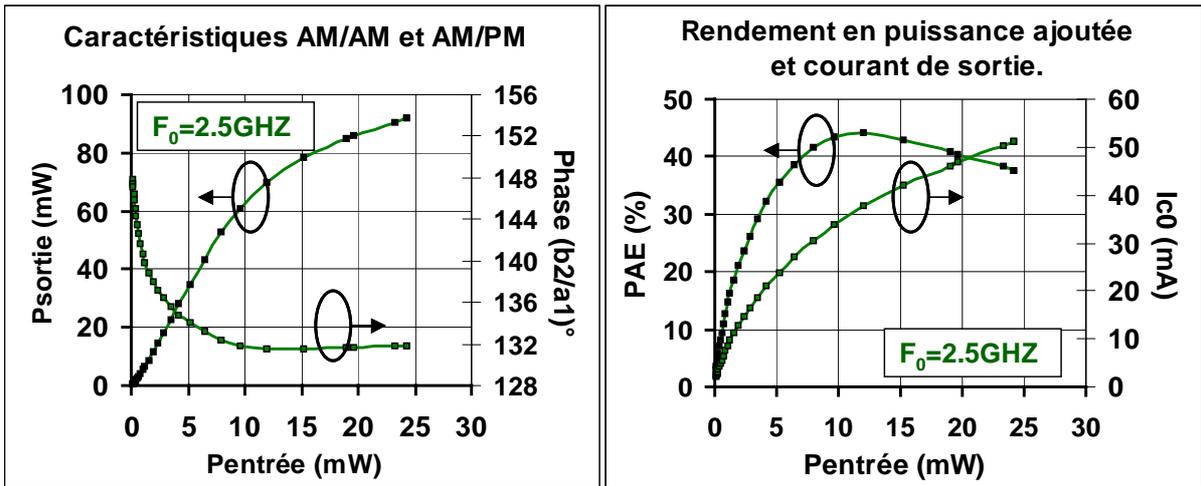


Figure IV-16 : Caractéristiques en puissances mesurées à la fréquence fondamentale du signal de pompe ($F_0=2.5\text{GHz}$).

En fonction de la variation du niveau de puissance de la pompe à $F_0=2.5\text{GHz}$, une extraction simultanée des quatre paramètres S du HBT est réalisée pour trois points de fréquences définies pour $f=371.5\text{MHz}$, 373.5MHz , 375.5MHz comme indiqué sur la figure. [IV-17](#).

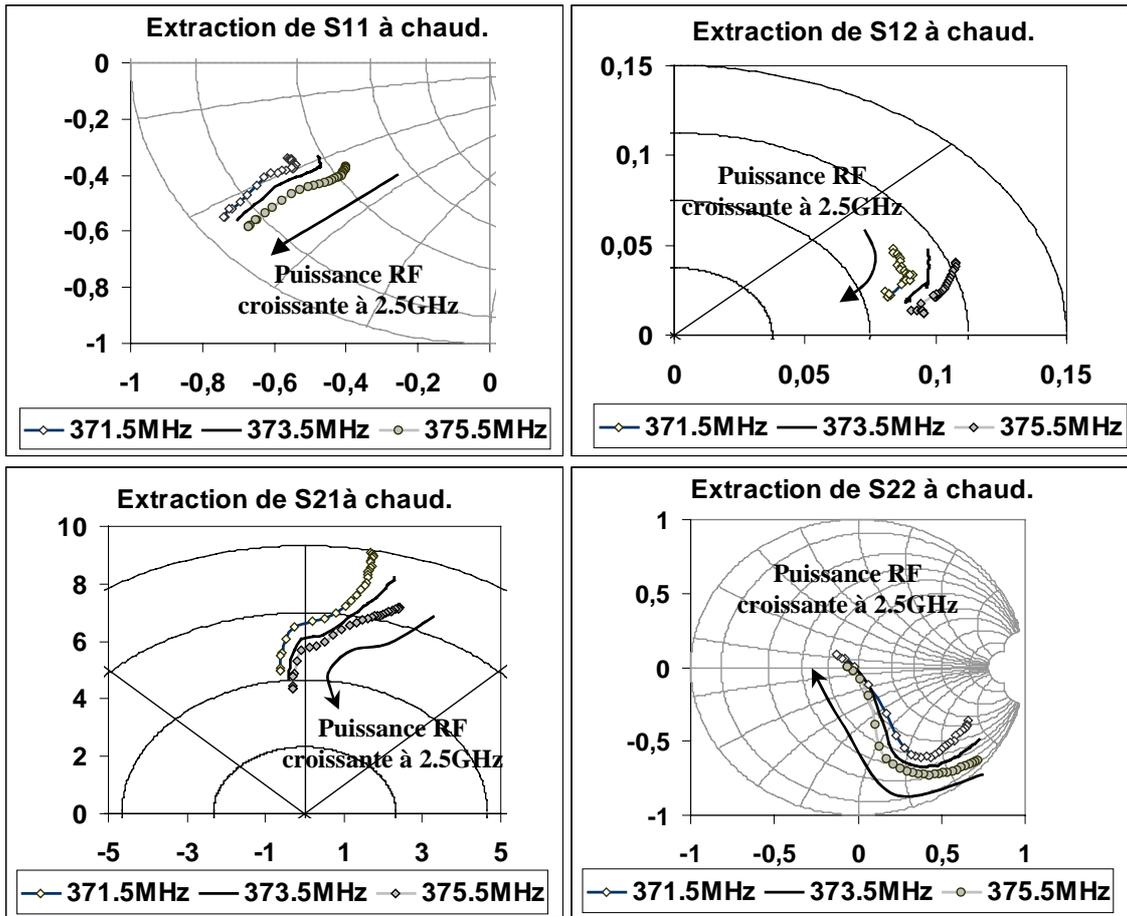


Figure IV-17 : Extraction à chaud des paramètres S suivant la puissance du signal de pompe.

Cette caractérisation a pour but de contribuer à l'étude de stabilité hors bande du transistor, en fonction du niveau de puissance de la pompe et des conditions de fermeture en entrée et sortie du composant. Par conséquent, il peut être intéressant de mener cette étude suivant l'utilisation des critères de Rollet définis en [144] et [145]. Ces critères assurent qu'un dipôle dont la fonction de transfert ne possède pas de pôles à parties réelles positives reste stable quand il est chargé extérieurement si et seulement si à toutes les fréquences les relations suivantes sont vérifiées :

$$(122) \quad \begin{cases} K > 1 \\ |\Delta| < 1 \end{cases} \text{ avec } K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12} \cdot S_{21}|}$$

$$\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$

La stabilité du dispositif sous test aux fréquences de perturbations (f) est donc étudiée en fonction de l'influence du signal de pompe généré à la fréquence (F_0) par le biais du facteur K . Celui-ci présente en effet l'avantage de pouvoir être immédiatement calculé à partir de

l'extraction des paramètres S. Pour les conditions opératoires précédemment définies, la figure.IV-18 (de gauche) représentant ce facteur K est donnée à $f=371.5\text{MHz}$; 373.5MHz , et 375.5MHz en fonction du niveau de puissance du signal de pompe à 2.5GHz .

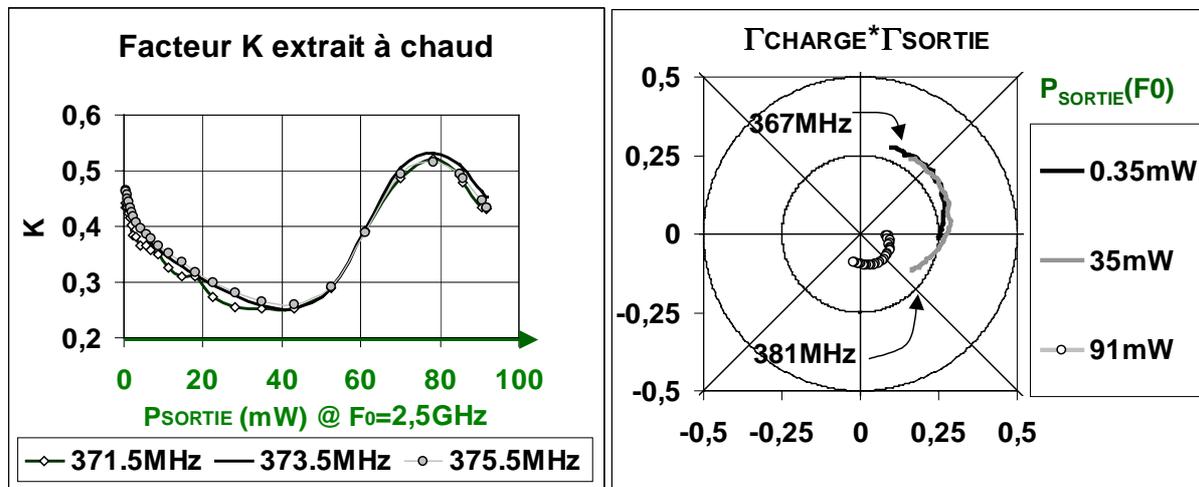


Figure IV-18 : Facteur K et produit $\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}$ suivant la puissance du signal de pompe.

Pour une puissance du signal de pompe croissante, il est visible que le facteur K mesuré aux fréquences de perturbations décroît de la valeur 0.46 à 0.25, puis augmente à nouveau mais reste toujours inférieur à 1. Cela implique que le HBT mesuré est conditionnellement stable au cours de la caractérisation en puissance aux fréquences de perturbations définies, en revanche, cela ne procure aucune information utile concernant le démarrage éventuel d'une oscillation paramétrique [156]. Pour compléter l'analyse de ces résultats, Γ_{CHARGE} est défini comme le coefficient de réflexion présenté par l'impédance de charge (synthétisée par le tuner) et Γ_{SORTIE} est défini comme le coefficient de réflexion présenté par la sortie du transistor. Un critère courant utilisé pour caractériser le démarrage d'une oscillation lors d'une résonance est d'observer les conditions suivantes :

$$(123) \quad |\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}| = 1 \text{ et } \text{Argument}(\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}) = 0$$

Sur la figure.IV-18 de droite, le tracé du produit $\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}$ est réalisé pour une fréquence de perturbation variant entre 367MHz et 381MHz pour trois niveaux de puissance du signal de pompe à $F_0=2.5\text{GHz}$. Ce graphique symbolise le fait que lors du balayage en puissance du signal de pompe, le module de ce produit reste inférieur à 0.3. Cela confirme le fait que le transistor est conditionnellement stable durant cette caractérisation en puissance pour les conditions opératoires préalablement définies.

IV.2 Conditions opératoires défavorables.

Par le biais d'un nouveau réglage de l'impédance de charge à la fréquence de pompe tel que $Z_{CH F_0=2.5\text{GHz}} = (23 + j.13)\Omega$, un environnement défavorable au regard de la stabilité est mis en place. En effet, pour une puissance du signal de pompe variant entre 24mW et 93mW, il sera montré ultérieurement qu'une oscillation paramétrique prend naissance autour de $f=373\text{MHz}$. Le but de cette caractérisation est de montrer que cette oscillation peut être prédite avant son apparition par le biais de l'extraction à chaud des paramètres S.

Avant tout, des précautions particulières doivent être prises quant à l'analyse des résultats lorsque le transistor fonctionne de manière instable. En effet, en présence d'une oscillation paramétrique, l'état 'chaud' de fonctionnement du transistor change, et les définitions données des paramètres S extraits à chaud dans le paragraphe.II.2 ne sont plus adaptées.

Les mesures de ces quatre paramètres S pour ces nouvelles conditions opératoires sont donc effectuées. Seule l'impédance de charge est modifiée, les conditions de polarisation restent les mêmes. Les caractéristiques en puissance à la fréquence fondamentale du signal de pompe sont données sur la figure.IV-19 pour cette nouvelle configuration. Pour une compression de gain de 2dB, la puissance de sortie atteint 150mW au lieu des 100mW obtenus précédemment, le courant de collecteur au continu est plus important, diminuant de ce fait les performances en rendement.

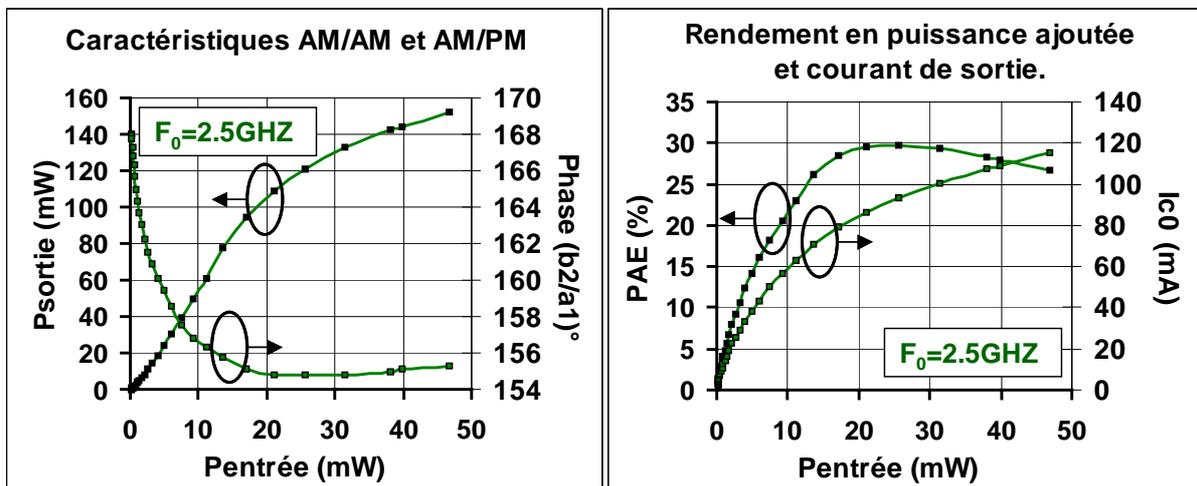


Figure IV-19 : Caractéristiques en puissances mesurées à la fréquence fondamentale du signal de pompe ($F_0=2.5\text{GHz}$) pour la seconde configuration.

Cette impédance de charge étant plus favorable en terme de puissance à la fréquence F_0 du signal de pompe, l'extraction à chaud des paramètres S conduit donc également à des résultats différents comme indiqué sur la figure suivante.

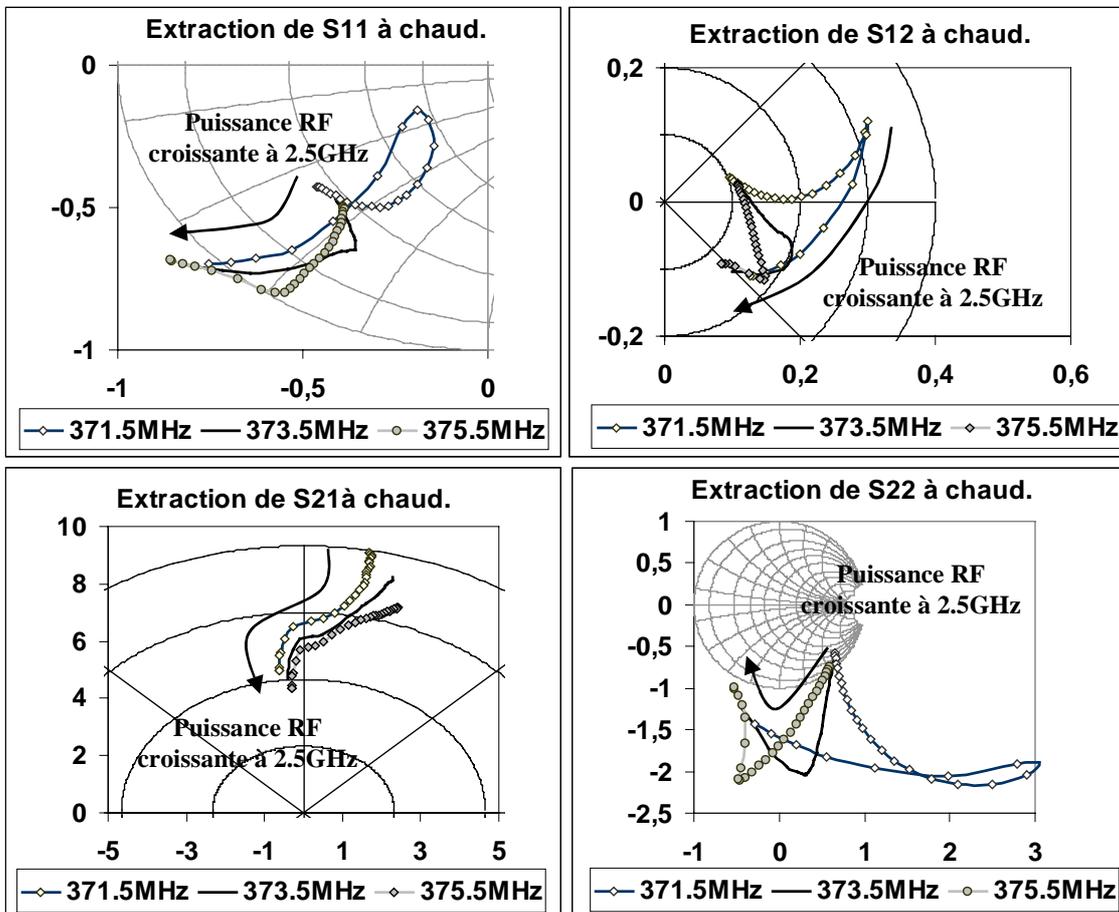


Figure IV-20 : Extraction à chaud des paramètres S petits signaux suivant la puissance du signal de pompe pour la seconde configuration.

En comparant ces résultats aux précédents, il est remarquable que le module du paramètre S12 atteint une valeur proche de 0.4 contrairement à la configuration précédente où celui-ci restait inférieur à 0.1. Ceci indique un fonctionnement moins unilatéral du transistor par rapport au cas précédent, favorisant de ce fait les phénomènes d'instabilités éventuels. Par ailleurs, il est également intéressant de constater que le paramètre S22 extrait en fonction du niveau de la pompe peut être situé en dehors de l'abaque de Smith représentant l'ensemble des impédances passives.

A partir de ces résultats, le facteur K est à nouveau calculé suivant la formule (122) pour $f=371.5\text{MHz}$, 373.5MHz et 375.5MHz en fonction du niveau de puissance de la pompe à $F_0=2.5\text{GHz}$. Le tracé des résultats est donné sur la figure IV-21 de gauche.

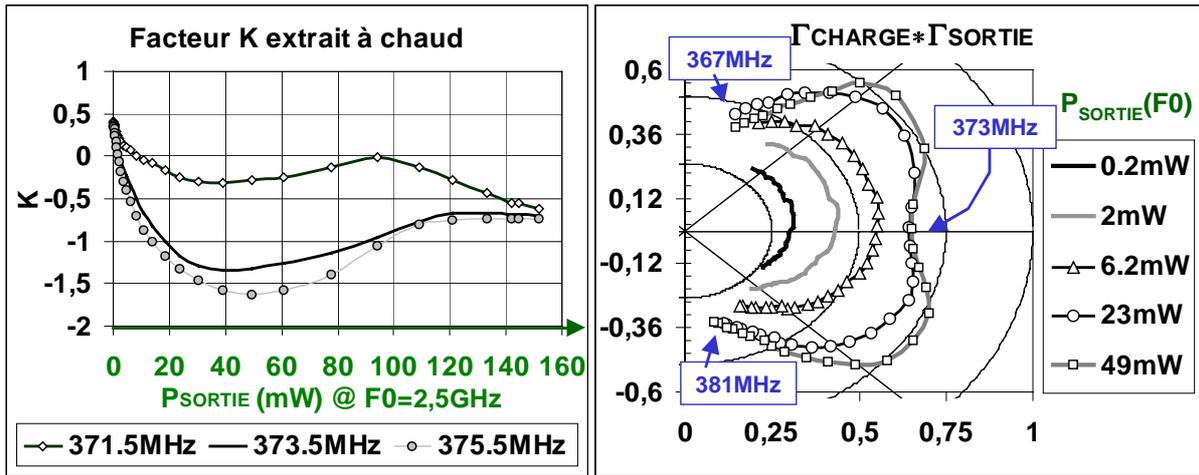


Figure IV-21 : Facteur K et produit $\Gamma_{CHARGE} \cdot \Gamma_{SORTIE}$ suivant la puissance du signal de pompe pour la seconde configuration.

Contrairement au cas précédent, une des première chose remarquable est que dans ces conditions, le facteur K extrait à chaud peut être négatif. A nouveau, la stabilité est conditionnelle et n'indique pas si les conditions nécessaires au démarrage d'une oscillation paramétrique sont requises. La figure.IV-21 de droite montre l'évolution du produit $\Gamma_{CHARGE} \cdot \Gamma_{SORTIE}$ mesuré entre 367MHz et 381MHz en fonction du niveau de puissance de la pompe à 2.5GHz. Il est visible qu'en fonction de l'augmentation du niveau de puissance de la pompe, le diagramme polaire de ce produit semble tendre vers le point (+1,0) sans toutefois l'atteindre pour une fréquence voisine de 373MHz. En comparaison avec le diagramme tracé sur la figure.IV-18, où le module de ce produit n'excédait pas 0.3 tout au long de la caractérisation en puissance, ces résultats indiquent que ces nouvelles conditions opératoires sont nettement plus défavorables en terme de stabilité, et qu'une oscillation paramétrique peut être prévue à 373MHz. Afin d'affiner l'analyse de ces résultats, l'amplitude et la phase de ce produit sont tracés en fonction du niveau de puissance de la pompe, avant, pendant et après l'apparition de l'oscillation paramétrique. Cette dernière est identifiée par des mesures de spectre.

a) **Fonctionnement stable.**

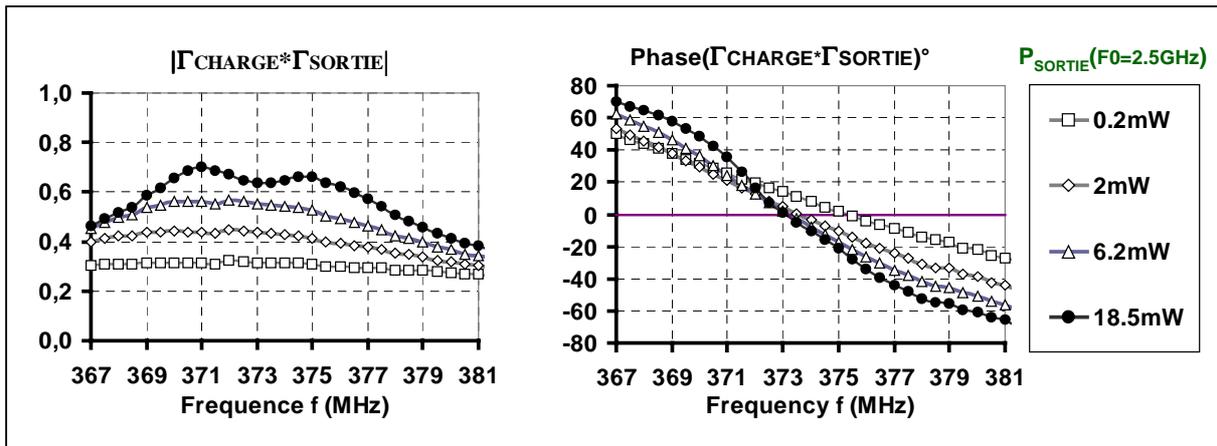


Figure IV-22 : Produit $\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}$ suivant la puissance du signal de pompe avant l'apparition de l'oscillation

Pour une puissance croissante du signal de pompe, le module du produit $\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}$ augmente autour de $f=373\text{MHz}$, cette fréquence étant celle pour laquelle la phase du produit est nulle. Ces mesures permettent de prédire que pour des niveaux de puissance supérieurs, le risque d'apparition d'une oscillation paramétrique est très fort. Ci dessous, le spectre du signal de sortie est indiqué.

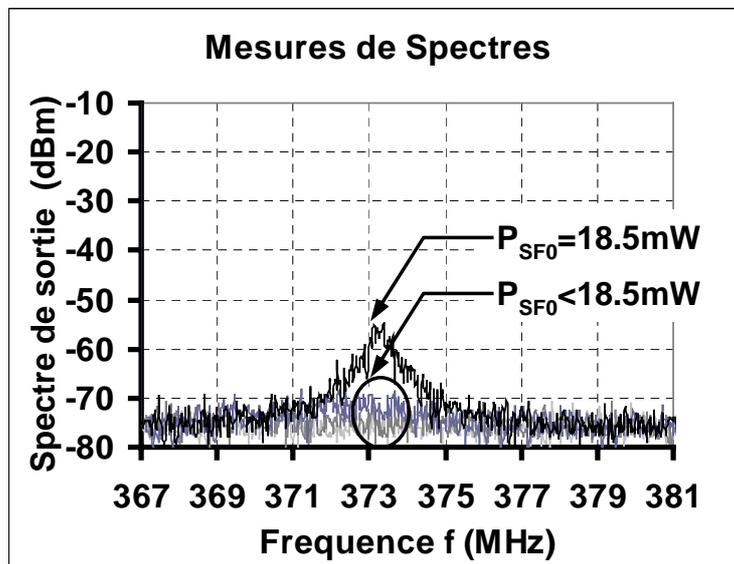


Figure IV-23 : Spectre du signal en sortie du transistor suivant la puissance du signal de pompe avant l'apparition de l'oscillation

La mesure de spectre indique une résurgence de bruit autour de la fréquence de résonance, en accord avec la prédiction effectuée pour une puissance de sortie de 18mW à la fréquence du signal de pompe

b) Fonctionnement instable.

En augmentant à nouveau cette puissance, les mesures de spectres indiquent qu'une oscillation paramétrique apparaît autour de $f=373\text{MHz}$ (cf. figure.IV-25). Le transistor est alors sous l'influence de deux signaux de puissance ce qui modifie l'allure du tracé de $|\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}|$ (cf. figure.IV-24). Toutefois, en extrapolant ces courbes autour de 373MHz, il est notable que les conditions définies par l'équation (123) nécessaires au démarrage de l'oscillation tendent à être vérifiées, ce qui corrobore la présence de l'oscillation.

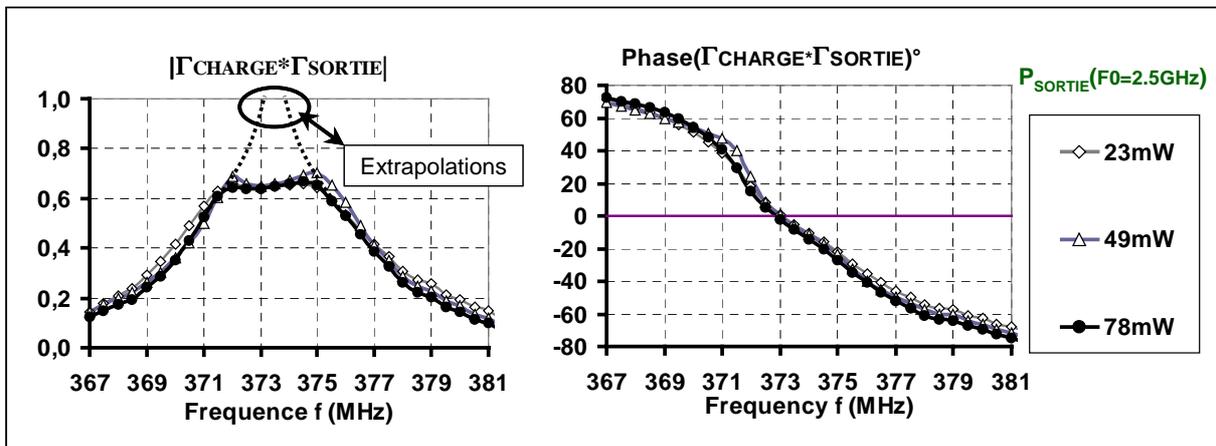


Figure IV-24 : Produit $\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}$ suivant la puissance du signal de pompe pendant la phase instable.

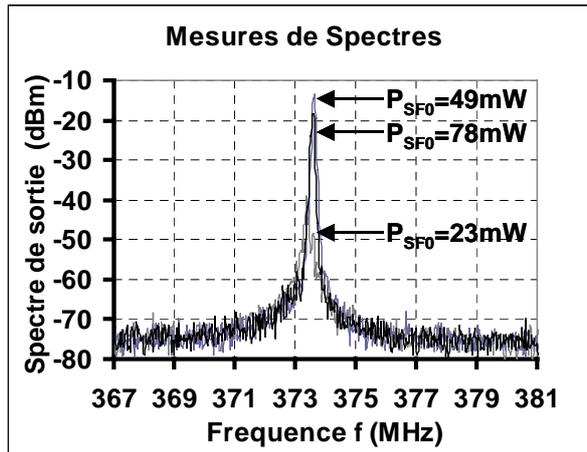


Figure IV-25 : Spectre du signal en sortie du transistor suivant la puissance du signal de pompe pendant la phase instable.

La pente du tracé de la phase de $\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}$ en fonction de la fréquence est également plus forte. Ceci indique une résonance plus aiguë dans cette configuration que précédemment.

c) Fonctionnement stabilisé

En augmentant encore la puissance du signal de pompe, le module du produit $\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}$ diminue (cf. figure.IV-26), de ce fait, les conditions définies en (123) ne sont plus remplies. Conformément à ces considérations, l'oscillation disparaît, confirmant ainsi son caractère paramétrique.

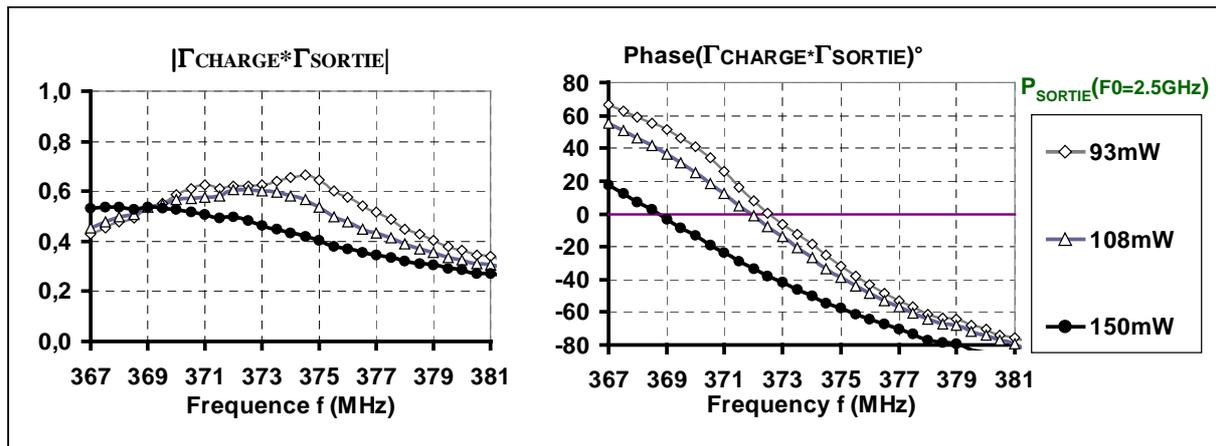


Figure IV-26 : Produit $\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}$ suivant la puissance du signal de pompe au delà de la phase instable.

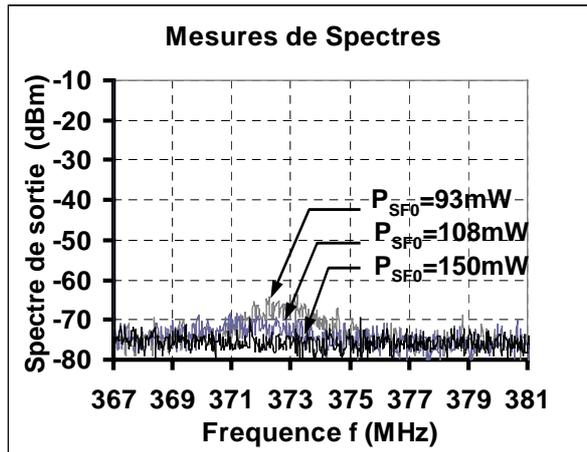


Figure IV-27 : Spectre du signal en sortie du transistor suivant la puissance du signal de pompe au delà la phase instable.

L'extraction à chaud des paramètres S permet donc de calculer l'évolution du produit $\Gamma_{CHARGE} \cdot \Gamma_{SORTIE}$ en fonction du niveau de puissance de la pompe et des conditions de charge. L'observation de l'évolution de ce produit permet ainsi de mieux appréhender les conditions de démarrage ou de disparition d'une oscillation paramétrique hors bande.

V Conclusion.

Une caractérisation avancée en terme de paramètres S à chaud a été proposée. Lorsqu'un dispositif sous test est soumis simultanément à un signal de pompe et à un signal de perturbation, il peut être considéré comme linéairement invariant dans le temps sous certaines conditions. En effet, en définissant de manière fixée le niveau de puissance de la pompe, les conditions de polarisation ainsi que les conditions d'adaptation dans et en dehors de la bande de fonctionnement, la matrice reliant les ondes de puissances du dispositif sous test à la fréquence de perturbation a pu être mise sous la forme d'une matrice S classique référencée par rapport à 50Ω dont l'extraction peut être faite à chaud.

Afin de pouvoir extraire de manière calibrée ces paramètres S indépendamment des impédances présentées en entrée et en sortie au dispositif sous test, la méthode d'extraction classique des paramètres S pratiquée dans les analyseurs de réseaux vectoriels présentant 50Ω sur leurs ports de mesure a été modifiée. Pour chacune des mesures, en sens direct puis inverse, il est alors nécessaire d'utiliser les quatre ports de mesure de l'analyseur. Un seul calibrage est alors nécessaire, même lorsque les conditions d'adaptation du transistor sont modifiées.

La méthode d'extraction à chaud a ainsi permis de montrer que les paramètres S hors bande d'un dispositif non linéaire soumis à un signal de puissance dans la bande de fonctionnement sont dépendants non seulement du signal de puissance mais également des conditions d'adaptation dans la bande et hors bande de fonctionnement. Sous certaines conditions, il a également été montré que le paramètre S_{22} pouvait sortir de l'abaque de Smith représentant l'ensemble des impédances passives.

A partir de l'extraction des paramètres S à chaud, le calcul du produit $\Gamma_{\text{CHARGE}} \cdot \Gamma_{\text{SORTIE}}$ a ainsi permis de visualiser la formation, puis la disparition des conditions de résonances nécessaire au démarrage d'une oscillation paramétrique en dehors de la bande de fonctionnement du transistor testé. Ce banc de mesure peut donc s'avérer comme un outil particulièrement intéressant pour l'analyse prédictive des conditions de fonctionnement vis à vis de la stabilité hors bande. Par ailleurs, une application majeure de ce nouveau système de caractérisation concerne également la validation des modèles non linéaires. Ces travaux ont

permis de montrer la faisabilité et l'intérêt de l'extraction à chaud des paramètres S dans un environnement source et load pull.

VI Bibliographie

[135]. Bouysse, P.; Nebus, J.-M.; Coupat, J.-M.; Villotte, J.-P.;

“ A novel, accurate load-pull setup allowing the characterization of highly mismatched power transistors ”

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

Page(s): 327 -332

[136]. A. Ferrero, U. Pisani, Gian Luigi Madonna,

“ Recent technological advances for modular active harmonic load-pull measurement systems. ”

International Conference GAAS 1999.

[137]. Van Raay, F.; Kompa, G.;

“ A new on-wafer large-signal waveform measurement system with 40 GHz harmonic bandwidth. ”

Microwave Symposium Digest, 1992., IEEE MTT-S International , 1-5 June 1992 Page(s):

1435 -1438 vol.3

[138]. Ghannouchi, F.M.; Guoxiang Zhao; Beaugard, F.;

“ Simultaneous load-pull of intermodulation and output power under two-tone excitation for accurate SSPA's ”

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 42 Issue: 6 , June 1994

Page(s): 929 -934

[139]. Berghoff, G.; Bergault, E.; Huyart, B.; Jallet, L.;

“ Automated characterization of HF power transistors by source-pull and multiharmonic load-pull measurements based on six-port techniques ”.

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

Page(s): 2068 -2073

- [140]. Tsironis, C.; Jurenas, A.; Liu, C.;**
“ *Highly accurate harmonic tuners for load pull testing.* ”
Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific , Volume: 3 , 3-6 Dec. 2001
Page(s): 1311 -1314 vol.3
- [141]. Barataud, D.; Blache, F.; Mallet, A.; Bouysse, P.P.; Nebus, J.-M.; Villotte, J.P.; Obregon, J.; Verspecht, J.; Auxemery, P.;**
“ *Measurement and control of current/voltage waveforms of microwave transistors using a harmonic load-pull system for the optimum design of high efficiency power amplifiers*”
Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on , Volume: 48 Issue: 4 , Aug. 1999
Page(s): 835 -842
- [142]. Williams, D.J.; Leckey, J.; Tasker, P.J.;**
“ *A study of the effect of envelope impedance on intermodulation asymmetry using a two-tone time domain measurement system* ”
Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International , Volume: 3 , 2-7 June 2002
Page(s): 1841 -1844
- [143]. Sevic, J.F.; Burger, K.L.; Steer, M.B.;**
“ *A novel envelope-termination load-pull method for ACPR optimization of RF/microwave power amplifiers*”
Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 7-12 June 1998
Page(s): 723 -726 vol.2
- [144]. Rollett, J.,**
“ *Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports.* ”
Circuit Theory, IRE Transactions on , Volume: 9 Issue: 1 , Mar 1962 Page(s): 29 -32
- [145]. Platzker, A.; Struble, W.; Hetzler, K.T.;**
“ *Instabilities diagnosis and the role of K in microwave circuits.*”
Microwave Symposium Digest, 1993., IEEE MTT-S International , 14-18 June 1993 Page(s): 1185 -1188 vol.3

- [146]. **Mons, S.; Nallatamby, J.-C.; Quere, R.; Savary, P.; Obregon, J.;**
“ *A unified approach for the linear and nonlinear stability analysis of microwave circuits using commercially available tools.*”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume: 47 Issue: 12 , Dec. 1999
Page(s): 2403 -2409
- [147]. **Jugo, J.; Portilla, J.; Anakabe, A.; Suarez, A.; Collantes, J.M.;**
“ *Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers.*”
Electronics Letters , Volume: 37 Issue: 4 , 15 Feb 2001 Page(s): 226 –228
- [148]. **Gasseling, T.; Barataud, D.; Mons, S.; Nebus, J.M.; Villotte, J.P.;**
Quere, R.;
“ *A new characterization technique of “Four hot S parameters” for the study of nonlinear parametric behaviors of microwave devices.*”
Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 3 , 8-13 June
2003 Page(s): 1663 -1666 vol.3
- [149]. **Gasseling, T.; Barataud, D.; Mons, S.; Nebus, J.M.; Villotte, J.P.;**
Obregon, J.; Quere, R.;
“ *Hot Small-Signal S-Parameter Measurements of Power Transistors Operating Under Large-Signal Conditions in a Load- Pull Environment For The Study of Nonlinear Parametric Interactions.*”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume: 52 Issue: 3 , March 2004
- [150]. **Kurokawa, K.;**
“ *Power Waves and the Scattering Matrix.*”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 13 Issue: 2 , Mar 1965
Page(s): 194 –202
- [151]. **Anritsu Application Note (Scorpion),**
“ *Hot S22 and hot K-factor measurements.*”
July 2002.

[152]. Martens, J.; Kapetanic, P.,

“ Probe-tone S-parameter measurements.”

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 50 Issue: 9 , Sept. 2002

Page(s): 2076 -2082

[153]. Collinson, G.; Jones, M.;

“ A novel technique for measuring small signal S-parameters of an RF/microwave transistor, power amplifying stage for use in power amplifier stability analysis.”

Microwave Symposium Digest, 1993., IEEE MTT-S International , 14-18 June 1993 Page(s):

1255 -1258 vol.3

[154]. D. Rytting

“An analysis of vector measurement accuracy enhancement techniques.”

Proc. Hewlett Packard RF & Microwave Symposium, pp. 976-987, March 1982.

[155]. A. Ferrero, U. Pisani,

“An improved calibration technique for on wafer large signal transistor characterization .”

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 42, N°2, pp. 360-364, (April 1993).

[156]. R.W. Jackson

“ Criteria for the onset of oscillation in microwave circuits.”

IEEE Transactions Theory and Techniques, Vol. 40, N°3, pp. 566-569 (March 1992).

Conclusion générale.

La conception d'amplificateurs pour les applications de télécommunications et de systèmes RADARs aux fréquences microondes nécessite une connaissance et une caractérisation approfondie des composants au cœur de ces systèmes, à savoir les transistors. A l'heure actuelle, une grande diversité technologique, tant par le choix des semiconducteurs que par les différents types des transistors utilisés s'offre au concepteur pour réaliser cette tâche. Par conséquent, la conception d'amplificateurs doit passer par un choix judicieux entre ces différentes technologies en fonction de leurs potentialités et des critères spécifiés suivant les applications visées. Les critères portent sur des contraintes de puissance, de rendement, et de linéarité pour l'obtention d'une génération de puissance optimisée tout en gardant une garantie de stabilité. Les contraintes en terme de coût et de fiabilité sont également de première importance dans le contexte industriel.

A ce titre, le coût du développement de ces systèmes nécessite de mettre en œuvre des méthodes de conception optimisées basées sur l'emploi de modèles performants intégrables dans les simulateurs pour la conception assistée par ordinateur. Afin d'être efficaces, ces modèles de transistors doivent tenir compte de nombreux aspects physiques sources de non linéarités tels que les phénomènes de claquage, les aspects liés à l'augmentation de température comme l'emballage thermique ou les effets de pièges.

Pour assurer la fiabilité de ces modèles prédictifs, diverses caractérisations fonctionnelles avancées doivent être faites afin de comparer les résultats issus de mesures et de simulations. La contribution apportée par ce genre de caractérisations met en œuvre des techniques de plus en plus pointues au fur et à mesure de la montée en puissance et en fréquence des nouvelles technologies. Le travail présenté dans ce mémoire relate du développement de caractérisations avancées pour la validation de modèles non linéaires de transistors. Les caractérisations fonctionnelles présentées ont porté sur trois aspects fondamentaux liés à la génération de puissance, à savoir les phénomènes thermiques, la linéarité, et la stabilité. Elles ont été réalisées de par l'exploitation optimale des potentialités offertes par l'analyse de réseaux vectorielle

Concernant la caractérisation des phénomènes thermiques, cette étude a permis de démontrer clairement l'impact que pouvait avoir différents radiateurs placés sur des transistors de puissances type HBT Ced2027 de 20 doigts de surface $2 \text{ par } 70 \mu\text{m}^2$ pour la bande S. Ce type de caractérisation est donc susceptible de contribuer à l'expertise des filières technologiques de semiconducteurs. Par ailleurs, ces travaux ont permis de valider finement les modèles

électrothermiques associés en observant par exemple la chute de gain et la rotation de phase de la porteuse dans l'impulsion suivant la température de fonctionnement du transistor.

Concernant les mesures réalisées en mode pulsé, celles-ci s'avèrent naturellement être un outil nécessaire pour la caractérisation de transistors de grand gap et pour la validation de leurs modèles non linéaires. En effet, pour ce type de composants, les niveaux de puissances générés se font à des niveaux de polarisations importants et leur fonctionnement RF et DC pulsé permet de mettre en œuvre des investigations sur les effets de pièges. Une connaissance du comportement thermique de ces composants en fonction des choix technologiques et des conditions de fonctionnement appliquées est donc de première utilité. Ces mesures sont réalisées dans le domaine fréquentiel. Une extension de ces mesures dans le domaine temporel pourrait être envisagée afin d'observer par exemple l'évolution du cycle de charge en fonction de l'élévation de température, responsable de la dégradation des performances RF. A ce titre, une caractérisation load pull basée sur l'utilisation d'un analyseur de réseaux fort signal (LSNA) peut donc être envisagée. Cet instrument consiste à faire une translation et une compression fréquentielle du signal microonde en basses fréquences où le signal est échantillonné par des cartes ADC.

Une extension des possibilités de fonctionnement du banc source et load pull actif en bande K a également été réalisée. Cela a permis de mener plusieurs investigations contribuant à l'analyse des phénomènes de compensations internes de non linéarités au sein d'un transistor PHEMT. Ces mesures ont ainsi permis de valider une modélisation de ce transistor basée sur une description unidimensionnelle des capacités non linéaires améliorant la convergence des simulations effectuées. Par ailleurs, ce modèle a permis sous certaines hypothèses d'établir une fonction donnant les tendances suivies par la conversion de phase suivant plusieurs paramètres, parmi lesquels figurent les paramètres fondamentaux qui sont les conditions d'adaptations et la polarisation. Une extension de cette analyse de linéarité peut être par la suite proposée par une caractérisation en présence de signaux modulés vis à vis des impédances présentées par le circuit de polarisation.

Enfin, une caractérisation avancée destinée à la mesure de paramètres S à chaud a été proposée. Ces mesures sont réalisées lorsque le dispositif sous test est conduit d'un état linéaire à non linéaire en augmentant progressivement la puissance du signal de pompe. Par l'usage simultané d'un faible signal de perturbation, une matrice S référencée par rapport à 50Ω a pu également être extraite à chaud pour des fréquences hors bande, différentes de celle

du signal de pompe. Cette étape a été réalisée suite à la mise en place d'une procédure d'extraction de paramètres S dans un environnement load pull afin de mesurer ces derniers indépendamment des conditions d'adaptations et du niveau de puissance de la pompe. Une application proposée est de permettre la prédiction d'oscillations paramétriques dans la bande de fonctionnement et en dehors de cette bande en fonction des conditions de fermeture.

A présent l'exploitation de cette technique consiste à développer une étape supplémentaire portant sur la validation de modèles non linéaires de transistors en comparant les mesures aux simulations de ces paramètres S pompés. Des premiers travaux ont été initiés en [157] indiquant des résultats de simulations de paramètres S extraits à chaud sur un transistor HBT en fonction de l'influence d'un signal de pompe et des conditions d'adaptation.

L'obtention d'informations telles que les interactions non linéaires entre signaux forts et signaux faibles permet ainsi d'augmenter le degré de validation des modèles non linéaires pouvant être utilisés pour l'analyse de stabilité, ce qui représente un atout de poids pour une conception optimisée et sûre d'amplificateur.

Cette nouvelle méthode de caractérisation est basée sur l'exploitation optimale des potentialités offertes par l'analyse vectorielle. Parmi d'autres perspectives envisageables, cette analyse fréquentielle pourrait être complétée par une analyse temporelle au moyen d'un analyseur de réseaux fort signal (LSNA). Avec de tels moyens, l'analyse ne porterait plus sur l'extraction de la matrice S du transistor à chaud, mais sur l'intégralité de la matrice de conversion présentée dans le chapitre IV. Ce genre de caractérisations expérimentales pourrait alors déboucher sur de nouvelles applications tendant à définir des conditions de fonctionnement optimales en terme de choix de polarisation, de niveau de signal de pompe et de conditions de fermeture pour la caractérisation de mélangeurs. De par l'usage de ce type de mesures, une première caractérisation en bande C a pu ainsi être développée dans les travaux présentés en [158] sur un PHEMT pour extraire les termes de la matrice de conversion générée par un signal de pompe à 4.8GHz et un signal de perturbation à 600MHz. Ce type de caractérisation peut contribuer de manière certaine à la conception optimisée de mélangeurs.

VII Bibliographie.

[157]. H. Bousbia

“ Simulation et analyse de paramètres [s] pompés de transistors pour l'étude de l'interaction non linéaire signal fort/signal faible.”

2003, Stage de DEA (IRCOM.).

[158]. Cidronali, A.; Gupta, K.C.; Jargon, J.; Remley, K.A.; DeGroot, D.; Manes, G.;

“ Extraction of conversion matrices for P-HEMTs based on vectorial large-signal measurements.”

Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 8-13 June 2003 Page(s): 777 -780 vol.2