

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITESpécialité : **ELECTRONIQUE**

par

Eric BOURCIER

**ANALYSE DE FONCTIONNEMENT EN AMPLIFICATION DE
 PUISSANCE EN BANDE Ka DES TRANSISTORS HEMT DES
 FILIERES AsGa ET InP**

soutenue devant la commission d'examen le 19 janvier 1998

Membres du jury :

MM. P.A. ROLLAND	<i>Président</i>
Y. CROSNIER	<i>Directeur de thèse</i>
C. GAQUIERE	<i>Co-directeur de thèse</i>
J.M. NEBUS	<i>Rapporteur</i>
J.L. GAUTIER	<i>Rapporteur</i>
G. APERCE	<i>Examineur</i>
G. LEMEUR	<i>Examineur</i>
L. MALLIER	<i>Examineur</i>



Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein du Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (DHS) de l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord (IEMN) dirigé par Monsieur le Professeur G. Salmer.

Je remercie le Monsieur le Professeur P. A. Rolland, de me faire l'honneur de présider la commission d'examen.

La direction de ce travail a été assurée par Monsieur le Professeur Y. Crosnier, Messieurs C. Gaquière et B. Bonte à qui j'exprime mes plus vives reconnaissances. Leurs compétences scientifiques et pédagogiques ainsi que leur disponibilité m'ont permis de mener à bien ce travail.

Monsieur J.M. Nebus, Maîtres de Conférence Habilité à Dirigé des Recherches à l'Université de Limoges (I.R.C.O.M.) et Monsieur J.L. Gautier, Professeur à l'E.N.S.E.A., me font l'honneur de juger ce travail et d'en être les rapporteurs. Je leur exprime toute ma reconnaissance.

Je remercie également la DGA pour son soutien financier pendant ces trois années.

Mes remerciements vont également à Messieurs :

- G. Apercé, Responsable des Etudes MMIC à Dassault Electronique Saint-Cloud ;
- G. Lemeur, Ingénieur d'étude Hyperfréquence, responsable des bancs test TR module à Thomson RCM Elancourt ;
- L. Mallier, Ingénieur à la Direction Générale de l'Armement.

La partie expérimentale de cette étude a fait appel de nombreuses fois aux compétences de l'ensemble du personnel du D.H.S. Je tiens ici à leur exprimer toute ma gratitude et en particulier à :

Babette et Sylvie de la Centrale de Caractérisation,
V.D. et Christophe de la Micro-électronique,
Messieurs J.C. Andries, J.C. Jennequin et P. Michon de l'atelier de mécanique,
Monsieur J.P. Dehorter du service de reprographie
Karine et Michèle du service D.A.O.
Martine du secrétariat.
Pierre.

Et pour les collègues qui m'ont supporté, tournez la page...

Remerciements Personnels



A Jean-Maxence et Stéphane qui sont partis s'exiler aux U.S.A.

A Philippe, le Marseillé.

A Ludovic, le Dubusien.

Et à Sylvain, le professeur, qui n'est malheureusement pas sur la photo.

A Virginie pour ses CD qui ne sont malheureusement pas tous audibles.



A Christophe pour avoir réussi l'exploit de ne pas avoir cassé de porte de bureau durant mes trois années de thèse.

A Mohammed pour m'avoir aidé à changer mon pare-chocs, mes plaquettes de freins et mes bougies de préchauffage.

A Stéphane pour sa clairvoyance dans nos discussions...

A Stéphane pour sa vision utopique du monde capitaliste.

A Bertrand pour m'avoir si généreusement offert un bock.

A Bertrand pour sa magnifique interprétation du Père Noël auquel je ne crois plus depuis longtemps.

A Didier pour avoir corrigé la publication que je n'ai jamais envoyée...

A Monsieur Crosnier pour m'avoir soutenu.

A Patrick et à Fabrice pour m'avoir fait découvrir les intégrales de SOMMERFELD.



A Catherine pour m'avoir fait gagner six mois.

Je remercie également très chaleureusement toute ma famille et mes amis extérieurs au laboratoire...

INTRODUCTION	6
CHAPITRE I	10
RAPPELS SUR LES TRANSISTORS	10
A EFFET DE CHAMP	10
ET LEUR CARACTERISATION	10
I.1 - INTRODUCTION	11
I.2 - LA SPECIFICITE DE LA PUISSANCE	12
I.2.1 - Introduction	12
I.2.2 - Le claquage	12
I.2.3 - Le courant	14
I.3 - LA CARACTERISATION STATIQUE	15
I.3.1 - Présentation d'ICCAP	15
I.3.2 - Réseau de caractéristiques	15
I.3.3 - Fonctionnement en diode	16
I.3.4 - Fonctionnement à canal ouvert	17
I.3.5 - Fonctionnement à canal pincé	18
I.3.6. - La caractérisation statique impulsionnelle	19
I.3.7 - Conclusion	20
I.4 - LA CARACTERISATION PETIT SIGNAL	20
I.4.1 - Le schéma équivalent	21
I.4.2 - Extraction des éléments extrinsèques	21
a) Les capacités parasites	21
b) Les inductances et les résistances parasites	24
I.4.3 - Extraction des éléments intrinsèques	24
I.4.4 - La caractérisation pulsée hyperfréquence, son principe	25
I.5 - LA CARACTERISATION EN PUISSANCE	27
I.5.1 - Les bancs passifs	27
I.5.2 - Les bancs à charge active	28
a) selon le principe de Takayama	28
b) le principe de la boucle active	29
I.5.3. - L'état de l'art	30
a) en puissance absolue	30
b) en densité de puissance	31

c) en rendement en puissance ajoutée	31
I.6 - Conclusion	31
CHAPITRE 2	36
NOTRE SYSTEME DE MESURE	36
II.1 - INTRODUCTION	37
II.2 - LE BANC A CHARGE ACTIVE	37
II.2.1 - Le choix du système de mesure	37
II.2.2 - Descriptif du système de mesure	38
a) le commutateur	39
b) source hyperfréquence	40
c) l'analyseur de réseaux	41
d) le convertisseur de fréquence	41
e) le pont réflectométrique	42
II.2.3 - La philosophie du banc	45
a) Choix du composant	45
b) procédure de mesure sur le banc à charge active	47
c) limitation en courant de grille	50
II.3 - LES SPECIFICITES DE LA MESURE EN CELLULE	52
II.3.1 - La cellule de mesure	52
II.3.2 - L'étalonnage en impédance	52
II.3.3 - Le calibrage en puissance	56
II.4 - LE BANC A CHARGE ACTIVE SOUS POINTE	60
II.4.1 - L'état d'esprit	60
II.4.2 - Etude sur le calibrage en impédance	61
a) Calibrage en impédance sous pointes	61
b) Les différents calibrages et éléments de test utilisés	61
c) Comparaison des calibrages réalisés avec comme charge réflective un court-circuit ou un circuit ouvert	62
d) Comparaison entre les calibrages LRL et LRM en coplanaire	63
e) Comparaison entre un calibrage SOLT et un calibrage LRL en coplanaire	64
f) Comparaison entre deux calibrages LRL : l'un en microruban et l'autre en coplanaire	65
g) conclusion sur les calibrages	66
h) l'effet de l'atténuateur 3 dB	66
i) Comparaison HP85107 avec le banc en mode paramètre [S _{ij}]	67

II.4.3 - Le calibrage en puissance _____	67
II.5 - COMPARAISON DE MESURES EN CELLULE ET SOUS POINTES DE COMPOSANTS _____	69
II.5.1 - Les mesures _____	69
II.5.2 - Conclusion _____	72
II.6 - EXTENSIONS DES POSSIBILITES DU BANC _____	72
II.6.1 - La théorie _____	73
a) la puissance _____	73
b) les gains _____	74
II.6.2 - Notre système de mesure _____	79
a) ses particularités et leurs conséquences _____	79
b) la solution envisagée _____	84
II.7 - CONCLUSION _____	85
CHAPITRE 3 _____	88
LES MESURES EFFECTUEES _____	88
GRACE AU BANC A CHARGE ACTIVE _____	88
III.1 - INTRODUCTION _____	89
III.2 - Les HFET étudiés _____	89
III.2.1 - les composants de la filière AsGa _____	90
III.2.2 - les composants de la filière InP _____	91
III.3 - ETUDE EN FONCTION DES PUISSANCES INJECTEES ET ABSORBEES EN ENTREE _____	93
III.3.1 - Introduction _____	93
III.3.2 - L'étude _____	94
III.3.3 - Conclusion _____	96
III.4 - ETUDE SUR LA STABILITE DU COMPOSANT _____	96
III.4.1 - La stabilité du composant _____	96
III.4.2 - L'étude _____	97
III.5 - ETUDE DE COMPOSANTS SUR SUBSTRAT AsGa _____	98
III.5.1 - Introduction _____	98
III.5.2 - Etude en fonction de la tension grille source _____	98
a) le point de polarisation _____	98

b) les paramètres de répartition	99
c) les résultats en puissance	99
d) les évolutions des impédances de charge à contours de gains constants en fonction du niveau de puissance d'entrée	100
e) le courant de grille	102
f) le courant de drain	103
g) le rendement en puissance ajoutée	104
III.5.3 En fonction de la tension drain-source	106
a) la puissance de sortie absorbée par la charge	106
b) le rendement en puissance ajoutée	107
c) le gain de transducteur	109
d) le courant de grille	110
e) le courant de drain	110
III.5.3 - Conclusion	110
III.6 - ETUDE DE TRANSISTORS SUR InP	111
III.6.1 - Introduction	111
III.6.2 - Le statique	111
III.6.3 - Le régime d'amplification petit signal	112
III.6.4 - La puissance	113
a) le composant 10237	113
b) en classe A	114
c) en classe AB et B	117
d) le courant de grille	119
III.6.5 - Conclusion	120
III.7 - LA VALIDATION DE MODELES NON-LINEAIRES	120
III.8 - PERSPECTIVES	121
III.8.1 - Etude en fonction de la température	121
III.8.2 - Etude en fonction du développement	121
III.8.3 - Etude en fonction de la fréquence	122
III.8.4 - Etude en fonction des puissances d'entrée absorbée et injectée	122
III.8.5 - Le load-pull pulsé	123
III.8.6 - AM/PM et AM/AM	124
III.8.7 Intermodulation	124
III.10 - Conclusion	125
CHAPITRE 4	128

MESURES PULSEES	128
IV.1 - INTRODUCTION	129
IV.2 - LE BANC DE MESURE IMPULSIONNEL STATIQUE	129
IV.2.1 - Descriptif du banc	130
a) les générateurs d'impulsions	130
b) l'oscilloscope	131
c) les sondes de tension et de courant	131
d) l'automatisation	131
IV.2.2 - Quelques résultats	132
a) les effets de piège	132
b) les effets thermiques	133
c) conception de circuit	133
IV.3 - LE REGIME PULSE HYPERFREQUENCE	134
IV.3.1 - Introduction	134
a) l'analyseur de réseaux vectoriel Wiltron en impulsion	134
b) les analyseurs de réseaux vectoriel Hewlett Packard en impulsion	136
c) conclusion	137
IV.3.3 - Descriptif du banc de mesure	138
a) les éléments constitutifs	138
b) l'automatisation	139
c) la synchronisation des différents appareils	139
IV.3.4 - La mise en œuvre du pulsé hyperfréquence	140
a) la synchronisation des appareils de mesure et les impulsions	140
b) le nivellement du niveau de puissance	141
c) la mesure en tension	141
d) les dépassements	141
IV.3.5 - Le calibrage de l'analyseur de réseaux en mode pulsé	143
a) singularités de l'étalonnage	143
b) étalonnage non pulsé	144
c) le calibrage impulsionnel	146
IV.4 - Quelques résultats	146
IV.5 Conclusion	148
CONCLUSION	150

INTRODUCTION

L'amplification de puissance de l'émetteur est une des pièces essentiels de tous les systèmes micro-ondes.

Il y a une vingtaine d'années, cette fonction était réalisée par des Amplificateurs à Tubes à Ondes Progressives. Ceux-ci permettaient d'amplifier des signaux pour des fréquences supérieures au gigahertz. Cependant l'amélioration des performances des transistors à effet de champ (en terme de puissance, de fréquence d'utilisation,...) a permis de remplacer progressivement les ATOP. En effet, les circuits réalisés avec les TEC offrent un gain de place, de poids et surtout une fiabilité supérieure aux tubes à vide. De plus le développement récent des applications dites grand public ouvre un champ très vaste aux circuits hyperfréquences. Elles vont des radars anti-collision pour l'automobile jusqu'aux systèmes de télécommunications entre satellites en passant par les radiocommunications et l'auto-péage.

Néanmoins le spectre fréquentiel étant de plus en plus encombré, oblige à rechercher des solutions toujours plus hautes en fréquence. Cela nécessite l'amélioration des techniques de réalisations des circuits, qu'ils soient en technologie hybride ou en technologie monolithique, mais aussi la progression des performances des transistors utilisés. De plus de par le coût et la complexité de tels circuits, les étapes de simulations deviennent cruciales. Cela oblige à concevoir des modèles qui traduisent très précisément tous les éléments d'un circuit et en particulier les transistors. Des nouveaux systèmes de caractérisation sont donc mis en œuvre pour valider les modèles non-linéaires des transistors. Mais ces systèmes permettent également d'améliorer les performances de ces composants grâce au retour sur technologie ("reverse engineering").

Notre laboratoire apporte sa contribution dans ces étapes d'optimisation tant sur le plan technologique que sur celui de la mesure et des simulations électriques. Pour cela, il coopère avec l'industrie dans le cadre de contrats européens (WEAG), ou nationaux (DRET 91.100 ou 94.160). C'est dans ce contexte que s'inscrit ce travail. En

effet, par la mise au point de systèmes de caractérisation originaux de composants, il doit permettre l'amélioration des performances des transistors par un "reverse engineering" mais aussi la validation et l'amélioration des modèles non-linéaires utilisés dans la conception de circuits.

Le présent mémoire comporte quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous regardons les choix technologiques qui permettent d'obtenir de bonnes potentialités de tenue en tension et un courant élevé, pour les transistors à effet de champ de puissance. Ensuite nous définissons les moyens actuels de caractérisation que nous utilisons pour les composants de puissance : d'abord en polarisation statique continue ou impulsionnelle, puis en régime petit signal impulsionnel ou non. Ensuite nous montrons les divers types de banc de mesures existant pour obtenir les performances en puissance, en décrivant les avantages et inconvénients de chacun. Nous terminons ce chapitre par un état de l'art des transistors discrets sur substrats AsGa et InP.

Le deuxième chapitre est consacré au banc automatisé à charge active dans la bande de fréquence 26 à 40 GHz. Nous décrivons, dans un premier temps, les éléments qui le constituent, en expliquant leurs caractéristiques respectives. Ensuite nous étudions les calibrages vectoriels en impédance et en puissance qui sont utilisés pour une mesure en cellule ou sous-pointes. Une comparaison des deux types de mesure (en cellule et sous-pointes) est menée. De même, une étude comparative sous-pointes des divers calibrages en impédance utilisables est présentée. Enfin nous décrivons la partie logicielle associée à ce système de mesure.

Dans le troisième chapitre, nous développons, tout d'abord, l'influence d'une mesure à puissance d'entrée injectée constante et d'une mesure à puissance d'entrée absorbée constante sur toutes les grandeurs mesurées (puissance de sortie absorbée par la charge, rendement en puissance ajoutée, courant de grille,...). Ensuite nous présentons une étude sur la stabilité des transistors et les avantages que l'on peut en tirer. Puis nous comparons les performances et les évolutions des grandeurs fournies par la mesure d'un composant sur substrat AsGa, polarisé à une tension drain-source fixée en faisant varier

la tension grille-source, puis polarisé à une tension grille-source fixée en faisant évoluer la tension drain-source. Une étude comparative en puissance, sur les transistors sur substrat AsGa et InP, est également menée. Enfin nous montrons les capacités de validation des modèles non-linéaires du banc à charge active. Nous concluons ce chapitre par les perspectives de mesure liées à l'amélioration de notre système de mesure.

Le quatrième chapitre a pour objet la mise au point d'un système de mesure des paramètres de répartition en régime impulsionnel. Nous y décrivons les problèmes rencontrés aussi bien au niveau du calibrage que des surtensions apparaissant sur le drain du composant et les solutions envisagées. Enfin des premières manipulations démontrent le caractère opérationnel de ce banc.

CHAPITRE I

RAPPELS SUR LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP ET LEUR CARACTERISATION

1.1 - INTRODUCTION

La nécessité d'utiliser des circuits à des fréquences de plus en plus élevées, nous oblige à mettre au point des transistors de plus en plus performants, que ce soit au niveau des performances en bruit ou en puissance disponible. Il est donc également nécessaire de concevoir des systèmes de caractérisation de ces composants de plus en plus pointus permettant de mesurer ces dispositifs. Ces systèmes aident à mieux comprendre les différents mécanismes intervenant dans les transistors et il est alors possible d'exécuter un retour technologique pour améliorer leurs potentialités. Travaillant dans une équipe spécialisée dans les mesures en puissance, ce premier chapitre s'articulera autour des possibilités d'amélioration des performances des transistors ainsi que des moyens de caractérisation spécifiques à la mesure en puissance. Tout d'abord, nous expliciterons les aspects technologiques qu'induit la recherche d'une toujours plus grande puissance fournie à la charge. Ensuite, nous discuterons de la caractérisation de ces composants, en commençant par l'étude en régime continu. Nous expliciterons les diverses caractéristiques effectuées et les raisons de ces expérimentations. Nous présenterons ensuite l'intérêt de la caractérisation statique en impulsion. Puis, il est apparu nécessaire de présenter la caractérisation petit signal, car c'est à partir d'elle que se déduit le schéma équivalent linéaire du composant. Puis, nous parlerons de mesures plus spécifiques à des études en puissance, en commençant par la mesure des paramètres de répartition impulsionnels. Nous indiquerons tout d'abord pourquoi de telles caractérisations existent et quels sont leurs intérêts. Enfin, les différents types de banc de mesures de puissance existants, avec leurs avantages et inconvénients, seront présentés, suivis de l'état de l'art en puissance vraie, densité de puissance et rendement en puissance ajoutée.

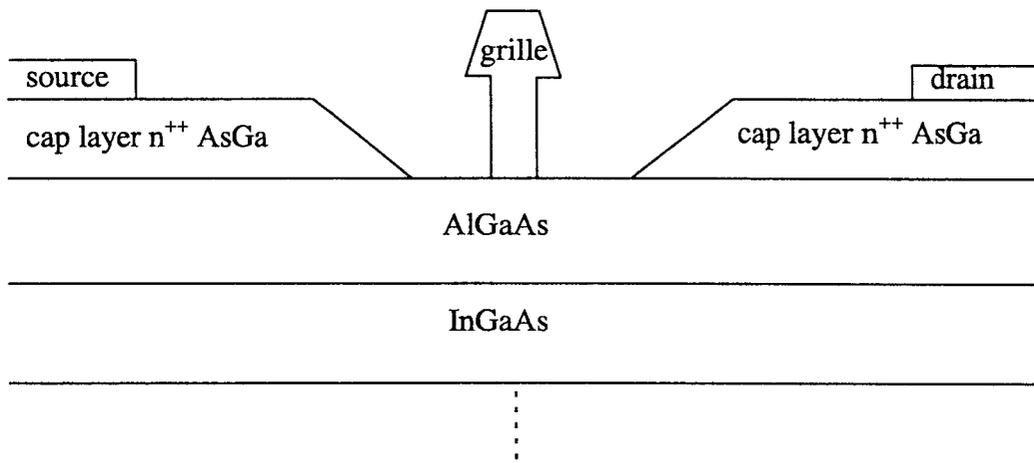


Figure 1 : Simple fossé de grille.

1.2 - LA SPECIFICITE DE LA PUISSANCE

1.2.1 - Introduction

L'un des buts des transistors de puissance est d'obtenir la puissance de sortie absorbée par la charge la plus élevée possible, ce qui se traduit par la condition nécessaire en régime continu :

$$P \# V_b * I_{dss}$$

avec P = puissance de sortie maximale
 V_b = tension de claquage du composant
 I_{dss} = courant de drain de saturation

D'où, la nécessité d'avoir à la fois une tension de claquage et un courant drain de saturation élevés. Or, il est nettement plus avantageux pour un composant, à puissance continue constante, de travailler à tension élevée qu'à courant élevé [1]. C'est pour cette raison que nous étudierons davantage les conditions d'amélioration de la tension de claquage que celles du courant de saturation.

1.2.2 - Le claquage

Le phénomène majeur intervenant dans la tension de claquage du composant est la valeur trop élevée du champ électrique en sortie de grille. Et ceci est d'autant plus vrai avec la réduction des dimensions des composants pour la montée en fréquence. Pour remédier à ce problème, un fossé de grille (fig. 1) est réalisé. Il permet l'étalement de ce champ sans modifier la valeur du courant de drain de saturation en statique. La tension de claquage est ainsi améliorée, malheureusement, les performances hyperfréquences ne sont pas aussi bonnes que prévu à cause des états de surfaces entre l'air et le matériau sur lequel repose la grille [1]. Les pièges ainsi créés auront deux conséquences. Ils contribueront à l'étalement du champ et donc à l'amélioration de la tension de claquage. Mais ces pièges étant lents (de l'ordre de la microseconde), ils sont indifférents au signal hyperfréquence, d'où un courant de drain plus faible que celui

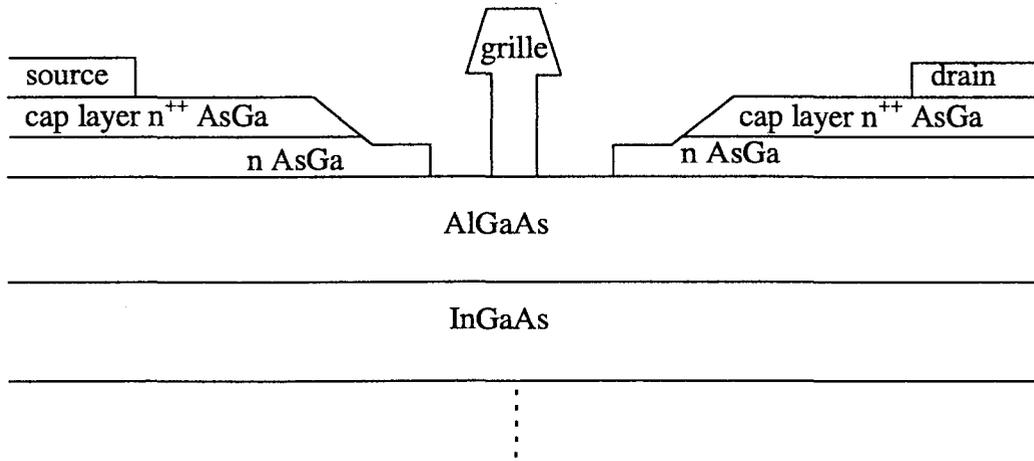


Figure 2 : double fossé de grille.

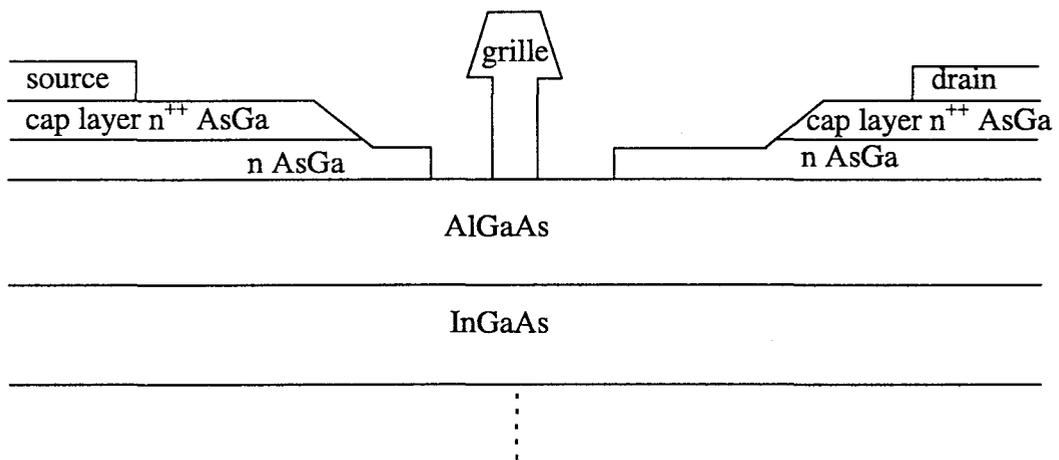


Figure 3 : double fossé de grille asymétrique.

relevé en statique, et, donc, des performances en puissance moins bonnes que celles attendues. Afin de diminuer la création d'états de surface, des doubles fossés de grille ont été réalisés avec l'insertion d'une couche dopée sous le premier fossé (fig. 2). Elle permet tout d'abord d'éliminer le phénomène d'oxydation de l'aluminium lorsqu'il est en contact avec l'air, mais surtout, elle empêche la pénétration en profondeur des pièges. Ainsi, on obtiendra toujours un étalement du champ en sortie de grille mais sans que les performances hyperfréquences ne soient trop perturbées. De plus, le large fossé de grille assure une capacité C_{gd} plus petite ainsi qu'une faible conductance g_d donnant une fréquence de coupure du MAG plus élevée [2]. Cependant, l'utilisation d'un large fossé symétrique entraîne la dégradation de la transconductance extrinsèque et de la résistance de source. Pour pallier ce problème, on utilise un fossé asymétrique (fig. 3) qui va améliorer ces quantités et, donc encore plus le MAG, sans pour cela dégrader la tension de claquage grille-drain en diode, qui n'est pas modifiée [3]. Sur substrat InP, le problème est légèrement différent. L'épaisseur du "cap layer" nécessaire à la réalisation de bons contacts ohmiques est nettement plus faible, ce qui peut engendrer une désertion du "cap layer" entre grille et drain et entre grille et source. De ce fait, le "cap layer" joue le rôle du large fossé. Pour une structure à double fossé, il suffit donc de ne réaliser, du point de vue technologique, qu'un seul fossé de grille.

Dernièrement, des études [4], [5], réalisées sur des composants à substrats AsGa, montrent que l'on peut également augmenter la tension de claquage en fonctionnement transistor en soumettant le composant à des tensions de polarisation élevées (proches de la tension de claquage) pendant un temps donné. Cela permettrait de diminuer fortement le courant d'ionisation par impact et d'augmenter la tension de claquage de 2 à 4V suivant les publications. Par contre, aucune mention n'est faite des performances hyperfréquences de ces composants une fois cette manipulation effectuée.

Après avoir étudié comment améliorer la tension de claquage des composants, il convient d'optimiser leur courant de saturation.

1.2.3 - Le courant

Dans les composants actuels, le courant est directement lié au transfert des porteurs vers le puits. Nous pourrions, dans un premier temps, essayer d'optimiser l'épaisseur du canal afin d'obtenir le meilleur confinement des porteurs possibles, grâce à la quantification des niveaux d'énergie dans le puits. Si on augmente l'épaisseur du canal, le ΔE_c "effectif" s'améliore et donc le transfert aussi. On peut penser à épaissir le canal indéfiniment, mais deux facteurs vont limiter cette épaisseur. Pour les composants pseudomorphiques, ce sera l'épaisseur maximale avant qu'il y ait une rupture de maille (pour un puits InGaAs avec 22% d'Indium, cette épaisseur est de 150 Å). Pour les composants en accord de maille, ce sera l'épaisseur à partir de laquelle le transfert ne s'améliore plus [6]. Nous arrivons ainsi à des épaisseurs types, quelque soient les composants, de 100 Å à 200 Å suivant le pourcentage d'Indium dans la couche. Mais l'augmentation de l'épaisseur du canal aura un autre effet. Pour un pourcentage d'Indium donné, le gap effectif de l'InGaAs diminue lorsqu'on augmente son épaisseur, ce qui facilite l'ionisation dans le canal et donc dégrade la tension de claquage du composant [7], [8].

On peut également, afin d'améliorer le courant de saturation, augmenter le nombre de puits pour un composant. Mais il faut savoir que dans ce cas, plus le puits sera éloigné de la grille, plus la commande de celui-ci sera délicate. Dans la littérature, des études allant jusque 3 puits ont été menées [9], [10], [11]. Ces exemples sont très rares, plus généralement, le nombre de puits se limite à deux. Un avantage du multi-puits est la modulation de la transconductance que l'on parvient à obtenir suivant les applications visées (plus de linéarité par exemple).

Pour augmenter le courant, on peut également et surtout améliorer le nombre de porteurs libres dans le canal en incluant plusieurs plans de dopage au niveau des hétérojonctions (jusque $4,5 \cdot 10^{12}$ at/cm² pour AlInAs/GaInAs sur InP [12] et $4 \cdot 10^{12}$ at/cm² pour AlGaAs/InGaAs sur GaAs à double plan de dopage [13]).

Il convient maintenant d'étudier plus en détail les méthodes de caractérisation des composants.

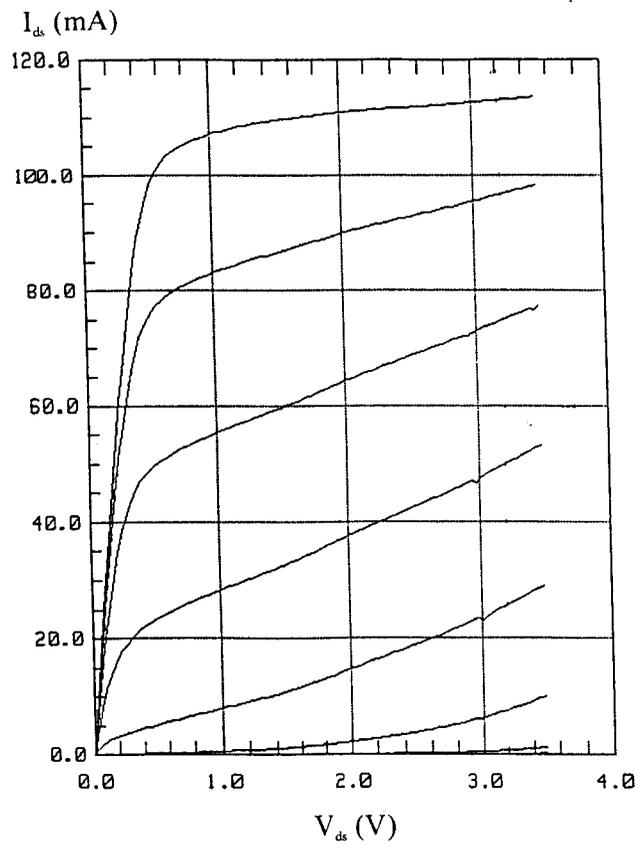


Figure 4 : Réseau de caractéristiques, I_{ds} en fonction de V_{ds} .
 V_{gs} de -0,6V à +0,8V par pas de 0,2V.
 Gringo ; $4*50*0,15 \mu\text{m}^2$.

1.3 - LA CARACTERISATION STATIQUE

On peut séparer la caractérisation statique en deux parties : les études exécutées en régime continu et celles effectuées en régime impulsionnel.

1.3.1 - Présentation d'ICCAP

La première mesure effectuée sur les transistors, est une caractérisation en régime continu. Elle permet d'effectuer un premier tri entre les différents composants et sera utilisée dans ce travail pour indiquer le point de polarisation optimum du HFET considéré. Ces études en continu s'effectuent au moyen de trois alimentations programmables contenues dans le HP4142 permettant de réaliser trois points chauds indépendants et d'un logiciel installé sur une station de travail qui contrôle tous les instruments de mesure, le tout étant fourni par Hewlett Packard. L'intérêt de ce système est de pouvoir caractériser de façon très fine et très rapide les composants en régime continu, grâce à la précision de mesure des appareils. De plus, des systèmes de protection existent, en courant et tension, afin de ne pas dégrader le transistor lors des mesures. Par exemple, il est très utile pour nous de limiter la valeur du courant de grille à 1mA/mm de développement de grille lors de la mesure de la tension claquage en fonctionnement en diode ou en transistor pour ne pas détériorer le composant. C'est d'ailleurs la même limite en courant de grille qui sera utilisée lors des mesures en grand signal.

1.3.2 - Réseau de caractéristiques

Il permet d'obtenir la courbe $I_{ds} = f(V_{ds})$ paramétrée en fonction de V_{gs} (fig. 4). Ce réseau donne plusieurs informations sur le composant, d'abord le courant de drain maximum que peut fournir celui-ci, sa tension de pincement et la qualité de celui-ci, enfin la tension de déchet. Ces trois valeurs nous donnent des informations sur les potentialités en puissance du transistor (§ I.2.1.a). Une autre valeur fournie est la conductance extrinsèque :

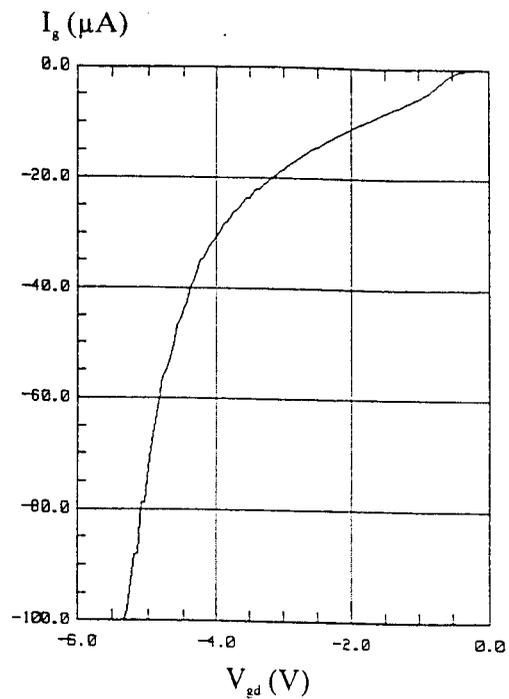
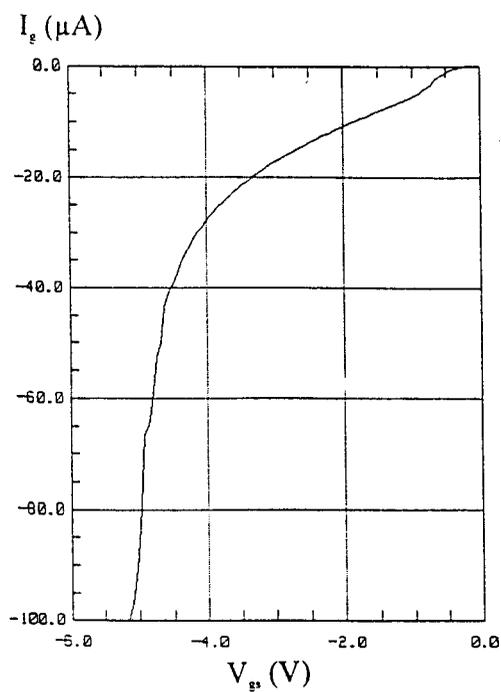


Figure 5 : Diodes $I_g(V_{gs})$ et $I_g(V_{gd})$ pour une grille centrée dans son fossé.
10237 ; $2*50*0,25 \mu\text{m}^2$.

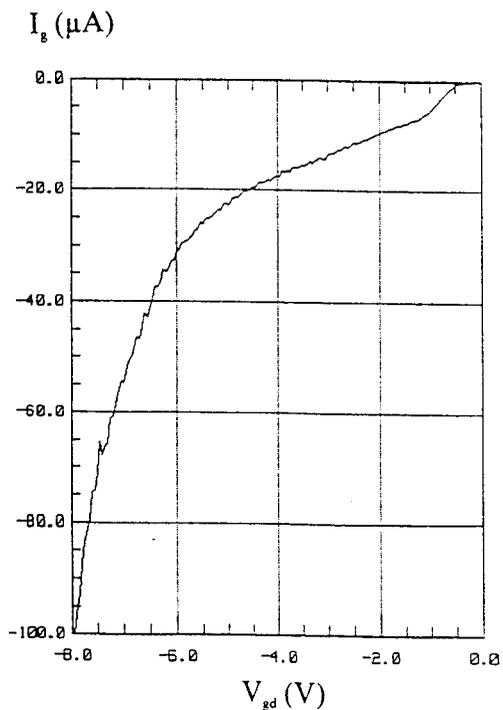
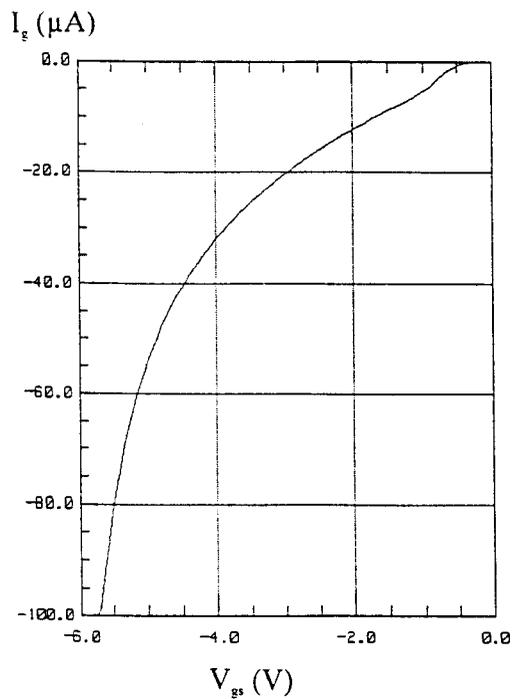


Figure 6 : Diodes $I_g(V_{gs})$ et $I_g(V_{gd})$ pour une grille décalé vers la source.
10237 ; $2*50*0,25 \mu\text{m}^2$.

$$g_{d\text{ ext}} = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right)_{V_{gs}=\text{cst}}$$

Quant à lui, le réseau $I_{ds} = f(V_{gs})$ paramétré en fonction de V_{ds} donne la transconductance extrinsèque $g_{m\text{ ext}}$ du transistor :

$$g_{m\text{ ext}} = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right)_{V_{ds}=\text{cst}}$$

1.3.3 - Fonctionnement en diode

Cette caractéristique permet de connaître la tension de claquage du transistor en fonctionnement en diode : $I_g(V_{gs})$ avec le drain en l'air (haute impédance) ou $I_g(V_{gd})$ avec la source en l'air. Pour cela, nous limitons le courant de grille à 1 mA/mm, comme indiqué plus haut, afin de ne pas dégrader le composant. Cette étude fournit une première indication, mais ce n'est que la mesure de la tension de claquage en fonctionnement transistor qui fournira une valeur précise de celle-ci. Par contre, cette caractérisation peut fournir d'autres indications. Elle permet tout d'abord de savoir si la grille est centrée ou non dans son fossé. A titre d'exemple, nous montrons sur les figures 5 et 6 deux composants réalisés sur la même épitaxie où la seule différence réside dans l'étape de grille qui a volontairement été décentrée dans le cas de la figure 6. En effet, la distance drain-source est constante et égale à $2\mu\text{m}$ avec une distance grille-"cap layer" côté source de $0,2\mu\text{m}$. Mais alors que la distance grille-"cap layer" côté drain est de $0,2\mu\text{m}$ pour la figure 5, elle est de $0,6\mu\text{m}$ pour la figure 6. On distingue bien l'amélioration de la tension de claquage en diode obtenue comme nous en avons déjà discuté au § I.2.1.b. La forme de la diode est due à la faible tension de built-in sur substrat InP (0,45 eV) qui facilite le courant d'ionisation.

La mesure en fonctionnement en diode amène un autre enseignement dans le cas d'un double fossé de grille : c'est le fossé étroit qui intervient dans la tension de claquage en diode, alors que le fossé de grille large interviendra sur la tension de claquage en transistor.

Les dernières informations fournies pour une mesure en fonctionnement en diode proviennent d'une caractérisation en direct du contact Schottky. On en déduit le

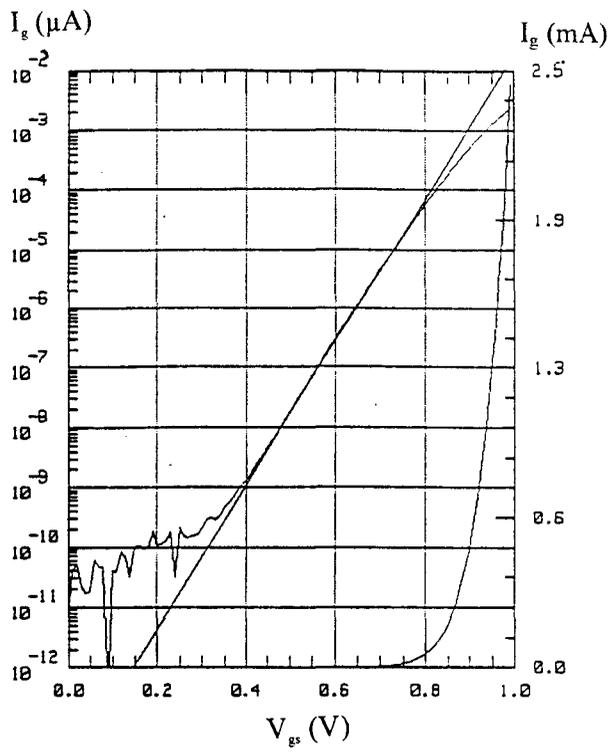


Figure 7 : Etude du contact Schottky en direct $I_g(V_{gs})$.
Gringo ; $4 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$.

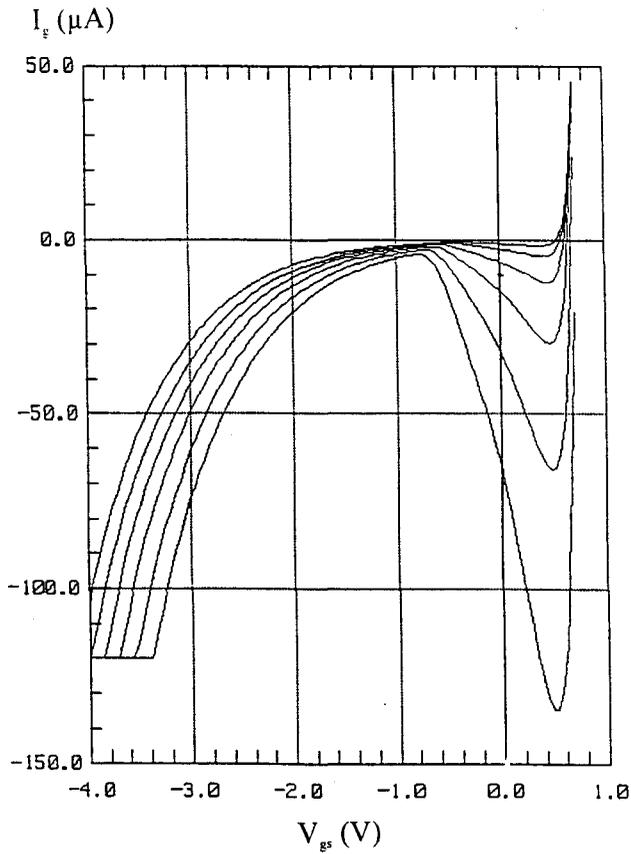


Figure 8 : Etude du fonctionnement à canal ouvert $I_g(V_{gs})$.
 V_{ds} de 3V à 4V par pas de 0,2V.
10153 ; $4 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$.

coefficient d'idéalité "η", la hauteur de barrière ϕ_B et la tension de built-in V_b . A partir de la relation :

$$I_g = I_s e^{\frac{qV_g}{\eta kT}}$$

où I_s est le courant de saturation donné par :

$$I_s = AT^2 S e^{\frac{qV_b}{kT}}$$

avec $A =$ constante de Richardson ($8,7 \text{ A/cm}^2/\text{K}^2$)

$T =$ température absolue (K)

$S =$ surface de la jonction de grille ($L_g \times$ développement total).

D'où on en déduit :

$$\eta = \frac{q}{kT} \frac{\Delta V_g}{\Delta(\ln I_g)}$$

à partir de la pente de la courbe $\ln I_g = f(V_g)$ (fig. 7).

La grandeur η traduit la qualité de l'interface métal-semiconducteur, ce coefficient devant se rapprocher le plus possible de 1. De plus, nous obtenons I_s en considérant l'ordonnée à l'origine.

On a également :

$$V_b = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_s}{AT^2S}\right) \text{ et } \phi_b = \eta V_b$$

Nous désirons une tension de built-in la plus élevée possible afin de ne pas être limité trop tôt par le courant de grille direct pour des tensions V_{gs} élevées, lors du tracé de la caractéristique $I_{ds} = f(V_{ds})$ paramétré en V_{gs} (I.3.2). Ces caractéristiques donnent également des informations sur les valeurs de R_s et R_d [14].

1.3.4 - Fonctionnement à canal ouvert

Cette manipulation permet de connaître, en fonctionnement transistor, le comportement du composant depuis le pincement jusqu'à canal très ouvert. Elle fournit la possibilité de choisir le point de polarisation en évitant les zones pour lesquelles l'excursion du signal hyperfréquence engendrerait un fort courant de grille (néfaste pour le transistor). On voit (fig. 8) un exemple typique de cette courbe $I_g(V_{gs}, V_{ds})$. Cette

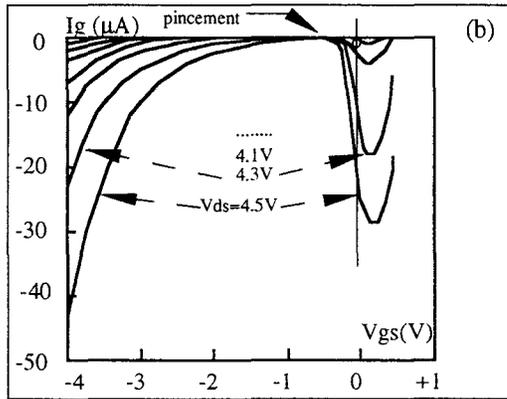
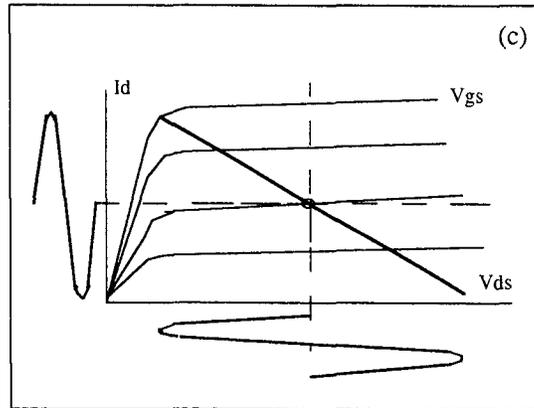
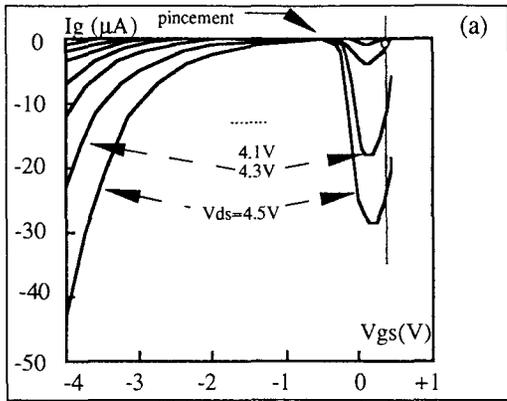


Figure 9 : Etude du choix du point de polarisation en fonction de l'ionisation à canal ouvert.

Gringo ; $4 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$.

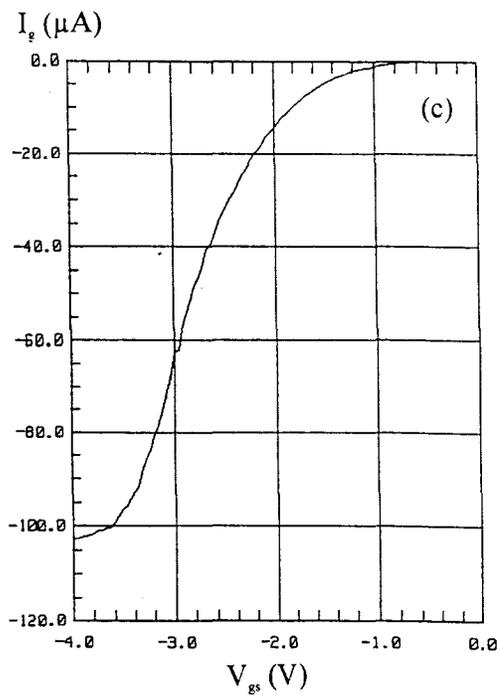
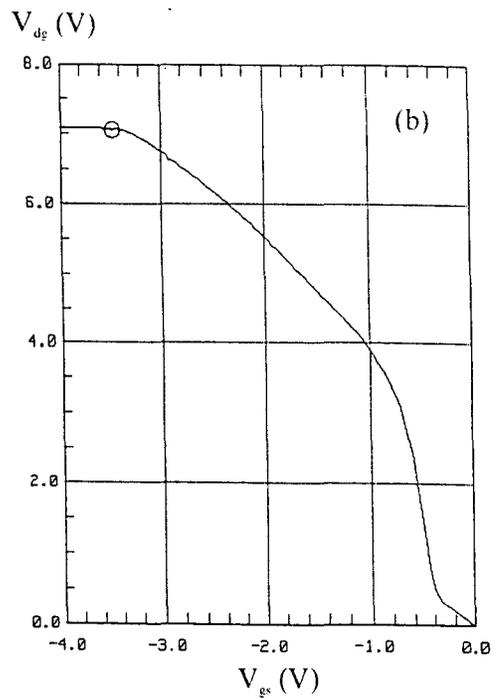
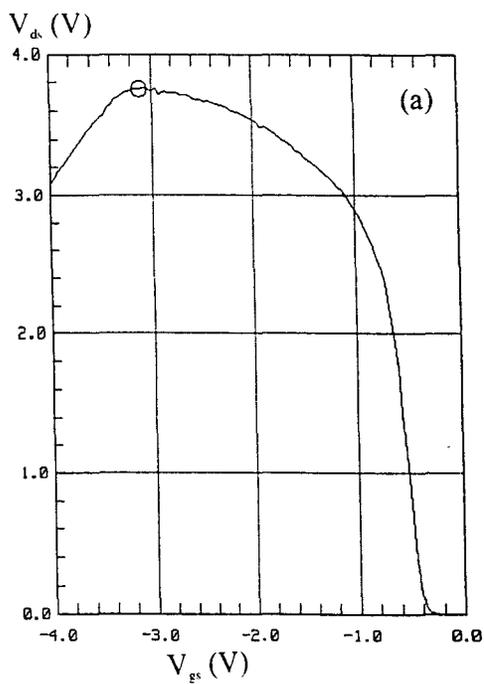


Figure 10 : Mesure de la tension de claquage en transistor à canal pincé.

(a) Tension de claquage drain-source.

(b) Tension de claquage grille-drain.

(c) Courant de grille résultant.

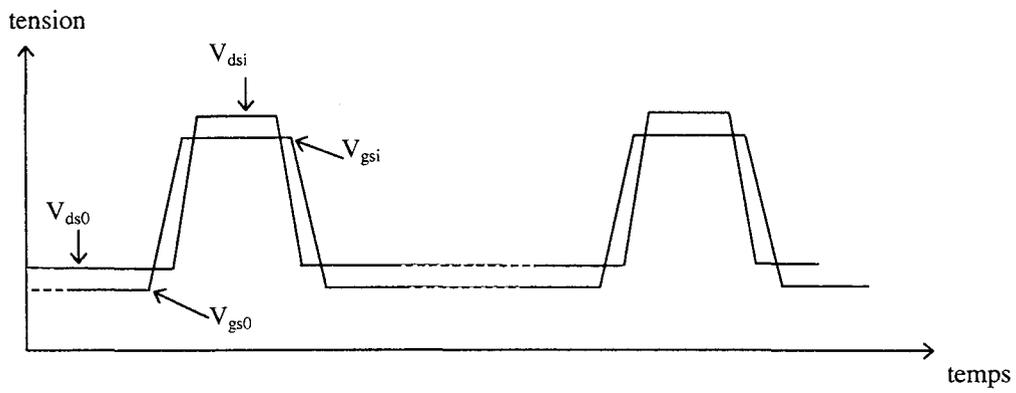
10237 ; $2 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$.

forme de cloche, qui se produit à canal ouvert, est due soit à de l'ionisation par impact seule, soit à de l'ionisation par impact combiné à de l'effet tunnel assisté thermiquement. Pour déterminer lequel de ces deux phénomènes intervient dans le composant étudié, une étude en température s'avère nécessaire [15]. Par contre, après le pincement, le courant de grille est dû à de l'effet tunnel pur.

Cette manipulation offre d'autres possibilités. Comme on le constate sur la figure 9, le composant peut être polarisé à droite ou à gauche de la cloche d'ionisation. Ceci permettra, avant l'étude en grand signal, de déterminer le point de polarisation optimum à appliquer au composant (§ II). De plus, suivant les composants étudiés, nous remarquons une variation de l'emplacement de la cloche (à canal plus ou moins ouvert). Malheureusement aucune corrélation n'a pu, jusqu'à présent, être effectuée entre le positionnement de la cloche et les paramètres physiques du transistor.

1.3.5 - Fonctionnement à canal pincé

Cette technique permet de connaître la tension de claquage drain-source du transistor V_{ds}^c à canal pincé et la tension de claquage drain-grille V_{gd}^c [16]. Pour cela, on injecte dans le composant un courant drain égal à 1 mA/mm et on mesure V_{ds} , V_{gd} et I_g en faisant varier la tension grille-source (fig. 10 a,b,c). Cette méthode est très utile pour la caractérisation de transistors ayant tendance à osciller car le fonctionnement à canal pincé empêche toute velléité d'oscillation de celui-ci. Sur les courbes, on distingue typiquement 4 zones : une pour laquelle V_{ds} , V_{gd} et I_g sont faibles ; une autre où il y a un fort changement de pente de V_{ds} et V_{gd} avec un courant de grille toujours très faible. Puis, une troisième zone où l'apparition du courant de grille coïncide avec une pente plus faible de V_{ds} et de V_{gd} . Et enfin un pic de V_{ds} suivi d'une décroissance de cette tension qui se produit en même temps qu'un plateau de V_{gd} . A ce niveau, on observe $I_g = -I_d$ qui correspond à la tension de claquage grille-drain. La tension de claquage drain-source est elle, prise au pic de V_{ds} . On constate que ces tensions sont déterminées sans ambiguïté. Ces valeurs sont ici $V_{ds}^c = 3,7V$ et $V_{gd}^c = 7V$. On peut expliquer les quatre régions comme suit :



$V_{ds0}, V_{gs0} =$ polarisation de repos
 $V_{dsi}, V_{gsi} =$ polarisation instantannée

Figure 11 : Exemples d'impulsions statiques appliquées sur le drain et sur la grille du transistor.

- la région I correspond à la zone ohmique du composant,
- la région II correspond à la saturation où les pentes de V_{ds} et V_{dg} sont à peu près déterminées par la conductance de sortie du transistor,
- la région III correspond au pré-claquage du composant,
- la région IV au claquage avec un recul de la tension de claquage drain-source lorsque V_{gs} augmente en valeur absolue.

Une autre allure de courbe a été observée, pour laquelle il n'y avait pas de pré-claquage du composant [15].

1.3.6. - La caractérisation statique impulsionnelle

La caractérisation statique impulsionnelle permet de connaître les caractéristiques qui seront réellement excursionnées lors de la mesure en puissance. En effet, la polarisation en régime continu agit sur le composant de deux façons :

- tout d'abord, la température du composant varie en fonction du point de polarisation [17]. Donc, lors du tracé d'une caractéristique en régime continu, l'état thermique du composant sera différent à chaque polarisation ;

- ensuite, les pièges agissent différemment suivant le point de polarisation étudié. Ils peuvent causer une dispersion de l'impédance de sortie du transistor et de sa transconductance [18], [19], mais surtout une variation du courant drain [1]. Le composant se comportera donc différemment suivant le point de polarisation étudié.

C'est dans le but de s'affranchir de ces effets que la polarisation impulsionnelle statique a été introduite (fig. 11). Pour cela, il faut observer plusieurs règles quant au dimensionnement des impulsions :

- il faut que la durée des impulsions soit suffisamment courte pour que l'effet thermique et les pièges n'agissent pas. On considère en général que des impulsions de durée inférieure à $1 \mu s$ suffisent pour annihiler ces effets [20].

- il faut que la périodicité de l'impulsion soit suffisamment faible pour que l'état thermique et les effets de pièges considérés soient bien ceux du point de polarisation de repos (V_{ds0} , V_{gs0}). La durée de répétition des impulsions est généralement prise entre 5 et $10 \mu s$ [21].

Pour réaliser une caractéristique impulsionnelle, on polarise le composant à un point de repos (V_{ds0} , V_{gs0}) et on excursionne la zone désirée en appliquant au composant des impulsions positives ou négatives (V_{dsi} , V_{gsi}) de valeurs variables. La caractérisation impulsionnelle statique permet, au même titre que la caractérisation en régime continu, de mesurer le réseau de caractéristique $I_{ds}(V_{ds})$ paramétré en V_{gs} , la cloche d'ionisation, mais aussi de déterminer la transconductance et la conductance extrinsèques [22]. De plus la caractérisation statique impulsionnelle permet d'étudier le comportement du transistor dans des régions très proches du claquage.

Un autre intérêt de la mesure en impulsion est l'explication des phénomènes physiques se produisant dans le composant. En effet, suivant la vitesse de réaction des pièges et donc la durée de l'impulsion, on peut déterminer quels sont les types de pièges qui agissent sur le composant étudié [23].

1.3.7 - Conclusion

Toutes les études menées en caractérisation continue permettent d'estimer les potentialités des composants pour la mesure en puissance, mais également de connaître leur terrain de prédilection (fonctionnement classe A, AB ou B) (§ I.3.4). Ainsi, ces manipulations donnent la possibilité de trier les composants avant le passage à une caractérisation hyperfréquence petit signal. La caractérisation statique impulsionnelle permet de connaître, plus finement, les potentialités d'un composant pour un point de repos déterminé.

1.4 - LA CARACTERISATION PETIT SIGNAL

Après avoir caractérisé le composant en statique, des mesures de paramètres de répartition sont nécessaires afin d'établir le schéma équivalent petit signal qui aidera à mieux comprendre le comportement du composant. Ces caractérisations serviront également pour l'obtention des gains et des impédances optimales à présenter en petit signal au composant, lors d'une mesure de puissance (§ II). Nous étudierons également

Schéma intrinsèque

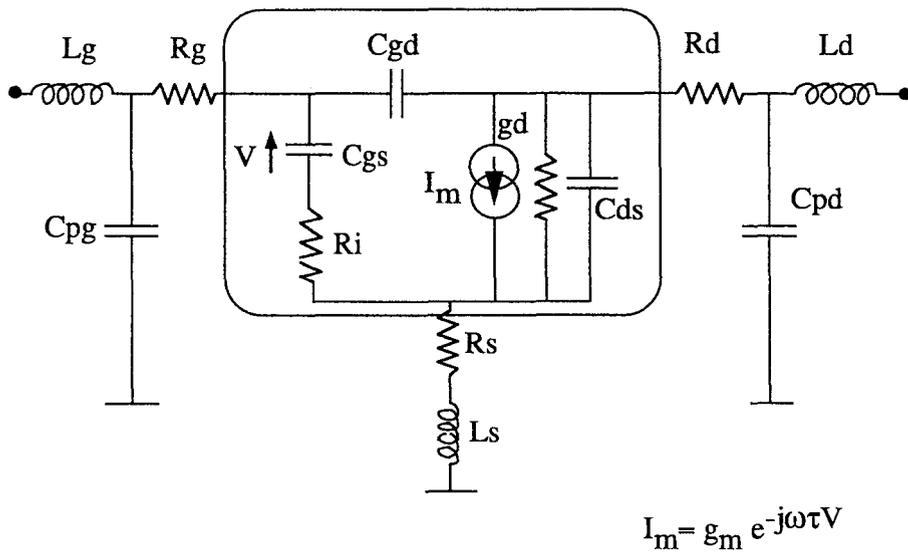


Figure 12 : Schéma équivalent linéaire d'un transistor.

la caractérisation petit signal impulsionnelle qui permet de déterminer efficacement le schéma électrique non-linéaire du composant.

1.4.1 - Le schéma équivalent

De façon générale, il est possible de considérer le schéma équivalent d'un transistor en prenant en compte des éléments distribués actifs non uniformes. L'avantage d'un tel modèle est qu'il est valable quelque soit la fréquence mesurée, par contre il ne peut être exploité de façon analytique [14]. Pour y remédier, nous pouvons mettre en œuvre un schéma équivalent localisé qui a une validité limitée du point de vue fréquentielle. Celui-ci étant valable jusqu'à au moins 40 GHz [24], il est parfaitement adapté à nos mesures qui ne dépassent pas cette fréquence. Nous présentons (fig. 12) le modèle utilisé, où chaque élément est lié à un effet physique. Ce schéma équivalent a été mis au point par G. Dambrine [14]. La partie intrinsèque (encadrée sur la figure 12) représente la zone active du transistor. Les éléments extrinsèques sont liés à tous les effets parasites (zone d'accès...), leur détermination permet de se ramener à la zone intrinsèque. Il est nécessaire d'obtenir très précisément tous les éléments extrinsèques afin de pouvoir déterminer de façon fiable les éléments liés à la zone active du composant.

1.4.2 - Extraction des éléments extrinsèques

Pour extraire les éléments extrinsèques, il faut procéder en 2 étapes. D'abord, on détermine les capacités parasites en polarisant le transistor à $V_{ds} = 0V$ et $V_{gs} < V_p$ (tension de pincement du composant), puis, on détermine les inductances et les résistances parasites en le polarisant à $V_{ds} = 0V$ et $V_{gs} > V_b$ en mettant la grille en direct.

a) Les capacités parasites

Il y a deux capacités parasites : les capacités de plots de grille et drain (C_{pg} et C_{pd}). Les capacités de bord (C_b) qui sont dues à l'extension latérale de la zone désertée que l'on suppose identique de chaque côté de la grille, dans ces conditions de polarisation. En polarisant le transistor en deçà du pincement et à $V_{ds} = 0V$, la zone

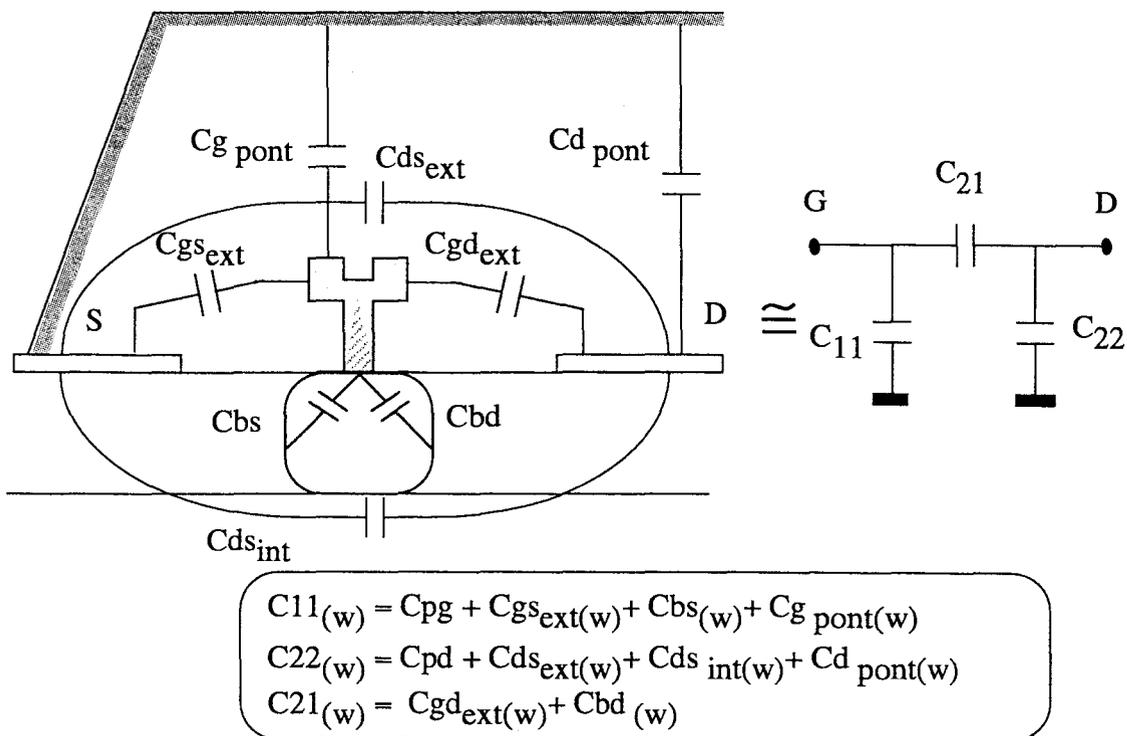


Figure 13 : Représentation des différentes capacités lorsque le transistor est pincé.

active sous la grille est complètement désertée et on peut négliger l'effet des inductances jusque quelques gigahertz [25]. On en déduit alors la matrice admittance du quadripôle, dont les parties imaginaires sont :

$$I_m(Y_{11}) = \omega (C_{pg} + 2C_b)$$

$$I_m(Y_{12}) = I_m(Y_{21}) = -\omega C_b$$

$$I_m(Y_{22}) = \omega (C_{pd} + C_b)$$

A partir de ces trois équations, on détermine les différentes valeurs des capacités.

Une autre méthode peut être utilisée pour la détermination des capacités de plot et de bord. Cette méthode a l'avantage de déterminer plus précisément les capacités extrinsèques, d'où une meilleure précision dans la détermination des éléments intrinsèques [15]. Ceci est très important car avec la montée en fréquence c'est essentiellement la zone active des composants qui diminue. Il faut donc pouvoir déterminer le plus précisément possible les éléments extrinsèques afin d'affiner les valeurs des éléments intrinsèques. Par contre cette méthode nécessite de concevoir un masque avec différents développements de grille, ce qui n'est pas toujours possible. Pour obtenir les différentes capacités, on polarise le composant en inverse et à $V_{ds} = 0$ V, ainsi les éléments selfiques sont négligeables jusque quelques gigahertz. On obtient la topologie de la figure 13 où l'on a:

C_{pg} représente la capacité due à la métallisation du plot d'accès à la grille,

C_{pd} représente la capacité due à la métallisation du plot d'accès au drain,

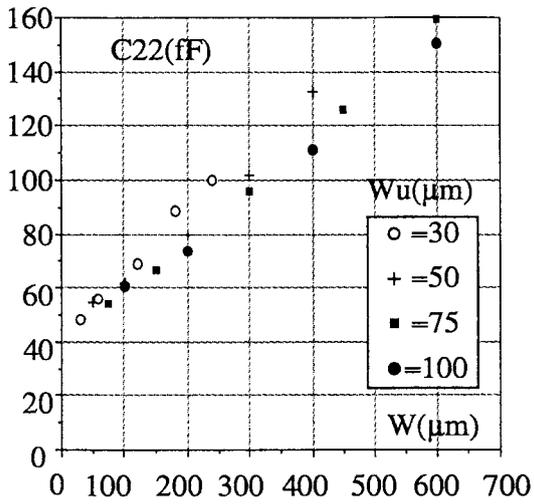
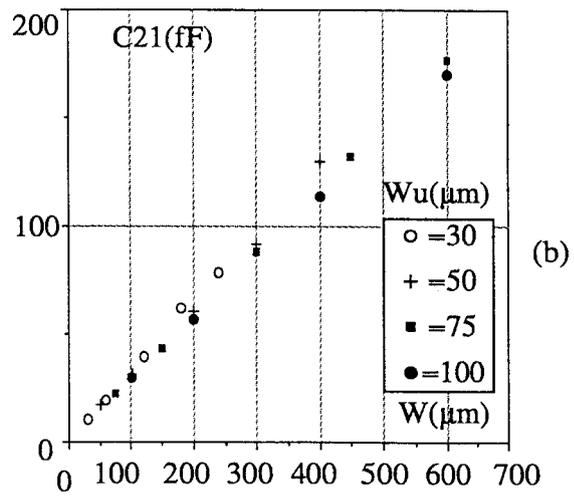
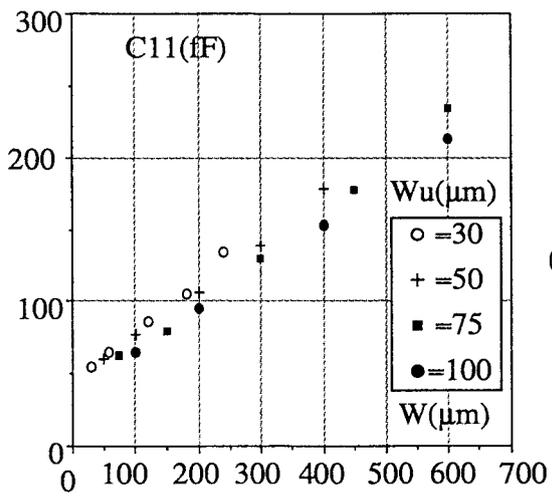
$C'_{1(w)}$ qui est la somme de trois termes:

- $C_{gsex1(w)}$ la capacité grille source électrostatique liée aux électrodes de grille et de source et située hors du semiconducteur,

- $C_{bs(w)}$ la capacité d'extension de bord côté source, à l'intérieur du semiconducteur,

- $C_{gpont(w)}$ la capacité électrostatique entre l'électrode de grille et le pont de source,

$C'_{3(w)}$ qui est la somme de trois termes:



W_u (μm)	un pont à air	deux ponts en parallèle
30	*	
50	*	
75		*
100		*

Figure 14 : evolution des capacités C11, C21, C22 en fonction du développement total du transistor.
 Toutatis ; $L_g = 0,25 \mu\text{m}$.

- $C_{dsint(w)}$ la capacité drain source résiduelle à l'intérieur du semiconducteur,
- $C_{dsext(w)}$ la capacité drain source électrostatique liée aux électrodes correspondantes et situées hors du semiconducteur,
- $C_{d\ pont(w)}$ la capacité grille drain électrostatique entre l'électrode de drain et le pont de source,
- $C_{gdext(w)}$ la capacité grille drain électrostatique liée aux électrodes correspondantes et situées à l'extérieur du semiconducteur,
- $C_{bd(w)}$ la capacité d'extension de bord côté drain, située dans le semiconducteur.

D'où le schéma en Π , obtenu à partir des paramètres admittances, dans lequel on a :

$$C_{11(w)} \text{ égale à } C_{pg} + C'_{1(w)}$$

$$C_{21(w)} \text{ égale à } C_{bd(w)} + C_{gdext(w)}$$

$$C_{22(w)} \text{ égale à } C_{pd(w)} + C'_{3(w)}$$

Sur la figure 14, on observe des lois d'échelle presque parfaites sur les évolutions de $C_{11(w)}$, $C_{21(w)}$ et $C_{22(w)}$. On détermine C_{pg} et C_{pd} en extrapolant respectivement $C_{11(w)}$ et $C_{22(w)}$ à l'origine ($W=0$). Ils ont ici tous les deux la même valeur de 45 fF.

Pour les transistors du laboratoire, les capacités de pont, $C_{g\ pont(w)}$ et $C_{d\ pont(w)}$, sont négligeables grâce à la hauteur à laquelle se trouve celui-ci (6 μm entre le tablier de source et la grille ou le contact ohmique de drain). La valeur de $C_{d\ pont(w)}$ a été évaluée par calcul à 0,6 fF. Pour la grille, elle sera plus faible au vu des surfaces en regard.

Les capacités de bord sont déterminées en observant les pentes de $C_{11(w)}$ et $C_{21(w)}$ ce qui donne :

$$C_{gsxt(w)} + C_{bs(w)} = C_{gdext(w)} + C_{bd(w)} = C_b$$

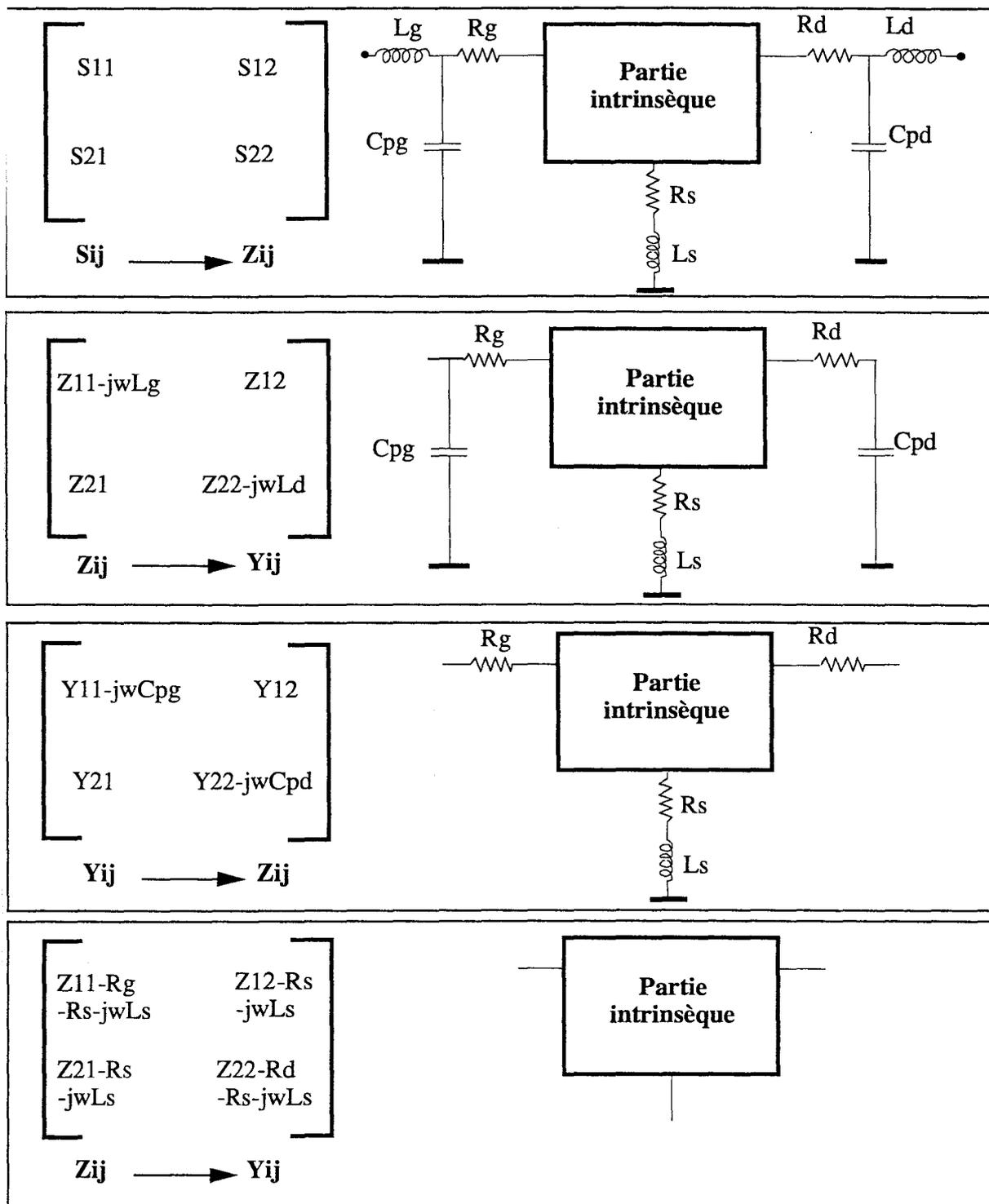


Figure 15 : Méthode d'extraction des éléments extrinsèques à partir de la mesure de la matrice de répartition.

En fait cette somme est classiquement appelée C_b . Afin de déterminer la proportion des capacités $C_{g\text{sext}(w)}$ et $C_{g\text{dext}(w)}$ il faudrait réaliser des composants sans zone active pour lesquels on aurait $C_{bs(w)}=C_{bd(w)}=C_{dint(w)}=0$. Cette étude est en cours de réalisation au laboratoire [26].

b) Les inductances et les résistances parasites

Pour les éléments parasites “séries”, on polarise le composant à $V_{ds} = 0V$ et $V_{gs} > V_b$ en polarisation directe de façon à injecter assez de courant dans la grille (1 mA/surface de grille de $3 \mu\text{m}^2$). Dans ce cas, la résistance dynamique de la jonction Schottky court-circuite la capacité de grille. De ce fait, les éléments inductifs deviennent alors prépondérants devant les éléments capacitifs pour des fréquences allant jusque quelques gigahertz [27]. D’où la matrice impédance du quadripôle, avec :

$$\begin{aligned} Z_{11} &= R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + \frac{\eta kT}{q I_g} + j \omega (L_s + L_g) \\ Z_{12} = Z_{21} &= R_s + \frac{R_c}{2} + j \omega L_s \\ Z_{22} &= R_d + R_s + R_c + j \omega (L_d + L_s) \end{aligned}$$

De la partie imaginaire de la matrice impédance on déduit L_d , L_s et L_g . En traçant la partie réelle de Z_{11} en fonction de $1/I_g$, on obtient par extrapolation la somme $R_s + R_g + R_c/3$. Mais pour la détermination des résistances R_s , R_g , R_d et R_c , nous n’avons que 3 équations pour 4 inconnues. Il faut donc trouver une quatrième équation. Celle-ci peut provenir soit d’une mesure effectuée en statique, soit d’une mesure de la résistance de canal par effet Hall. R_c est classiquement prise à $0,1 \Omega.\text{mm}$ pour un composant ayant un canal InGaAs.

1.4.3 - Extraction des éléments intrinsèques

Une fois la détermination de tous les éléments extrinsèques effectuée, on peut remonter de la matrice [S] du transistor à la matrice [Y] de la zone active (fig. 15). On obtient alors le schéma équivalent intrinsèque (encadré fig. 12). Les expressions des éléments intrinsèques sont :

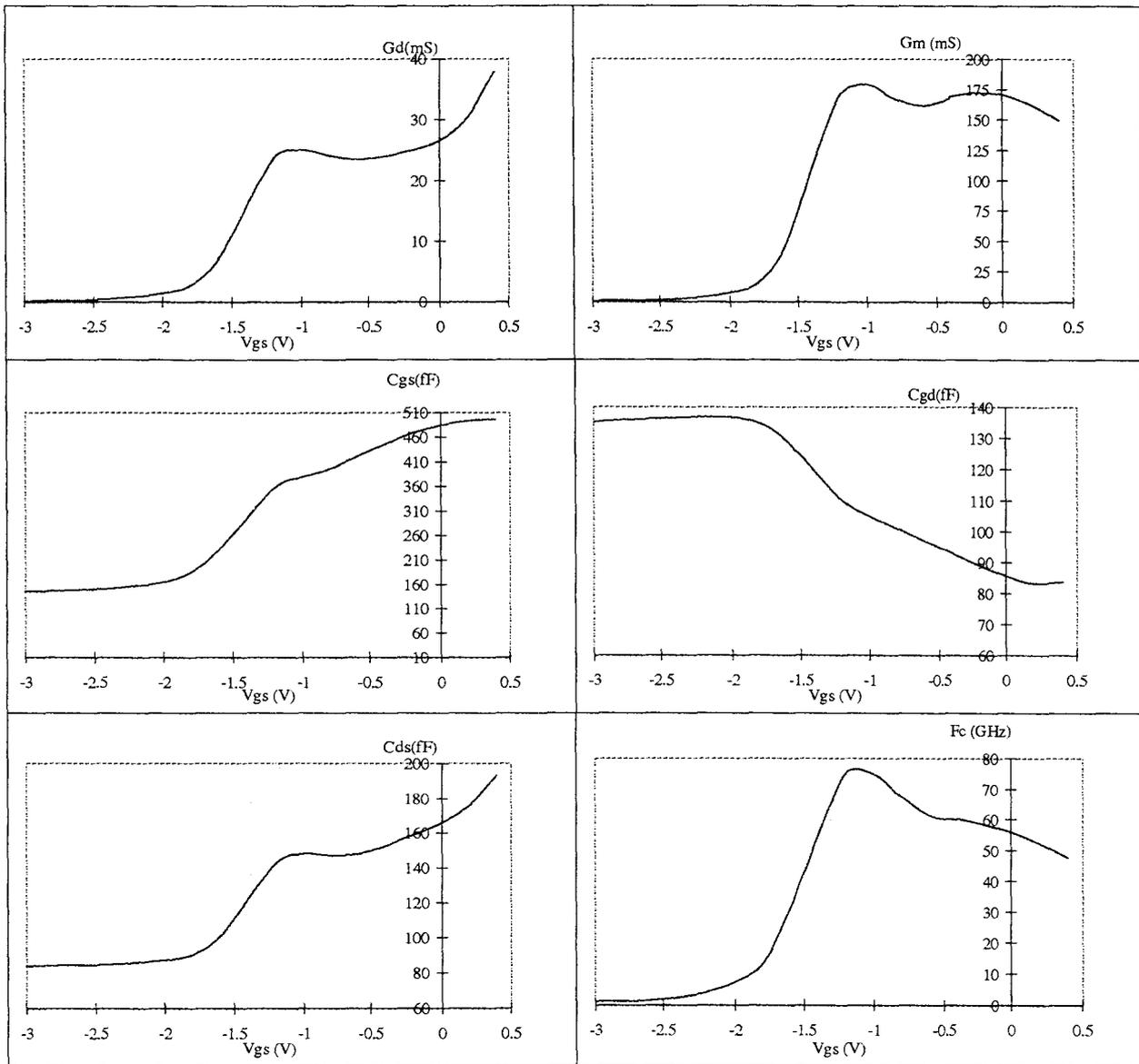


Figure 16 : Exemple d'évolution des éléments intrinsèques en fonction de la tension grille-source.

10153 ; $8 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 3\text{V}$.

$$C_{gd} = - \frac{I_m(Y_{12})}{\omega} \left[1 + \frac{[R_e(Y_{12})]^2}{[I_m(Y_{12})]^2} \right]$$

$$C_{gs} = \left[\frac{I_m(Y_{11}) + I_m(Y_{12})}{\omega} \right] \left[1 + \frac{[R_e(Y_{11}) + R_e(Y_{12})]^2}{[I_m(Y_{11}) + I_m(Y_{12})]^2} \right]$$

$$R_i = \frac{R_e(Y_{11}) + R_e(Y_{12})}{\omega C_{gs} [I_m(Y_{11}) + I_m(Y_{12})]}$$

$$g_m = \sqrt{D_1 \left[[R_e(Y_{21}) - R_e(Y_{12})]^2 + [I_m(Y_{21}) - I_m(Y_{12})]^2 \right]}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arcsin \left(\frac{I_m(Y_{12}) - I_m(Y_{21}) - \omega R_i C_{gs} [R_e(Y_{21}) - R_e(Y_{12})]}{g_m} \right)$$

$$C_{ds} = \frac{I_m(Y_{22}) + I_m(Y_{21})}{\omega}$$

$$g_d = R_e(Y_{22}) + R_e(Y_{12})$$

avec $D_1 = 1 + (R_i C_{gs} \omega)^2$

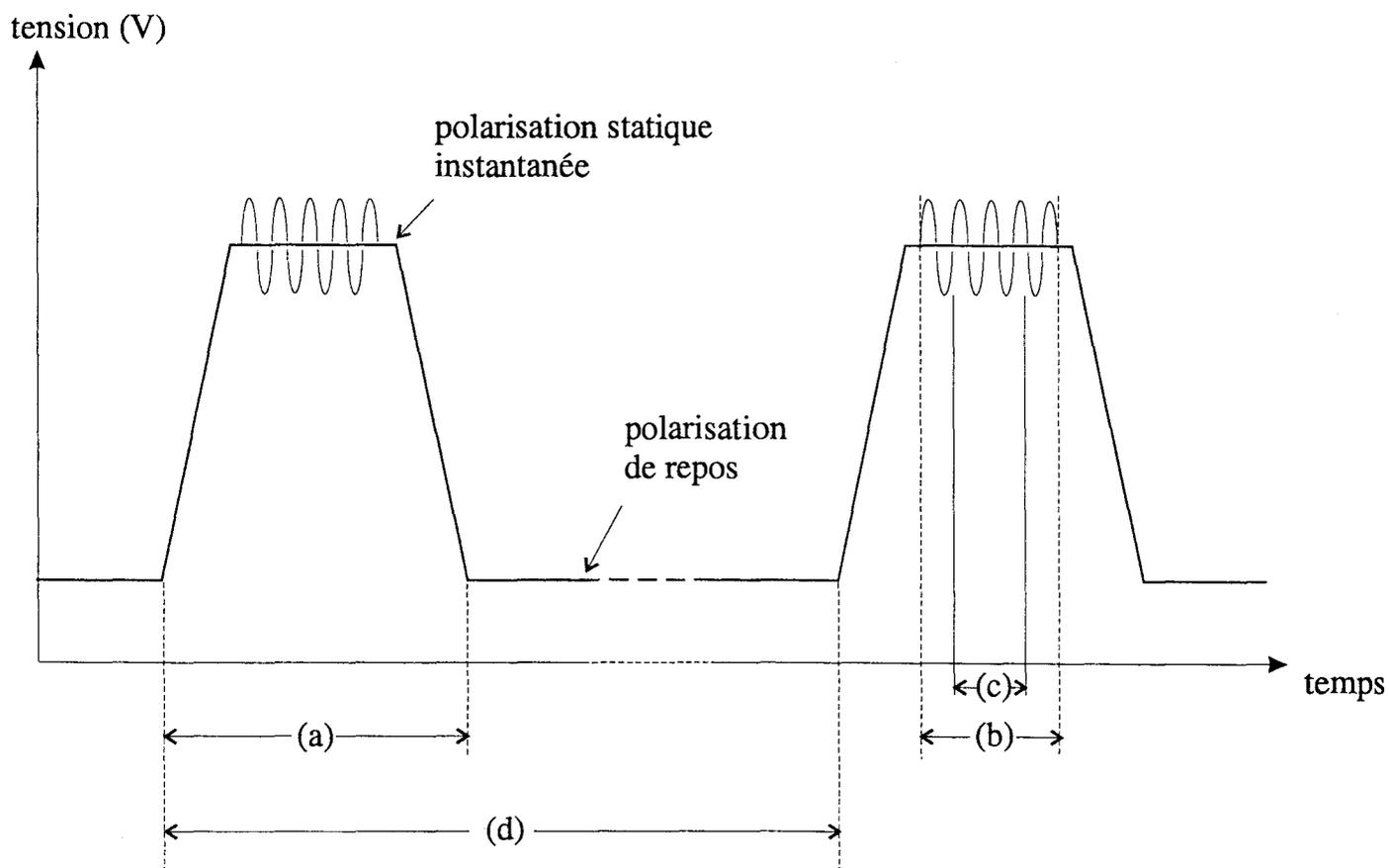
A titre d'exemple, nous montrons (fig. 16) des représentations typiques des différents éléments intrinsèques. L'évolution de la transconductance intrinsèque en fonction de V_{gs} est typique d'un composant double puits. On distingue une bosse de g_m pour chaque canal. Cette évolution se retrouve d'ailleurs sur le G_d , C_{gs} et C_{gd} . Il est également possible de tracer la fréquence de coupure et de transit des porteurs (F_c) en fonction de V_{gs} avec

$$F_c = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$$

Nous remarquons également les deux pics déjà observés.

1.4.4 - La caractérisation pulsée hyperfréquence, son principe

C'est pour schématiser au mieux le comportement en puissance du transistor que la caractérisation pulsée a été introduite. Lorsqu'un composant est caractérisé par une mesure de puissance, il est soumis à deux signaux différents :



- (a) Impulsion de polarisation statique avec les temps de montée
- (b) Stimulus: fenêtre temporelle pendant laquelle le signal hyperfréquence est envoyé.
- (c) Profile: fenêtre temporelle pendant laquelle le signal hyperfréquence est mesuré.
- (d) Période de répétition des impulsions.

Figure 17 : Schéma d'un signal impulsionnel hyperfréquence statique.

- le signal hyperfréquence, est tellement rapide, qu'il n'agira, en général, ni sur les pièges du composant, ni sur la température du transistor (tout du moins en classe A).

- le signal continu qui lui, agit sur la température et les effets de pièges du composant. A un point de polarisation continue correspondra donc une température de fonctionnement et un état des pièges donné.

Or, pour créer un schéma électrique non-linéaire équivalent d'un transistor, deux possibilités s'offrent à nous. Nous pouvons, première méthode, réaliser des mesures de paramètres de répartition petits signaux pour différents points de polarisation (V_{ds} , V_{gs}). Puis, on détermine le schéma équivalent linéaire à chaque point de polarisation et enfin, on interpole les différents éléments afin de constituer le schéma équivalent non-linéaire [28]. Mais, cette méthode a plusieurs inconvénients qui sont liés essentiellement à la polarisation continue (§ I.3.6). Ils engendrent des imprécisions dans le schéma équivalent non-linéaire qui augmenteront avec le développement du transistor. C'est pour cela qu'une deuxième méthode de détermination du schéma non-linéaire équivalent est utilisée. La différence avec la première réside dans les mesures effectuées. Ce sont des caractérisations hyperfréquences pulsées qui sont réalisées. Elles consistent à superposer, à un signal continu pulsé, un signal hyperfréquence pulsé lui aussi (fig. 17). Un point de polarisation continu est choisi (V_{ds0} , V_{gs0}) et on applique ensuite au composant une polarisation pulsée (V_{dsi} , V_{gsi}) dont la durée et la périodicité sont déterminées a priori. On superpose un signal hyperfréquence impulsionnel sur cette polarisation instantanée et uniquement pendant celle-ci. En faisant varier les valeurs de V_{dsi} et V_{gsi} , on excursionne tout le réseau de caractéristique permettant ainsi de constituer, après traitements, un schéma équivalent non-linéaire. Mais, afin que ce modèle soit valable et ne prenne en compte que les effets thermiques et les pièges du point de polarisation continue, il convient de bien choisir le taux de répétition des impulsions et leurs largeurs (§ I.3.6.). La durée des impulsions continues est prise égale à environ 500 ns pour une période de 5 à 10 μ s. Les impulsions hyperfréquences, quant à elles, ont une durée de 300 ns.

Après avoir explicité brièvement l'intérêt de la mesure en impulsion, qui sera largement développée dans le quatrième chapitre, intéressons nous à la mesure en puissance.

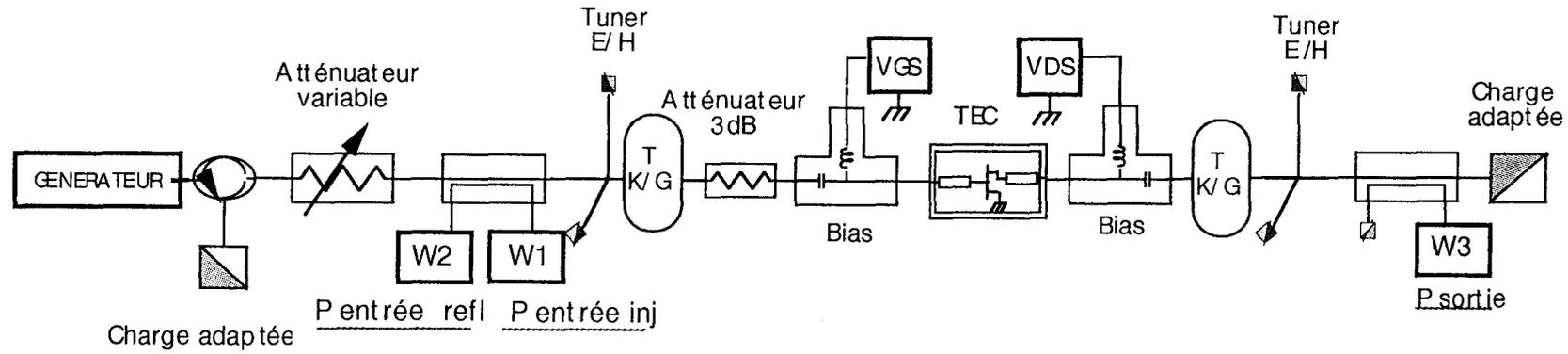


Figure 18 : Exemple de banc de puissance, développé à l'I.E.M.N., utilisant des tuners passifs dans la bande de fréquence 26-40 GHz.

1.5 - LA CARACTERISATION EN PUISSANCE

Le dernier type de caractérisation utilisé ici est la mesure de puissance. Elle a deux intérêts majeurs. Premièrement, elle permet de connaître les performances en puissance, en rendement et en gain des transistors étudiés et par là même, de pouvoir donner des explications physiques des phénomènes rencontrés. Deuxièmement, ce type de mesure a aussi un grand intérêt du point de vue de la réalisation de circuits MMIC, car elle fournit au concepteur les impédances à présenter au transistor pour que celui-ci soit adapté. Cette caractérisation permet donc aussi la validation des schémas équivalents non-linéaires. Il existe plusieurs catégories de bancs de puissance. Nous pouvons les séparer en deux grandes familles : les "bancs passifs" et les "bancs actifs".

1.5.1 - Les bancs passifs

On appelle "banc passif" les systèmes de mesure constitués de tuners passifs. Ils permettent généralement la connaissance des puissances, des gains et des rendements d'un transistor. La figure 18 montre, à titre d'exemple, un banc passif utilisé à l'I.E.M.N. . Il est constitué principalement d'adaptateurs plan E/plan H en entrée et en sortie et de coupleurs connectés à des sondes de puissance. Ainsi une mesure permet de déterminer le gain, la puissance à l'entrée du composant et celle absorbée par la charge, les rendements, et les courants mais pas l'impédance de charge optimale. L'avantage majeur de ce type de banc est sa facilité de mise en œuvre comparée au banc à charge active. Les difficultés avec les bancs passifs proviennent d'abord de la réalisation d'un bon calibrage (dans les plans du transistor) mais aussi dans la connaissance des impédances de charge réalisées. Néanmoins, l'ajout d'un analyseur de réseau vectoriel permet de réduire ces problèmes [29]. Par contre, les bancs de puissance à tuner passifs possèdent un inconvénient majeur. Il est lié aux capacités d'adaptation des tuners passifs. En effet, les composants de puissance doivent fonctionner à des fréquences de plus en plus élevées. De plus, les transistors de puissance possèdent des développements de largeurs de grille importants, ce qui entraîne des impédances optimales fortement désadaptées (en bord d'abaque). Or, le module maximum de l'impédance de charge, que permettent

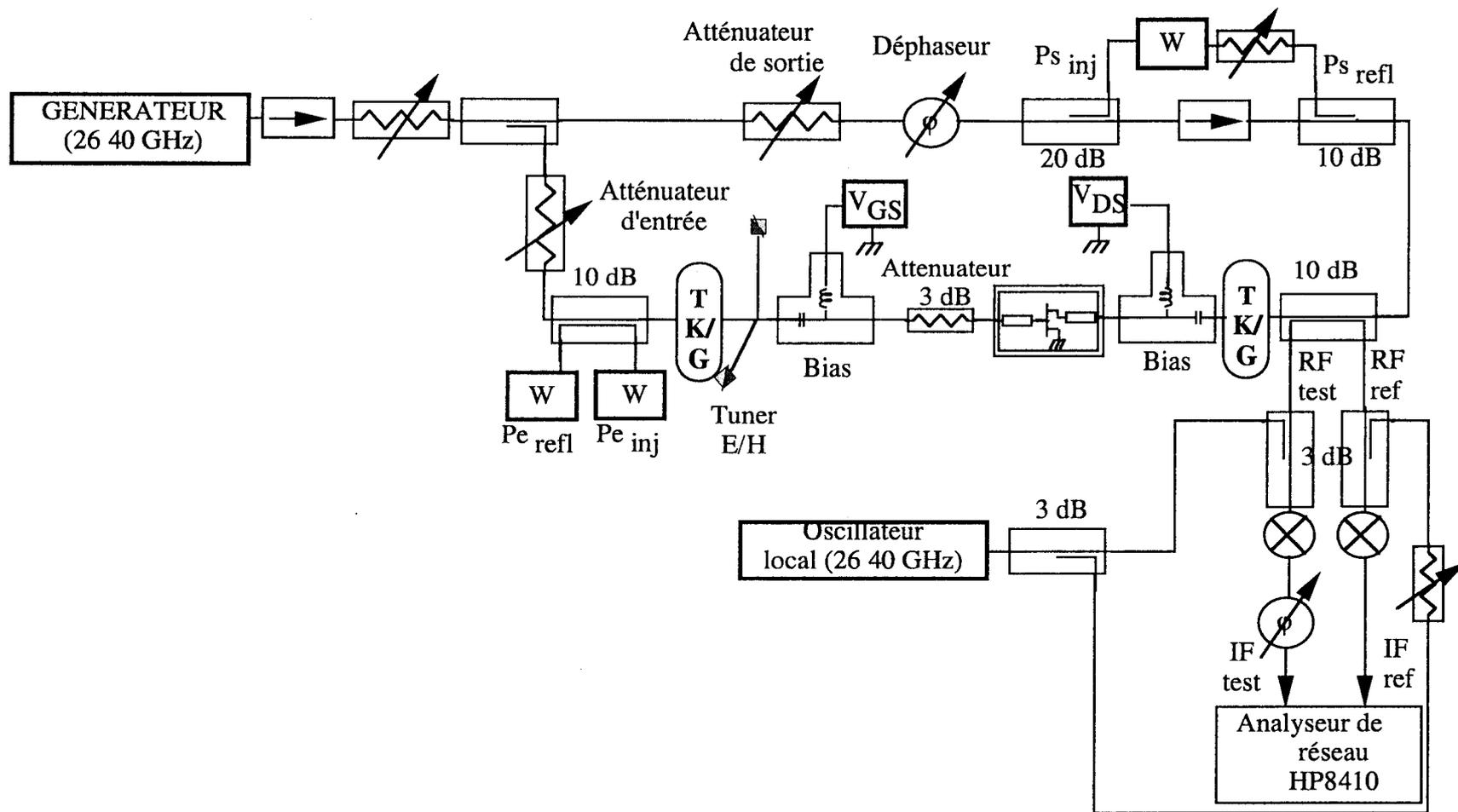


Figure 19 : Exemple de banc à charge active manuel développé à l'I.E.M.N. dans la bande de fréquence 26-40 GHz.

d'adapter les tuners passifs, diminue avec la fréquence à cause des pertes inhérentes au système de mesure [30]. Il est donc très difficile d'adapter des transistors en bord d'abaque. C'est pour cette raison que d'autres systèmes de mesure ont été mis au point.

1.5.2 - Les bancs à charge active

a) selon le principe de Takayama

Le principe de ce système de mesure de puissance a été mis au point par Takayama [31] (fig. 19). On envoie un signal synchrone, fourni par une seule source, à l'entrée et à la sortie du transistor au moyen d'un diviseur de puissance. Ce signal microonde, injecté par la sortie du dispositif sous test est atténué et déphasé afin de simuler électriquement la réflexion normalement causée par la charge. Ainsi, il est possible de réaliser des impédances de charge couvrant tout l'abaque. A l'entrée du système de mesure, deux options sont possibles : insérer ou non un tuner passif. Dans le cas où celui-ci est présent, il est possible d'accéder directement à l'impédance de charge optimale du composant [15]. Par contre, l'utilisation d'un analyseur de réseaux vectoriel connecté de part et d'autre du dispositif sous test limite fortement l'utilisation d'un tuner passif. En effet si celui-ci se trouve entre l'analyseur et le composant il risque de rendre caduque, lors de sa manipulation, le calibrage réalisé. Mais si le tuner d'entrée est disposé avant l'analyseur de réseaux, il sera éloigné du plan d'entrée du transistor et ses possibilités d'adaptation seront fortement réduites et ce d'autant plus que la fréquence d'utilisation sera élevée. C'est une des raisons pour lesquelles les systèmes à charge active sont majoritairement développés sans tuner d'entrée [32], [33]. Mais dans ce cas, l'obtention de l'impédance de charge optimale n'est pas directe. Le système de mesure devra faire l'acquisition de l'ensemble des données et, après calcul, donner l'impédance de charge optimale (§ II). Ce banc de mesure possède une impédance à l'entrée de 50 Ω , il aura donc l'avantage de limiter les risques d'oscillation du transistor dans la bande de fréquence utilisée.

Le plus grand inconvénient de ce système est sa difficulté de mise en œuvre. En effet, il est très difficile de travailler à impédance de charge constante car toute

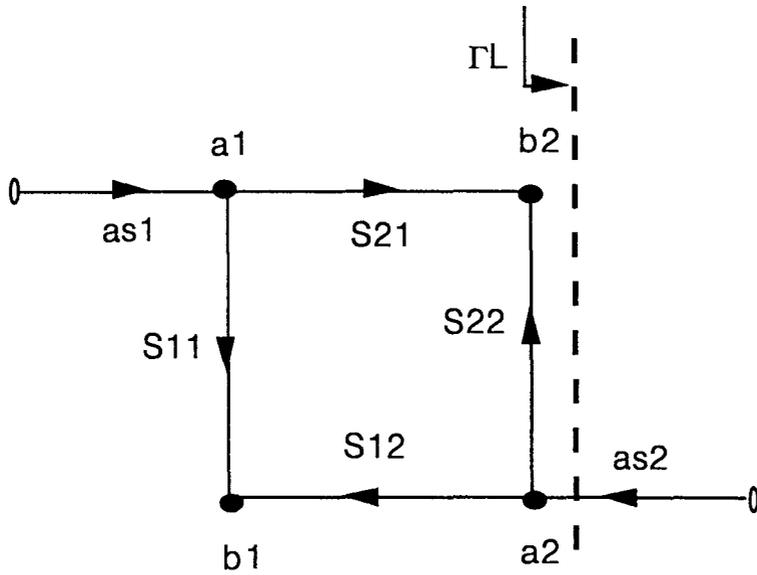


Figure 20 : Graphe de fluence, d'un banc à charge active, représentant l'impédance de charge présentée au transistor (les deux générateurs sont supposés être fermés par 50Ω).

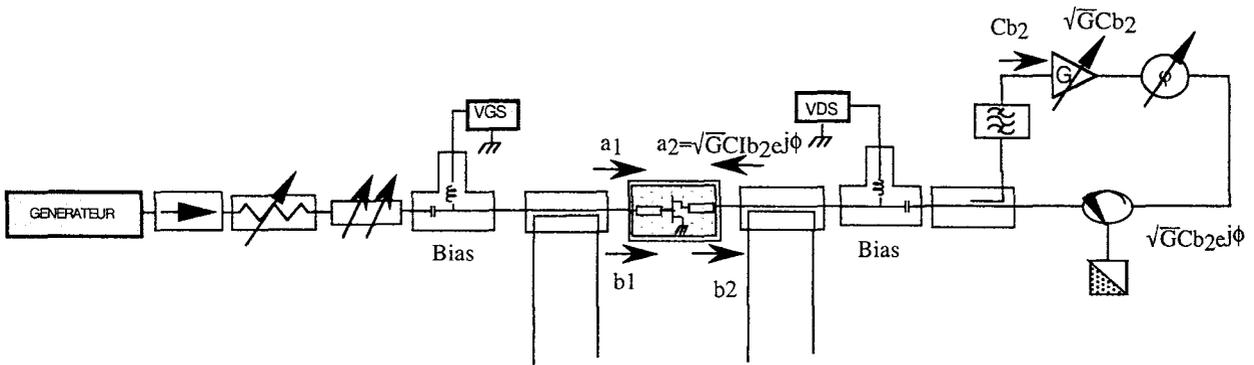


Figure 21 : Exemple de banc à boucle active.

modification du niveau de puissance injectée à l'entrée entraîne une modification du Γ_L comme le montre la formule ci-après, obtenue grâce au graphe de fluence de la figure 20

$$\Gamma_L = \frac{a_{s2}}{S_{21} a_{s1} + S_{22} a_{s2}}$$

où a_{s1} et a_{s2} représentent respectivement les ondes des générateurs d'entrée et de sortie ayant chacun une impédance de 50 Ω . Ce n'est donc que le traitement des données qui permettra d'analyser les mesures brutes.

L'IRCOM a utilisé cette technique à charge active afin de réaliser un banc de mesure jusque 18 GHz [34]. Celui-ci a été amélioré, par la suite, pour permettre la diminution du niveau injecté au transistor en modifiant l'impédance interne du générateur de sortie de façon à se placer près de la zone où l'impédance de charge est optimale [35]. Un autre banc à charge active selon le principe de Takayama a été développé par Hewlett-Packard et MACOM [36]. Il a la particularité de fonctionner en mode pulsé statique et hyperfréquence dans la bande C. Il peut ainsi résoudre le problème d'échauffement pour les transistors ayant un développement supérieur à 500 μm .

b) le principe de la boucle active

Le deuxième principe emploie une boucle active (fig. 21). Afin de simuler électriquement la charge, une partie de l'onde b_2 est prélevée, amplifiée ou atténuée, déphasée puis réinjectée par la sortie du transistor et représente ainsi l'onde a_2 . On peut réaliser ainsi n'importe quelle impédance de charge. Ce système, contrairement au principe proposé par Takayama, permet de travailler à impédance de charge constante. Comme on peut le constater avec la formule ci-après, la charge est indépendante de l'onde b_2 fournie par le dispositif sous test.

$$\Gamma_L = C \times I \times \sqrt{G} \times e^{j\varphi}$$

C = couplage du coupleur

I = insertion du coupleur

φ = valeur de la phase ramenée par le déphaseur

G = gain de l'amplification

Le principal problème lié aux bancs à boucle active réside dans les risques d'oscillation lors de la réalisation d'impédance fortement désadaptée [30]. Par contre, la

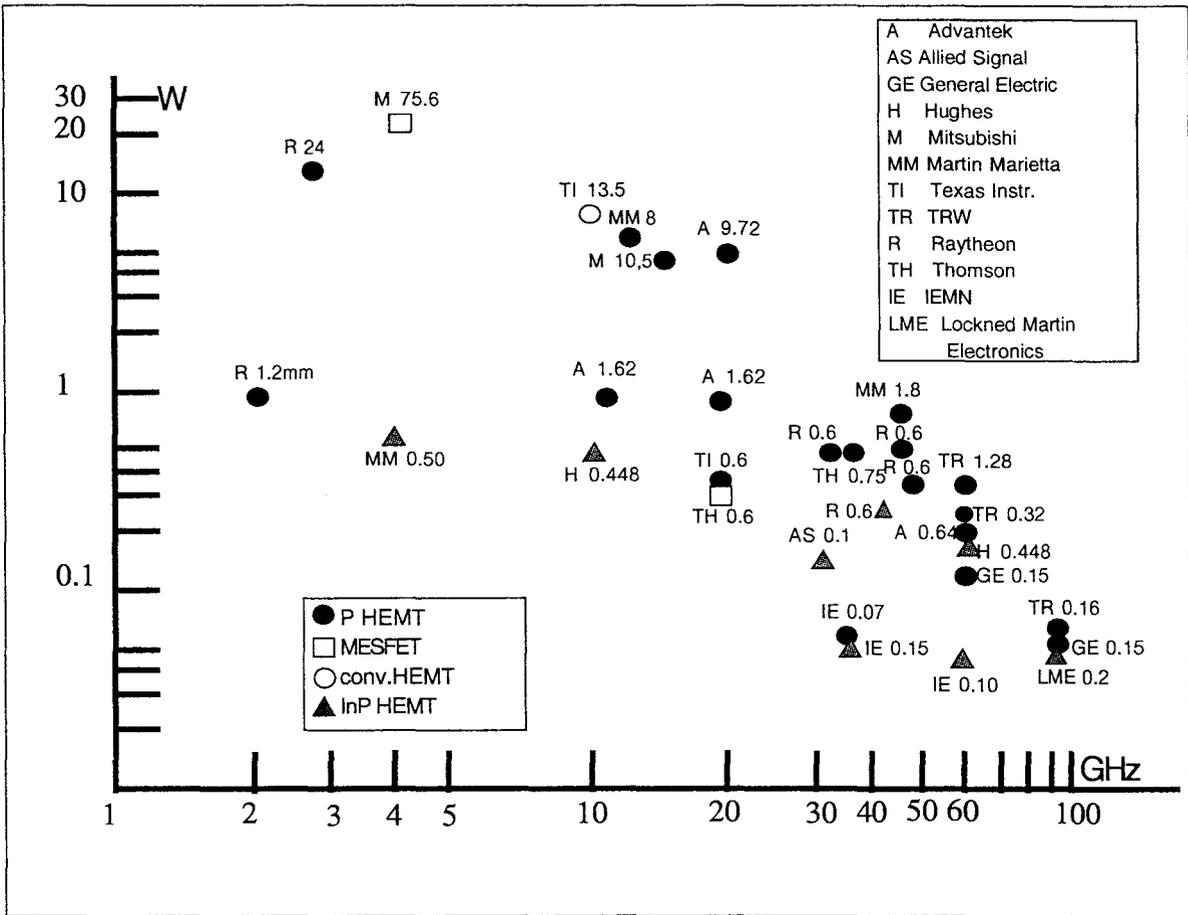


Figure 22 : Présentation de l'état de l'art des transistors discrets en puissance absolue.

structure de ce type de banc permet relativement facilement la mesure d'harmoniques en insérant une boucle active pour chaque harmonique à mesurer [37], chose que ne permet pas le banc de type Takayama. Hewlett Packard a aussi développé un banc de mesure de ce type dans la bande de fréquence 1-50 GHz [38].

Voyons maintenant les résultats fournis par ces différents types de banc en établissant un état de l'art en puissance vraie, en densité de puissance et en rendement en puissance ajoutée avec des composants de type HEMT sur substrat AsGa et InP.

1.5.3. - L'état de l'art

Nous présentons ci-dessous trois mesures utilisées afin de comparer les performances des transistors de puissance. Il s'agit premièrement de la puissance de sortie absolue délivrée par le composant, de la densité de puissance, qui permet d'évaluer les composants entre eux quelle que soit la fréquence de travail et du rendement en puissance ajoutée. Sur ces trois courbes, il est mentionné pour chaque point, le type de transistor utilisé, la société qui l'a fabriqué et le développement total de celui-ci exprimé en millimètre.

a) en puissance absolue

Nous présentons sur la figure 22, l'état de l'art en puissance absolue. Nous pouvons faire plusieurs constatations. D'abord la majorité des résultats présentés met en œuvre des HEMTs, ce qui montre leur supériorité sur les MESFETs et ceci est d'autant plus vrai que la fréquence de travail est élevée. Nous remarquons également que la puissance absolue chute, avec une pente de 6 dB/octave, en fonction de la fréquence. Ceci est dû à l'augmentation des effets parasites lors de la montée en fréquence et oblige les technologues à diminuer le développement total des composants de façon à obtenir des performances correctes. De plus nous constatons de meilleures performances des HEMT's sur substrat AsGa en comparaison de ceux sur substrat InP, ce qui peut être attribué à la plus grande maturité des composants sur substrat AsGa.

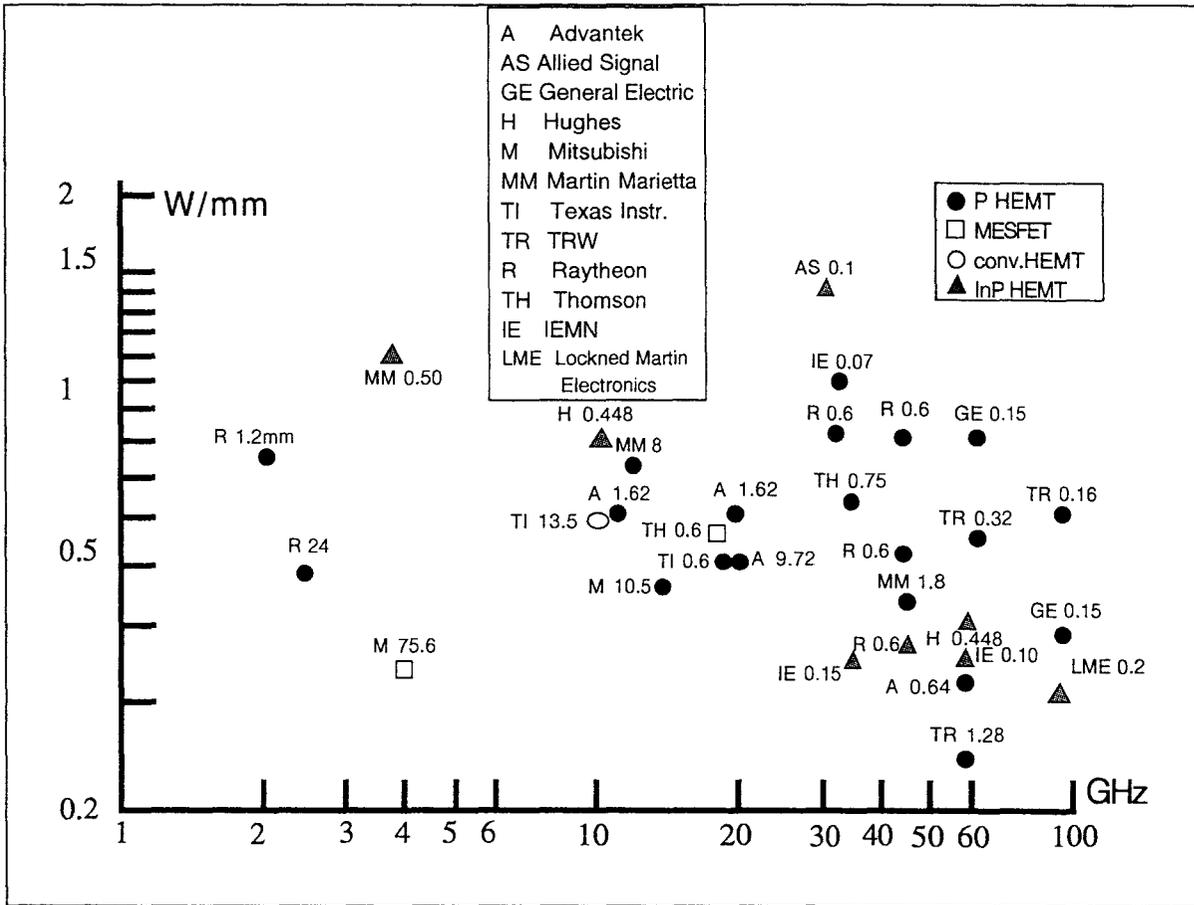


Figure 23 : Présentation de l'état de l'art des transistors discrets en densité de puissance.

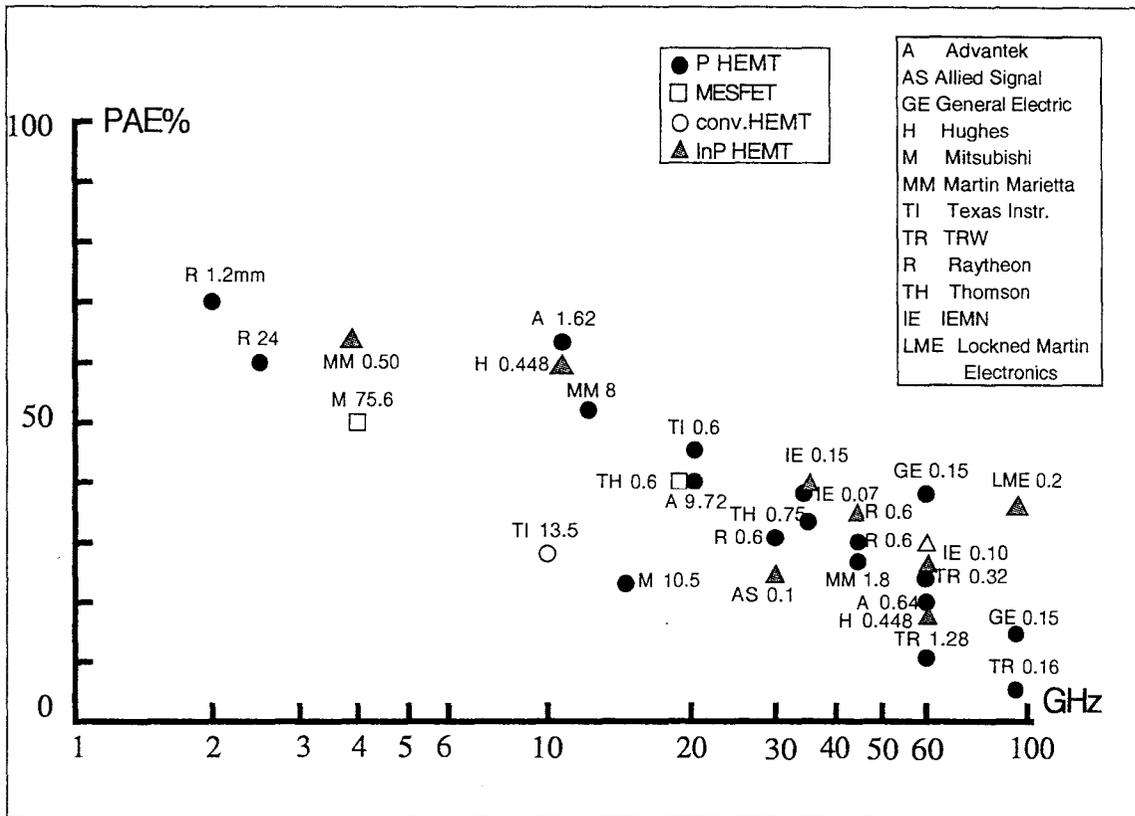


Figure 24 : Présentation de l'état de l'art des transistors discrets en rendement en puissance ajoutée.

b) en densité de puissance

Sur la figure 23 est représenté l'état de l'art en densité de puissance. Nous constatons que la plus grande partie des composants se situe en dessous de la barrière fatidique de 1W/mm. En effet cette valeur a longtemps été considérée comme infranchissable. Mais, à l'heure actuelle, deux composants ont dépassé cette limite. Ils ont tous les deux une technologie sur substrat InP. Le premier a été fabriqué par Hughes, il atteint 1,1 W/mm à la fréquence de 4 GHz [39]. Le deuxième a été fabriqué par Allied Signal et atteint 1,45 W/mm à la fréquence de 30 GHz [40]. Il est à noter que le transistor sur substrat AsGa ayant la meilleure densité de puissance a été conçu à l'I.E.M.N. et présente 1W/mm à la fréquence de 33 GHz [41].

c) en rendement en puissance ajoutée

Sur la figure 24 est représenté l'état de l'art en rendement en puissance ajoutée. Nous constatons sur celle-ci que, malgré le faible nombre de résultats, ce sont les composants sur substrat InP qui donnent les meilleurs résultats. Ceci est dû aux couches AlInAs/GaInAs qui ont d'excellentes propriétés de transport électronique et permettent donc d'obtenir de bonnes performances en gain en puissance même au-delà de 60 GHz.

1.6 - Conclusion

Nous avons, dans ce premier chapitre, étudié les principes en vue d'obtenir une puissance élevée en nous intéressant plus particulièrement aux possibilités pour obtenir un fort courant et une bonne tension de claquage. Puis nous avons passé en revue toutes les caractérisations utiles à une étude en puissance : statique, petit signal, impulsionnelle. Enfin une comparaison, entre les différents types de bancs de mesure de puissance, a été effectuée, et un état de l'art a été établi. Il convient maintenant de savoir quel type de banc de puissance nous allons utiliser pour nos mesures et quels informations et analyses nous pourrons en obtenir.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] "An AlGaAs/InGaAs pseudomorphic high electron mobility transistor with improved breakdown voltage for X and Ku band power applications"
J.C. Huang, G.S. Jackson, S. Shanfield, A. Platzker, P.K. Saledas, C. Weichert
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, mai 1993, pp. 752-758.
- [2] "Power FETs families. Capabilities and limitations for 1 to 100 GHz"
Y. Crosnier
EMC 1994, Cannes.
- [3] "Breakdown analysis of an asymmetrical double recessed power MESFET's"
C. Gaquière, B. Bonte, D. Théron, Y. Crosnier, P. Arsène-Henri, T. Pacou
IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 42, février 1995, pp. 207-214.
- [4] "Breakdown walkout in pseudomorphic HEMT's"
R. Mezzoni, P. Cova, C. Canali, F. Fantini
IEEE Transaction on Electron Devices, n° 4, avril 1996, pp. 543-546.
- [5] "Off-state breakdown effects on gate leakage current in power pseudomorphic AlGaAs/InGaAs HEMT's"
Y.C. Chou, G.P. Li, Y.C. Chen, C.S. Whu, K.K. Yu, T.A. Midford
IEEE Electron Device Letters, octobre 1996, pp. 479-481.
- [6] "Simulation Monté-Carlo bidimensionnelle et étude expérimentale de transistors à effet de champ à hétérojonctions AlInAs/GaInAs adaptés en maille sur InP"
P. Bourel.
Thèse de doctorat, Lille, 1991.
- [7] "Impact ionization and light emission in high power pseudomorphic AlGaAs/InGaAs HEMT's"
C. Jedesco, E. Zanoni, C. Canali, S. Bigliardi, M. Manfredi, D.C. Streit, W.T. Anderson
IEEE Transactions on Electron Device, juillet 1993, pp. 1211-1214.
- [8] "Breakdown voltage enhancement from channel quantization in InAlAs/n⁺InGaAs HFET's"
S.R. Bahl and J.A. Del Alamo
IEEE Electron Device Letters, vol. 13, n° 2, 1992, pp. 123-125.
- [9] "Analytical charge control model for GaAs/AlGaAs based multiple-quantum-well power HEMT's"
M. Nawaz, G.U. Jensen
Microwave and Optical Technology Letters, janvier 1996, pp. 1-8.
- [10] "A 30 GHz 1W power HEMT"
K. Hikosaka, N. Hikada, Y. Hirachi, M. Abe
IEEE Transaction on Electron. Devices, vol. 36, n° 11, 1989, pp. 521-523.
- [11] "High efficiency millimeter wave GaAs/GaAlAs power HEMT's"
P. Saunier, J.W. Lee
IEEE Electron Device Letters, vol. 7, n° 9, septembre 1986, pp. 503-505.
- [12] "Submicron pseudomorphic double heterojunction InAlAs/In_{0.7}Ga_{0.3}As HEMT's with high cut off and current drive capability"
Y. Knon et al.
Indium Phosphide and Related Materials (IPRM), 1992.

- [13] "Optimization of a power pseudomorphic double heterojunction FET"
C. Gaquière, D. Théron, B. Bonte, Y. Crosnier
Microwave and Optical Technology Letters, vol. 7, n° 18, décembre 1994.
- [14] "Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent"
G. Dambrine
Thèse de doctorat, Lille, mars 1989.
- [15] "Analyse et optimisation de transistors à effet de champ à hétérojonction pour l'amplification de puissance dans la bande Ka"
C. Gaquière
Thèse de doctorat, Lille, novembre 1995.
- [16] "A new drain-current injection technique for the measurement of off-state breakdown voltage"
S.R. Bahl, A. Del Alamo
IEEE Transaction on Electron Devices, vol. 40, n° 8, aout 1983, pp. 1558-1560.
- [17] "Accurate nonlinear transistor modeling using pulsed S parameters measurements under pulsed bias conditions"
J.F. Vidalou, J.F. Grossier, M. Chaunas, M. Camiade, P. Roux, J. Obregon
IEEE MTT-S Digest, 1991, pp. 95-98.
- [18] "Accurate non-linear characterization of microwave semiconductor devices using pulse measurements techniques"
J.P. Teyssier, R. Quère, J. Obregon
IEEE MTT/AP Workshop, Ratinger, 1991, pp. 208-212.
- [19] "Phenomena description of pulsed characterization of Ga-As-MESFET transistors for non-linear modelling purpose"
A. Mediavilla, A. Tazon, J.L. Garcia
EuMC, 1995, pp. 415-418
- [20] "Pulsed-bias/pulsed-RF devices measurements system requirements"
J. Scott, M. Sayed, P. Schmitz, A. Darkero
EMC 1994, pp. 951-961.
- [21] "Caractérisation en impulsions des transistors microondes : application à la modélisation non-linéaire pour la C.A.O. des circuits"
J.P. Teyssier
Thèse de doctorat, 1994, Limoges.
- [22] "Contribution à la modélisation non-linéaire de HEMTs de puissance. Application à l'amplification classe B en bande Ka.
Laurent Rullier
Thèse de doctorat, Lille, juillet 1997.
- [23] "Small and large signal measurements of low temperature GaAs FET's"
B. Boudart, C. Gaquière, S. trassaert, D. Théron, B. Splingart, M. Lipka, E. Kohn
MOTL, vol. 12, n° 2, juin 1996, pp. 57-59.
- [24] "Caractérisation en petit signal, en puissance et en impédance de transistors à effet de champ millimétrique. Etude et réalisation d'un banc load-pull à charge active 26,5-40 GHz"
A. Amairi
Thèse de doctorat, Lille, septembre 1991.

- [25] "Characterization of GaAs and InGaAs double quantum well heterostructure FET's"
D. Théron, B. Bonte, C. Gaquière, E. Playez et Y. Crosnier
IEEE Trans. Electron. Devices, vol. 4B, n° 11, 1993.
- [26] thèse à paraître
S. Piotrowicz
thèse de doctorat, Lille, 1998.
- [27] "Amélioration de la méthode de détermination du schéma équivalent petit signal des transistors de puissance à effet de champ"
S. Piotrowicz
D.E.A., Lille, juillet 1994.
- [28] "Contribution à la modélisation non-linéaire des TECs pour l'amplification de puissance en classe B en bande Ku et Ka"
Thèse de doctorat, Lille 1995.
Y. Mouquet
- [29] "Computer-aided error correction of large signal load pull measurements"
R. Tucker, P.D. Bradley
IEEE Transaction on microwave Theory and Techniques, vol. 32, n°3, mars 1984, pp 296-300.
- [30] "Comparison of active versus passive on-wafer load-pull characterization of microwave on mm-wave power devices"
J.E. Müller, B. Gyselinckx
IEEE MTT-S Digest, 1994, pp. 1077-1080.
- [31] "A new load-pull characterization method for microwave power transistors"
Y. Takayama
IEEE MTT-S Digest, 1976, pp.218-220.
- [32] "Improvements in on-wafer load-pull measurements"
Y. Gao, D. Köther, B. Roth, Th. Sporkmann, T. Wolff
EMC, 1985, pp. 334-338.
- [33] "Large signal characterization and numerical modeling of the GaAs/AlGaAs HBT"
D.A. Teeter, J.R. East, R.K. Mains, G.I. Haddad
IEEE MTT-S Digest, 1991, pp. 651-654.
- [34] "Optimisation expérimentale des conditions de fonctionnement des transistors de puissance pour systèmes de télécommunications microondes"
P. Bouysse
Thèse de doctorat, Limoges, 1992.
- [35] "A novel accurate load-pull setup allowing the characterization of highly mismatched power transistors"
P. Bouysse, J.M. Nebus, J.M. Coupat, J.P. Villotte
IEEE on Trans. Micro. Theory and Techniques, vol. 42, n° 2, février 1994, pp. 327-332.
- [36] "A high power on-wafer pulsed active load-pull system"
D.D. Poulin, J.R. Mahon, J.P. Lanteri
IEEE Trans. on Micro. Theory and Techn., vol. 40, n° 12, december 1992.
- [37] "A novel computerized multiharmonic active load-pull system for the optimization of high efficiency operating classes in power transistors"
F. Blache, J.M. Nebus, P. Bouysse, J.P. Villotte
IEEE MTT-S Digest, 1995, pp. 1037-1040.

- [38] "Accurate on-wafer power and harmonic measurements of mm-wave amplifiers and devices"
B. Hughes, A. Ferrero, A. Cognata
IEEE Mtt-S Digest, 1992, pp 1019-1022

- [39] "Ultra high breakdown high performance AlInAs/GaNAs/InP power HEMTs"
M. Matloubian, L. M. Jelloian, M. Lui, T. Liu., M.A. Thompson
IEDM, 1993, pp 915-917

- [40] " A 1.45 W/mm, 30 GHz InP channel power HEMT"
O. Aina et al.
IEEE Electron Device Letters, vol. 13, n°5, mai 1992.

- [41] "1 W/mm power pseudomorphic HFET with optimised recess technology"
C. Gaquière, D. Théron, B.Bonte et Y. Crosnier
Electronics Letters, vol. 30, n°11, mai 1994,pp 904-906.

CHAPITRE 2

NOTRE SYSTEME DE MESURE

II.1 - INTRODUCTION

Nous avons, dans le chapitre précédent, explicité les différents outils nécessaires à la caractérisation d'un transistor, dans le but d'une utilisation en puissance. Dans cette deuxième partie, nous allons nous axer plus particulièrement sur la mesure de puissance en hyperfréquence. Nous avons déjà présenté les deux grandes familles de bancs de mesure de puissance (passif, charge active). Il convient maintenant de faire un choix parmi celles-ci, notre but étant de concevoir un système performant dans la bande 26-40 GHz. C'est ce choix que nous expliciterons dans la première partie de ce chapitre. Ensuite, nous présenterons les principaux appareils du banc de mesure ainsi que leurs fonctions spécifiques. Puis, nous montrerons la philosophie qui régit l'utilisation du système de mesure, et enfin nous décrirons les améliorations apportées dans ce travail par rapport au banc existant développé lors d'une thèse précédente par Christophe Gaquière [1]. Celles-ci se situent au niveau du passage d'une mesure en cellule à une mesure sous pointes avec l'étude du comportement de composants dans les deux configurations et l'étude comparative de différents calibrages entre notre système et un analyseur de réseaux vectoriel Hewlett Packard. Les améliorations se situent aussi au niveau logiciel avec le développement d'un algorithme de mesure plus convivial et d'un algorithme de limitation du courant de grille, entre autres.

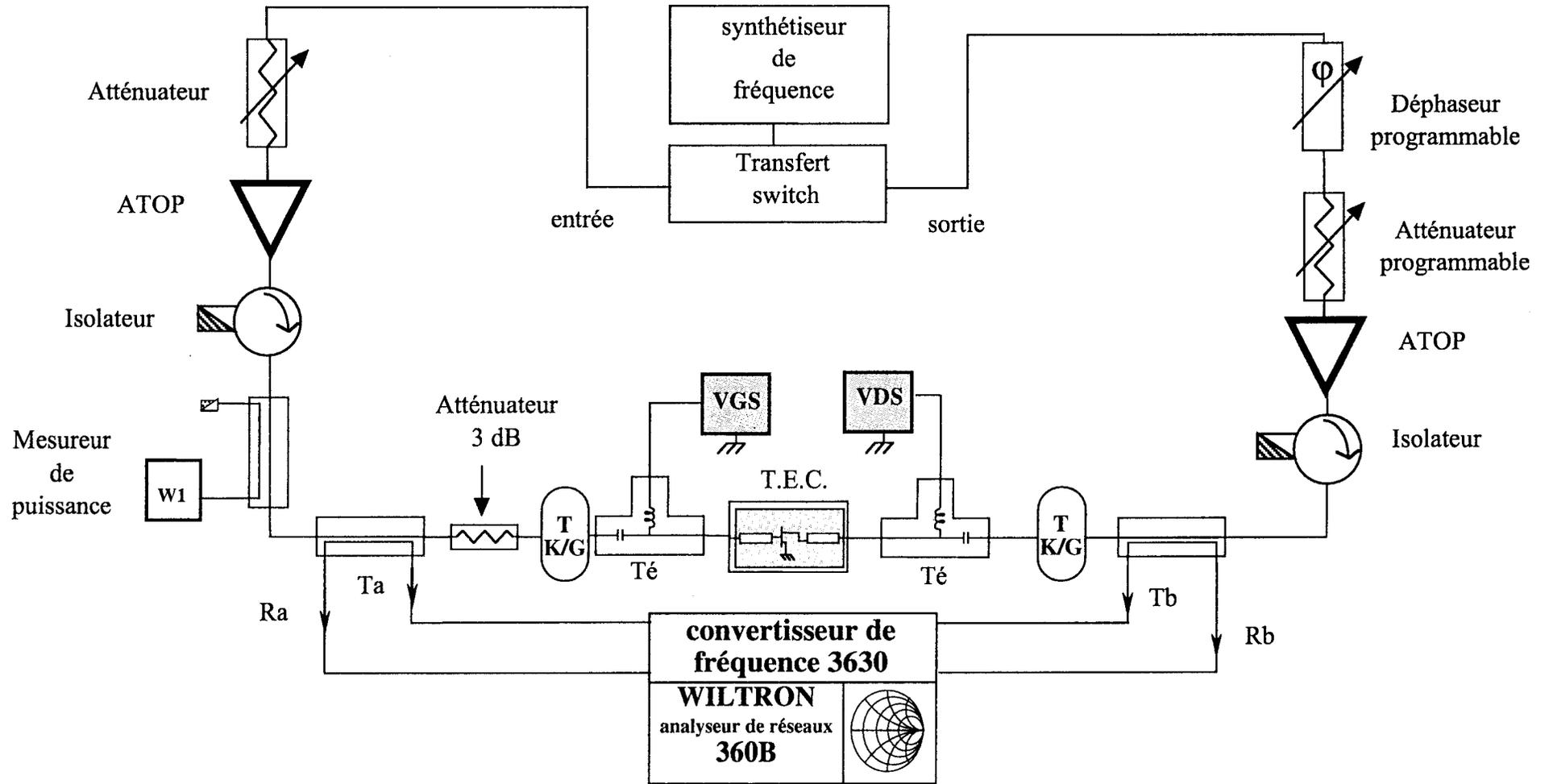
II.2 - LE BANC A CHARGE ACTIVE

II.2.1 - Le choix du système de mesure

Lors de sa conception, le banc de mesure devait répondre à plusieurs spécificités pour une étude en puissance dans la bande 26-40 GHz :

- permettre la mesure de toutes les impédances de charges situées dans l'abaque et en particulier celles dont le module du coefficient de réflexion est proche de 1 ;
- permettre une grande qualité de calibrage ;

Figure 1 : Synoptique du banc à charge active dans la bande 26-40 GHz.



- permettre les mesures des paramètres de répartition et de puissance du composant étudié sans démontage du système de mesure, afin de ne pas détériorer le calibrage effectué;
- permettre non seulement la mesure de l'impédance de charge optimale à présenter au composant, mais aussi d'autres impédances de charges, proches de la zone optimale, et de tous les paramètres utiles (S'_{11} , S'_{22} , I_g , I_d , $P_{e\ inj}$) afin d'effectuer une analyse fine du comportement du transistor dans une aire de l'abaque bien définie ;
- permettre la mesure de tous les développements de composants utilisés dans cette plage de fréquence (de 50 μm à plus d'un millimètre de largeur totale de grille).

Compte tenu de ce cahier des charges, nous avons opté pour un système à charge active avec l'entrée du dispositif laissé sous 50 Ω (figure 1). Nous avons choisi de ne pas mettre de tuner passif à l'entrée du système de mesure afin de maintenir la validité du calibrage (§ I.6.2.a). De plus, la solution du système à charge active plutôt qu'à boucle active a été prise à cause des risques d'oscillations du composant inhérents à ce type de banc. Notre système de mesure permettra, grâce au pilotage des instruments et à un traitement informatique des mesures, d'analyser le comportement du transistor dans une zone de l'abaque et ainsi de corrélérer les résultats obtenus avec des paramètres technologiques. Nous pourrions également, grâce aux informations fournies par le banc, valider les modèles non-linéaires de transistors.

De plus, dans le cas où cela s'avérerait nécessaire, nous pouvons passer à un système à boucle active par l'addition d'un deuxième commutateur dans le banc de mesure, dans le but d'une utilisation multifréquences. Cette modification a d'ailleurs été réalisée par l'IRCOM [2] mais en plus basse fréquence.

II.2.2 - Descriptif du système de mesure

Présentons maintenant les éléments les plus caractéristiques de notre système de mesure.

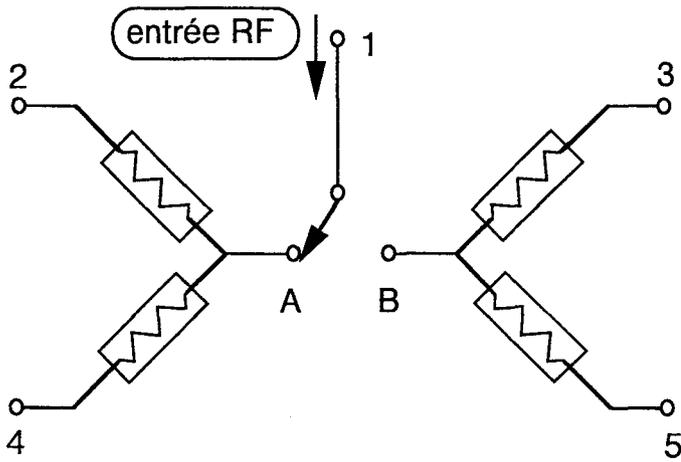


Figure 2 : Présentation schématique du commutateur hyperfréquence.

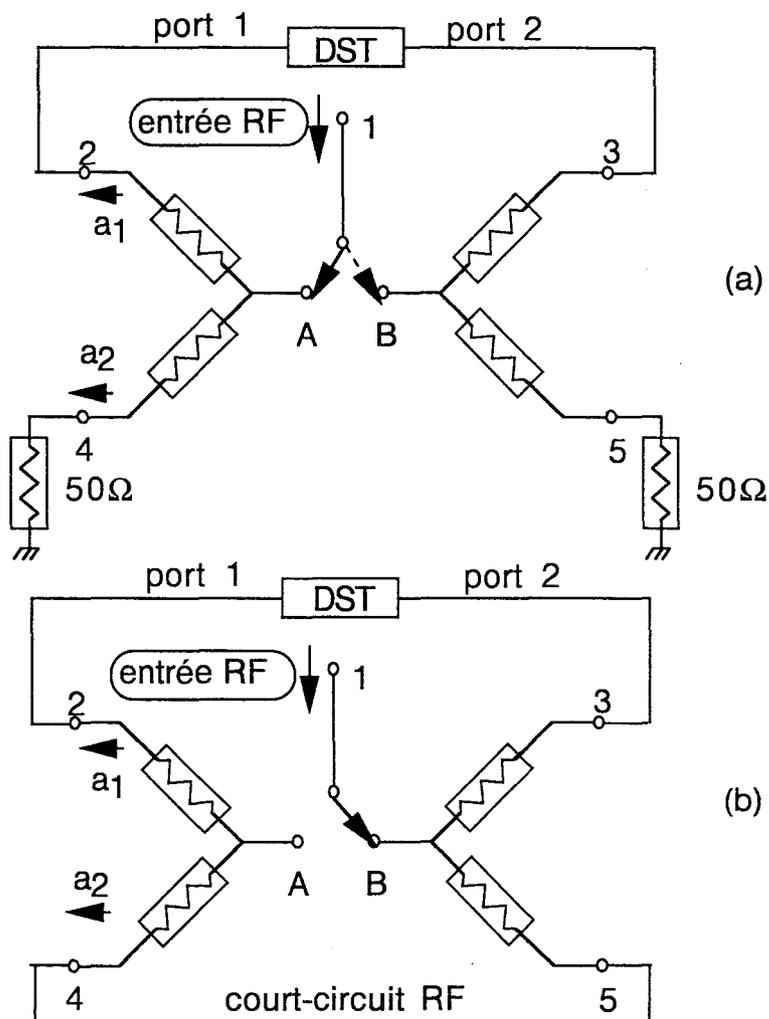


Figure 3 : Présentation du transfert switch.
 (a) en mode analyseur de réseau; (b) en mode load pull.

a) le commutateur

Le commutateur, plus communément appelé "transfert switch" est présenté sur la figure 2. Il est constitué de cinq connecteurs K et est commandé par l'analyseur de réseaux vectoriel. Le signal hyperfréquence est amené au transfert switch par le connecteur central. Les deux diviseurs de puissance aboutissent aux connecteurs 2 et 4 ou 3 et 5 et permettent de répartir le signal à l'entrée et à la sortie du dispositif de mesure.

Cet élément habituellement inséré à l'intérieur d'un "test-set" est essentiel dans la configuration de notre système de mesure. Il est placé juste après le synthétiseur. De ce fait, il permet d'effectuer soit une mesure de paramètres de répartition, soit une mesure de puissance en charge active.

Afin de permettre une mesure de paramètre $[S_{ij}]$ (fig. 3a), les accès 4 et 5 sont terminés par une charge 50Ω . Ainsi le switch commute de A à B. Lorsque le commutateur est sur A, le signal hyperfréquence arrive sur le port 1 alors que le port 2 est fermé sur 50Ω . De même lorsque le commutateur est positionné sur B, c'est le port 2 qui reçoit le signal hyperfréquence alors que le port 1 est fermé par 50Ω . Ainsi, nous pouvons réaliser une mesure de paramètres de répartition.

Dans la configuration banc à charge active, il faut que le signal RF soit envoyé simultanément sur le port 1 et sur le port 2. Mais, il faut aussi que le niveau de puissance arrivant sur les deux ports soit constant. Nous avons donc réalisé deux modifications par rapport à la mesure de paramètres de répartition pour permettre la mesure en mode charge active (fig. 3b) :

- le commutateur est bloqué en position B grâce à l'analyseur de réseaux. Ainsi les niveaux envoyés par la source RF sur les ports 1 et 2 du système de mesure restent invariants. Ce ne sont que les amplificateurs et les atténuateurs placés après le transfert switch qui permettent de modifier indépendamment le signal hyperfréquence envoyé sur chaque port ;
- un court-circuit hyperfréquence appelé "jumper" relie les voies 4 et 5. Le signal hyperfréquence est donc envoyé simultanément sur les ports 1 et 2.

Les caractéristiques du transfert switch mesuré au laboratoire indiquent un coefficient de réflexion de l'ordre de 14 dB sur ses quatre ports (2,3,4,5) et des pertes d'insertion de l'ordre de 13 dB entre l'accès (1) et les quatre autres accès sur toute la bande Ka.

Ainsi, grâce au transfert switch, il est possible de réaliser, avec le même système, des mesures de paramètres de répartition et d'autres de puissance en charge active. De plus, il n'y a aucun montage-démontage à effectuer dans le plan du transistor pour passer d'un type de mesure à l'autre.

b) source hyperfréquence

C'est la source hyperfréquence qui fournira le signal voulu. A ce titre, elle doit satisfaire à deux critères :

- couvrir l'ensemble de la plage de fréquence 26-40 GHz ;
- avoir une grande stabilité en fréquence et amplitude afin que la mesure de puissance ne soit pas soumise à des incertitudes [2].

Pour ces raisons, nous avons opté pour un synthétiseur de fréquence qui malgré un coût élevé, comparé à un wobulateur, offre une stabilité fréquentielle nettement meilleure. Le synthétiseur utilisé est le 68169A de chez WILTRON possédant une dynamique de 26 dB (-20 dBm à +6 dBm) dans la bande Ka. De plus, notre source est suffisamment stable pour permettre au système d'être synchronisé par un signal de 10 MHz provenant du Wiltron 360.

Mais le niveau maximum délivré par le synthétiseur n'est que de 6 dBm, ce qui est nettement insuffisant pour la mesure de composants ayant 1 mm de développement total de largeur de grille, d'autant plus si l'on considère les pertes inhérentes au transfert switch (13 dB), placé après le synthétiseur. Pour pallier ce problème, un amplificateur à Tubes à Ondes Progressives a été inséré à chaque port. Il couvre toute la plage de fréquence souhaitée et fournit une puissance pouvant aller jusque 10W. A la sortie de chaque amplificateur est placé un circulateur. Ainsi le système présente 50 Ω au dispositif sous test (le troisième port du circulateur étant chargé par 50 Ω). Mais, il

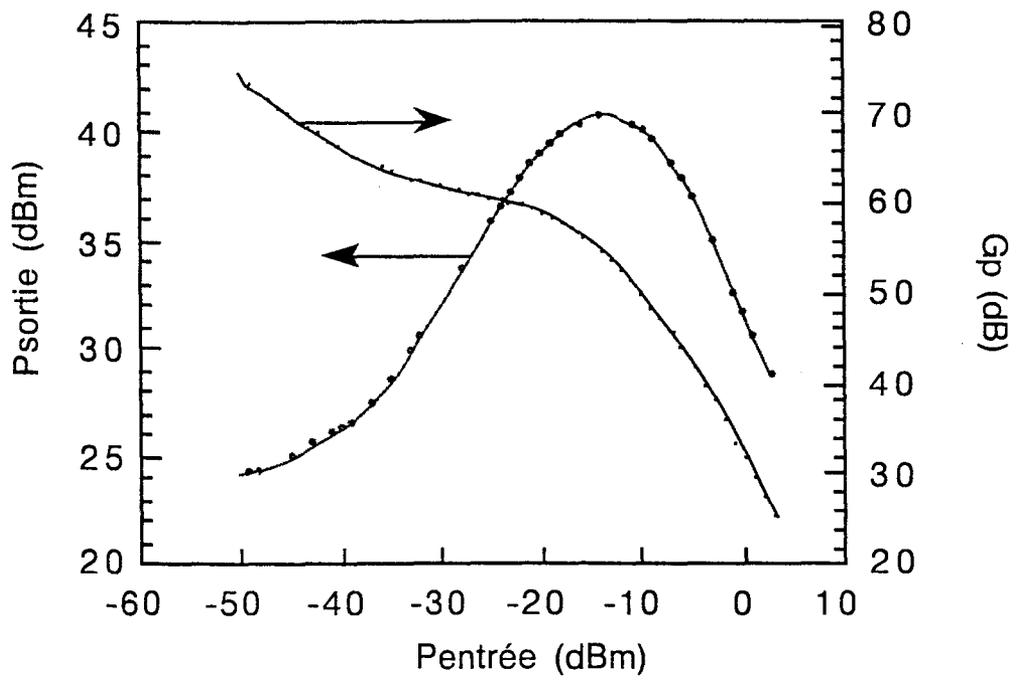


Figure 4 : Présentation d'une courbe standard de réponse en puissance de l'un des ATOP à la fréquence de 33 GHz.

permet également de protéger l'entrée de l'amplificateur de toute fausse manipulation, ce qui n'est pas négligeable au vu de la fragilité de ces appareils.

Ces A.T.O.P. ont été caractérisés. Ils présentent à la fréquence de 33 GHz (fig. 4) un gain de 50 dB à la puissance nominale et une puissance de sortie maximale de 40 dBm pour une puissance d'entrée de -10 dBm.

c) l'analyseur de réseaux

L'analyseur de réseaux vectoriel permettra de réaliser des calibrages vectoriels de très bonne qualité (§ II.2) mais aussi de récupérer les paramètres $[S_{ij}]$ ou $[S'_{ij}]$ pour un traitement informatique ultérieur (§ II.1.3b).

L'analyseur de réseaux choisi est le "WILTRON 360B". Il effectue le traitement numérique des mesures après que le convertisseur de fréquence ait réalisé un abaissement de fréquence à 83 kHz 1/3. L'avantage majeur de ce système réside dans la possibilité de définir le type des boucles à verrouillage de phase : standard ou 10 MHz.

Le mode standard nécessite qu'un niveau minimum de puissance soit envoyé sur une des deux références (a_1 ou a_2) du test-set (constitué du convertisseur de fréquence plus du pont réflectométrique) pour permettre le verrouillage de phase. Ce mode de mesure limite la dynamique de mesure de -40 à -10 dBm à l'entrée du convertisseur de fréquence.

L'utilisation d'un signal de 10 MHz permet un gain de dynamique au niveau du convertisseur. En effet, de par son mode de verrouillage, le minimum de puissance passe de -40 dBm à -55 dBm à l'entrée du convertisseur de fréquence. L'inconvénient du mode "set-on" (10 MHz) réside dans l'obtention de mesures plus bruitées comparées au mode standard, ce qui nous oblige à moyenniser d'avantage et donc d'augmenter le temps de mesure. Nous utiliserons donc, dès que cela sera possible, le mode standard.

d) le convertisseur de fréquence

Celui que nous utilisons est le WILTRON 3630. Il est composé de quatre accès en connecteurs K (R_A , T_A , R_B , T_B) qui permettent la détermination des paramètres de répartition. Les différents mélanges abaissent la fréquence jusque 83 kHz 1/3. Les signaux obtenus sont ensuite envoyés à l'analyseur de réseaux pour le traitement numérique.

Nous avons vérifié la plage de linéarité de ce convertisseur en mesurant les paramètres de répartition de différents éléments passifs à l'aide du pont réflectométrique avec différents niveaux de puissance. La zone de linéarité a été ainsi définie entre -10 dBm et -55 dBm (mesurée avec le 10 MHz externe). Il est essentiel, afin d'obtenir des mesures de qualité et de ne pas détériorer les mélangeurs, de toujours rester dans cette zone linéaire. C'est pourquoi le choix des coupleurs est essentiel.

e) le pont réflectométrique

Les coupleurs qui constituent le pont réflectométrique ont une importance primordiale dans l'obtention d'un test set d'excellente qualité. Or, le pont réflectométrique, lors de la conception du banc, devait répondre à deux conditions interdépendantes :

- rester toujours dans la zone de linéarité des mélangeurs du convertisseur de fréquence ;
- permettre la mesure de composants allant de 50 μm à plus d'un millimètre de développement total de grille.

Une étude sur les niveaux de puissance nécessaires et suffisants afin de réaliser ces conditions, a permis de montrer que la valeur optimale de couplage des coupleurs devait être de 40 dB [2]. Compte tenu de cette contrainte, il nous fallait choisir entre rester en guide à la sortie des A.T.O.P. ou passer en câble coaxial. Etant donné qu'il n'existe pas de coupleurs en câble coaxial ayant un couplage de 40 dB sur le marché, le choix fut vite effectué. De plus, les coupleurs en guide ont un coût d'achat nettement moins élevé que ceux en coaxial et ne sont pas limités en puissance, ce qui est un avantage supplémentaire pour notre application.

Nous avons, enfin, opté pour l'utilisation de deux coupleurs 3 ports, le quatrième étant fermé sur 50 Ω . En effet, l'expérience de l'équipe en matière de mesure de puissance sur des bancs manuels a montré que les coupleurs 4 ports entraînent des perturbations, liées au coefficient de réflexion des mélangeurs du 3630, au niveau des entrées R_A , T_A , R_B , T_B et donc nuisent à la qualité des mesures.

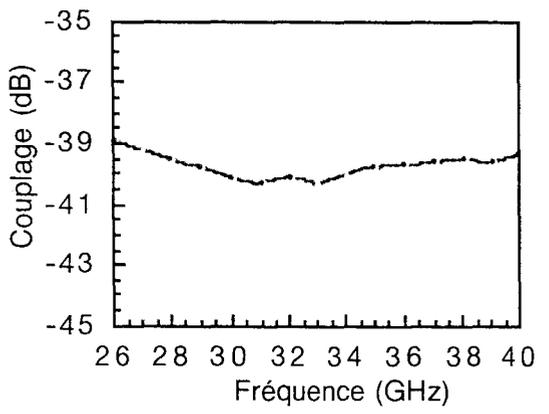
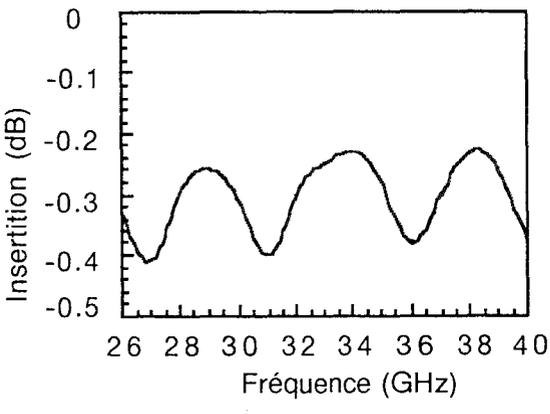
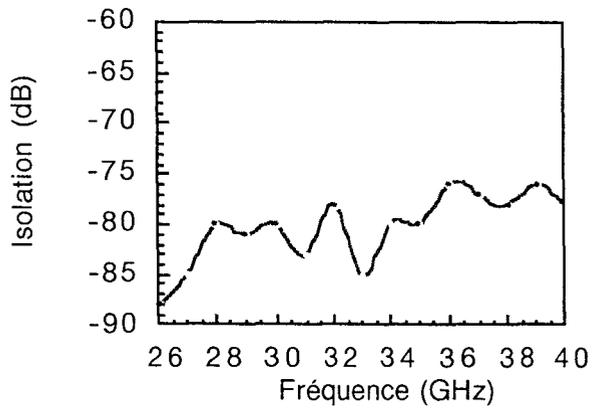
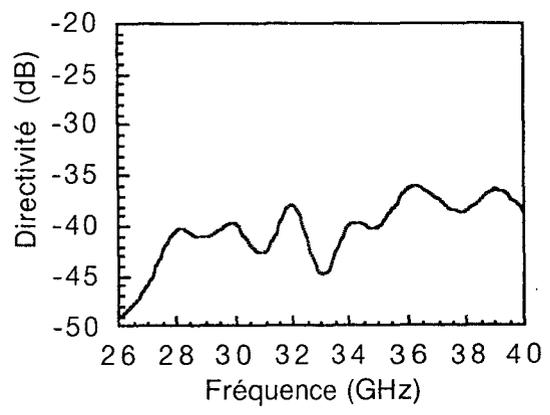


Figure 5 : Evolution des principaux paramètres de l'un des coupleurs utilisé pour le pont réflectométrique.

Les coupleurs que nous utilisons sont en guide d'onde WR28 et présentent des directivités supérieures à 40 dB dans toute la plage de fréquence, des pertes d'insertion de l'ordre de 0,3 dB et des coefficients de réflexion de 30 dB (fig. 5).

f) le déphaseur et l'atténuateur programmables

Ce sont ces deux éléments qui vont permettre de "simuler" électriquement les différentes impédances de charge réalisées lors des mesures. Il fallait qu'ils répondent à plusieurs critères :

- pouvoir varier aussi bien manuellement qu'automatiquement ;
- avoir la plus grande plage de variation en atténuation et en phase possible ;
- avoir un pas d'incrément le plus faible possible pour être très précis ;
- avoir une grande rapidité de variation entre deux points de mesure afin que celle-ci ne prenne pas une trop grande proportion du temps total de mesure;
- avoir une bonne reproductibilité du positionnement.

Le matériel choisi est de marque Flann Microwave Instruments. L'atténuateur a une plage d'excursion allant de 0 à 60 dB avec un pas d'incrément minimum de 0,1 dB. Quant au déphaseur, sa variation va de 0 à 720° avec un pas minimum d'incrément de 0,2°. La rapidité de positionnement est également appréciable puisqu'une variation de 0 à 60 dB ou de 0 à 360° prend moins d'une seconde avec une excellente reproductibilité du positionnement (0,01 dB sur une variation de 60 dB).

L'atténuateur et le déphaseur sont programmables via le bus GPIB, ce qui nous permet de les piloter au moyen d'un ordinateur de type PC. Leur positionnement au sein du banc se situe avant l'ATOP. En effet, ils ne supportent pas la puissance fournie par celui-ci (10W).

g) l'atténuateur 3 dB

Il a été inséré dans le banc de mesure, juste avant le Té de polarisation de grille afin de diminuer les velléités d'oscillations des transistors, en dessous de la fréquence de coupure du guide.

h) le pilotage des instruments de mesure

Grâce à l'automatisation complète du système nous pouvons réaliser toutes les mesures désirées. Elles seraient beaucoup trop longues à exécuter de façon manuelle (§ II.2.3b). En effet, pour une zone de mesure, le logiciel réalise environ 800 impédances et dix niveaux de puissance, ce qui fait 8000 impédances mesurées. De plus, pour chaque impédance, le programme enregistre 11 données, ce qui donne un total de 88000 données. Ceci aurait été impossible à réaliser manuellement. C'est pourquoi nous avons utilisé le logiciel Labwindows /CVI programmable en langage C pour nous aider dans l'automatisation du banc de mesure. Nous avons pu ainsi piloter les différents appareils de mesure du banc :

- l'alimentation continue pour la polarisation de grille et de drain et la mesure du courant de drain ;
- le micro-ampèremètre pour la mesure du courant de grille ;
- un wattmètre pour le contrôle du niveau de puissance à l'entrée du composant ;
- l'atténuateur et le déphaseur programmables ;
- l'analyseur de réseaux WILTRON 360B (comprenant le synthétiseur, le transfert switch et le convertisseur de fréquence).

Le pilotage des trois premiers appareils cités n'a pas posé de problèmes car leurs "drivers" existaient déjà dans la librairie de Labwindows /CVI. Par contre, nous avons dû développer entièrement les logiciels de commande de l'atténuateur et du déphaseur. Pour l'analyseur de réseaux 360B, la tâche était immense et d'une extrême complexité au vu de toutes les commandes possibles du 360B. C'est la Société THOMSON RCM qui a mis au point cette partie. Nous tenons à remercier tout particulièrement Monsieur LEMEURE pour l'aide précieuse qu'il nous a apportée.

Les liaisons hyperfréquences entre tous les éléments du système de mesure sont soit en guide d'onde WR28, soit en câble semi-rigide (0,118 mm connecteur radial 2,4 mm). Tous ces câbles ont été réalisés par nos soins et vérifiés par des mesures à l'analyseur de réseaux vectoriel avant leur mise en place dans le banc.

II.2.3 - La philosophie du banc

Après avoir montré les principaux éléments constitutifs du banc à charge active, il convient, dans un premier temps, d'explicitier les différentes étapes qui nous amènent à choisir les composants à mesurer en puissance. Dans un deuxième temps, nous montrerons la procédure de mesure du banc de puissance automatisé en nous attachant plus particulièrement sur la façon dont nous réalisons la limitation du courant de grille.

a) Choix du composant

Cette étape est primordiale dans la mesure de puissance. En effet, si l'on considère qu'une manipulation sur le banc à charge active à un point de fréquence et un point de polarisation est réalisée en environ 8 heures et que le traitement des données prend au moins autant de temps, on comprend bien l'impossibilité de passer tous les composants d'une plaquette. Il convient donc au préalable, au moyen d'une mesure statique, de faire un premier tri sur les composants à mesurer en puissance et de définir le point de polarisation statique optimum. Ce choix s'exécute grâce à quatre caractéristiques (§ I.3) :

- le réseau $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$;
- les caractéristiques en diode inverse $I_g(V_{gs})$ et $I_g(V_{gd})$;
- les caractéristiques à canal pincé ;
- l'ionisation à canal ouvert.

Les trois premières caractéristiques permettent de déterminer respectivement : le courant de saturation, les tensions de claquage en diode, la tension d'avalanche à canal pincé. Nous cherchons, lors de ces mesures, à choisir des composants pour lesquels le courant de saturation, les tenues en tension en diode (surtout V_{gd}) et la tension d'avalanche sont les plus élevés possible afin d'obtenir la meilleure puissance statique (§ I.2.1a).

La caractérisation à canal ouvert permet, quant à elle, de déterminer le point de polarisation optimal du composant, en évitant au maximum les zones pour lesquelles le

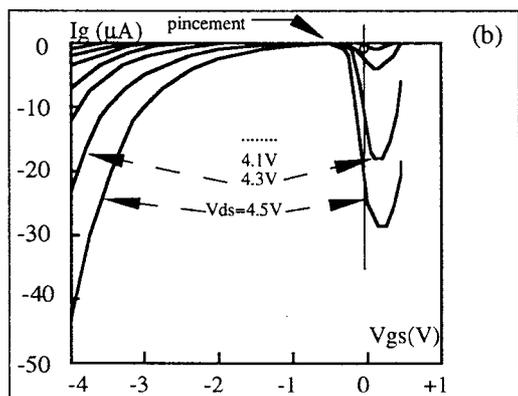
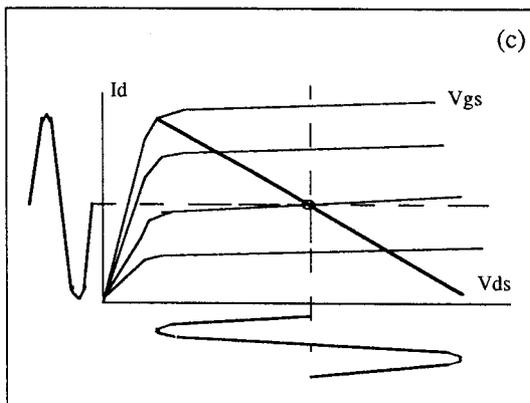
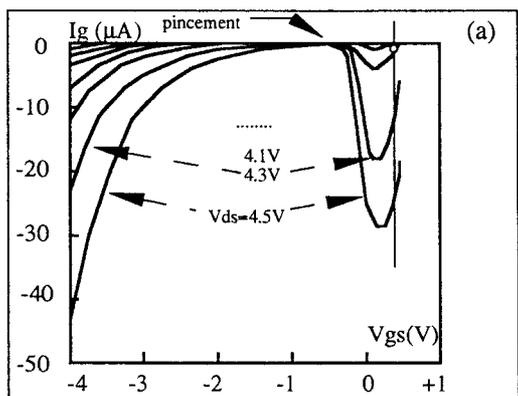


Figure 6 : Etude du choix du point de polarisation en fonction de l'ionisation à canal ouvert.

Gringo ; $4 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$.

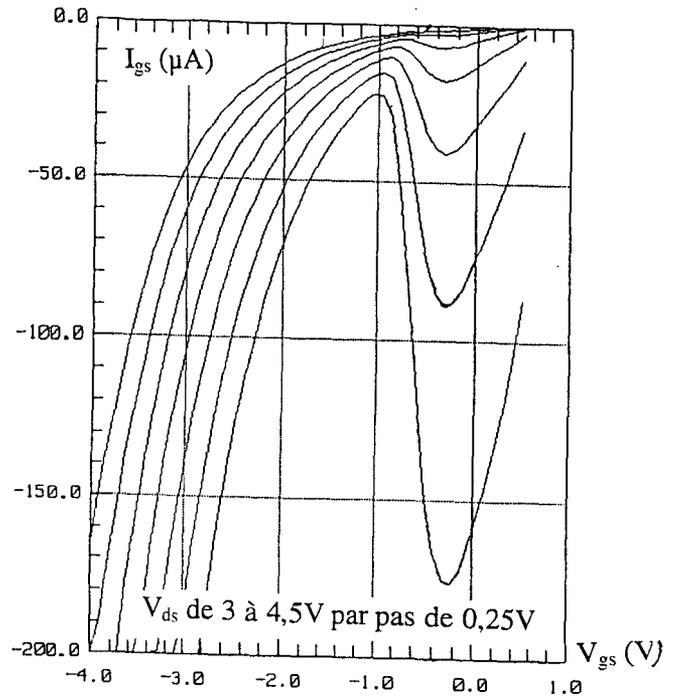
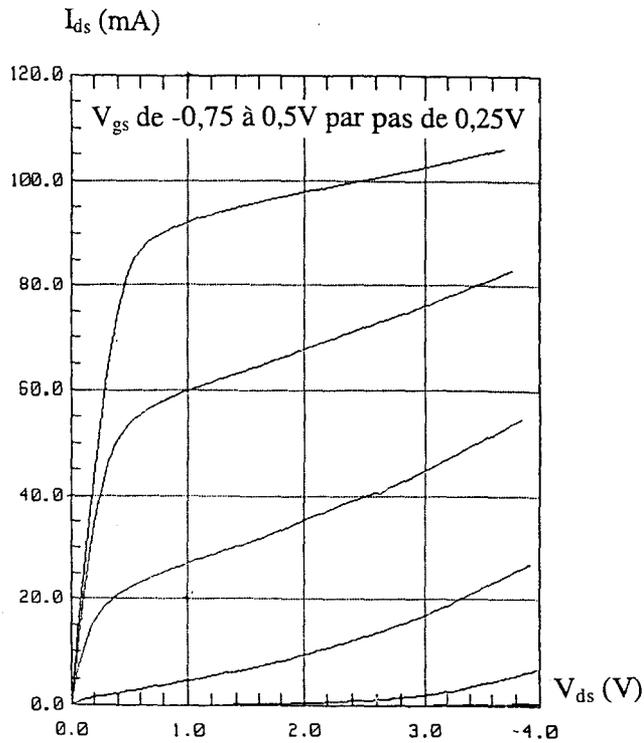
courant de grille deviendrait un facteur limitatif (limitation à 1 mA/mm de développement total de grille [3]) des performances en puissance. En effet suivant le positionnement de la cloche d'ionisation (§ I.3.4) par rapport au pincement et aux tensions V_{gs} pour lesquelles le courant de grille par effet tunnel se produit, le composant aura des performances optimales en classe A, en classe AB ou B, ou dans les deux cas [4]. Afin d'être plus précis, étudions en détail la figure 6 sur laquelle sont représentés les réseaux de courant de grille et de courant de drain en fonction de V_{gs} et V_{ds} . Sur la figure 6a, le point de polarisation a été choisi à droite de la cloche d'ionisation, ce qui provoque deux phénomènes lorsqu'un signal hyperfréquence va excursionner le réseau $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$:

- l'excursion du signal hyperfréquence vers des V_{ds} plus élevées et des V_{gs} plus faibles (plus négatives) traversera la cloche d'ionisation, ce qui engendrera rapidement du courant de grille inverse qui limitera prématurément les performances en puissance du composant ;
- l'excursion du signal hyperfréquence vers des V_{ds} plus faibles et des V_{gs} plus élevées excursionnera la zone où c'est la qualité du contact Schottky qui déterminera l'apparition du courant de grille direct.

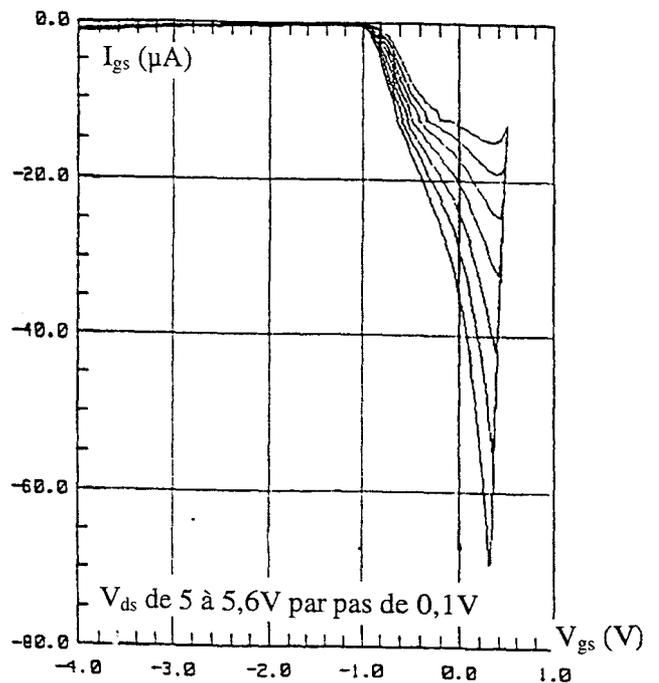
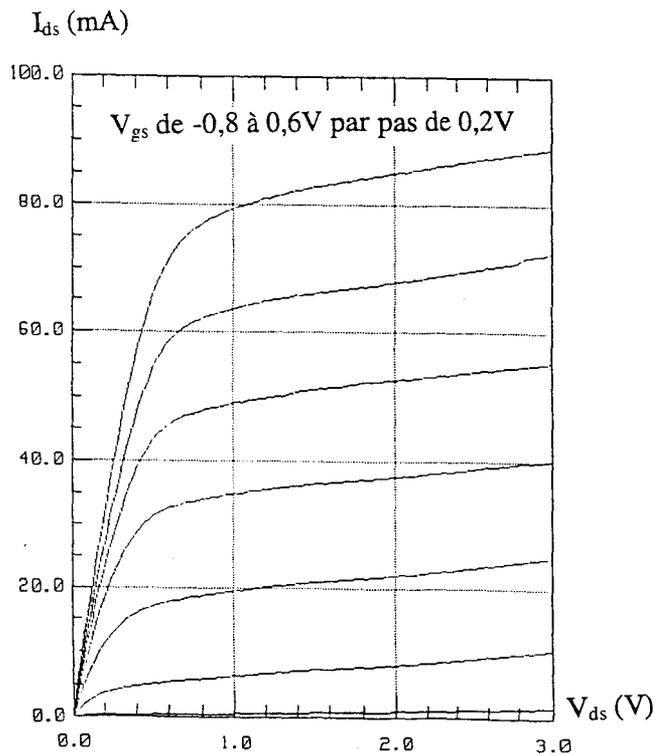
Choisir un point de polarisation à droite de la cloche d'ionisation semble donc à priori néfaste pour les performances en puissance du composant. Car la cloche d'ionisation sera excursionnée par le signal hyperfréquence et limitera les performances du composant par l'apparition prématurée d'un courant de grille inverse élevé.

Dans le cas de la figure 6b, le point de polarisation a été choisi à gauche de la cloche d'ionisation. Lorsque le signal hyperfréquence va excursionner le réseau $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$, nous constatons que :

- l'excursion du signal hyperfréquence vers des V_{ds} élevées et des V_{gs} plus faibles ne verra l'apparition de courant de grille inverse qu'au-delà du pincement. Dans ce cas, c'est la qualité de la diode grille-drain qui aura un effet limitatif sur les performances du composant ;



(a) Point de polarisation optimal en classe AB ($V_{ds}=3V$; $V_{gs}=-0,4V$)
GRINGO; $4*50*0,15 \mu m^2$



(b) Point de polarisation optimal en classe A ou B.
10143; $4*50*0,25 \mu m^2$

Figure 7 : Exemples de choix possibles de points de polarisation optimaux.

- l'excursion du signal hyperfréquence vers des V_{ds} plus faibles et des V_{gs} plus élevées traversera la cloche d'ionisation, mais pour des tensions ne provoquant pas l'apparition d'un courant de grille élevé. Il n'y aura donc pas, à cet endroit, d'apparition de courant de grille inverse prématuré. Comme dans le cas précédent, c'est la qualité du contact Schottky qui amènera le courant de grille direct ayant un effet limitatif sur les performances du composant.

Nous pouvons donc conclure qu'il est préférable de polariser un composant à gauche de sa cloche d'ionisation afin de ne pas être pénalisé par l'apparition de courant de grille inverse dû à celle-ci. C'est ensuite la qualité de la diode grille-drain et le positionnement de la cloche (vers des V_{gs} plus ou moins élevées) qui déterminera si le composant aura un fonctionnement optimal en classe A, en classe AB ou B, ou les deux. C'est ce que nous constatons sur la figure 7 avec :

(a) un composant qui a un point de polarisation optimal en classe AB ($V_{ds}= 3V$; $V_{gs}= -0,4V$),

(b) un composant dont la polarisation est optimale en classe A et AB ou B.

Ainsi, nous déterminons, grâce à des mesures statiques, les meilleurs composants de la plaquette et leurs points de polarisation optima. L'étape suivante consiste à étudier ceux-ci grâce à notre système de mesure.

b) procédure de mesure sur le banc à charge active

** Mesure des paramètres $[S_{ij}]$*

Une fois les mesures statiques effectuées, nous procédons à une mesure de paramètres de répartition après avoir réalisé un étalonnage en impédance et en puissance (§ II.3 et II.4). Pour effectuer cette manipulation, le transfert switch est placé en configuration analyseur de réseaux (il commute alternativement sur les ports 1 et 2), chaque port étant fermé par 50Ω . Nous mesurons les quatre paramètres au point de polarisation déterminé précédemment. Nous stockons ceux-ci dans un fichier au format "S2P", ce qui permet de travailler soit directement sur MDS, soit sur un logiciel de notre

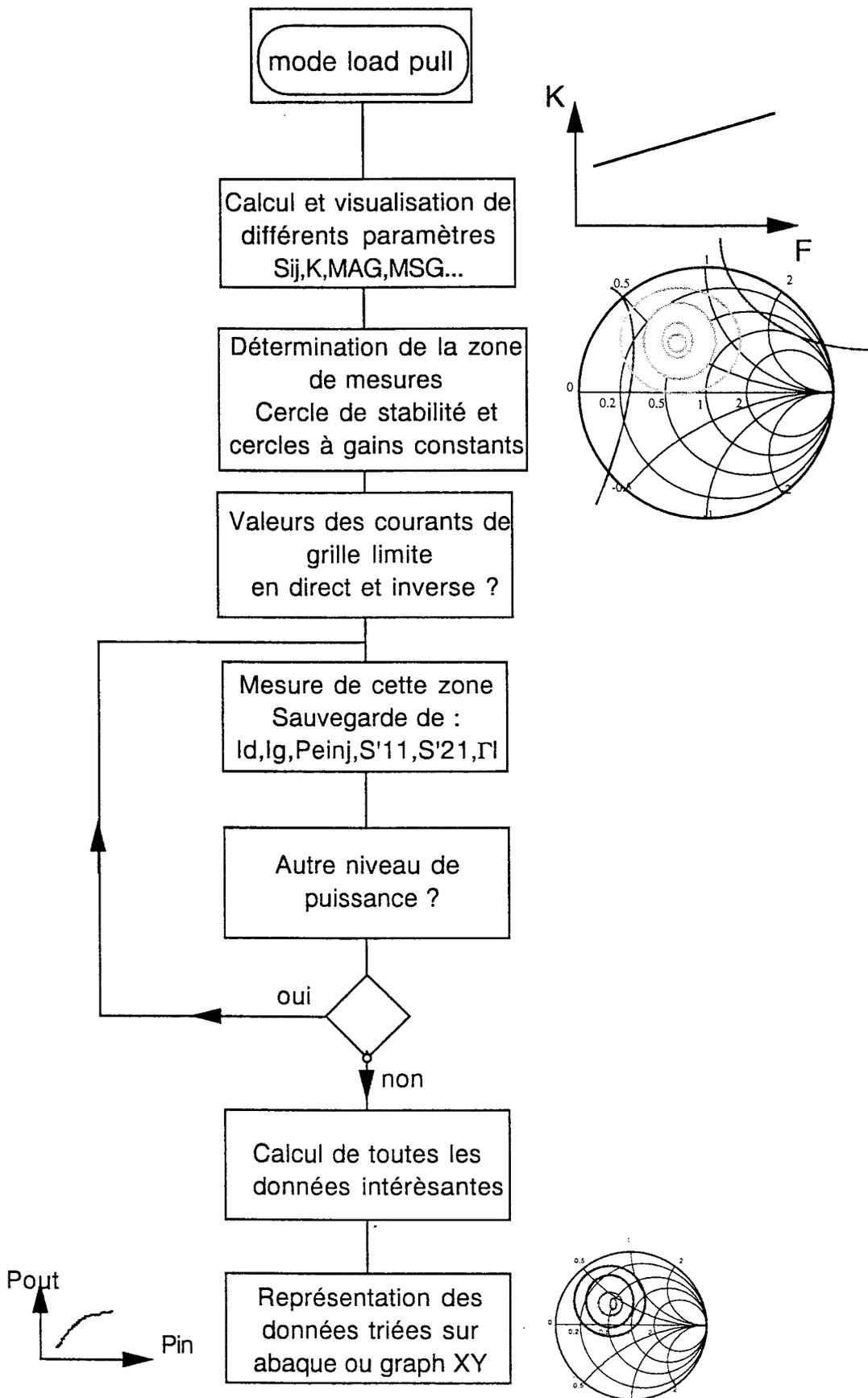


Figure 8 : Procédure des mesures en mode load pull

fabrication appelé 'abaque'. Ce dernier utilise les données (nouveau fichier '.res') pour permettre de connaître à chaque point de fréquence :

- le coefficient de stabilité K ;
- le Gain Maximum Disponible MAG ;
- le Gain Maximum Stable MSG ;
- le gain en courant extrinsèque $|H_{21}|^2$;
- le gain de Mason $|U|$.

Nous pouvons ensuite tracer les évolutions de ces différentes grandeurs au moyen d'EXCEL. Ce logiciel permet, grâce au développement de notre propre interface graphique, de tracer sur abaque de Smith :

- les cercles de stabilité qui délimitent en partie l'étude en mode load-pull ;
- les cercles à gain en puissance constant qui représentent la zone dans laquelle il sera intéressant de mesurer le composant en puissance ;
- les impédances optimales à présenter au composant en entrée et en sortie lorsque celles-ci sont calculables.

Une fois ce traitement informatique effectué, l'utilisateur peut effectuer une mesure en mode load-pull.

* Mesure en mode load-pull

Pour cette étude, le transfert switch est bloqué dans une position et le court-circuit électrique permet d'envoyer simultanément de la puissance en entrée et en sortie du composant. La procédure de mesure est explicitée sur la figure 8. L'utilisateur détermine la zone de mesure en tenant compte des cercles d'instabilité qui délimitent une zone à ne surtout pas couvrir mais aussi des cercles à gain en puissance constant qui indiquent la zone pour laquelle le transistor est actif, donc intéressant à mesurer. Ainsi, la manipulation couvre entièrement un disque d'impédances de charge. Pour réaliser les impédances à l'intérieur de celui-ci, il nous faut un point de départ qui est en général l'impédance de charge optimale déterminée en petit signal. Ensuite, nous couvrons la zone en deux parties (figure 9) :

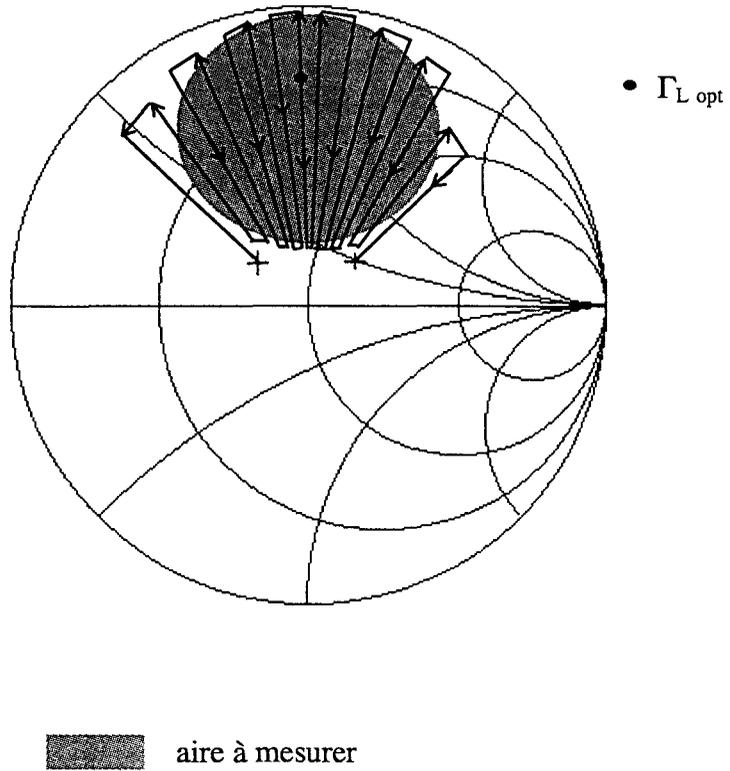


Figure 9 : Réalisation de la zone de mesure grâce à la variation de l'atténuateur et du déphaseur programmable.

- A partir du point de départ, l'atténuateur est décrémente jusqu'à arriver sur un bord du cercle. Puis le déphaseur est décrémente d'un pas. Ensuite, l'atténuateur est incrémenté jusqu'à arriver sur l'autre extrémité du cercle. Puis le déphaseur est décrémente à nouveau d'un pas. L'atténuateur est alors décrémente jusqu'à arriver de l'autre côté du cercle et ainsi de suite jusqu'à ce que la première moitié du cercle soit couverte. Ensuite, le programme repositionne l'atténuateur et le déphaseur pour atteindre l'impédance de départ.

- Pour couvrir la deuxième moitié du cercle, on procède de la même façon que pour la première moitié mais en incrémentant le déphaseur au lieu de le décrémente.

Ce cercle est mesuré pour chaque niveau de puissance injecté réalisé. Mais une limitation physique intervient lors des mesures : le courant de grille. En effet, pour des niveaux de puissance d'entrée élevés, le composant génère un courant de grille néfaste à son bon fonctionnement. Nous avons donc développé un logiciel permettant de le limiter à la valeur désirée afin de ne pas dégrader le composant (§ II.2.3c).

A chaque niveau de puissance donné, le logiciel stocke dans un fichier (.mes) toutes les données intéressantes pour chaque impédance de charge :

- Γ_L en module et phase,
- S'_{11} en module et phase,
- S'_{21} en module et phase,
- la puissance disponible à l'entrée du composant,
- le courant de drain,
- le courant de grille,
- la fréquence de mesure et le point de polarisation,
- les valeurs de l'atténuateur et du déphaseur programmables.

Un traitement informatique, toujours dans le logiciel 'abaque', est effectué à posteriori et permet de créer un autre fichier (.con) dans lequel sont stockées les données suivantes :

- le S'_{11} en module et en phase,
- le Γ_L en module et en phase,

- la fréquence de mesure,
- le point de polarisation,
- la puissance disponible à l'entrée et à la sortie du composant,
- la puissance absorbée à l'entrée et à la sortie du composant,
- le gain disponible,
- le gain en puissance,
- le gain en transducteur,
- le rendement drain,
- le rendement en puissance ajoutée,
- le courant de drain,
- le courant de grille.

Grâce à ce logiciel, il est possible de tracer tous les équivariants, équivariants,... sur abaque de Smith (§ III) et donc d'analyser le comportement du composant.

c) limitation en courant de grille

Elle essaie de préserver au maximum le composant en empêchant la mesure des zones pour lesquelles le courant de grille est trop élevé. La difficulté provient de l'obligation de réaliser la mesure, pour savoir si le courant de grille est trop élevé, à une impédance de charge donnée. Mais dans ce cas, le transistor risque d'être endommagé. Il a donc fallu inventer une astuce logicielle qui permette au mieux de sauvegarder le composant. Pour ce faire, le manipulateur, au début du mode opératoire load-pull, entre la valeur limite du courant de grille tolérée (elle est généralement prise à 1mA/mm). Il est indispensable, pour que la procédure fonctionne, que le premier fichier soit réalisé sans qu'aucune limitation du courant de grille apparaisse. Ainsi toutes les impédances de charge seront réalisées et un fichier de référence sera créé.

Afin d'explicitier le logiciel, définissons tout d'abord quelques termes :

- P est un fichier ayant un niveau de puissance donné. P-1 est le fichier précédent réalisé avec une puissance inférieure à P ;
- M est une mesure dans un fichier P. M+1 est la mesure réalisée juste après M dans P ;

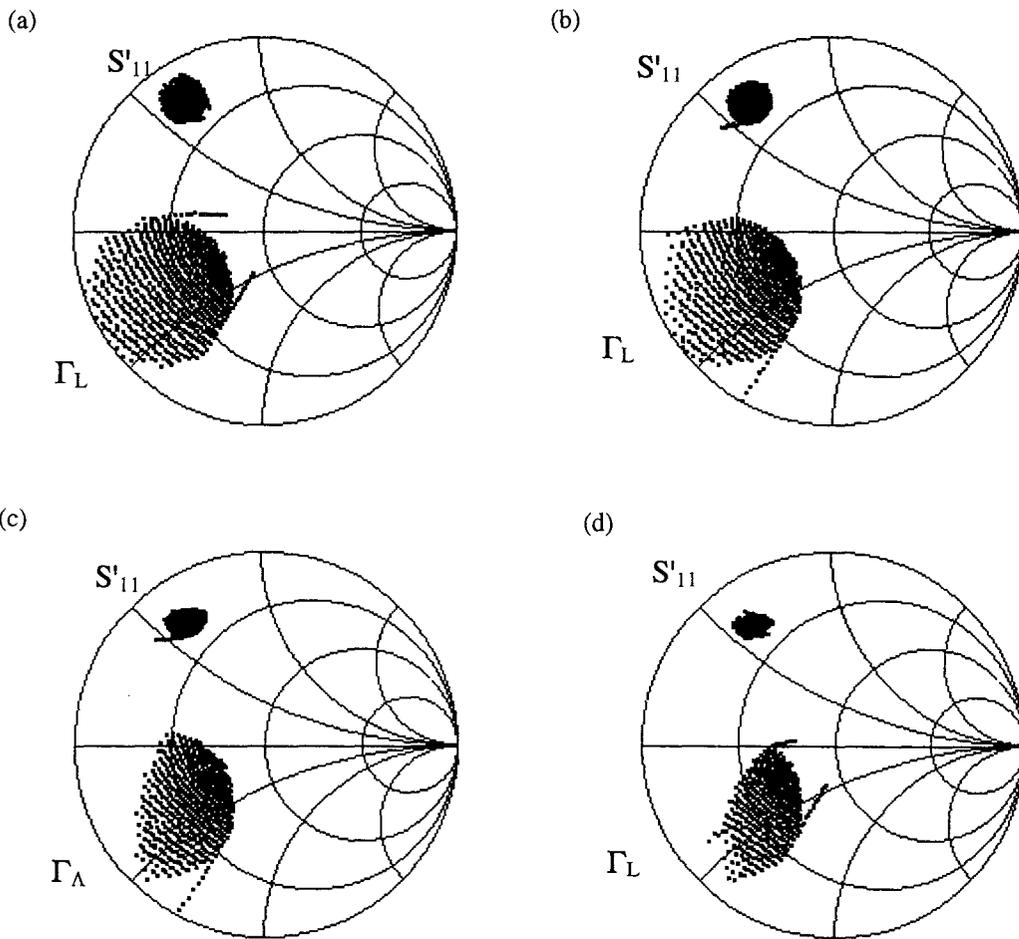


Figure 10 : Evolution de la zone de mesure avec la limitation en courant de grille.

(a) $P_{inj} = -5$ dBm

(b) $P_{inj} = 5$ dBm

(c) $P_{inj} = 7$ dBm

(d) $P_{inj} = 9$ dBm

Gringo ; $2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $F = 30$ GHz ; $V_{ds} = 2,6$ V, $V_{gs} = +0,1$ V.

- $\Gamma_{L_M}^P$ est l'impédance de charge donnée par la $M^{\text{ième}}$ mesure dans le fichier P ;
- $\Gamma_{L_{M+X}}^{P-1}$ est l'impédance de charge de la $(M+X)^{\text{ième}}$ mesure dans le fichier P-1. Il est à noter que X peut varier de 0 au nombre de mesure d'un demi-cercle ;
- Les mêmes notations sont utilisées pour I_g que pour Γ_L .

Dans le logiciel, la mesure de $\Gamma_{L_M}^P$ est réalisée si $|I_g|$ est inférieur à 90% de sa valeur limite pour l'impédance précédente ($\Gamma_{L_{M-1}}^P$). Dans le cas contraire, ($|I_g|_{M-1} > 90\%|I_g^{\text{lim}}|$), pour savoir si on peut effectuer la mesure M du fichier P, le programme recherche dans le fichier P-1, le $\Gamma_{L_{M-1}}^{P-1}$ égal à $\Gamma_{L_{M-1}}^P$. Une fois celui-ci trouvé, il cherche parmi tous les $\Gamma_{L_{M+X}}^{P-1}$ suivants, le premier qui aura un $|I_g^{P-1}| < |I_g^{P-1}|$, alors deux cas peuvent se produire:

- si ce Γ_L existe, le logiciel identifie le $\Gamma_{L_{M+X}}^{P-1}$ et réalise cette impédance pour un niveau de puissance P. Il continue ensuite les mesures jusqu'à ce que le cercle soit couvert entièrement, ou jusqu'à trouver un nouveau courant de grille dépassant les 90% de $|I_g^{\text{lim}}|$. Dans ce dernier cas, il recommencera les tests ci-dessus.
- s'il n'existe pas de $\Gamma_{L_{M+X}}^{P-1}$ pour lequel on a $|I_g^{P-1}| < |I_g^{P-1}|$, alors le programme place un caractère spécial dans le fichier indiquant qu'il n'est plus possible de réaliser d'autres impédances de charge. Ensuite le logiciel peut soit mesurer la deuxième moitié du cercle, soit avoir terminé le fichier P et passer à une autre puissance.

Cette procédure de limitation du courant de grille bien que complexe a fait ses preuves au cours de la mesure de tous les composants et a montré une très grande fiabilité. Nous présentons sur la figure 10, en fonction de la puissance d'entrée disponible, l'évolution de la zone de mesure incluant la limitation en courant de grille. On remarque bien l'utilité de cette dernière au vu de la diminution de la taille de la zone de mesure par rapport à celle étudiée au départ.

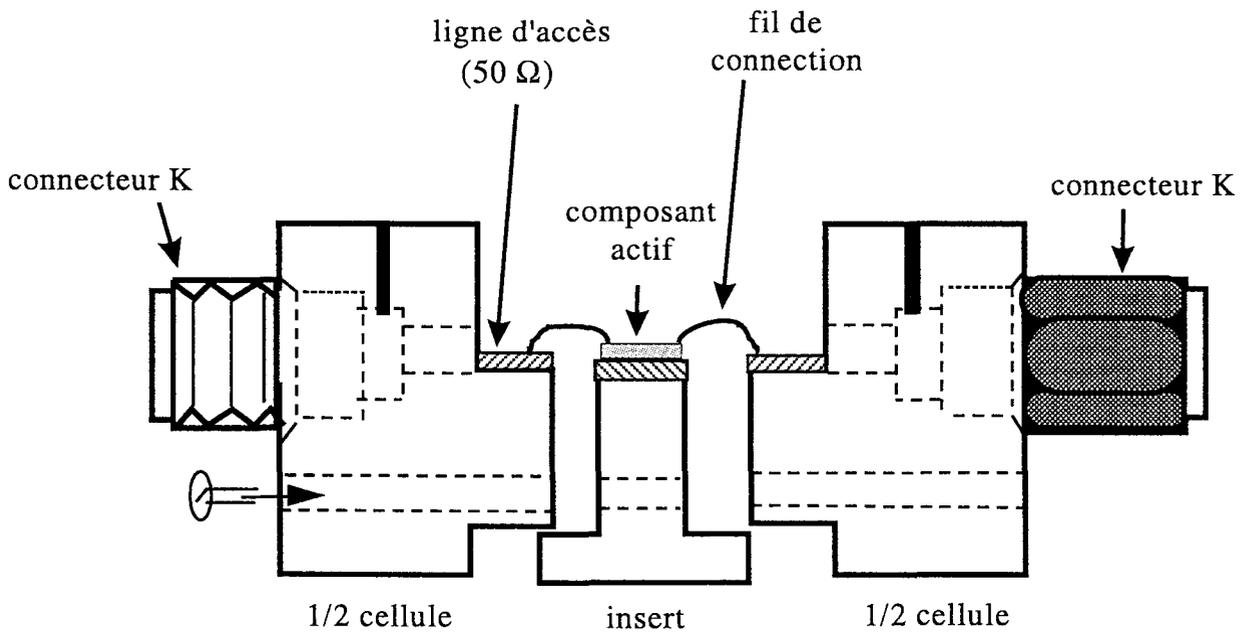


Figure 11 : La cellule de mesure

Dans cette partie, nous avons traité de tous les éléments constitutifs de notre système de mesure ainsi que de son mode opératoire. Mais depuis sa création, le banc a beaucoup évolué, passant notamment d'une mesure en cellule à une mesure sous pointes. Il semble important d'étudier les spécificités qu'ont pu amener ces deux types de mesures dans la conception d'un banc où une des priorités est d'obtenir une très bonne qualité de mesure.

II.3 - LES SPECIFICITES DE LA MESURE EN CELLULE

Au départ, le banc à charge active effectuait des mesures grâce à une cellule de test. Il se différencie du banc sous pointes essentiellement par les calibrages utilisés. Etudions donc, dans un premier temps le calibrage en impédance et en puissance réalisés sur le banc utilisant une cellule de mesure.

II.3.1 - La cellule de mesure

La cellule de mesure utilisée (fig. 11) est réalisée sur une structure en boîtier constituée de trois parties. Elle est en microruban avec entrée et sortie en technologie coaxial avec des connecteurs K permettant des mesures jusque 40 GHz. A l'origine, cette cellule a été conçue par G. Dambrine [5] au sein du Laboratoire. Elle a ensuite été légèrement modifiée par C. Gaquière [2] afin de couvrir entièrement la plage de fréquence 26-40 GHz.

II.3.2 - L'étalonnage en impédance

Il était primordial, afin d'obtenir des mesures de puissance de qualité, de pouvoir réaliser un calibrage vectoriel en impédance.

Cela a été rendu possible par la structure du banc. De nombreux types de calibrage 2 ports sont possibles (LRL, TRL, LRM, SOLT). Mais compte tenu du milieu dispersif (ligne microruban) utilisé pour la connexion du composant, de l'expérience du laboratoire et de notre cellule de mesure, notre choix s'est porté sur un calibrage TRL

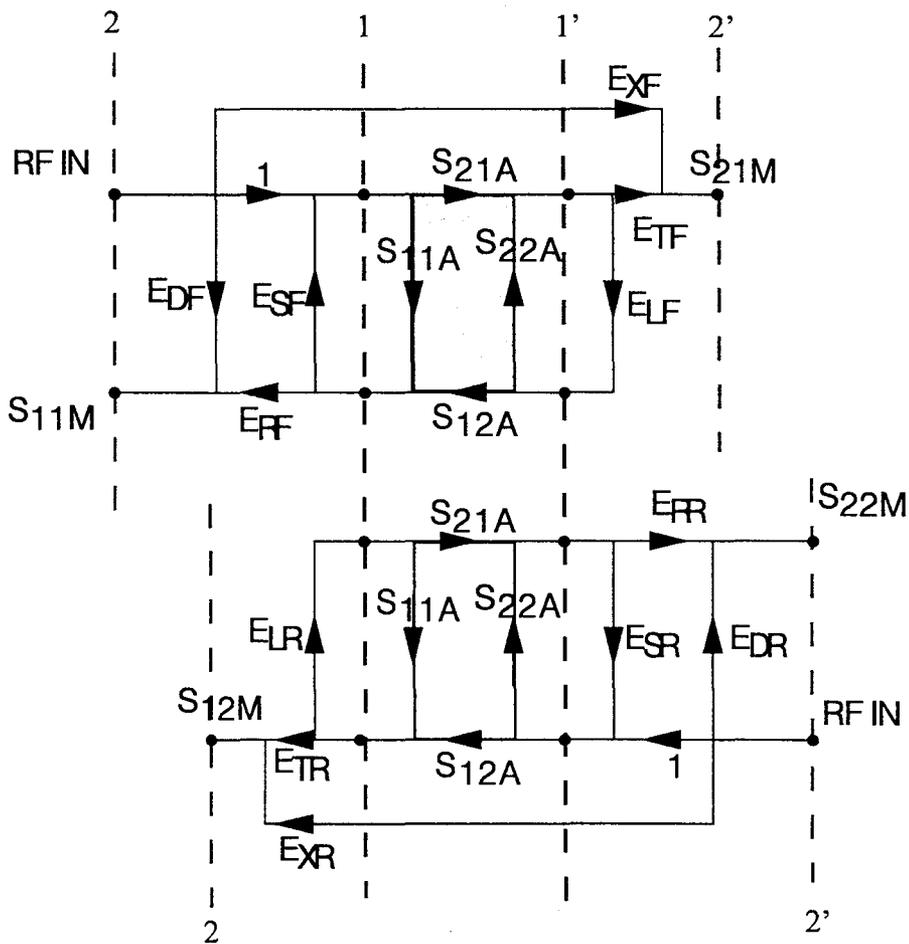


Figure 12 : Présentation du graphe de fluence 12 termes d'erreur en mode analyseur de réseau en sens direct (a) et inverse(b)

(Thru, Reflect, Line). L'analyseur de réseaux WILTRON 360B possède une procédure interne d'autocalibrage que nous utilisons. Durant un calibrage, les deux termes d'isolation sont négligés. Lorsque l'étalonnage est terminé, un fichier est créé où l'on sauve l'état d'instrument ainsi que les 12 termes d'erreurs du système de mesure pour tous les points de fréquence réalisés.

Or la mesure des paramètres de répartition et la mesure load-pull se servent de la même chaîne de mesure. Ainsi, lorsqu'un calibrage est effectué en paramètres $[S_{ij}]$, il est aussi valable en mode load-pull.

* Système en configuration paramètres de répartition

Le graphe de fluence utilisé par la procédure interne de l'analyseur de réseaux est standard (fig. 12). Les termes de sens direct sont indicés "F" (pour forward) et en sens indirect avec un "R" (pour reverse), ils sont :

- E_{DF} et E_{DR} : pour la directivité
- E_{XF} et E_{XR} : pour l'isolation
- E_{SF} et E_{SR} : pour l'adaptation d'impédance de source
- E_{LF} et E_{LR} : pour l'adaptation d'impédance de charge
- E_{TF} et E_{TR} : pour la réponse fréquentielle en transmission
- et E_{RF} et E_{RR} : pour la réponse fréquentielle en réflexion.

On déduit les paramètres $[S_{ij}]$ de l'élément à mesurer dans les plans de référence 1 et 1', de la mesure des paramètres de répartition bruts pour l'analyseur de réseaux dans les plans de référence 2 et 2' par [6] :

$$S_{11A} = \frac{\left[\left(\frac{S_{11M}-E_{DF}}{E_{RF}} \right) \left[1 + \left(\frac{S_{22M}-E_{DR}}{E_{RR}} \right) E_{SR} \right] \right] - \left[\left(\frac{S_{21M}-E_{XF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M}-E_{XR}}{E_{TR}} \right) E_{LF} \right]}{\left[1 + \left(\frac{S_{11M}-E_{DF}}{E_{RF}} \right) E_{SF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22M}-E_{DR}}{E_{RR}} \right) E_{SR} \right] - \left[\left(\frac{S_{21M}-E_{XF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M}-E_{XR}}{E_{TR}} \right) E_{LF} E_{LR} \right]}$$

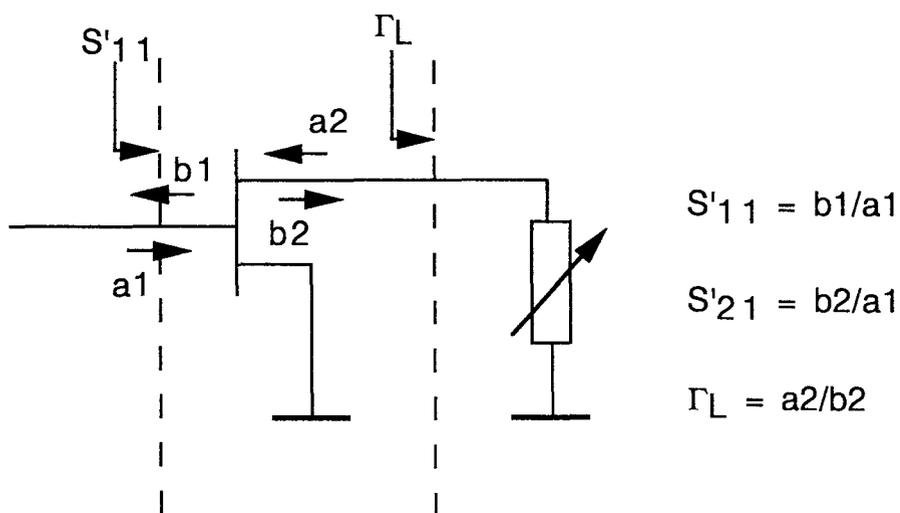


Figure 13 : Représentation des rapports d'ondes mesurés avec l'analyseur de réseau en configuration load pull.

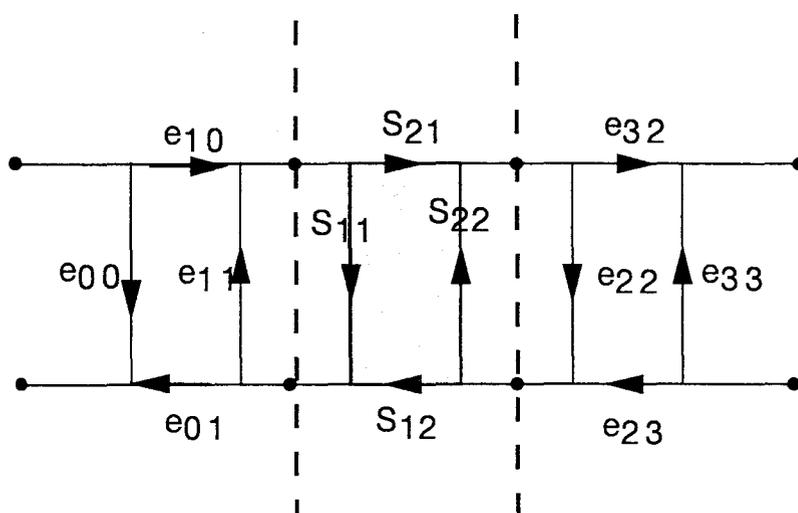


Figure 14 : Présentation du graphe de fluence en mode load pull du calibrage en impédance.

$$S_{21A} = \frac{\left[1 + \left(\frac{S_{22M-EDR}}{E_{RR}} \right) (E_{SR} - E_{LF}) \right] \left(\frac{S_{21M-EXF}}{E_{TF}} \right)}{\left[1 + \left(\frac{S_{11M-EDF}}{E_{RF}} \right) E_{SF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22M-EDR}}{E_{RR}} \right) E_{SR} \right] - \left[\left(\frac{S_{21M-EXF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M-EXR}}{E_{TR}} \right) E_{LF} E_{LR} \right]}$$

$$S_{12A} = \frac{\left[1 + \left(\frac{S_{11M-EDF}}{E_{RF}} \right) (E_{SF} - E_{LR}) \right] \left(\frac{S_{12M-EXR}}{E_{TR}} \right)}{\left[1 + \left(\frac{S_{11M-EDF}}{E_{RF}} \right) E_{SF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22M-EDR}}{E_{RR}} \right) E_{SR} \right] - \left[\left(\frac{S_{21M-EXF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M-EXR}}{E_{TR}} \right) E_{LF} E_{LR} \right]}$$

$$S_{22A} = \frac{\left[\left(\frac{S_{22M-EDR}}{E_{RR}} \right) \left[1 + \left(\frac{S_{11M-EDF}}{E_{RF}} \right) E_{SF} \right] \right] - \left[\left(\frac{S_{21M-EXF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M-EXR}}{E_{TR}} \right) E_{LR} \right]}{\left[1 + \left(\frac{S_{11M-EDF}}{E_{RF}} \right) E_{SF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22M-EDR}}{E_{RR}} \right) E_{SR} \right] - \left[\left(\frac{S_{21M-EXF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M-EXR}}{E_{TR}} \right) E_{LF} E_{LR} \right]}$$

* Système en configuration load-pull

Dans cette configuration, il n'est plus possible d'utiliser la procédure interne de l'analyseur de réseaux. En effet, l'onde est envoyée simultanément en entrée et en sortie du système de mesure. La correction des mesures brutes se fait donc au moyen de l'ordinateur relié à l'analyseur par le bus IEEE GPIB. L'analyseur de réseaux vectoriel envoie les données brutes pour lesquelles le PC possède les termes d'erreurs et les formules de correction. Un avantage de cette méthode est la plus grande rapidité d'exécution, le 360B possédant un microprocesseur 80087 alors que l'ordinateur utilisé est un Pentium 166 MHz. Nous présentons ci-dessous les différentes formules de corrections.

Les trois paramètres utiles dans l'obtention des gains, rendement et différentes puissances du composant sont S'_{11} , S'_{21} et Γ_L (fig. 13).

$$S'_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right) \quad S'_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right) \quad \Gamma_L = \left(\frac{a_2}{b_2} \right)$$

Le graphe de fluence d'un système à charge active est représenté sur la figure 14. En identifiant le graphe de fluence de la mesure de paramètres $[S_{ij}]$ (fig. 12) et celui relatif au système à charge active, on trouve :

$$e_{00} = E_{DF}$$

$$e_{11} = E_{LR}$$

$$e_{01} e_{10} = E_{RF}$$

$$e_{10} e_{32} = E_{TF}$$

$$e_{23} e_{32} = E_{RR}$$

$$e_{23} e_{01} = E_{TR}$$

$$e_{33} = E_{DR}$$

$$e_{22} = E_{SR}$$

Les formulations entre les paramètres mesurés et les paramètres corrigés sont donc :

$$S'_{11\text{cor}} = \frac{S'_{11\text{mes}} - E_{DF}}{S'_{11\text{mes}} E_{LR} - E_{LR} E_{DF} + E_{RF}}$$

$$\Gamma_L = E_{SR} + \frac{E_{RR} \Gamma_{L\text{mes}}}{1 - E_{DR} \Gamma_{L\text{mes}}}$$

$$S'_{21\text{cor}} = \frac{E_{RF}}{E_{TF}} \frac{1 - E_{DR} \Gamma_{L\text{mes}}}{E_{LR} S'_{11\text{mes}} - [E_{LR} E_{DF} - E_{RF}]} S'_{21\text{mes}}$$

Il est donc possible, à partir d'un étalonnage effectué en configuration S_{ij} , de connaître les trois termes corrigés (S'_{11} , S'_{21} et Γ_L) de la configuration charge active.

* Validation du calibrage en configuration analyseur de réseaux

C'est un point essentiel. En effet, notre système de mesure est très "lourd" et il fallait pouvoir vérifier la qualité du calibrage. Pour cela, nous avons effectué un calibrage TRL avec la même cellule de mesure :

- sur notre système
- sur un analyseur de réseaux vectoriel HP85107 classique.

Afin de comparer les qualités de calibrage, nous avons ensuite effectué des mesures de quadripôles passifs mais aussi de transistors. Ces derniers éléments, qui

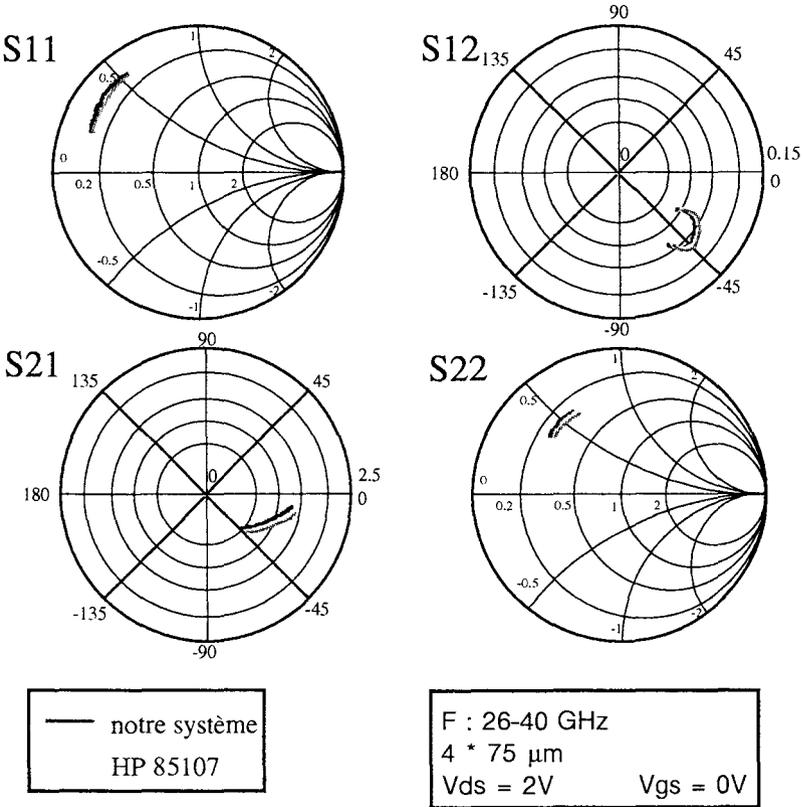


Figure 15 : Comparaison de mesures réalisées sur le HP 85107 et avec notre système de mesure.

peuvent présenter un $|S_{11}|$ proche de 1 et un $|S_{12}|$ proche de 0 qui sont deux cas très sensibles aux erreurs d'étalonnage.

Comme on peut le constater sur la figure 15, nous avons un excellent accord entre les deux mesures. Cependant, quelques remarques s'imposent :

- la réalisation d'une telle qualité de calibrage a souvent exigé de recommencer plusieurs fois l'étalonnage. La reproductibilité du serrage de la cellule dans le banc, sans toucher aux autres éléments, étant très délicate à obtenir ;
- le calibrage au moyen d'une cellule est long car il nécessite plusieurs microsoudures (Thru, Line) ;
- les lignes d'accès en microruban ont tendance à se dégrader, ce qui a pour conséquence de réduire la qualité du calibrage ;
- il est difficile de fabriquer une cellule qui donnera de bons résultats jusqu'à 40 GHz (problèmes de sliding, de la perle de verre,... et ceux dûs aux éléments de calibrage, comme les microsoudures de la ligne à la cellule). Nous sommes obligés d'en construire plusieurs afin d'en obtenir une qui donne les résultats escomptés jusque 40 GHz.

Malgré ces inconvénients, nous pouvons conclure qu'il est possible de réaliser, avec notre système, des mesures aussi précises qu'un VNA classique dans la bande de fréquence 26-40 GHz en cellule.

II.3.3 - Le calibrage en puissance

La précision de la mesure de la puissance injectée au composant est primordiale. En effet, grâce à celle-ci et à S'_{11} , S'_{21} et Γ_L , nous pouvons calculer toutes les grandeurs intéressantes (gains, rendements, puissances). Une erreur sur cette mesure se répercuterait donc sur la qualité de celles-ci. De ce fait, nous ne réalisons pas un calibrage scalaire de puissance (détermination d'un offset constant quelque soient les composants mesurés) mais vectoriel. La réalisation d'un offset de puissance stipule que le niveau soit relevé par un wattmètre muni d'une sonde de puissance. Or, celle-ci relève le niveau de puissance en effectuant une mesure large bande ce qui est très préjudiciable

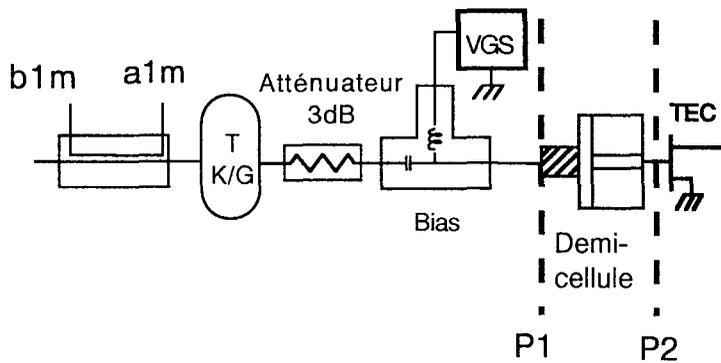


Figure 16 : Translation du plan de référence de la demi-cellule d'entrée à l'entrée du transistor.

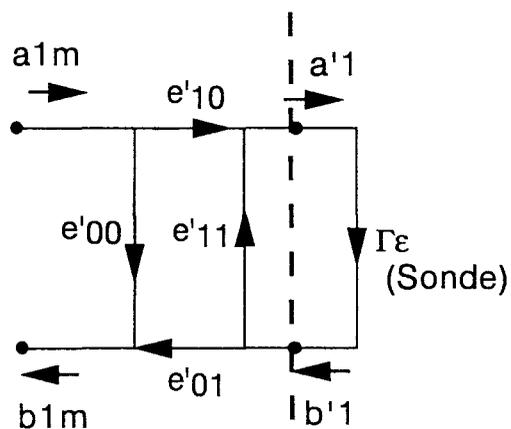


Figure 17 : Graphe de fluence utilisé lors du calibrage 1 port.
Détermination du niveau de puissance absolue à l'entrée de la cellule

pour sa précision étant donné le niveau de bruit élevé délivré par l'ATOP (5 à 6 dBm maximum). Par conséquent, c'est l'analyseur de réseaux qui est utilisé pour récupérer la valeur de la puissance injectée au composant et ceci pour chaque impédance de charge. Il possède deux avantages par rapport à un wattmètre (HP438A pour le système) :

- un filtre passe-bas de 100 kHz de fréquence de coupure à l'intérieur du convertisseur de fréquence qui supprime le bruit généré par l'ATOP ;
- une rapidité de communication avec l'ordinateur nettement supérieure, ce qui diminuera le temps de mesure.

La mesure de puissance se différencie de la mesure de paramètre de répartition par le relevé d'une onde absolue $|a_1|^2$ plutôt que d'un rapport d'onde. Or, l'analyseur de réseaux vectoriel WILTRON 360B permet de mesurer une référence $\left(\frac{a_{1m}}{1}\right)$ qui représente quantitativement l'onde incidente mesurée. Si le calibrage est précis, il est donc possible que $\frac{|a_{1m}|^2}{1}$ représente, après correction, la mesure absolue de la puissance incidente au composant.

Pour effectuer celui-ci, nous réalisons dans un premier temps un calibrage "un port" dans le plan P1 (fig. 16) sans la cellule de mesure afin de :

- déterminer les termes d'erreur de cette chaîne de mesure ;
- connaître le coefficient de réflexion de la sonde de puissance qui sera placée dans ce plan afin d'effectuer une mesure de puissance absolue.

Cela nous donne le graphe de fluence de la figure 17 avec :

e'_{00} qui représente la directivité du système de mesure ;

e'_{11} qui représente la désadaptation de source du système de mesure ;

e'_{01} e'_{10} qui représente la réponse fréquentielle en réflexion de la chaîne de mesure ;

Γ_ε qui représente le coefficient de réflexion mesuré de la sonde de puissance ;

a_{1m} et b_{1m} qui représentent les ondes mesurées au niveau des mélangeurs de conversion ;

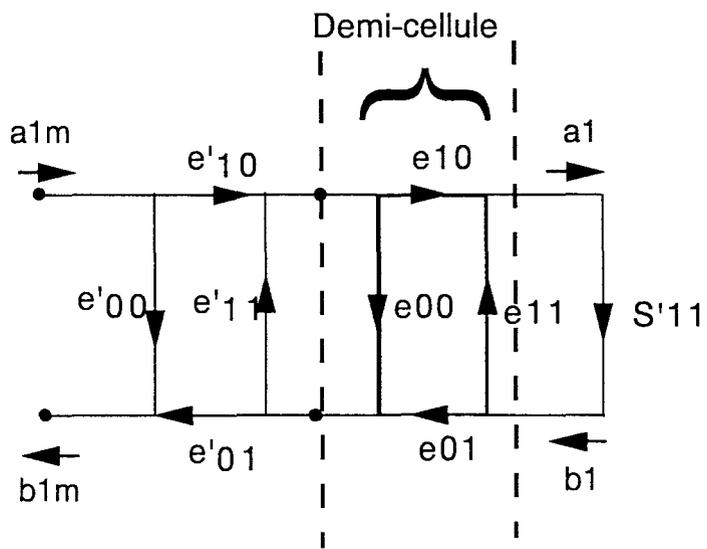


Figure 18 : Graphe de fluence incluant les termes d'erreurs de la demi-cellule.

a'_1 qui représente l'onde globale arrivant sur la sonde de puissance.

Nous pouvons en déduire a'_1 en fonction de a_{1m} :

$$a'_1 = \frac{e'_{10} a_{1m}}{1 - e'_{11} \Gamma_\varepsilon}$$

La puissance absorbée par la sonde qui est mesurée est :

$$P_\varepsilon = |a'_1|^2 (1 - |\Gamma_\varepsilon|^2)$$

d'où :

$$P_\varepsilon = \frac{|e'_{10}|^2 |a_{1m}|^2}{|1 - e'_{11} \Gamma_\varepsilon|^2} (1 - |\Gamma_\varepsilon|^2)$$

Remarque :

Il est à noter que lors de la mesure de cette puissance de référence le 'cal factor' de la sonde de puissance est laissé à 100%. En effet son coefficient de désadaptation sera pris en compte de façon plus précise par notre méthode.

Or P_ε , e'_{11} et Γ_ε sont connus. Donc on peut déterminer $|e'_{10}|^2$ grâce à :

$$|e'_{10}|^2 = \frac{P_\varepsilon |1 - e'_{11} \Gamma_\varepsilon|^2}{|a_{1m}|^2 (1 - |\Gamma_\varepsilon|^2)}$$

Maintenant que nous connaissons la puissance incidente à l'entrée de la demi-cellule, il est possible de connaître la puissance incidente à l'entrée du dispositif sous test (plan P2, fig.16). Pour cela nous utilisons le graphe de fluence global de la figure 18 avec :

e_{00} , qui représente la directivité de la demi-cellule d'entrée,

e_{11} , qui représente la désadaptation de source de la demi-cellule

et $e_{01}e_{10}$, qui représente la réponse fréquentielle en réflexion de la demi-cellule

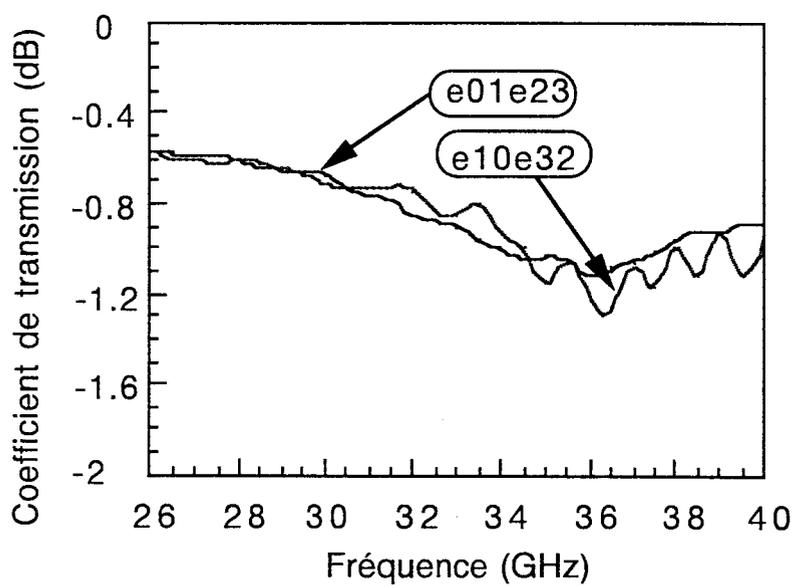
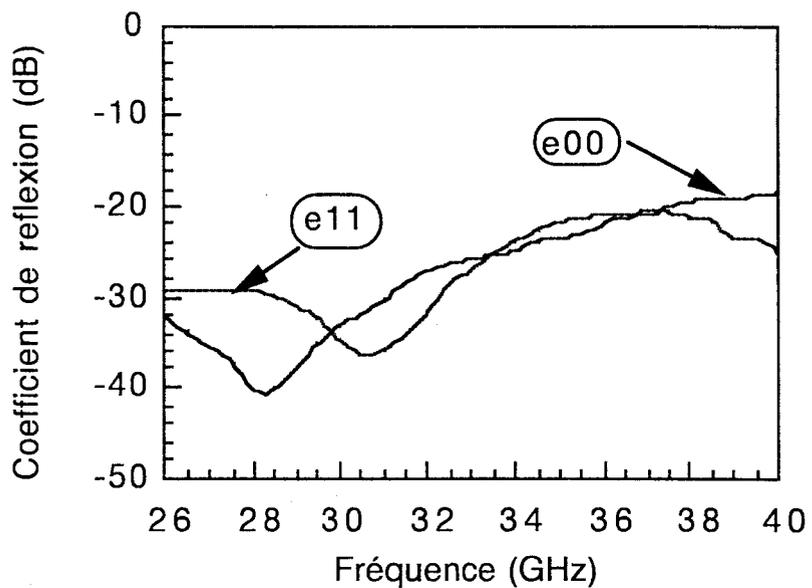


Figure 19 : Exemple d'évolution fréquentielle des termes d'erreur de la cellule

Nous devons donc connaître les termes d'erreur de la demi-cellule. D'où un calibrage TRL dit "cascade" est réalisé grâce à l'analyseur de réseaux vectoriel HP85107. Dans un premier temps un calibrage TRL sans la cellule est effectué . Puis nous réalisons un calibrage TRL avec la cellule mais en activant le premier calibrage. Ainsi, nous pouvons connaître les termes d'erreur de la cellule uniquement et donc de la demi-cellule. Nous présentons sur la figure 19 des évolutions de ces termes d'erreur.

On peut donc écrire :

$$a_1 = e_{11} b_1 + e_{10} a'_1$$

$$b_1 = s'_{11} a_1 \quad \text{d'où} \Rightarrow a_1 = \frac{e_{10} a'_1}{1 - e_{11} s'_{11}}$$

$$a'_1 = e'_{10} a_{1m} + e'_{11} b'_1$$

$$b'_1 = e_{00} a'_1 + e_{01} b_1 = e_{00} a'_1 + e_{01} s'_{11} a_1$$

$$a'_1 = e'_{10} a_{1m} + e'_{11} e_{00} a'_1 + e_{01} e'_{11} s'_{11} a_1$$

$$a'_1 = \frac{e'_{10} a_{1m} + e_{01} e'_{11} s'_{11} a_1}{1 - e'_{11} e_{00}}$$

Ainsi on obtient :

$$a_1 = \frac{e'_{10} e_{10} a_{1m}}{1 - e'_{11} e_{00} - e_{11} s'_{11} + e_{11} e'_{11} e_{00} s'_{11} - e_{10} e_{01} e'_{11} s'_{11}}$$

La puissance s'exprime par :

$$P_1 = \frac{|e'_{10}|^2 |e_{10}|^2 P_{1 \text{ mes}}}{|1 - e'_{11} e_{00} - e_{11} s'_{11} + e_{11} e'_{11} e_{00} s'_{11} - e_{10} e_{01} e'_{11} s'_{11}|^2}$$

Nous avons dû effectuer une seule hypothèse pour obtenir cette puissance, c'est de considérer que $|e_{01}|^2 = |e_{01} e_{10}|$ en linéaire. Il est donc possible, en connaissant uniquement l'onde $\left(\frac{a_{1m}}{1}\right)$, de déterminer très précisément le niveau de puissance injectée à l'entrée du composant par une méthode de correction vectorielle. Grâce à la connaissance de ce niveau de puissance et des trois paramètres S'_{11} , S'_{21} et Γ_L nous pouvons calculer toutes les données intéressantes du composant.

II.4 - LE BANC A CHARGE ACTIVE SOUS POINTE

Une des améliorations du banc fut de remplacer la cellule de mesure par une station sous pointes. Ceci a permis les améliorations que nous allons décrire. Mais il nous fallait également pouvoir adapter les différentes méthodes de calibrage en impédance et en puissance au banc sous pointes. C'est ce que nous allons décrire maintenant.

II.4.1 - L'état d'esprit

Le passage d'une mesure en cellule à une mesure sous pointes s'est effectué pour plusieurs raisons. Il nous fallait tout d'abord connaître avec certitude les impédances optimales à présenter aux composants mesurés en s'affranchissant des connexions (via la cellule de mesure) de drain, grille et de source. Or comme nous le verrons au paragraphe II.5, la détermination à partir de mesures en cellule de l'impédance optimale du transistor seul (sans L_s , L_g , L_d) n'est pas aisée. La réalisation directe de mesure sous pointe nous semblait donc nettement plus fiable.

De plus, dans le cadre d'un contrat avec la DRET, nous devons réaliser la mesure de composants sur substrat InP, ce qui aurait été extrêmement délicat en cellule en raison du problème de découpe de composants sur ce type de substrat.

L'étape de calibrage en impédance se trouvait simplifiée et plus fiable sous pointes. En effet, elle offre beaucoup plus de possibilités (LRM, LRL, SOLT avec des standards adaptés). De plus, un calibrage en impédance sous pointes simplifie énormément la procédure de réalisation par rapport à un calibrage réalisé en cellule car nous n'avons plus besoin d'effectuer des thermocompressions (§ II.3.2). Elle est par là même nettement plus reproductible, également plus rapide à réaliser et ce jusque 40 GHz. Par contre, toute la partie logicielle (automatisation du fonctionnement, limitation en courant de grille,...) que nous avons élaborée pour les mesures en cellule reste inchangée. Le fonctionnement du banc est donc le même que celui décrit au paragraphe II.2.3.

II.4.2 - Etude sur le calibrage en impédance

a) Calibrage en impédance sous pointes

Le passage d'une mesure en cellule à une mesure sous pointes n'entraîne aucune modification dans les diverses procédures exposées au paragraphe II.3.2. En effet, nous effectuons toujours nos calibrages grâce à la procédure interne de l'analyseur de réseaux vectoriel Wiltron. Pour lui, la mesure s'effectue toujours sur un milieu dispersif (coplanaire ou microruban), il est donc complètement transparent à une mesure en cellule ou sous pointes. Nous retrouverons donc les mêmes graphes de fluence qu'au paragraphe II.3.2 que nous nous plaçons en paramètres $[S_{ij}]$ ou en mode load-pull.

Le but de cette partie est, dans un premier temps, d'analyser divers types de calibrages vectoriels en impédance (LRM, SOLT, LRL), qui n'ont pu être effectués avec le système en cellule. Nous les étudierons dans plusieurs conditions (coplanaire ou microruban) afin d'en tirer des conclusions sur les écarts de mesures qu'ils entraînent. Dans un deuxième temps, nous regarderons l'effet de l'atténuateur 3 dB anti-oscillations, placé en amont du composant mesuré, sur la qualité des calibrages. Enfin nous comparerons, sur un composant, un étalonnage réalisé avec le HP85107 et le banc.

b) Les différents calibrages et éléments de test utilisés

Pour cette étude, nous voulions comparer différents types de calibrage en coplanaire et en microruban. En coplanaire, nous avons réalisé sur substrat d'alumine les calibrages suivants :

- LRM (Line, Reflect, Match) avec comme charge réfléchive soit un court-circuit, soit un circuit ouvert ;
- LRL (Line, Reflect, Line) en coplanaire avec comme charge réfléchive soit un court-circuit, soit un circuit ouvert ;
- SOLT (Short, Open, Line, Thru).

En microruban le substrat utilisé est de Arséniure de Gallium, ne possédant pas de charge adapté sur celui-ci, seuls des calibrages LRL ayant soit un court-circuit soit un circuit ouvert comme charge réfléchive ont pu être réalisés. De plus le SOLT en

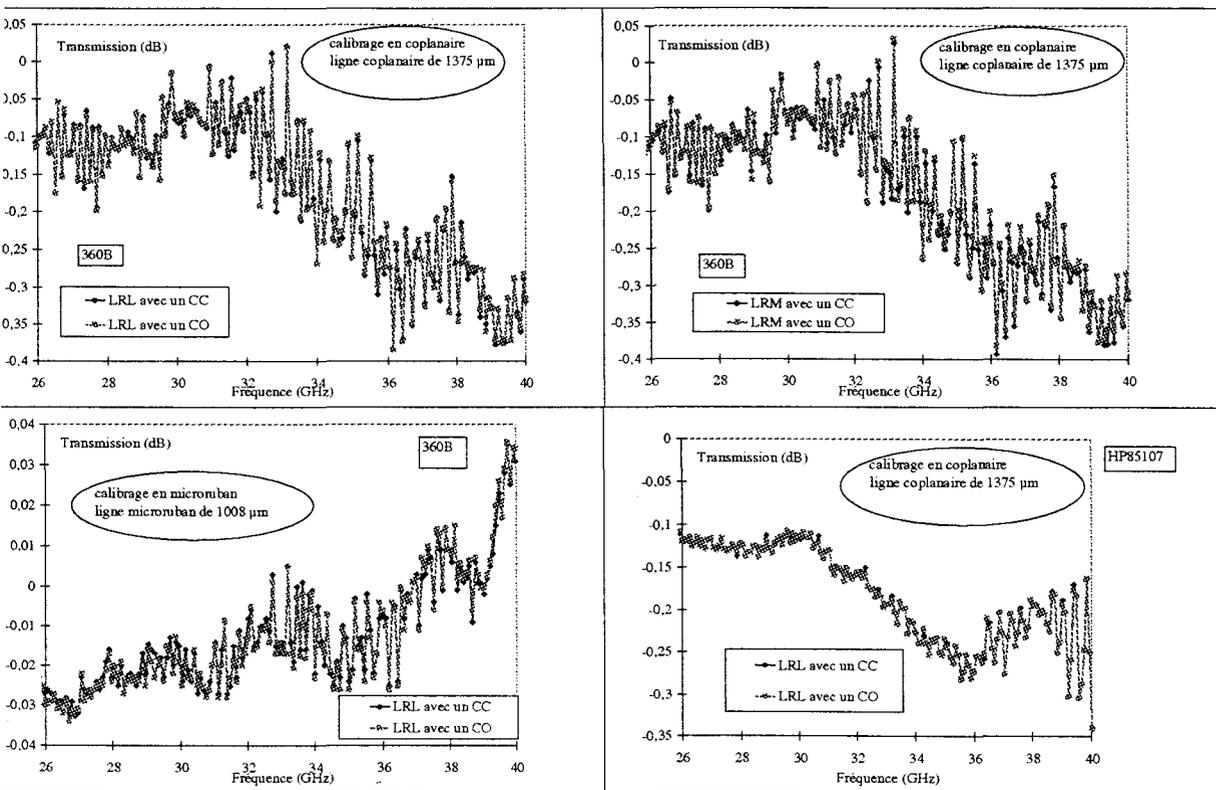


Figure 20 : Comparaison, grâce à une ligne de transmission, de calibrages réalisés avec un circuit ouvert et un court-circuit.

coplanaire, ayant donné de très médiocres résultats (§ II.4.2.e), nous ne l'avons pas mis en œuvre sur microruban.

Il n'y a pas de circuits ouverts sur nos différents kits de calibrage. Pour réaliser ceux-ci, nous devons donc laisser les pointes en l'air. Dans ce cas, la capacité de bout (donnée par le constructeur) est entrée dans l'analyseur de réseaux afin d'en tenir compte dans la procédure de calibrage.

Enfin, cette étude pourrait être complétée dans l'avenir par la mise en œuvre de calibrage sur substrat InP, le kit adéquat étant en cours de réalisation technologique.

Cette étude, non exhaustive, sur les calibrages a été effectuée dans un premier temps sur notre système de mesure en fonctionnement analyseur de réseaux puis sur un HP 85107. Pour réaliser une comparaison, les étalonnages ont tous été effectués à partir de la procédure interne de l'analyseur de réseaux vectoriel concerné (Wiltron ou Hewlett Packard). Les calibrages avec le Wiltron 360B ont été réalisés avec 168 points de mesures et un moyennage de 101 points, mais aucun lissage n'a été employé. De même avec le HP85107, les étalonnages ont été effectués avec 101 points de mesure, 200 points de moyennage et sans lissage. Enfin tous les calibrages ont été exécutés dans le plan des pointes.

Nous avons comparé les différents calibrages avec les éléments suivants :

- une ligne coplanaire de 5275 μm en circuit ouvert ;
- une ligne coplanaire en transmission de 1375 μm ;
- un transistor coplanaire 10153 du laboratoire (§ III.2) ;
- une ligne microruban de 1008 μm en circuit ouvert ;
- une ligne microruban de 1008 μm en transmission ;
- un transistor microruban de chez THOMSON (§ III.2).

c) Comparaison des calibrages réalisés avec comme charge réflective un court-circuit ou un circuit ouvert

Il semble intéressant, avant de comparer les différents calibrages, d'étudier l'effet de la charge réflective (circuit ouvert ou court-circuit) sur la qualité de l'étalonnage. Sur la figure 20, nous montrons une mesure de transmission effectuée avec

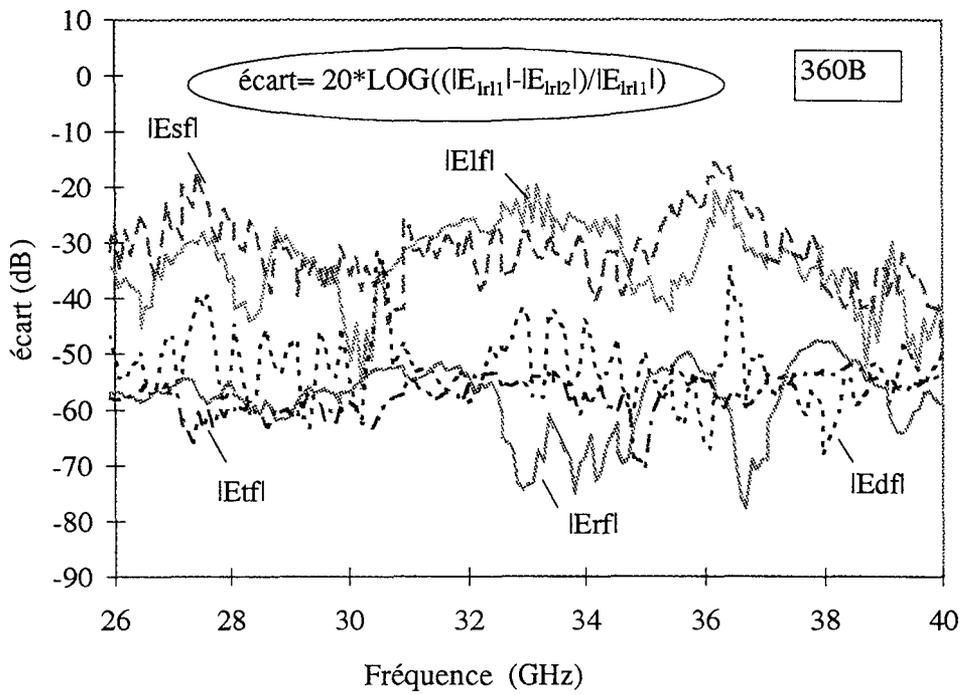


Figure 21 : Ecart entre les termes d'erreurs, en sens direct, pour deux calibrages LRL en coplanaire effectués successivement et caractérisant la répétabilité des calibrages.

une ligne coplanaire pour les calibrages effectués en coplanaire et avec une ligne microruban pour les calibrages microruban, en comparant à chaque fois les résultats obtenus avec un étalonnage réalisé avec un circuit ouvert et un autre réalisé avec un court-circuit. Aucune différence significative n'est observée pour un même type d'étalonnage (LRL ou LRM) réalisé avec une charge réflective différente. Les mêmes conclusions ont été obtenues lors de la mesure de transistors. De même il est apparu indifférent que les mesures soient effectuées sur un analyseur HP ou Wiltron. Par contre la différence de pertes observée entre une ligne microruban et une ligne coplanaire est imputable plutôt au type de propagation rencontré qu'au substrat. En effet il y a plus de pertes en coplanaire à cause du rayonnement [7].

De plus, si nous calculons l'écart obtenu en dB, entre les termes d'erreur d'un calibrage réalisé avec un CC et un autre avec un CO, grâce à la formule ci-dessous [8] :

$$\text{Ecart} = 20 \text{ Log} \left(\frac{|E| - |E'|}{|E|} \right) \quad (1)$$

- où
- E qui représente un des 12 termes d'erreur réalisé avec un type de calibrage ;
 - E' qui représente le même terme d'erreur, réalisé avec un calibrage différent.

Nous obtenons un résultat similaire à celui donné par la comparaison de deux calibrages de même type réalisés successivement avec une même charge réflective. La figure 21 fournit un exemple en 'forward', avec un calibrage LRL coplanaire effectué deux fois. Nous pouvons donc en conclure que deux calibrages effectués chacun avec une charge réflective différente sont équivalents. Il est à noter que l'écart maximum relevé sur la figure 21 est en moyenne d'environ - 30 dB, ce qui correspond en pourcentage à 3 %, ce qui est faible.

d) Comparaison entre les calibrages LRL et LRM en coplanaire

Maintenant que nous nous sommes affranchis du problème de la charge réflective, intéressons nous plus particulièrement à la comparaison des calibrages LRM et LRL tous deux obtenus avec un court-circuit.

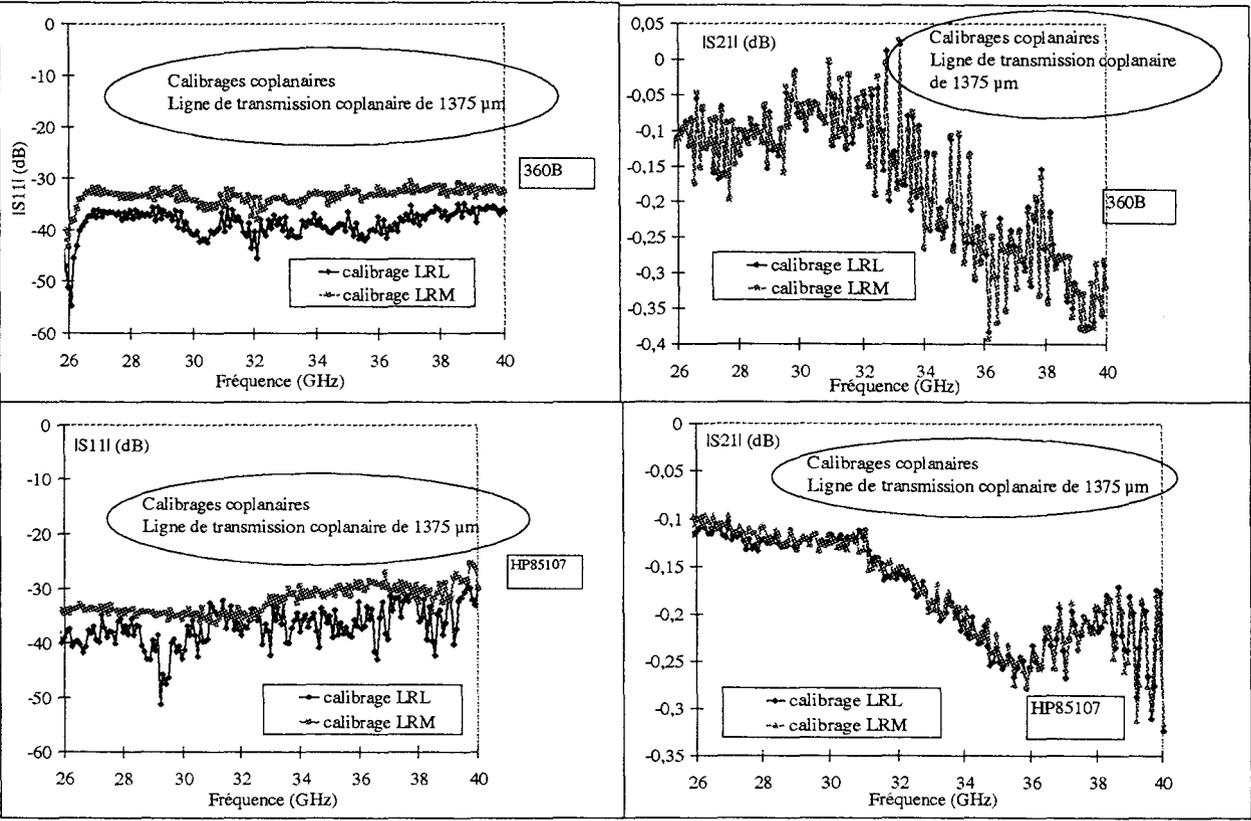


Figure 22 : Ligne de transmission coplanaire mesurée avec un calibrage LRM et LRL coplanaires.

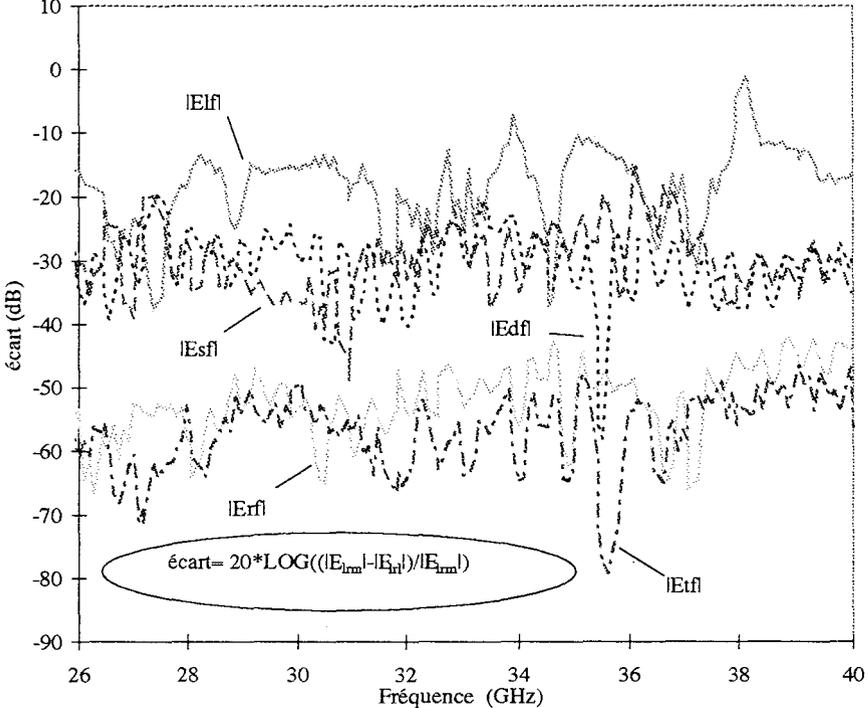


Figure 23 : Ecart entre les termes d'erreurs, en sens direct, obtenus avec un calibrage LRM et LRL en coplanaire.

Sur la figure 22 nous comparons, pour une ligne de transmission coplanaire, les calibrages LRL et LRM et nous constatons que:

- les pertes sont similaires ($|S_{21}|$) pour les deux calibrages ;
- l'adaptation est meilleure pour la LRL que pour la LRM.

Nous constatons la même évolution sur l'analyseur HP. La différence d'adaptation, lors de la mesure de la ligne, est due à l'impédance caractéristique. Celle de la ligne mesurée est plus proche des impédances caractéristiques des lignes ayant servi pour le calibrage LRL que la charge adaptée ayant été utilisée pour la LRM. En effet, pour une autre ligne de transmission, mesurée sur un deuxième substrat alumine en coplanaire, nous avons obtenu des résultats inversés au niveau de l'adaptation (dans ce cas elle est meilleure pour la LRM que pour la LRL). Par contre, sur la mesure de transistors, aucune différence notable n'est à remarquer. En effet les modules des coefficients à mesurer sont moins critiques pour les transistors (moins proches de 0 ou 1) que pour la ligne de transmission. La mesure des composants actifs n'est donc pas forcément révélatrice à elle seule, des problèmes de calibrage. Cela dépend des composants utilisés. Si maintenant, nous comparons l'écart (équation 1) entre les termes d'erreurs (fig. 23, en sens direct), nous constatons qu'il y a une différence notable sur $|E_{LF}|$ (+10 dB) et surtout $|E_{DF}|$ (+20 dB) et donc aussi $|E_{LR}|$ et $|E_{DR}|$, par rapport à ce que nous avons obtenu pour la répétabilité (fig. 21). C'est donc à cause de ces termes d'erreurs qu'il y a une différence sur les éléments mesurés avec les calibrages LRM et LRL.

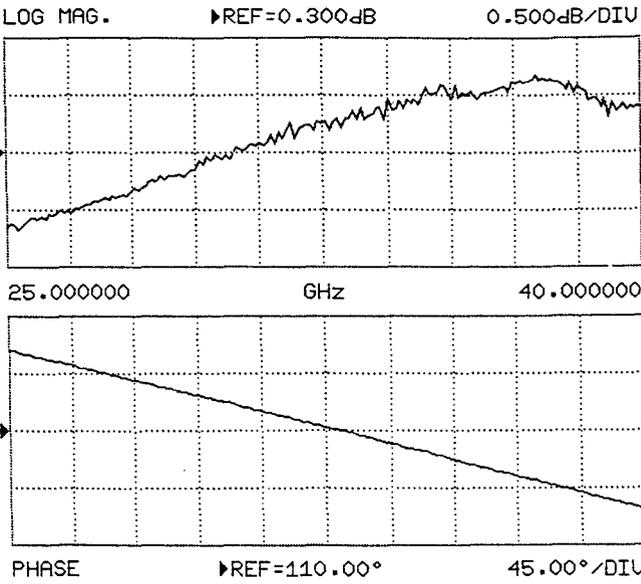
Nous pouvons donc conclure qu'il est préférable d'utiliser un calibrage LRL, si la mesure des DST se fait sur le même substrat que l'étalonnage. Par contre, il vaut mieux un calibrage LRM dans le cas où le substrat de calibrage est différent du substrat de mesure.

e) Comparaison entre un calibrage SOLT et un calibrage LRL en coplanaire

La différence majeure entre un calibrage SOLT et LRL réside dans les étalons de calibrage. Pour le premier cité, nous devons connaître parfaitement les éléments de référence et pour second, les hypothèses suivantes sont nécessaires [5]:

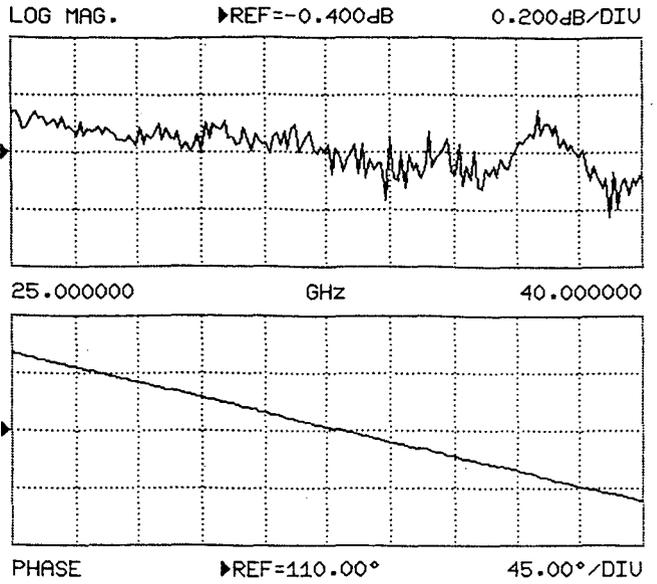
- les lignes étalons ont des facteurs de réflexion nuls et sont sans pertes ;

S11 FORWARD REFLECTION



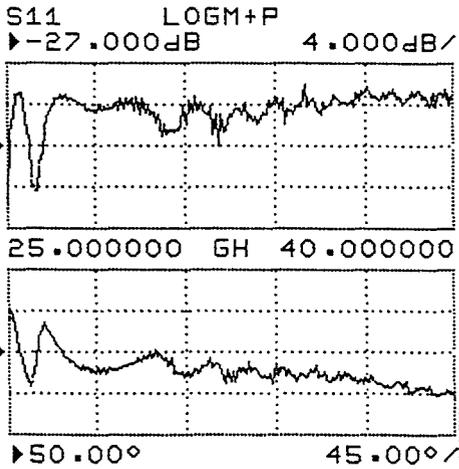
(a) calibrage SOLT

S11 FORWARD REFLECTION

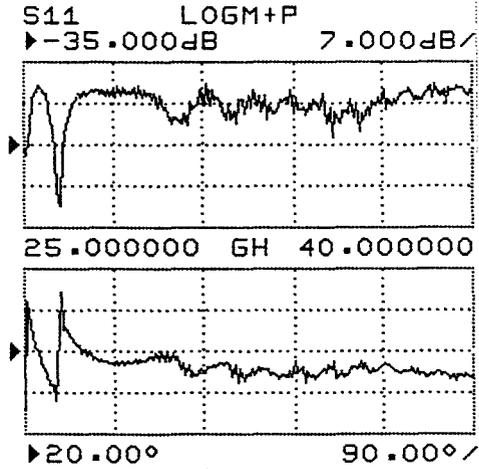


(b) calibrage LRL

Figure 24 : Ligne coplanaire en circuit ouvert, mesurée avec un calibrage LRL et SOLT.



(a) calibrage SOLT



(b) calibrage LRL

Figure 25 : Ligne coplanaire en transmission, mesuré avec un calibrage LRL et SOLT.

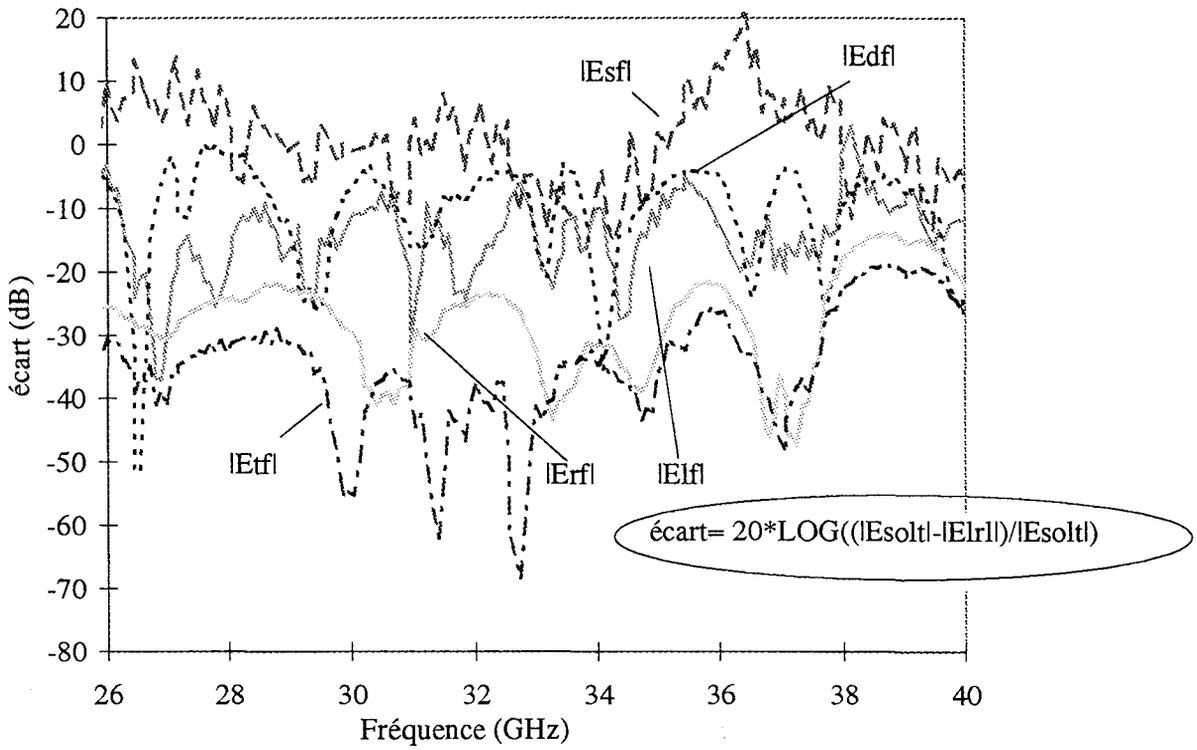
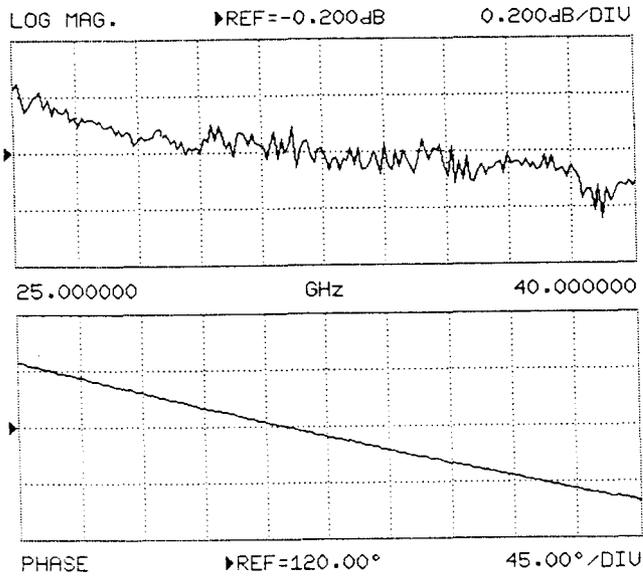
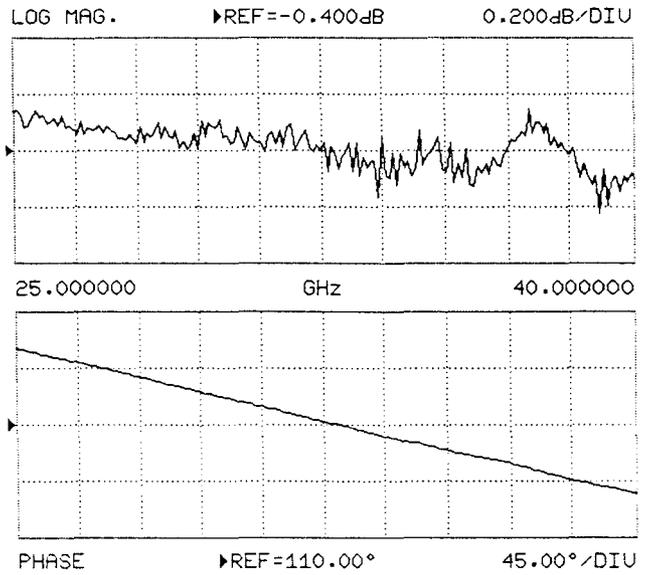


Figure 26 : Ecart entre les termes d'erreurs en sens direct, obtenus avec un calibrage LRL et un calibrage SOLT en coplanaire.

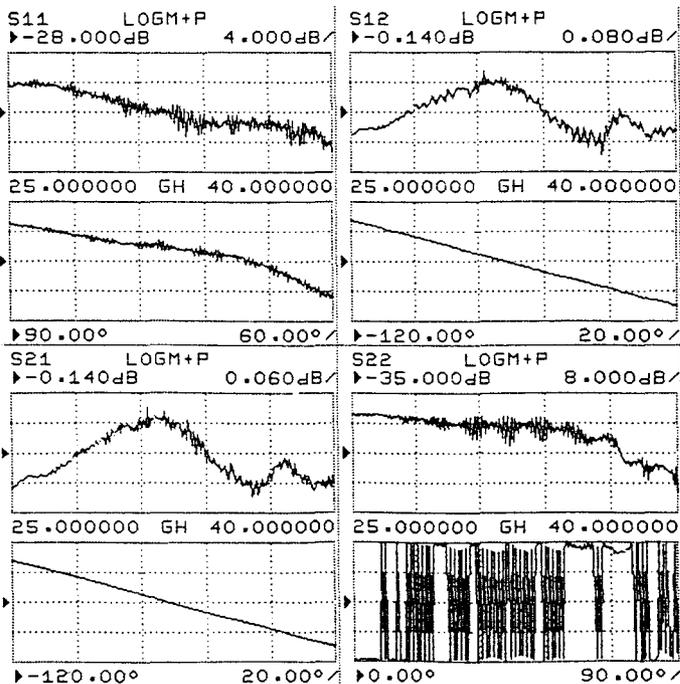


(a) calibrage microruban

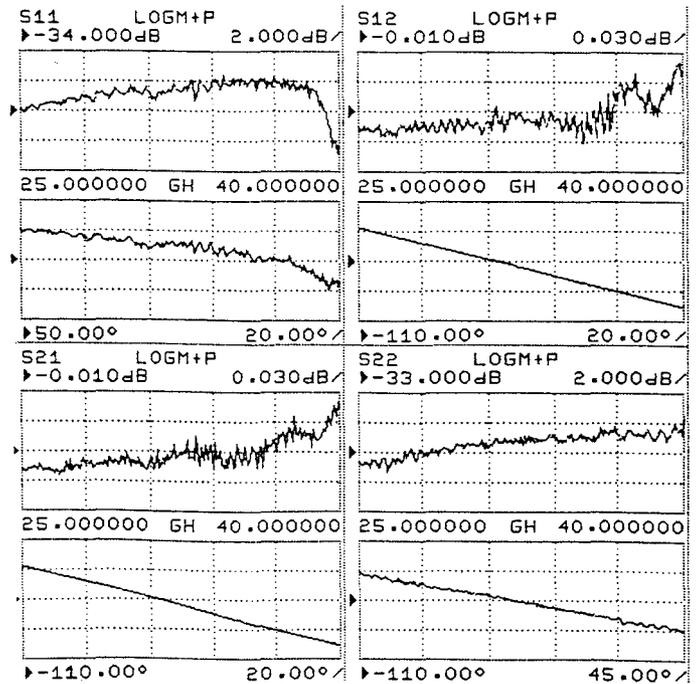


(b) calibrage coplanaire

Figure 27 : Mesure d'une ligne coplanaire en circuit ouvert avec un calibrage LRL en microruban et en coplanaire.



(a) calibrage coplanaire



(b) calibrage microruban

Figure 28 : Ligne microruban de 1008 μm en transmission, mesurée avec deux calibrages LRL microruban et coplanaire.

- l'impédance caractéristique est connue et identique pour les deux lignes ;
- la charge réfléchive doit avoir un fort coefficient de réflexion, il peut être inconnu mais doit être identique sur les deux ports.

Or, ne possédant pas de kit de calibrage dédié à la SOLT, la connaissance des étalons que nous utilisons n'est qu'approximative. Cela entraîne plusieurs conséquences :

- la mesure de la ligne coplanaire en circuit ouvert montre un coefficient de réflexion supérieur à 1 (fig. 24) ;
- la mesure d'une ligne en transmission montre une moins bonne adaptation qu'avec le calibrage LRL, réalisé sur le même substrat (fig. 25).

De même si nous comparons l'écart sur les termes d'erreurs (équation 1) d'un calibrage LRL et SOLT (fig. 26), nous obtenons des différences nettement plus importantes que sur la figure 21 avec une remontée de 40 dB de $|E_{df}|$ et d'au moins 20 dB pour les autres termes.

Dans ces conditions, il nous est impossible d'utiliser un calibrage SOLT pour obtenir de bons résultats de mesure.

f) Comparaison entre deux calibrages LRL : l'un en microruban et l'autre en coplanaire

Maintenant que nous avons étudié différents types de calibrage en coplanaire, il nous semble intéressant de comparer deux calibrages LRL, le premier en coplanaire et le second en microruban.

Lorsque l'on mesure une ligne coplanaire en circuit ouvert avec ces deux types de calibrages (fig. 27), la mesure réalisée avec l'étalonnage microruban présente moins de pertes. Ceci s'explique par la prise en compte de trous métallisés lors du calibrage microruban. Ils induisent des pertes dont cet étalonnage tient compte mais qui n'existent pas en coplanaire. Ce type de comportement est également observé sur l'analyseur de réseaux HP85107.

Si maintenant nous étudions une ligne microruban en transmission (fig. 28), nous pouvons faire quelques remarques :

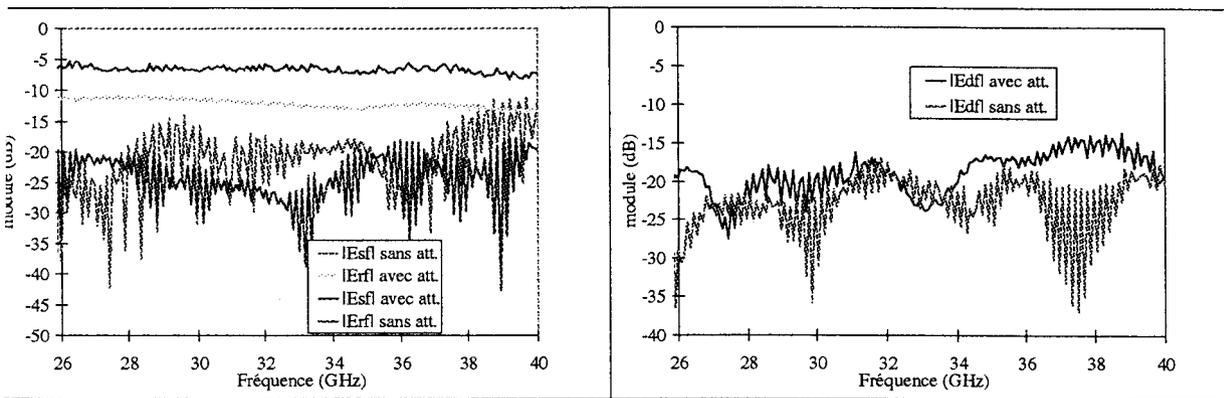


Figure 29 : Calibrage 1 port effectué pour comparer l'effet de l'atténuateur sur la qualité des mesures.

- sur le $|S_{21}|$ et $|S_{12}|$, nous remarquons moins de pertes pour le calibrage microruban dû à la prise en compte des trous métallisés dans celui-ci ;
- sur le $|S_{11}|$ et $|S_{22}|$, l'adaptation est meilleure avec le calibrage microruban qu'avec le calibrage coplanaire.

De même avec une ligne coplanaire en transmission, l'adaptation est meilleure avec l'étalonnage coplanaire qu'avec l'étalonnage microruban.

En conclusion, il convient d'utiliser un calibrage coplanaire pour des mesures en coplanaire et un calibrage microruban pour des mesures effectuées en microruban. Et ceci est d'autant plus vrai que la fréquence de travail augmente.

g) conclusion sur les calibrages

D'après l'étude ci-dessus, nous avons montré que le calibrage dépendait énormément de la structure de propagation utilisée (coplanaire ou microruban) et qu'il est donc indispensable de se calibrer en coplanaire (microruban) pour réaliser des mesures en coplanaire (microruban).

Nous avons également montré l'intérêt que peut avoir l'emploi d'un calibrage LRM ou LRL suivant que le même substrat sert ou ne sert pas pour le calibrage et les mesures.

Enfin, nous avons vu que les termes d'erreurs qui engendrent les différences entre les calibrages, hormis la SOLT, sont E_{LF} , E_{DF} , E_{LR} , E_{DR} qui sont liés à la directivité et la désadaptation de charge en sens direct et inverse (les autres termes restant quasiment constants).

h) l'effet de l'atténuateur 3 dB

Pour étudier cet effet, nous avons comparé, les termes d'erreurs du port 1 (avec l'atténuateur) et ceux du port 1 (sans atténuateur). Nous avons effectué sur le port 1, juste après le té de polarisation, deux calibrages SOLT en coaxial, l'un avec l'atténuateur 3 dB dans la chaîne de mesure et l'autre sans ce dernier (fig. 29). Nous constatons un écart de 6 dB entre E_{RF} (sans atténuateur 3dB) et E_{RF} (avec atténuateur 3 dB), une perte de directivité

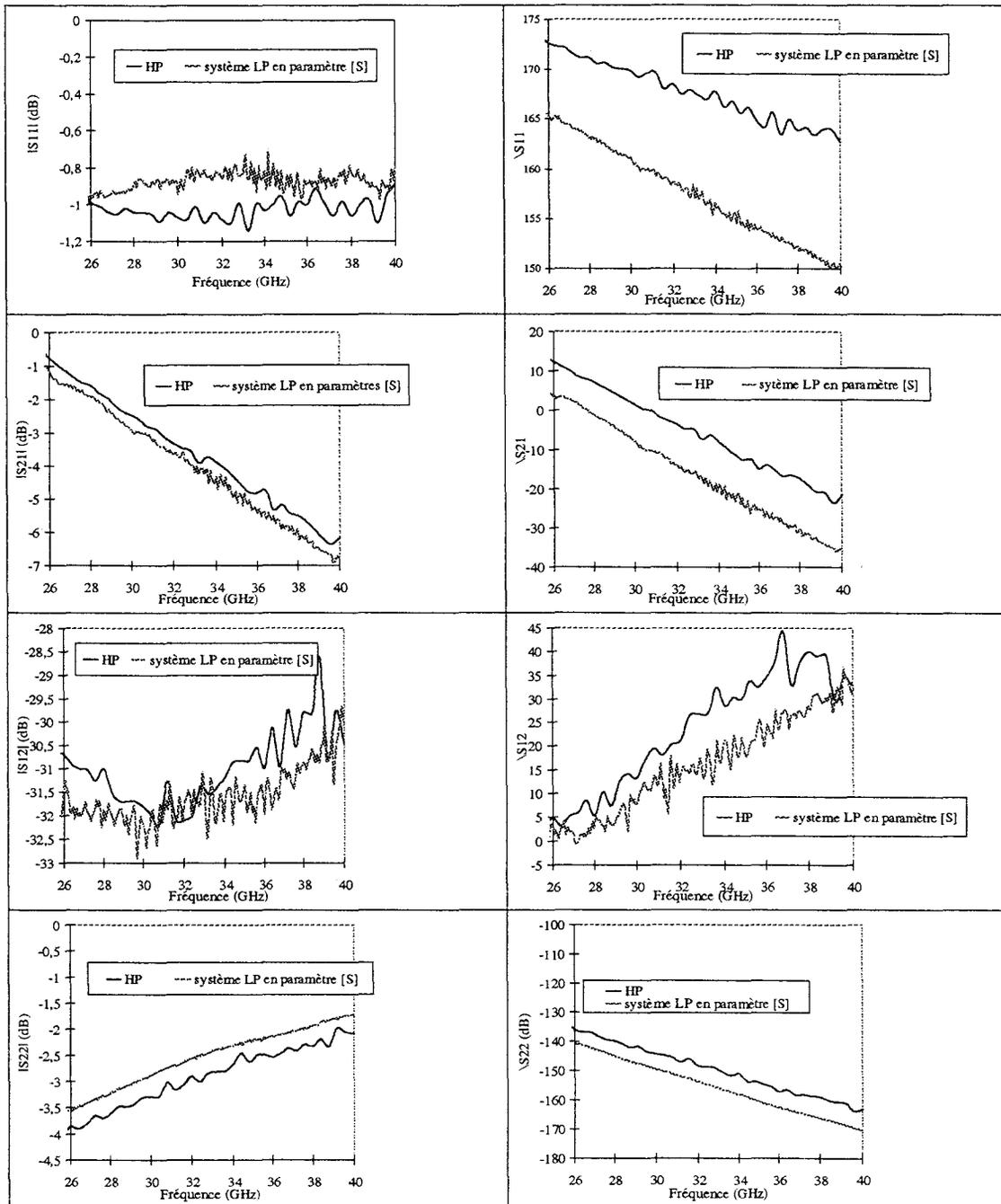


Figure 30 : Comparaison d'une mesure des paramètres de répartition avec un analyseur de réseaux HP85107 et notre système en configuration paramètre $[S_{ij}]$ pour un transistor HEMT. IAF; $8 \times 100 \times 0,3 \mu\text{m}^2$; $V_{ds}=3\text{V}$, $V_{gs}=0\text{V}$.

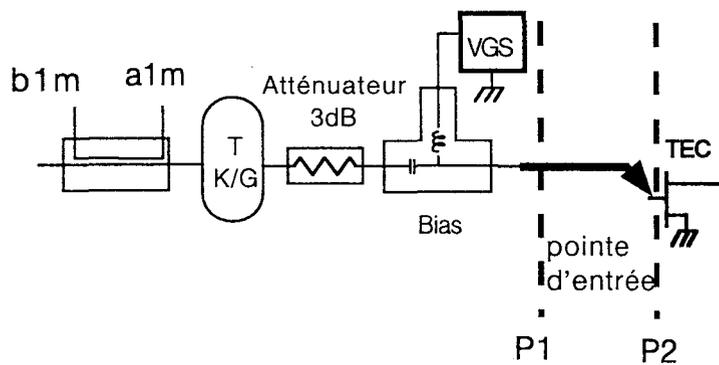


Figure 31 : Translation du plan de référence de la pointe d'entrée à l'entrée du transistor.

faible et une légère amélioration de la désadaptation de source. Nous pouvons donc en conclure que l'atténuateur 3 dB n'influence quasiment pas la qualité du calibrage.

i) Comparaison HP85107 avec le banc en mode paramètre [S_{ij}]

Comme nous l'avons constaté, lors de l'étude des calibrages, les conclusions sont identiques que les étalonnages soient effectués sur l'analyseur de réseaux vectoriel HP85107 ou sur le banc. Nous pouvons donc dire que notre système est fiable.

Nous avons également voulu vérifier la qualité du calibrage vectoriel en impédance entre les deux bancs. Pour cela, nous avons mesuré un transistor IAF 8x50x0,3 μm^2 (§ III.2.1) à $V_{ds}= 3\text{V}$ et $V_{gs}= 0\text{V}$ (fig. 30). Ce transistor a été choisi à cause de son $|S_{12}|$ qui est proche de - 30 dB et de son $|S_{22}|$ proche de 1 (ces deux cas étant bien adaptés pour la vérification d'un calibrage [5]). Nous constatons un écart de phase sur ces deux mesures causé par une pose de pointes différente. De plus, même si nous ne pouvons pas dire lequel des deux calibrages est le meilleur, nous constatons que celui réalisé avec notre banc est plus linéaire malgré un nombre de points de mesure plus grand (168 au lieu de 101) et un moyennage plus faible (101 points au lieu de 200 points). Nous pouvons donc conclure qu'avec notre système à charge active en configuration S_{ij} , nous réalisons des calibrages de qualité identique à un analyseur de réseaux vectoriel seul. De plus, contrairement à la mesure en cellule (II.3.2), la réalisation d'un étalonnage sous pointes est très reproductible (même jusqu'à 40 GHz) et nettement moins long à effectuer (quelques minutes).

II.4.3 - Le calibrage en puissance

Le passage sous pointes ne devait en aucun cas se faire au détriment de la précision du calibrage vectoriel de puissance qui était réalisé précédemment avec le système en cellule (§ II.3.3). Il fallait donc trouver une solution afin de transplanter ce type de calibrage au cas des mesures sous pointes. En fait, le principe du calibrage et les calculs sont similaires à ceux effectués avec le banc muni d'une cellule.

Nous réalisons, dans un premier temps, un calibrage un port sans les pointes dans le plan P_1 (fig. 31). Ainsi, nous déterminons les termes d'erreur de cette chaîne de

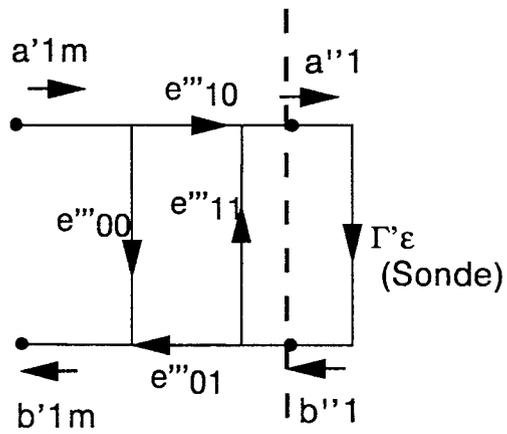


Figure 32 : Graphe de fluence utilisé lors du calibrage 1 port.
Détermination du niveau de puissance absolue a l'entrée de la pointe d'entrée.

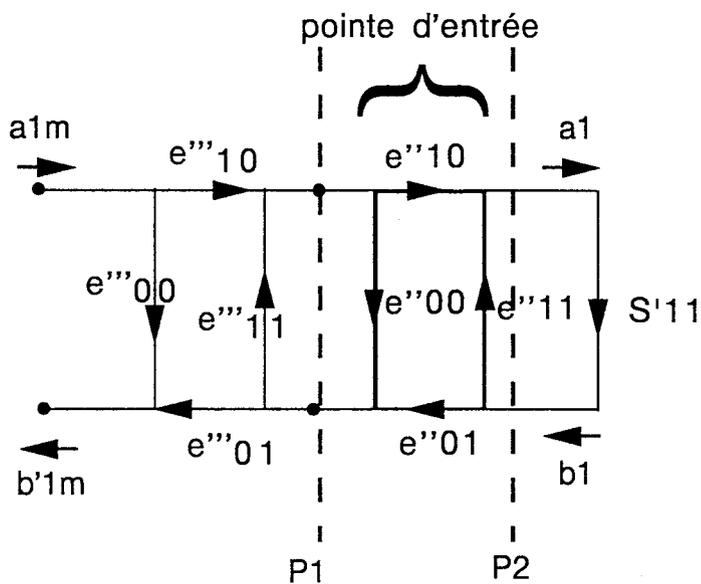


Figure 33 : Graphe de fluence incluant les termes d'erreur de la pointe d'entrée.

mesure et le coefficient de réflexion de la sonde de puissance qui sera placée dans ce plan afin d'effectuer une mesure de puissance absolue. On obtient donc le graphe de fluence de la figure 32 avec :

- e'''_{00} qui représente la directivité du système
- e'''_{11} qui représente la désadaptation de source du système
- $e'''_{01} e'''_{10}$ qui représente la réponse fréquentielle de la chaîne de mesure
- a'_{1m} et b'_{1m} qui représentent les ondes mesurées au niveau des mélangeurs de conversion
- a''_1 qui représente l'onde globale arrivant sur la sonde de puissance.

Et par la même procédure mathématique qu'au paragraphe II.3.3, nous déterminons $|e'''_{10}|^2$ par :

$$|e'''_{10}|^2 = \frac{P'_\varepsilon |1 - e'''_{11} \Gamma'_\varepsilon|^2}{|a'_{1m}|^2 (1 - |\Gamma'_\varepsilon|^2)}$$

où P'_ε est la puissance absorbée mesurée par la sonde.

Il nous suffit maintenant de translater le plan de référence de P_1 à P_2 (fig. 33) en déterminant les termes d'erreur des pointes. Pour cela, nous réalisons un calibrage TRL dit "cascade" au moyen de l'analyseur HP85107. Nous effectuons deux étalonnages TRL : le premier sans les pointes puis nous laissons actif ce calibrage pour réaliser le deuxième mais cette fois-ci avec elles. Ainsi, nous obtenons les termes d'erreur des pointes seules.

Sur la figure 33, nous montrons le graphe de fluence global avec :

- e''_{00} qui est la directivité de la pointe d'entrée ;
- e''_{11} qui représente la désadaptation de source de la pointe d'entrée ;
- $e''_{01} e''_{10}$ qui représente les pertes par réflexion de la pointe d'entrée.

Et par les mêmes calculs qu'au paragraphe II.3.3, nous déduisons la puissance d'entrée fournie au transistor :

$$P_1 = \frac{|e'''_{10}|^2 |e''_{10}|^2 P_{1 \text{ mes}}}{|1 - e'''_{11} e''_{00} - e''_{11} s'_{11} + e''_{11} e'''_{11} e''_{00} s'_{11} - e''_{10} e''_{01} e'''_{11} s'_{11}|^2}$$

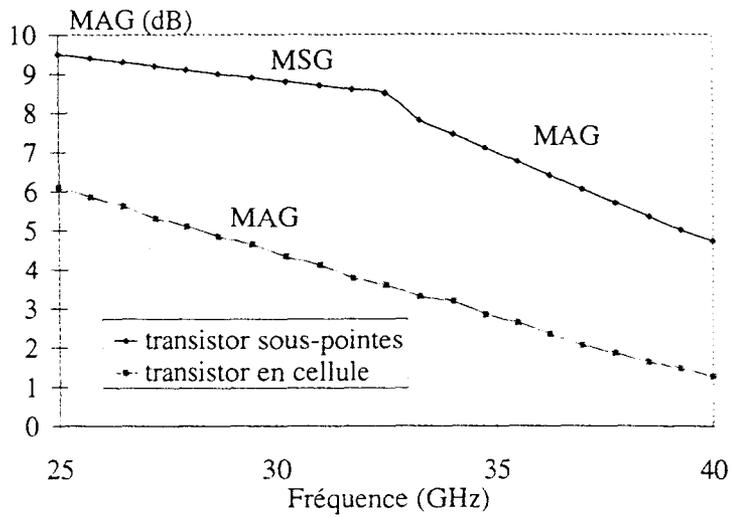


Figure 34: Comparaison des performances en petit signal d'un transistor coplanaire mesuré en cellule et sous pointes.
 10153; $4 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = -0,8\text{V}$.

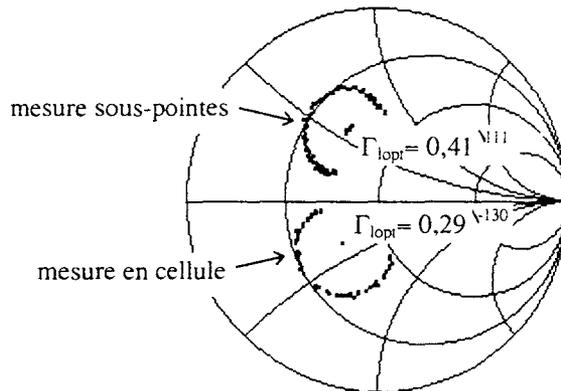


Figure 35 : Impédances de charge optimale du gain de transducteur, en petit signal, pour une mesure réalisée en cellule et sous-pointes.
 10153; $4 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $F = 26 \text{ GHz}$; $V_{ds} = 3,5\text{V}$, $V_{gs} = -0,9\text{V}$; $P_{e\text{inj}} = 5 \text{ dBm}$.

La seule hypothèse nécessaire pour effectuer ce calcul est de considérer que $|e''_{10}|^2 = |e''_{10} e''_{01}|$ en linéaire.

Grâce à cette méthode, nous connaissons donc exactement la puissance incidente arrivant sur le transistor et avec autant de précision que pour les mesures en cellule.

II.5 - COMPARAISON DE MESURES EN CELLULE ET SOUS POINTES DE COMPOSANTS

Ayant disposé d'un système à charge active muni d'une cellule de mesure et possédant maintenant un banc sous pointes, il nous est paru intéressant d'étudier les comportements de plusieurs transistors en cellule et sous pointes, en petit et grand signal et de les comparer [9]. En effet, le composant placé en cellule, de part sa connexion par des fils d'or, peut être assimilé à un circuit hybride. Alors que la mesure sous pointes correspond au cas d'un circuit MMIC. Cette étude va permettre de savoir s'il est aisé de déduire l'impédance optimale dans les deux configurations (hybride et MMIC) avec un seul type de banc de mesure (en cellule ou sous pointes). Pour cela, nous avons mesuré un composant coplanaire réalisé au laboratoire (10153 § III.2.1) et un transistor microruban (avec des trous métallisés) fabriqué par THOMSON TCS (Gringo TA12215 § III.2.1).

II.5.1 - Les mesures

Le collage du composant sur un insert et les thermocompressions réalisées sur celui-ci pour une mesure en cellule, rendent très difficile leur réutilisation à postériori pour une mesure sous pointes. La première étape a donc été de choisir deux composants en coplanaire et deux en microruban très similaires : l'un des deux servant pour la mesure en cellule et l'autre pour la mesure sous pointes (tableau I).

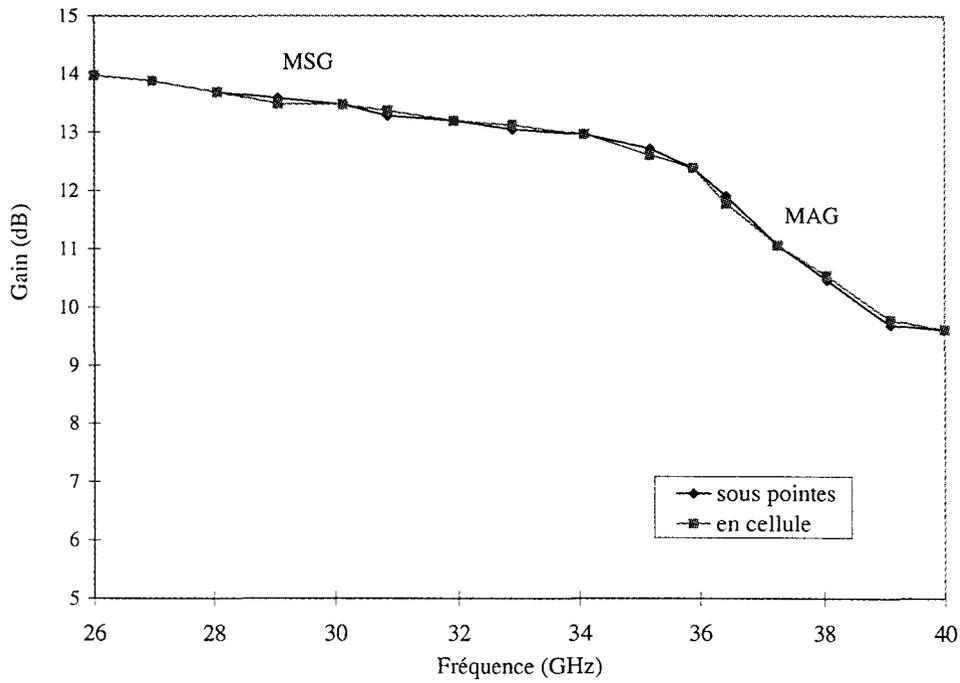


Figure 36 : Evolution en fonction de la fréquence du MAG pour une mesure en cellule et sous pointes.

Gringo; TA12215, $2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$, $V_{ds}=2,6 \text{ V}$, $V_{gs}= +0,1 \text{ V}$.

	10153		TA12215	
	1 ^{er} composant	2 ^{ème} composant	1 ^{er} composant	2 ^{ème} composant
Idss (mA/mm) à Vgs= +0,5V	800	820	540	530
diode Vgs (V)	8	8.5	6.5	6.5
diode Vgd (V)	9	9	6.5	6.5
tension de pincement (V)	-2.1	-2	-0.7	-0.7
MAG (dB) à 40 GHz Vds=2V	4.8	4.7	9.6	9.6

Tableau 1 : Comparaison des performances de 2 composants coplanaires et de deux composants microruban. Toutes les mesures du tableau ont été effectuées sous pointes.

Le premier composant étudié est le 10153 ($4 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$) qui a une configuration coplanaire. Dans ce cas, les différences entre une mesure en cellule et sous pointes résident dans les fils d'or de grille, de drain et de source qui connectent le composant à la cellule. Ceux-ci (ou l'un de ceux-ci) entraînent une chute des performances hyperfréquences du composant comme nous pouvons le constater sur l'évolution du MAG (fig. 34). A la fréquence de 26 GHz, il nous est impossible de comparer les gains en puissance, le composant étant instable sous pointes. Nous utilisons donc le gain de transducteur qui conserve une valeur finie grâce à la configuration du banc, en petit signal, en cellule et sous pointes (fig. 35). Nous constatons une grande différence entre l'impédance optimale mesurée en cellule et celle mesurée sous pointes. Cette évolution est obtenue non seulement en phase mais aussi en module. De plus, cette différence existe en petit mais aussi en grand signal.

Le deuxième composant étudié est le TA12215 ($2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$) qui a une configuration microruban (trous métallisés). La différence entre une mesure en cellule et sous pointes réside alors dans les fils d'or de grille et de drain, qui n'induisent pas de pertes des performances hyperfréquences (fig. 36). En comparant le comportement hyperfréquence des transistors en coplanaire et microruban, nous pouvons conclure que

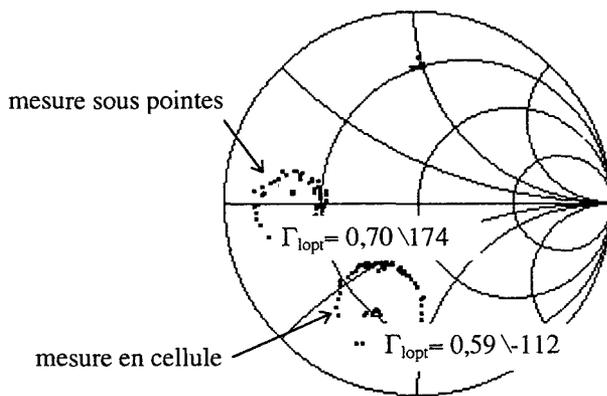


Figure 37 : Impédances de charge optimale du gain en puissance, en petit signal, pour une mesure réalisée en cellule et sous-pointes.

TA12215; $2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $F = 38 \text{ GHz}$; $V_{ds} = 2,6 \text{ V}$, $V_{gs} = +0,1 \text{ V}$. $P_{inj} = -5 \text{ dBm}$.

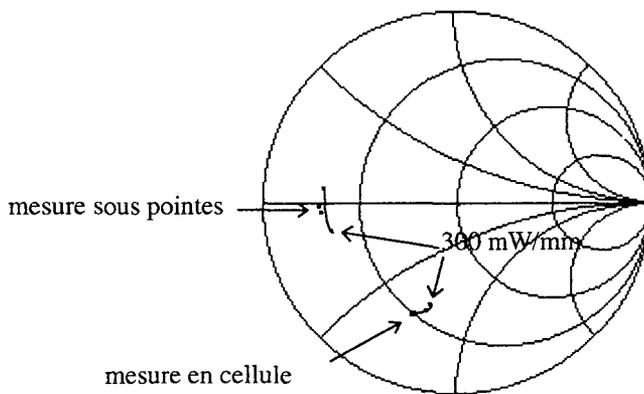


Figure 38 : Evolution de l'impédance de charge en fonction du niveau de puissance injectée, pour une mesure en cellule et sous pointes.

Gringo; $2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 2,6 \text{ V}$, $V_{gs} = +0,1 \text{ V}$, $F = 38 \text{ GHz}$.

seul le fil de source, donc l'inductance de source, influence les performances hyperfréquences (MAG, K, ...) [10]. Mais nous pouvons noter sur la figure 37 qu'à 38 GHz en petit signal, les impédances optimales du gain en puissance du TA12215 ne sont pas identiques aussi bien en phase qu'en module bien qu'aucune inductance de source n'ait été rajoutée entre les deux configurations de mesure.

Ainsi, il semble très difficile à cette fréquence de déduire l'impédance optimale sous pointes à partir de mesures réalisées en cellule ou vice versa.

De même, notre banc à charge active permet de déterminer l'évolution de l'impédance optimale en puissance en fonction du niveau de puissance injectée (depuis le petit signal jusqu'au grand signal). Sur la figure 38, nous constatons, pour le second transistor, que le comportement de l'impédance optimale en fonction du niveau de puissance injectée est différent suivant la configuration du système de mesure. L'évolution du petit au grand signal, pour une mesure en cellule, est de 14 % en module et de 7° en phase. Alors que, dans celle sous pointes, l'écart est de 5 % en module et 17° en phase. Il semble donc difficile de retourner à l'impédance optimale à partir de mesures effectuées dans une configuration différente de l'impédance recherchée, et cela même si la détermination de la valeur des fils d'or de grille et de drain a été réalisée avec exactitude.

Etudions maintenant, grâce au logiciel de simulation MDS, le lien entre les impédances optimales obtenues par les deux configurations du banc. Pour cela, nous avons réalisé une simulation linéaire à partir du schéma équivalent du TA12215. Les éléments intrinsèques sont gardés constants. Seuls les valeurs des inductances de grille et de drain varient en fonction de la configuration de mesure utilisée. Elles sont choisies pour que l'impédance optimale obtenue corresponde à celle mesurée (fig. 39). Puis, nous déterminons l'impédance présentée au générateur de courant intrinsèque (Z_{int}) dans les deux configurations de mesure (en cellule et sous pointes). Cette analyse est réalisée en petit signal. D'après le tableau II, nous montrons que l'impédance présentée à la partie intrinsèque du composant est la même quelque soit la structure du banc. La différence d'impédance optimale trouvée en mesure est due aux inductances de grille et de drain qui, combinées aux autres éléments extrinsèques, entraînent une transformation d'impédance.

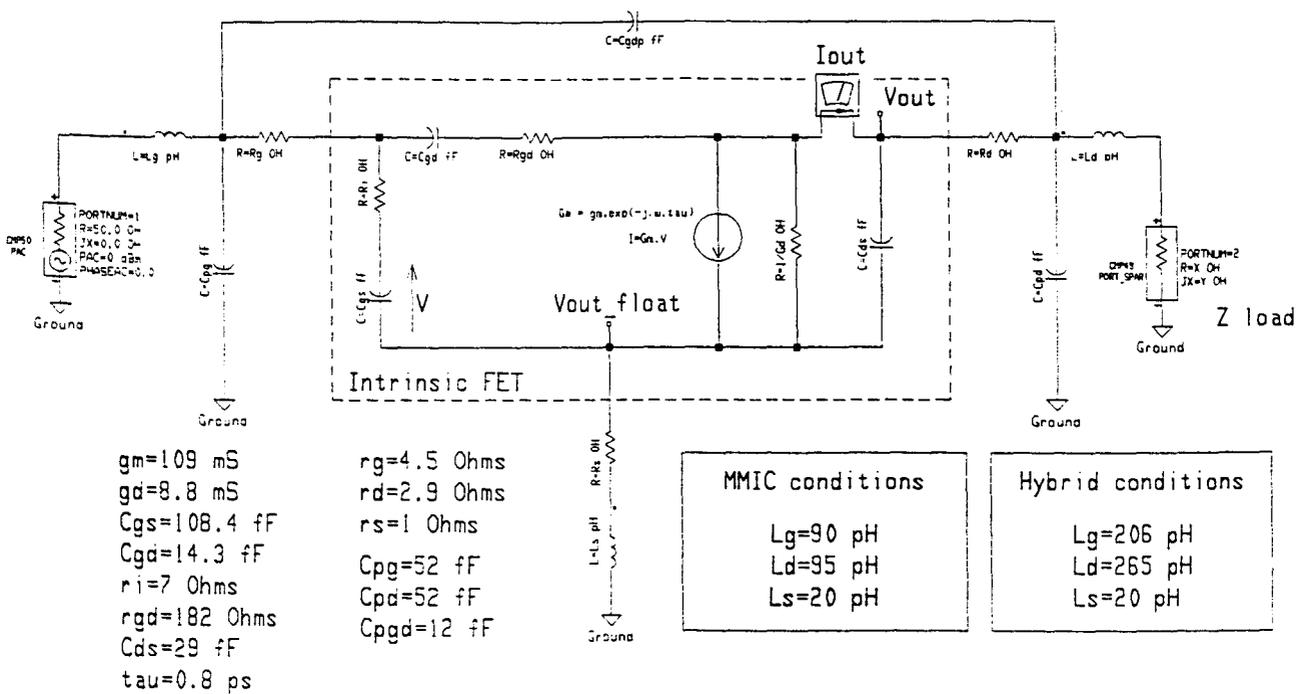


Figure 39 : Schéma équivalent petit signal.
 TA12215; $2*75*0,15 \mu m^2$.

F= 38 GHz Gringo; 2*75*0,15 μm^2 Vds= 2,6V Vgs=0.1V	condition	petit signal
configuration en cellule	$Z_{\text{charge}} = 0.62^{\sqrt{112}}$ $Z_{\text{intri}} = 0.98^{\sqrt{0}}$	Ls= 20 pH; Ld= 265 pH Lg = 200 pH
configuration sous pointes	$Z_{\text{charge}} = 0.70^{\sqrt{174}}$ $Z_{\text{intri}} = 0.98^{\sqrt{1}}$	Ls= 20 pH; Ld= 90 pH Lg= 95 pH

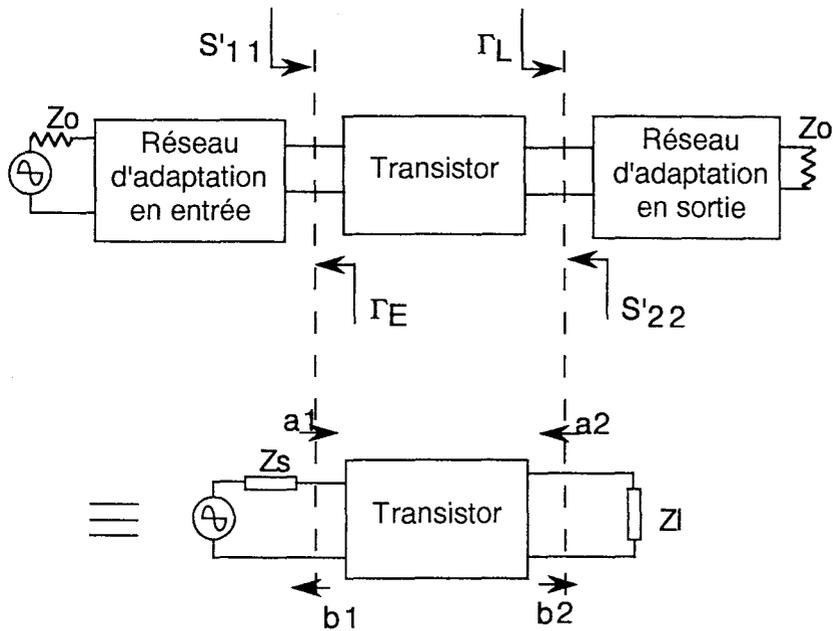
Tableau II : Comparaison des impédances de charges en intrinsèque pour une mesure en cellule et sous pointes.

II.5.2 - Conclusion

En comparant les mesures effectuées sous pointes et en cellule, nous avons donc pu étudier la différence de comportement des impédances optimales. A partir de ces résultats, il semble donc très difficile de déterminer l'impédance optimale sous pointes à partir d'une configuration en cellule (ou vice versa) sans passer par une étape de simulation relativement lourde. Il est donc conseillé, pour concevoir un circuit hybride, de posséder un système de mesure en cellule. De même, pour un circuit MMIC, il semble important de pouvoir effectuer les mesures sous pointes. Enfin, la différence de comportement de l'impédance optimale entre une mesure sous pointes et en cellule est, à priori, liée à une transformation d'impédance entre les inductances et les autres éléments extrinsèques.

II.6 - EXTENSIONS DES POSSIBILITES DU BANC

Lors de la conception du banc, il a été décidé de ne pas mettre d'adaptateur à l'entrée, laissant ainsi celle-ci sur 50 Ω (§ II.2.1). Mais cette solution nous oblige à effectuer les mesures à puissance d'entrée disponible constante plutôt qu'à puissance d'entrée absorbée constante. Or, cela a diverses conséquences sur les lieux et les valeurs



a_1 : onde incidente globale au DST

b_1 : onde réfléchiée par l'entrée du DST

a_2 : onde transmise par le DST

b_2 : onde réfléchiée par l'impédance de charge

Γ_E : coefficient de réflexion de l'impédance de source Z_s vue par l'entrée du transistor

Γ_L : coefficient de réflexion de l'impédance de charge Z_l vue par la sortie du transistor

S'_{11} : coefficient de réflexion présenté par l'entrée du transistor chargé par une

impédance différente de 50Ω

S'_{22} : coefficient de réflexion présenté par la sortie du transistor chargé par une

impédance différente de 50Ω

Figure 40 : Schéma d'étage amplificateur à transistor .

des gains mais aussi sur les lieux des puissances. Dans cette partie, nous allons tout d'abord étudier la théorie sur les différents gains et les impédances qui en découlent. Enfin, nous expliciterons les modifications induites par la particularité de notre système de mesure et la solution que nous avons trouvée à ce problème.

II.6.1 - La théorie

Nous allons nous intéresser ici à la théorie sur les différentes puissances et gains existants. Nous ne développerons pas tous les calculs mais nous exposerons les relations utiles pour la compréhension des spécificités de notre système de mesure. Pour de plus amples détails, on peut se reporter aux références [11] et [12]. Les diverses équations s'expriment en fonction des impédances de charge et d'entrée ainsi que des ondes réfléchies et incidentes au composant. Celles-ci sont résumées sur la figure 40.

a) la puissance

Il existe trois types de puissance : la puissance disponible, la puissance injectée et la puissance absorbée.

On considère la puissance injectée comme étant la puissance de référence que l'on exprime par :

$$P_{e \text{ inj}} = |a'1|^2 \quad (2)$$

où $a'1$ est l'onde incidente au transistor

On définit la puissance absorbée par :

$$P_{e \text{ abs}} = |a1|^2 (1 - |S'_{11}|^2) \quad (3)$$

que l'on peut écrire
$$P_{e \text{ abs}} = \frac{|a'1|^2 (1 - |S'_{11}|^2)}{|1 - \Gamma_E S'_{11}|^2} = \frac{P_{e \text{ inj}} (1 - |S'_{11}|^2)}{|1 - \Gamma_E S'_{11}|^2} \quad (4)$$

La puissance disponible, qui est la puissance maximale que peut délivrer la source à sa charge, est égale à la puissance absorbée à l'adaptation optimale ($S'_{11}^* = \Gamma_E$), d'où :

$$P_{e \text{ disp}} = \frac{|a'1|^2 (1 - |S'_{11}|^2)}{|1 - \Gamma_E S'_{11}|^2} \quad \text{avec } S'_{11}^* = \Gamma_E \quad (5)$$

donc

$$P_{e \text{ disp}} = \frac{|a'1|^2}{1 - |\Gamma_E|^2} = \frac{P_{e \text{ inj}}}{1 - |\Gamma_E|^2} \quad (6)$$

On remarque dans cette équation qu'un Γ_E nul (entrée chargée par 50 Ω) entraîne l'égalité entre les puissances disponible et injectée.

La puissance absorbée est reliée à la puissance disponible par l'expression :

$$P_{e \text{ abs}} = P_{e \text{ disp}} \frac{(1 - |\Gamma_E|^2) (1 - |S'_{11}|^2)}{|1 - \Gamma_E S'_{11}|^2} \quad (7)$$

Définissons maintenant les différents gains utilisant ces puissances.

b) les gains

Il existe trois gains utiles lors de la mesure de puissance, le gain de transducteur, le gain en puissance et le gain en puissance disponible.

Le gain de transducteur

Il s'exprime en fonction de la puissance disponible à l'entrée du transistor et de la puissance absorbée par la charge d'où :

$$G_T = \frac{P_{S \text{ abs}}}{P_{e \text{ disp}}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_E|^2)}{(1 - |S'_{11} \Gamma_E|^2) (1 - |S_{22} \Gamma_L|^2)} \quad (8)$$

Nous constatons que le gain de transducteur dépend des impédances d'entrée et de charge présentées au transistor. A l'adaptation on aura :

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} = \Gamma_E^*$$

et

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_E}{1 - S_{11} \Gamma_E} = \Gamma_L^*$$

La résolution de ce système de deux équations à deux inconnues donne $\Gamma_{L \text{ opt}}$ et $\Gamma_{E \text{ opt}}$:

avec

$$\Gamma_{E \text{ opt}} = \frac{B_1 \pm 2|S_{12} S_{21}| \sqrt{K^2 - 1}}{2C_1} \quad (9)$$

$$\Gamma_{L \text{ opt}} = \frac{B_2 \pm 2|S_{12} S_{21}| \sqrt{K^2 - 1}}{2C_2} \quad (10)$$

où :

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12} S_{21}|}$$

et

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

Si B_1 ou B_2 est négatif (positif), les impédances optimales prennent le signe + (-).

Comme on le constate, suivant la valeur de K , la réalisation des conditions optimales est possible ou non.

Si $K < -1$

Alors il y a deux couples solutions :

$$\text{soit } |\Gamma_{L \text{ opt}}| > 1 \text{ et } |\Gamma_{E \text{ opt}}| < 1$$

$$\text{ou } |\Gamma_{L \text{ opt}}| < 1 \text{ et } |\Gamma_{E \text{ opt}}| > 1$$

Mais il n'y a pas de solutions physiquement réalisables.

Si $-1 < K < 1$

Dans ce cas, $\Gamma_{L \text{ opt}}$ et $\Gamma_{E \text{ opt}}$ deviennent

$$\Gamma_{E \text{ opt}} = \frac{1}{2C_1} \left[B_1 \pm j \sqrt{4|C_1|^2 - B_1^2} \right]$$

$$\Gamma_{L \text{ opt}} = \frac{1}{2C_2} \left[B_2 \pm j \sqrt{4|C_2|^2 - B_2^2} \right]$$

d'où $|\Gamma_{E \text{ opt}}| = |\Gamma_{L \text{ opt}}| = 1$

Ce qui implique que la partie résistive est nulle, donc que l'impédance est purement réactive. Cela n'a donc aucun intérêt en pratique pour l'amplification car la charge ne consommera pas de puissance active.

Si $K > 1$

Dans ce cas, il existe deux couples de solutions :

$$\text{soit } |\Gamma_{L \text{ opt}}| > 1 \text{ et } |\Gamma_{E \text{ opt}}| > 1, \text{ ce qui est irréalisable physiquement,}$$

$$\text{soit } |\Gamma_{L \text{ opt}}| < 1 \text{ et } |\Gamma_{E \text{ opt}}| < 1, \text{ ce qui est la seule solution intéressante, ce cas}$$

correspond à une adaptation simultanée en entrée et en sortie.

Donc, seul le cas $K > 1$ permet d'obtenir simultanément une adaptation en entrée et en sortie du composant.

Pour $K > 1$ on peut donc en déduire la valeur du gain de transducteur à l'adaptation optimale (en entrée et en sortie) par :

$$G_{Tmax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \quad (11)$$

avec le signe + (-) si B_1 est négatif (positif).

A l'adaptation optimale, on a le gain de transducteur qui est équivalent au Maximum Available Gain (défini au § I.4).

Le gain en puissance

Il s'exprime en fonction de la puissance absorbée à l'entrée du transistor et de la puissance absorbée par la charge, donc on a :

$$G_p = \frac{|b_2|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|a_1|^2 (1 - |S'_{11}|^2)} \quad (12)$$

donc

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2 (1 - |S'_{11}|^2)}$$

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2 - |S_{11} - S_{11} S_{22} \Gamma_L + S_{12} S_{21} \Gamma_L|^2} \quad (13)$$

D'après cette formulation, nous constatons que le gain en puissance ne dépend que de l'impédance de charge du transistor. En somme, nous pouvons conclure que le lieu de l'impédance optimale et la valeur du gain en puissance ne dépendront pas du réseau d'adaptation placé à l'entrée du dispositif sous test. La variation de l'impédance de charge Γ_L nous donne des cercles pour lesquels le gain en puissance est constant avec :

pour centre $C_p = \frac{g_p (S_{22}^* - S_{11} \Delta^*)}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$ (14a)

et pour rayon $R_p = \frac{\sqrt{1-2K g_p |S_{12} S_{21}| + g_p^2 |S_{12} S_{21}|^2}}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$ (14b)

où $g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|^2}$

A l'adaptation optimale, on a $R = 0$ d'où :

$$G_{P \max} = G_{t \max}$$

et $\Gamma_{L \text{opt}} = C = \frac{(1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2) \pm 2 |S_{12} S_{21}| \sqrt{K^2 - 1}}{2(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}$

où $\Gamma_{L \text{opt}}$ représente l'impédance optimale du gain en puissance.

Le gain en puissance disponible

Il s'exprime en fonction de la puissance disponible à l'entrée et de la puissance disponible en sortie :

$$G_{\text{disp}} = \frac{P_{s \text{ disp}}}{P_{e \text{ disp}}}$$

Pour obtenir son expression, il nous faut définir la puissance disponible à la sortie du transistor. Elle est la puissance maximale que peut délivrer la sortie du transistor à la charge. Il faut donc réaliser la condition $S'_{22}^* = \Gamma_L$, dans l'expression du gain de transducteur pour obtenir l'expression du gain disponible, ce qui donne :

$$G_{\text{disp}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_E|^2)}{|1 - S_{11} \Gamma_E|^2 (1 - |S'_{22}|^2)} \quad (15)$$

Il est uniquement fonction de l'impédance présentée à l'entrée du composant.

A l'adaptation optimale, nous obtenons :

$$G_{Tmax} = G_{Pmax} = G_{disp\ max} = MAG \quad (16)$$

De même le lieu de l'impédance optimale est le même quelque soit le type de gain considéré. De plus, le lieu de la puissance de sortie maximale (absorbée ou délivrée) se trouve confondu avec le lieu de l'impédance optimale du gain.

Après nous être intéressés à la théorie sur les gains, voyons ce qu'il en est avec notre système de mesure.

II.6.2 - Notre système de mesure

a) ses particularités et leurs conséquences

Comme nous l'avons décrit au paragraphe II.2.1, notre système à charge active ne comporte pas de tuner passif à l'entrée du dispositif sous test afin de conserver la validité du calibrage (§ I.6.2.a). Mais cela a plusieurs conséquences au niveau de la mesure.

Comme il n'y a pas d'adaptateur d'entrée, on est toujours chargé par l'impédance du générateur ($50\ \Omega$) d'où :

$$\Gamma_E = 0$$

Les gains

- le gain en puissance

D'après (13), on remarque que l'impédance optimale du gain en puissance ne dépend que de l'impédance de charge. Or, celle-ci est simulée électriquement par notre système de mesure, nous retrouverons donc exactement la même impédance optimale (14) et la même valeur de gain en puissance maximum (MAG) (16) avec notre banc ou avec un système muni d'un tuner à l'entrée. Nous pourrions donc, avec le gain en puissance, faire une comparaison entre le MAG obtenu grâce aux $[S_{ij}]$ et le gain en puissance petit signal.

- le gain en puissance disponible

On considère la relation (15) et en prenant $\Gamma_E = 0$ et l'équation ci-dessous

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_E}{1 - S_{11} \Gamma_E}$$

on obtient

$$G_{\text{disp banc}} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (17)$$

avec $G_{\text{disp banc}}$ représentant le gain disponible fourni par notre système de mesure.

Le gain en puissance disponible avec notre banc de mesure ne dépend plus que des paramètres $[S_{ij}]$ du transistor. Ce gain est donc inutilisable avec notre système de mesure pour la réalisation d'analyses.

- le gain de transducteur

Si l'on se réfère à l'équation (8), le gain de transducteur dépend en théorie à la fois de l'impédance d'entrée et de sortie présentée au transistor. Mais avec les conditions de mesure propres à notre banc. Cette équation devient :

$$G_{\text{T banc}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (18)$$

avec $G_{\text{T banc}}$: gain de transducteur avec notre système de mesure.

Nous remarquons qu'il ne dépend plus que de l'impédance de charge présentée au composant. En utilisant la même méthodologie qu'au paragraphe II.6.1.b pour le gain en puissance, nous pouvons déterminer les équations des cercles à $G_{\text{T banc}}$ constant en fonction des impédances de charge. Posons tout d'abord :

$$g_{\text{T banc}} = \frac{G_{\text{T banc}}}{|S_{21}|^2}$$

Nous déterminons

$$C_{T \text{ banc}} = \frac{g_{T \text{ banc}} S_{22}^*}{1 + g_{T \text{ banc}} |S_{22}|^2} \quad (19)$$

$$R_{T \text{ banc}} = \frac{\sqrt{g_{T \text{ banc}} (|S_{22}|^2 - 1) + 1}}{1 + g_{T \text{ banc}} |S_{22}|^2} \quad (20)$$

A l'adaptation optimale, le rayon est nul, ce qui donne :

$$g_{T_{\text{max}} \text{ banc}} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

ou

$$G_{T_{\text{max}} \text{ banc}} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (21)$$

et une impédance de charge optimale d'équation :

$$\Gamma_{L \text{ opt banc}} = C = S_{22}^* \quad (22)$$

A titre d'exemple nous comparons, pour le composant IAF 8*50*0,3 μm^2 (§ III.2), à 35 GHz et $V_{ds} = 5\text{V}$ et $V_{gs} = +0,15\text{V}$, le S_{22} mesuré en paramètre de répartition avec notre $\Gamma_{L \text{ opt banc}}$ obtenu pour un faible niveau de puissance injecté au DST.

$$S_{22} = 0,85^{\angle 119} \quad \Gamma_{L \text{ opt banc}} = 0,85^{\angle 119}$$

$$G_{T_{\text{max}} \text{ banc}} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} = 4,3 \text{ dB} \quad G_T \text{ mesuré} = 4,3 \text{ dB}$$

Maintenant que nous avons déterminé les lieux des impédances optimales pour chaque type de gain avec notre système de mesure, il semble intéressant de comparer la valeur maximale et l'impédance optimale du gain en puissance et du gain de transducteur en tenant compte des particularités de notre système de mesure. Comparons tout d'abord la valeur maximum des gains en posant :

$$G_{P_{\text{max}}} - G_{T_{\text{max}} \text{ banc}} = \frac{|S_{21}| \left[\left((1 - |S_{22}|^2) (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) - |S_{12}| |S_{21}| \right) \right]}{(1 - |S_{22}|^2) |S_{12}|} \quad (23)$$

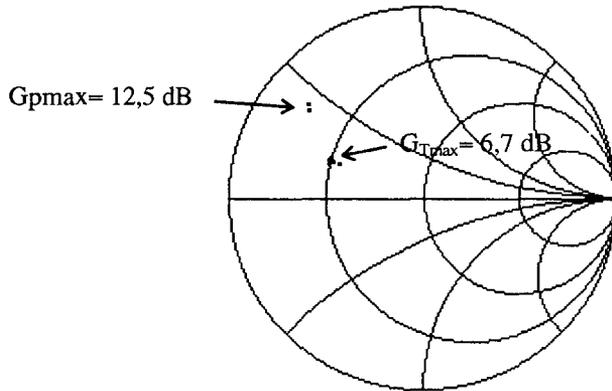


Figure 41 : Exemple de composant mesuré avec notre banc pour lequel $G_{pmax} > G_{Tmax}$, en petit signal.
 10264; $8 \times 50 \times 0,25 \mu m^2$; $V_{ds} = 3V$; $V_{gs} = +0,1V$; $F = 26 GHz$.

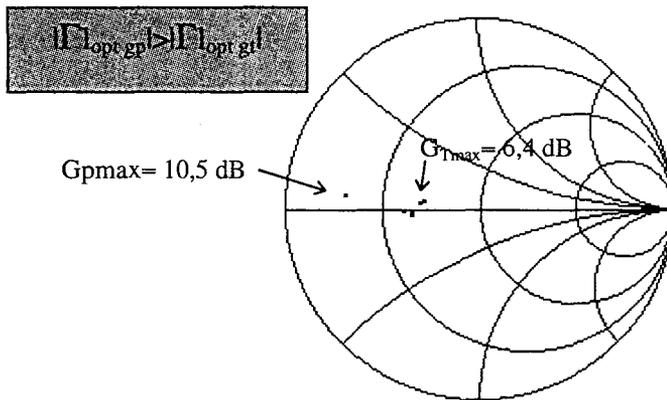


Figure 42 : Exemple de composant pour lequel le module de l'impédance optimale du gain en puissance est supérieure au module de l'impédance optimale du gain de transducteur (en petit signal).

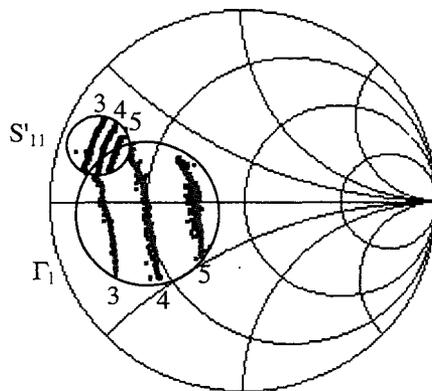


Figure 43 : Equi-puissance d'entrée absorbée (en mW) pour une puissance d'entrée disponible de 10 dBm.
 GRINGO $2 \times 75 \times 0,15 \mu m^2$; $V_{ds} = 2,6V$; $V_{gs} = 0,2V$; $F = 38 GHz$.

Nous remarquons que le signe de (23) ne dépend que de la partie du numérateur entre crochet. Or la pratique nous montre que c'est essentiellement du $|S_{12}| |S_{21}|$ que dépendra le signe de (23). En pratique, tous les cas étudiés ont donné une valeur du gain en puissance maximum supérieure à celle du gain maximum de transducteur donné par le banc. Sur la figure 41, nous montrons un exemple typique où nous obtenons $G_{P_{max}} > G_{Tb_{max}}$ pour le composant 10264.

Nous avons également voulu comparer les lieux des impédances optimales de ces deux types de gain en soustrayant leurs modules. Malheureusement, nous n'obtenons pas une équation simple permettant de déterminer lequel est le plus à l'intérieur de l'abaque. Ce que nous pouvons dire par contre, c'est qu'en pratique, nous avons toujours mesuré un $|\Gamma_{Lopt}|$ du gain en puissance plus en périphérie de l'abaque que le $|\Gamma_{Lopt}|$ du gain de transducteur (exemple fig. 42).

Les puissances

D'après (6) et en considérant la condition $\Gamma_E = 0$, il vient :

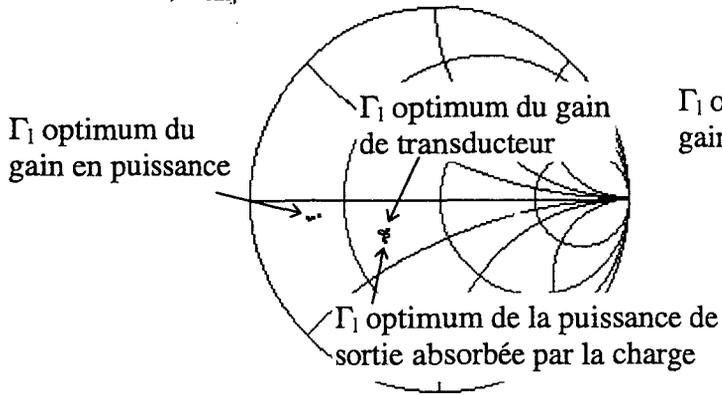
$$P_{e \text{ inj}} = P_{e \text{ disp}} \quad (33)$$

On a aussi $P_{e \text{ abs}} = P_{e \text{ disp}} (1 - |S'_{11}|^2)$

Une autre conséquence est l'impossibilité de travailler à puissance d'entrée absorbée constante. En effet, comme cela a été expliqué au paragraphe II.2.3.b, pour un niveau de puissance d'entrée injecté constant, nous couvrons toute une zone de l'abaque. Or, ne possédant pas d'adaptateurs passifs à l'entrée, il nous est impossible de contrôler le niveau de puissance absorbée à l'entrée (en adaptant celle-ci) afin de le garder constant pendant la mesure de la zone complète. La seule possibilité qui nous est laissée est de couvrir chaque aire de mesure avec une puissance injectée (ou disponible pour nous) constante.

Si on trace (fig. 43) pour un niveau de puissance injectée donné les différentes valeurs de puissance absorbée correspondante, on constate qu'à chaque $P_{e \text{ abs}}$ correspond une valeur de $|S'_{11}|$ constant, représentant un arc de cercle qui découle de :

a) $P_{\text{einj}} = -5 \text{ dBm}$



b) $P_{\text{eabs}} = -8,5 \text{ dBm}$ avec $|S'_{11}| = 0,75$

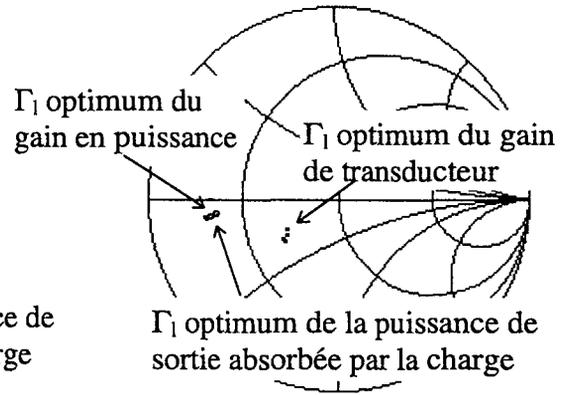


Figure 44 : Changement de lieu de l'impédance optimale de la puissance de sortie absorbée par la charge suivant que la mesure est réalisée en fonction de la puissance d'entrée injectée ou absorbée.

Gringo; $4 \times 20 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 2,6 \text{ V}$; $V_{\text{gs}} = 0 \text{ V}$; $F = 26 \text{ GHz}$; mesure en cellule.

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$

transformé en $\Gamma_L = \frac{S'_{11} - S_{11}}{S_{12} S_{21} + S_{22} (S'_{11} - S_{11})}$

en utilisant les mêmes notations que précédemment.

Il est donc possible de réaliser des zones complètes de mesure pour un niveau de puissance absorbée constante. Pour cela, "il suffit" de réaliser un grand nombre de fichiers de mesure avec des niveaux de puissance injectée en entrée proches les uns des autres. Ainsi, après traitement logiciel, nous pouvons reconstituer une zone de mesure pour un niveau de puissance absorbée constant. Cette manipulation a été entreprise une fois, elle a nécessité 22 heures de manipulation afin de déterminer un niveau de puissance absorbée à l'entrée constant pour lequel la zone de mesure a été couverte complètement. C'est d'ailleurs cette étude qui servira au paragraphe suivant de comparaison avec des simulations. Au vu du temps de manipulation nécessaire pour des niveaux de puissance d'entrée absorbée, il est tout à fait impensable de réaliser de cette façon l'étude d'un composant depuis son régime linéaire jusqu'à la saturation.

Mais, l'absence de tuner passif en entrée induit également une conséquence sur l'impédance optimale relative à la puissance de sortie absorbée par la charge. En effet, sur la figure 44 a et b, on montre l'impédance optimale du gain en puissance, du gain de transducteur et de la puissance absorbée par la charge ; (a) pour une puissance d'entrée injectée au transistor constante et (b) pour une puissance d'entrée absorbée par le transistor constante. Les deux niveaux de puissance ont été choisis afin d'être en régime linéaire. Deux remarques s'imposent :

- que l'on travaille en puissance absorbée ou injectée constante à l'entrée, l'impédance optimale des gains ne varie pas ;
- mais l'impédance optimale de la $P_{S_{abs}}$ se trouve au même endroit que celle du G_P si l'on travaille à un niveau de puissance absorbée à l'entrée constant et à la même position que celle du G_T si l'on travaille à un niveau de puissance disponible à l'entrée constant.

' .reg'

F (GHz)	S'11	\S'11	S'21	\S'21	Peinj (mW)	\Gamma	\Gamma1	Ig (µA)	Id (mA)
1^{er} Γ_L									
38000MHZ	0.821702	156.14	2.514297	18.99	0.316	0.667565	-176	-2.74E-07	3.91E-02
38000MHZ	0.812176	156.63	2.521399	19.3	1	0.66326	-175.99	-6.45E-07	4.02E-02
38000MHZ	0.821327	156.2	2.518209	19.15	2	0.66605	-175.55	-1.54E-06	4.20E-02
38000MHZ	0.819082	153.77	2.489431	16.31	3.16	0.667075	-174.08	-5.15E-06	4.35E-02
38000MHZ	0.81893	156.76	2.408306	19.11	6.3	0.664717	-175.56	-9.44E-06	4.40E-02
38000MHZ	0.828001	157.86	2.279041	18.89	10	0.680602	-175.65	-1.39E-05	4.26E-02
38000MHZ	0.821064	158.56	2.172375	18.43	12.6	0.669989	-176.52	-2.74E-06	4.12E-02
38000MHZ	0.826566	160.63	2.030787	18.87	15.85	0.663857	-175.99	4.27E-05	3.94E-02
38000MHZ	0.822949	161.67	1.955432	18.59	18.2	0.67901	-176.74	9.83E-05	3.82E-02
2^{ème} Γ_L									
38000MHZ	0.805063	156.15	2.48234	19.21	0.316	0.634968	-174.91	-2.36E-07	3.91E-02
38000MHZ	0.804269	156.92	2.462632	19.45	1	0.625512	-174.98	-5.18E-07	4.01E-02
38000MHZ	0.809768	156.5	2.476565	19.27	2	0.636138	-174.44	-1.37E-06	4.19E-02
38000MHZ	0.802857	154.16	2.459703	16.72	3.1	0.626719	-175.46	-4.17E-06	4.33E-02
38000MHZ	0.8102	156.86	2.375547	18.76	6.3	0.633169	-176.17	-8.53E-06	4.40E-02
38000MHZ	0.816371	158.28	2.235578	19.34	10	0.634078	-174.43	-9.00E-06	4.24E-02
38000MHZ	0.804251	155.47	2.120434	14.91	12.6	0.634413	-174.36	-1.22E-05	4.01E-02
38000MHZ	0.808251	157.39	1.986322	15.26	15.85	0.636445	-174.7	2.46E-05	3.72E-02
38000MHZ	0.811084	162.13	1.926696	19.21	18.2	0.63525	-175.75	1.08E-04	3.85E-02
3^{ème} Γ_L									
.
.
.
.
.

Figure 45 : Exemple de regroupement, par impédance de charge constante, de fichiers à des niveaux de puissance injectée différents afin de réaliser une simulation de mesure à niveaux de puissance absorbée constants.

En conséquence, il semble intéressant de pouvoir développer une méthode qui permette à posteriori de simuler la mesure à puissance d'entrée absorbée constante. C'est dans ce cadre qu'un logiciel a été développé.

b) la solution envisagée

Le but de ce programme est de permettre l'exploitation des mesures pour un niveau de puissance absorbée constant sans pour cela s'astreindre à des mesures infiniment longues (§ II.6.2.a, les puissances). Le principe en est relativement simple. Nous réalisons les mesures pour tous les niveaux de puissance injectée de façon classique. Ensuite, le logiciel prend comme fichier référence celui qui a le niveau de puissance injecté le plus faible ('.mes') car dans celui-ci tous les coefficients de réflexion Γ_L sont réalisés. Puis, il regroupe, par paquet, toutes les impédances de charge identiques en prenant un Γ_L par niveau de puissance injecté. Il crée ainsi un nouveau fichier '.reg' (fig. 45). Pour chaque paquet de Γ_L on réalise une interpolation sur tous les autres paramètres (S'_{21} , S'_{11} , I_g , I_d) en fonction de la puissance d'entrée injectée. On peut créer ainsi le nombre de fichiers (n) à $P_{e\text{ inj}}$ constant désiré. Et grâce au traitement avec le logiciel décrit au paragraphe II.2.3.b nommé 'abaque', nous pouvons en extraire les mesures à puissance d'entrée absorbée constante (fig. 46) et donc tracer les cercles à gain en puissance constant,... pour un niveau de puissance absorbé en entrée. Sur la figure 47, nous comparons une mesure à $P_{e\text{ abs}}$ constante (§ II.6.2.a les puissances) avec la simulation obtenue en prenant en compte un fichier de mesure sur cinq. Nous constatons un très bon accord entre les simulations et les mesures.

Néanmoins si en petit signal, ce logiciel fonctionne bien, ce n'est pas toujours le cas en grand signal. En effet, certaines simulations divergent à cause du polygone d'interpolation. Pour résoudre ce problème, il conviendrait d'améliorer le programme en donnant à l'utilisateur le choix dans la fonction d'interpolation ou d'approximation.

Grâce à ce logiciel, nous possédons un nouvel outil permettant de réaliser maintenant une exploitation pour des niveaux de puissance absorbée en entrée constants. Il semble donc intéressant de faire une étude comparative du comportement en petit et grand signal d'un composant pour des puissances d'entrée injectées et absorbées constantes. Celles-ci s'effectuent non seulement sur les différents gains et

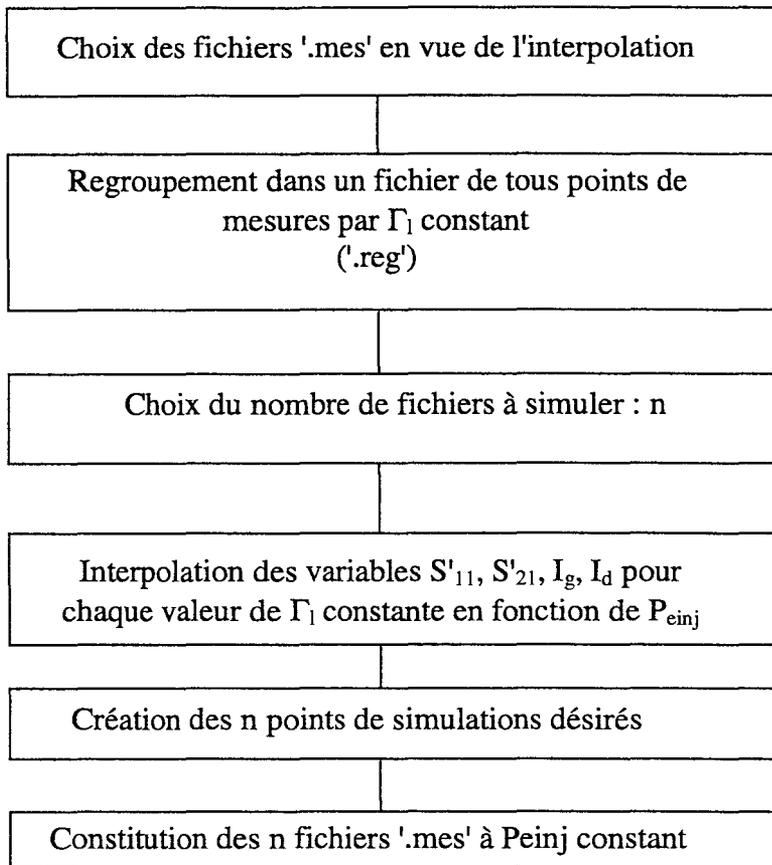


Figure 46 : Organigramme du logiciel permettant l'interpolation des fichiers à puissance d'entrée injectée constante en vue de créer des simulations à puissance absorbée d'entrée constante.

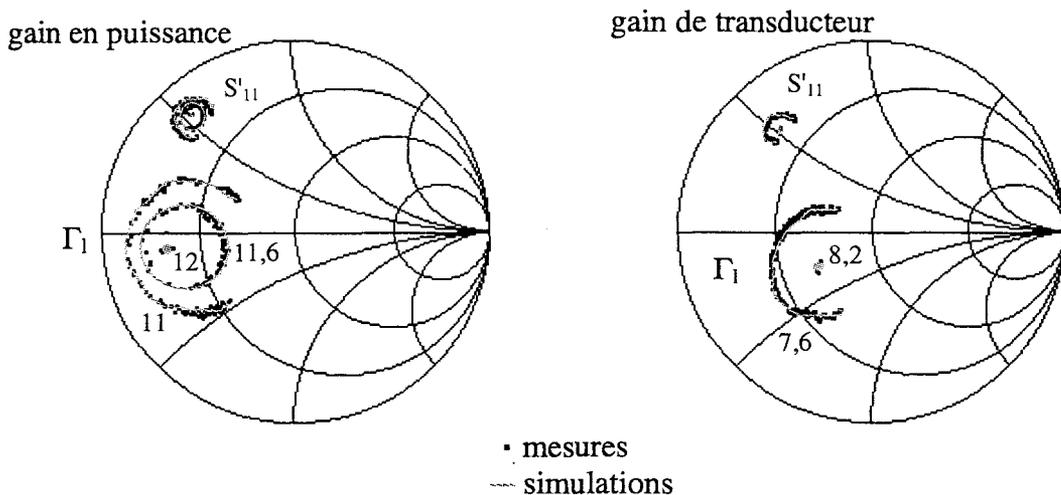


Figure 47 : Comparaison entre la mesure et les simulations pour un niveau de puissance absorbée à l'entrée du transistor de -8,5 dBm.
GRINGO; $4 \times 20 \times 0,15 \mu\text{m}^2$, 26 GHz, $V_{ds} = 2,6\text{V}$; $V_{gs} = 0\text{V}$

puissances mais aussi sur le comportement du courant de grille et de drain et sur les rendements. Cette analyse sera réalisée au cours du troisième chapitre.

II.7 - CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons décrit en détail le banc à charge active dans la bande 26-40 GHz et expliqué sa philosophie et ses potentialités. Nous avons ensuite montré le passage de mesures en cellule à des mesures sous pointes en nous appliquant à expliciter les spécificités de chacune au niveau des calibrages vectoriels et des résultats de mesure. Puis, une extension des possibilités du système de mesure a été envisagée en décrivant tout d'abord sa principale limitation et en résolvant celle-ci de façon logicielle. Maintenant que nous possédons un système fiable, il convient de l'exploiter en réalisant des mesures sur divers transistors et d'analyser les résultats obtenus. Ce sera l'objet du prochain chapitre.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] "A novel computerized multiharmonic active load-pull system for the optimization of high efficiency operating classes in power transistors"
F. Blache, J.M. Nebus, P. Bouysse, J.P. Villotte
IEEE MTT-S Digest, 1995, pp. 1037-1040.
- [2] "Analyse et optimisation de transistors à effet de champ à hétérojonction pour l'amplification de puissance dans la bande Ka"
C. Gaquière
Thèse de doctorat, Lille, 13 novembre 1995.
- [3] "A new drain-current injection technique for measurement of off-state breakdown voltage in FET's"
S.R. Bahl and J.A. del Alamo
IEEE Transaction on Electron devices, vol. 40, n° 8, août 1993, pp. 1558-1560.
- [4] "Correlation between gate current and RF power performances of millimeter HFET's."
C. Gaquière, B. Bonte, E. Bourcier, Y. Crosnier.
EuMC, Prague, 1996.
- [5] "Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent
G. Dambrine
Thèse de doctorat, Lille 1989.
- [6] "Accuracy enhancement fundamentals for vector network analysers"
J. Williams
Microwave Journal, mars 1989, pp. 99-114.
- [7] "Optimisation de méthodes de formulations intégrales pour l'analyse électromagnétique, en régime forcé, de discontinuités entre lignes de propagation multimodale."
P. Pannier
thèse de doctorat, Lille, novembre 1997.
- [8] "Improving TRL calibrations of vector network analysers"
Don Metzger
Microwave Journal, mai 1995, pp 56-68.
- [9] "Analyses of the optimal power band impedances measured in two configurations for an MMIC or hybrid application in the Ka-band"
C. Gaquière, E. Bourcier, S. Piotrowicz, Y. Crosnier
IEEE Microwave and Guided Waves Letters, vol. 7, n°10, octobre 1997, pp 356-359.
- [10] "Analysis of the source inductance effect on the power performances of high development HEMTs in the Ka-band"
C. Gaquière, B. Bonte, D. Théron, Y. Crosnier, J. Favre
IEEE Microwave and Guided Waves Letters, vol. 5, n°8, août 1995, pp 243-246.
- [11] "Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes"
C. Gentili
Ed. Masson.

[12] "Les micro-ondes"
R. Badoual
Ed. Masson, tome 2.

ANNEXE I

format du fichier '.mes'

!NAME:	c:\cvit\7538a00.MES									
!DATE:	25/01/97									
!										
!										
!Power:	-5 dBm									
!Vds:	2.6V		.Vgs:		0V					
	Atténuateur (dB)				déphaseur					
IMA:	S'11	S'11	S'21	S'21	Peinj (mW)	Γ	Γ	Ig (μA)	I _{ds} (mA)	
!MAPARAM:	2.80E+01	1.05E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.821702	156.14	2.514297	18.99	0.316	0.667565	-176	-2.74E-07	3.91E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.10E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.805063	156.15	2.48234	19.21	0.321	0.634968	-174.91	-2.36E-07	3.91E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.15E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.792982	156.4	2.450854	19.27	0.318	0.599022	-174.38	-2.15E-07	3.90E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.20E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.785947	156.55	2.414252	19.33	0.314	0.569323	-173.4	-1.77E-07	3.90E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.25E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.770257	156.39	2.392127	19.46	0.312	0.540887	-172.49	-2.86E-07	3.90E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.30E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.763691	156.66	2.36162	19.39	0.32	0.514387	-171.73	-2.40E-07	3.90E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.35E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.761951	156.89	2.330712	19.38	0.317	0.484643	-171.29	-1.73E-07	3.90E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.40E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.74835	156.86	2.311699	19.37	0.316	0.461656	-170.43	-2.32E-07	3.89E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.45E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.743279	156.56	2.284916	19.38	0.32	0.433993	-169.93	-1.43E-07	3.89E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.50E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.74263	156.63	2.248157	19.47	0.314	0.413285	-169.68	-2.28E-07	3.89E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.55E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.732354	156.98	2.237411	19.5	0.321	0.393313	-168.88	-2.40E-07	3.89E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.60E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.724908	156.59	2.22174	19.27	0.317	0.372025	-168.74	-1.64E-07	3.89E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.65E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.725267	156.58	2.202655	19.24	0.312	0.352186	-168.24	-1.31E-07	3.89E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.70E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.711503	157.02	2.185351	18.95	0.316	0.332837	-167.86	-1.73E-07	3.89E-02	
IMA:										
!MAPARAM:	2.80E+01	1.75E+01	6.00E+01	4.06E+02						
38000MHZ	0.704031	156.51	2.175974	18.86	0.313	0.313805	-167.5	-1.39E-07	3.89E-02	

format du fichier '.res'

com	du	transistor	=	ta12215/1					
developpeme	=	2*75							
olarisation	Vds	=	2.6V	Vgs	=	0V			
GHz)	K	MSG (dB)	MAG (dB)	H21 ^2 (dB)	U (dB)	Gl opt.module	Gl opt.phase	Geopt.module	Geopt.phase
25	0.745251	14.2375	0	11.555757	14.855257	0	0	0	0
25.09	0.765932	14.1845	0	11.456036	14.567598	0	0	0	0
25.18	0.755816	14.1	0	11.432486	14.584062	0	0	0	0
25.27	0.751987	14.1025	0	11.404241	14.484224	0	0	0	0
25.360001	0.73417	14.063499	0	11.375154	14.599053	0	0	0	0
25.450001	0.723531	14.104501	0	11.394608	14.874405	0	0	0	0
25.540001	0.698173	14.1705	0	11.451602	15.131954	0	0	0	0
25.629999	0.711327	14.1385	0	11.408248	15.164642	0	0	0	0
25.719999	0.712908	14.155499	0	11.436785	15.357909	0	0	0	0
25.809999	0.719562	13.988	0	11.349455	15.117274	0	0	0	0
25.9	0.734466	13.919	0	11.325917	14.949292	0	0	0	0
25.99	0.739797	13.9725	0	11.30018	14.668965	0	0	0	0
26.08	0.749829	13.9225	0	11.277414	14.580964	0	0	0	0
26.17	0.771642	14.02	0	11.30372	14.576426	0	0	0	0
26.26	0.758483	13.864	0	11.226774	14.616363	0	0	0	0
26.35	0.755452	13.826	0	11.212768	14.686083	0	0	0	0
26.440001	0.755916	13.795499	0	11.18887	14.314006	0	0	0	0
26.530001	0.735788	13.802501	0	11.180747	14.486204	0	0	0	0
26.620001	0.796336	14.0625	0	11.24439	14.172517	0	0	0	0
26.709999	0.758865	13.816	0	11.175094	14.753917	0	0	0	0
26.799999	0.734131	13.683001	0	11.128805	14.716214	0	0	0	0
26.889999	0.726775	13.671	0	11.077624	14.37052	0	0	0	0
26.98	0.760216	13.8825	0	11.182222	14.587037	0	0	0	0
27.07	0.733062	13.766001	0	11.179969	14.673701	0	0	0	0
27.16	0.715487	13.582001	0	11.062385	14.757747	0	0	0	0
27.25	0.686239	13.589499	0	11.156706	14.683177	0	0	0	0
27.34	0.741804	13.724501	0	11.010248	14.242977	0	0	0	0
27.43	0.732507	13.823	0	11.23735	14.685416	0	0	0	0
27.52	0.720129	13.541	0	10.946392	14.767115	0	0	0	0
27.610001	0.672541	13.479501	0	11.051248	14.963866	0	0	0	0
27.700001	0.747168	13.660999	0	10.926919	13.877521	0	0	0	0
27.790001	0.758215	13.936999	0	11.2406	14.60827	0	0	0	0
27.879999	0.741927	13.6025	0	10.915817	15.011955	0	0	0	0
27.969999	0.697452	13.4675	0	10.968416	14.762066	0	0	0	0
38.139999	1.117574	12.715	10.629124	9.85675	11.108693	0.738583	-176.389297	0.854773	-156.838852
38.23	1.160281	12.774	10.346812	9.712729	10.767267	0.697735	-174.358643	0.835105	-156.487152
38.32	1.143047	12.786	10.48989	9.855041	10.866759	0.718759	-174.842972	0.844769	-156.167282
38.41	1.223649	12.9495	10.096501	9.810143	10.630053	0.658264	-174.115845	0.810237	-156.038315
38.5	1.21515	12.9005	10.100397	9.75307	10.603499	0.668521	-175.042694	0.81753	-155.741684
38.59	1.267914	13.0015	9.889462	9.731533	10.631578	0.638455	-174.438126	0.799232	-156.138702
38.68	1.240534	12.8995	9.944603	9.622998	10.791302	0.649872	-177.136032	0.808541	-155.267105
38.77	1.241235	12.7905	9.831459	9.562549	10.6425	0.647881	-174.561646	0.805485	-155.802673
38.860001	1.174483	12.627001	10.097386	9.705333	10.728291	0.690114	-175.632111	0.825473	-154.864929
38.950001	1.210206	12.696501	9.927702	9.578095	10.565831	0.668005	-174.821442	0.817138	-154.637772
39.040001	1.323201	12.9695	9.565605	9.663862	10.153505	0.612941	-174.595093	0.783745	-153.840347
39.130001	1.319728	13.0755	9.689066	9.747199	10.545205	0.620573	-175.808746	0.788094	-154.008194
39.220001	1.308725	12.866	9.535606	9.579803	10.757017	0.620998	-176.817673	0.785645	-154.990112
39.310001	1.167913	12.517501	10.034694	9.728141	10.873145	0.702405	-176.693192	0.829281	-153.240417
39.400002	1.302291	12.8865	9.589402	9.574389	10.485163	0.624013	-174.603348	0.791143	-153.835739
39.490002	1.169449	12.4095	9.915663	9.763275	10.994496	0.704397	-177.662811	0.824312	-153.653381
39.580002	1.124795	12.315	10.167257	9.469599	10.567054	0.723211	-172.616211	0.848739	-153.035385
39.669998	1.357819	13.132	9.559635	10.105204	10.083488	0.627885	-173.412628	0.780174	-152.108231
39.759998	1.406426	13.018	9.224253	9.66331	10.425908	0.590793	-177.007248	0.762898	-152.957474
39.849998	1.206642	12.597	9.851013	9.674551	11.222104	0.681368	-177.195953	0.817162	-153.512497
39.939999	1.084694	12.2085	10.433466	9.64381	10.857812	0.773377	-172.858063	0.872601	-152.493622
40	1.278067	12.7735	9.605483	9.761164	10.742765	0.644957	-175.484924	0.793772	-152.607452

Nom	du	transistor	=	ta12215											
Developpement		2*75													
Polarisation	Vds	=	2.600V	Vgs	=	0V									
Pedisp(mW)	Peabs(mW)	Psdisp(mW)	Psabs(mW)	Gp(db)	Gt(db)	Gav(db)	Ed(%)	Epae(%)	Id(A)	Ig(A)	S'11(2*lin)	GammaL(2*lin)			
START															
0.315	0.102639	0.948	1.107413	10.329989	5.446227	4.771213	1089.33057	988.367981	3.91E-02	-2.74E-07	0.821702	156.139999	0.667565	-176	
0.32	0.111192	0.952	1.162117	10.191762	5.655628	4.771213	1143.14111	1033.76465	3.91E-02	-2.36E-07	0.805063	156.149994	0.634968	-174.91	
0.318	0.117293	0.951	1.217018	10.160258	5.856099	4.771213	1200.21509	1084.54175	3.90E-02	-2.15E-07	0.792982	156.399994	0.599022	-174.38001	
0.319	0.120803	0.96	1.244848	10.130394	5.954292	4.771213	1227.66077	1108.52588	3.90E-02	-1.77E-07	0.785947	156.550003	0.569323	-173.39999	
0.33	0.128519	0.951	1.279222	9.979802	6.072588	4.771213	1261.5603	1134.81628	3.90E-02	-2.86E-07	0.770257	156.389999	0.540887	-172.49001	
0.325	0.131701	0.947	1.296087	9.930445	6.129472	4.771213	1278.19275	1148.30981	3.90E-02	-2.40E-07	0.763691	156.660004	0.514387	-171.73	
0.315	0.13254	0.942	1.313393	9.960473	6.187075	4.771213	1295.25903	1164.54895	3.90E-02	-1.73E-07	0.761951	156.889999	0.484643	-171.28999	
0.316	0.139031	0.941	1.328785	9.803423	6.237676	4.771213	1313.80762	1176.34351	3.89E-02	-2.32E-07	0.74835	156.860001	0.461656	-170.42999	
0.314	0.141421	0.943	1.339049	9.76281	6.271093	4.771213	1323.95569	1184.1283	3.89E-02	-1.43E-07	0.743279	156.559998	0.433993	-169.92999	
0.318	0.141726	0.946	1.324333	9.705471	6.223103	4.771213	1309.40625	1169.27759	3.89E-02	-2.28E-07	0.74263	156.630005	0.413285	-169.67999	
0.317	0.146516	0.95	1.337187	9.603075	6.265049	4.771213	1322.11475	1177.25037	3.89E-02	-2.40E-07	0.732354	156.979996	0.393313	-168.88001	
0.312	0.149945	0.957	1.343934	9.524469	6.286909	4.771213	1328.78601	1180.53137	3.89E-02	-1.64E-07	0.724908	156.589996	0.372025	-168.74001	
0.314	0.14978	0.951	1.342972	9.526126	6.283798	4.771213	1327.83447	1179.74255	3.89E-02	-1.31E-07	0.725267	156.580002	0.352186	-168.24001	
0.32	0.156029	0.952	1.341957	9.345325	6.280514	4.771213	1326.83081	1172.5603	3.89E-02	-1.73E-07	0.711503	157.020004	0.332837	-167.86	
0.319	0.159372	0.948	1.348879	9.27562	6.302858	4.771213	1333.67493	1176.09973	3.89E-02	-1.39E-07	0.704031	156.509995	0.313805	-167.5	
0.31	0.156267	0.951	1.342336	9.339937	6.281742	4.771213	1327.20593	1172.7002	3.89E-02	-1.98E-07	0.710974	156.639999	0.299387	-167.28999	
0.309	0.160163	0.954	1.347263	9.248916	6.297654	4.771213	1332.07788	1173.72058	3.89E-02	-2.32E-07	0.702251	156.399994	0.281714	-167.16	
0.312	0.158624	0.952	1.324925	9.218222	6.225041	4.771213	1309.99097	1153.15479	3.89E-02	-2.74E-07	0.705709	156.600006	0.269773	-166.99001	
0.32	0.16191	0.953	1.334972	9.161977	6.25785	4.771213	1319.92481	1159.83948	3.89E-02	-2.23E-07	0.698302	156.460007	0.254055	-166.92	
0.325	0.161029	0.957	1.343453	9.21317	6.285353	4.771213	1328.3103	1169.09583	3.89E-02	-2.19E-07	0.700295	156.559998	0.266858	-168.60001	
0.326	0.157803	0.951	1.341926	9.29614	6.280414	4.771213	1323.39832	1167.77429	3.90E-02	-1.60E-07	0.707548	156.419998	0.280616	-168.77	
0.327	0.157468	0.942	1.340928	9.30213	6.277184	4.771213	1325.81409	1170.12097	3.89E-02	-2.02E-07	0.708296	156.75	0.296564	-168.99001	
0.321	0.155056	0.943	1.345208	9.383008	6.291024	4.771213	1330.04578	1176.73743	3.89E-02	-2.17E-07	0.713664	156.389999	0.312053	-169.10001	
0.318	0.152629	0.947	1.337529	9.42665	6.266161	4.771213	1322.45325	1171.54407	3.89E-02	-2.23E-07	0.719024	156.570007	0.330462	-169.37	
0.315	0.149573	0.946	1.338019	9.516094	6.267753	4.771213	1322.93799	1175.05103	3.89E-02	-1.64E-07	0.725719	156.410004	0.34823	-169.42	
0.314	0.149647	0.942	1.348094	9.546529	6.300331	4.771213	1332.89905	1184.93909	3.89E-02	-2.06E-07	0.725558	156.589996	0.367627	-169.71001	
0.313	0.144446	0.941	1.342113	9.680829	6.281018	4.771213	1326.98499	1184.16699	3.89E-02	-1.94E-07	0.736812	156.490005	0.386805	-170.13001	
0.313	0.145084	0.934	1.349444	9.685341	6.304679	4.771213	1334.23425	1190.78503	3.89E-02	-2.11E-07	0.73544	156.899994	0.405436	-170.48	
0.316	0.14225	0.936	1.336046	9.727704	6.261343	4.771213	1320.98694	1180.3407	3.89E-02	-2.51E-07	0.741514	156.720001	0.429794	-170.98	
0.31	0.137902	0.939	1.329791	9.84213	6.240962	4.771213	1314.80212	1178.45459	3.89E-02	-2.57E-07	0.750734	156.630005	0.450497	-171.47	
0.305	0.13272	0.942	1.304135	9.923874	6.156355	4.771213	1286.1294	1155.24219	3.90E-02	-1.85E-07	0.761578	156.649994	0.476659	-172.12	
0.302	0.129943	0.946	1.306286	10.022852	6.163513	4.771213	1288.25098	1160.10193	3.90E-02	-1.71E-07	0.767325	156.330002	0.502102	-172.63001	
0.32	0.131549	0.947	1.301457	9.953434	6.147429	4.771213	1283.48865	1153.75623	3.90E-02	-1.64E-07	0.764007	156.220001	0.529628	-173.52	
0.331	0.123529	0.936	1.260227	10.086811	6.007617	4.771213	1242.82739	1121.00427	3.90E-02	-2.09E-07	0.78044	156.270004	0.556544	-174.19	
0.325	0.115761	0.938	1.219158	10.224986	5.863728	4.771213	1202.3252	1088.16272	3.90E-02	-1.98E-07	0.796033	155.990005	0.588267	-174.74001	
0.324	0.110311	0.936	1.183863	10.306811	5.736143	4.771213	1164.53186	1056.02173	3.91E-02	-2.99E-07	0.806792	156.080002	0.61998	-175.91	
0.326	0.105959	0.942	1.135884	10.301958	5.556469	4.771213	1117.33643	1013.10754	3.91E-02	-2.51E-07	0.815283	155.940002	0.653929	-176.83	
0.324	0.100526	0.941	1.076763	10.298439	5.324332	4.771213	1056.479	957.847229	3.92E-02	-3.20E-07	0.825761	155.619995	0.686938	-177.77	
0.328	0.096131	0.939	1.027121	10.287604	5.119345	4.771213	1007.77191	913.452332	3.92E-02	-2.55E-07	0.83414	155.289993	0.719197	-179.12	
0.321	0.088688	0.93	0.937051	10.239007	4.720763	4.771213	919.398926	832.38208	3.92E-02	-2.02E-07	0.848141	154.929993	0.757269	179.740005	
0.327	0.080633	0.945	0.840502	10.18024	4.248517	4.771213	822.570129	743.657043	3.93E-02	-4.34E-07	0.863036	154	0.795928	178.429993	
0.326	0.069147	0.948	0.72066	10.179602	3.580433	4.771213	703.49469	635.995178	3.94E-02	-2.21E-07	0.883845	153.850006	0.831951	177.25	

format du fichier '.com'

CHAPITRE 3

LES MESURES EFFECTUEES GRACE AU BANC A CHARGE ACTIVE

III.1 - INTRODUCTION

Le deuxième chapitre a permis d'étudier le système de mesure à charge active dans la bande 26-40 GHz. Il convient maintenant d'analyser les performances de divers composants. Pour cela, nous utiliserons des transistors réalisés dans le cadre de plusieurs contrats :

- le contrat européen CLASSIC en lien avec Thomson TCS ;
- le contrat DRET 91.100 spécifique à la réalisation d'un amplificateur hybride en bande Ka et en classe B sur substrat AsGa ;
- le contrat DRET 94.160 relatif à la conception d'un amplificateur de puissance à 60 GHz sur substrat InP ;
- le contrat européen WEAG regroupant l'IAF et Siemens (Allemagne), TNO (Hollande) et Dassault (France).

Il a semblé important, dans la première partie de ce chapitre, de présenter très succinctement tous ces composants afin de mieux appréhender les spécificités de chacun. Ensuite nous étudierons la stabilité des composants et l'évolution de celle-ci en fonction du niveau de puissance injectée. Elle sera d'ailleurs reliée à l'étude d'un composant en fonction du type de puissance à son entrée. Après, nous analyserons le comportement d'un autre transistor sur substrat AsGa à une tension drain-source fixée puis à tension grille-source fixée. Puis, nous présenterons les résultats obtenus sur les transistors de la filière InP en comparant leurs évolutions avec celles mesurées sur substrat AsGa. Enfin, nous explorerons les autres possibilités de mesure de notre système sous pointes en bande de fréquence Ka.

III.2 - Les HFET étudiés

Les transistors mesurés et présentés dans cette étude sont exclusivement des HEMTs pseudomorphiques ou en accord de maille. Deux filières ont été étudiées : la première sur substrat AsGa et la seconde sur substrat InP. Nous allons ci-dessous décrire

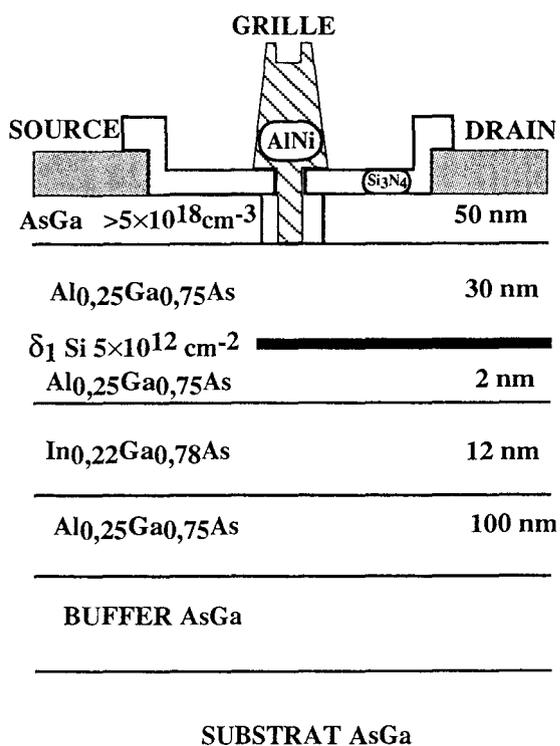


Figure 1 : Technologie des composants de Thomson TCS sur substrat AsGa.
grille nitrure; Toutatis $L_g = 0,25 \mu\text{m}$;
Gringo $L_g = 0,15 \mu\text{m}$.

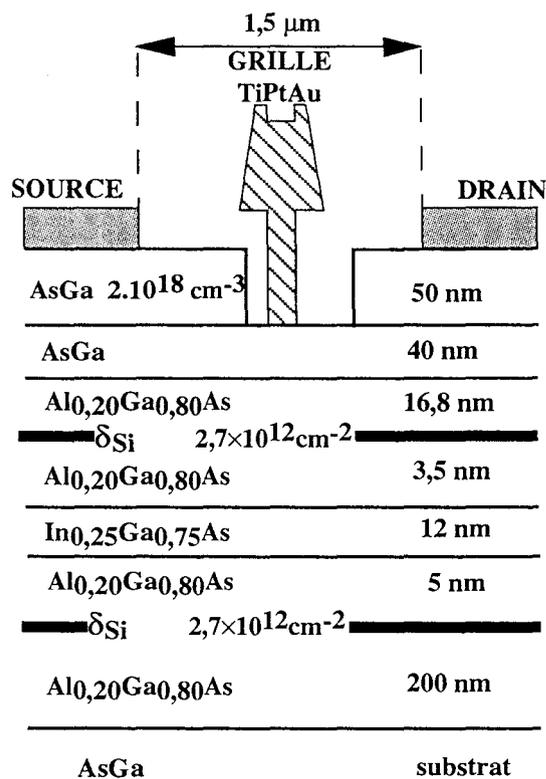


Figure 2 : Technologie des transistors de IAF sur substrat AsGa.
grille tricouche ; $L_g = 0,3 \mu\text{m}$.

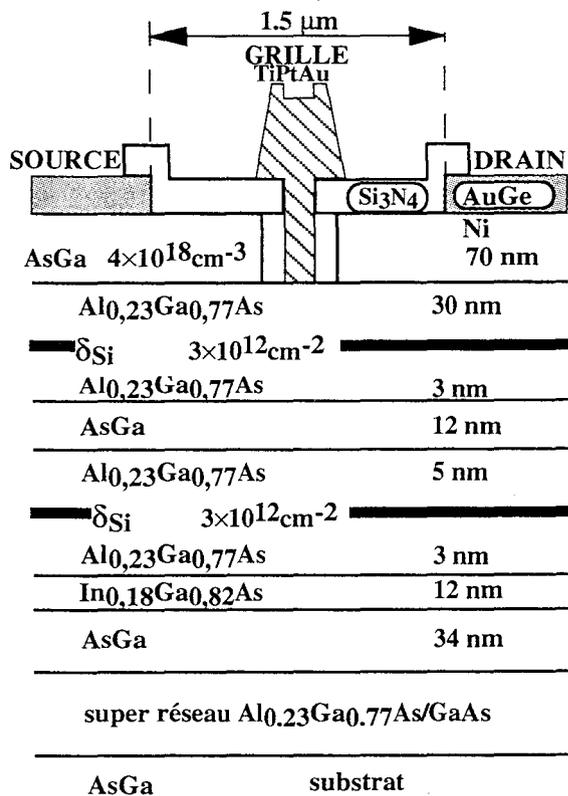


Figure 3 : Technologie du transistor 10143 sur substrat AsGa.
grille nitrure ; $L_g = 0,25 \mu\text{m}$.

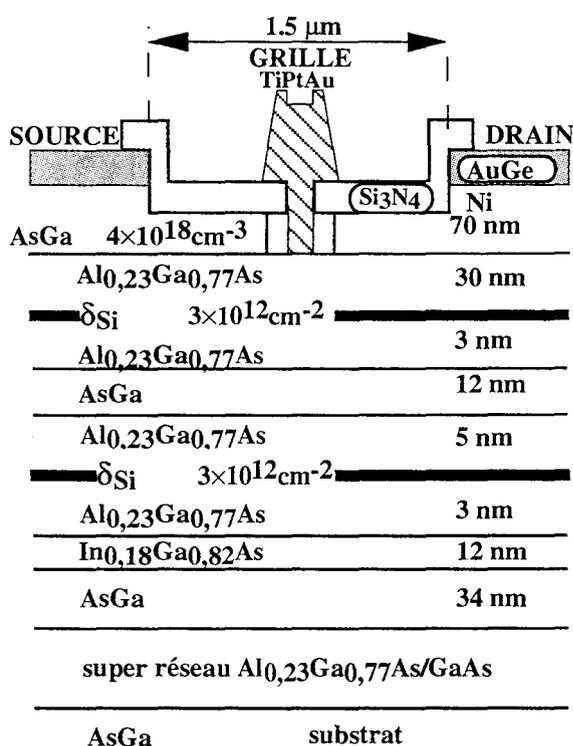


Figure 4 : Technologie du transistor 10153 sur substrat AsGa.
grille nitrure ; $L_g = 0,25 \mu\text{m}$.

les principales caractéristiques technologiques des composants mesurés et un tableau récapitulatif, à la fin de cette partie, les résumera.

III.2.1 - les composants de la filière AsGa

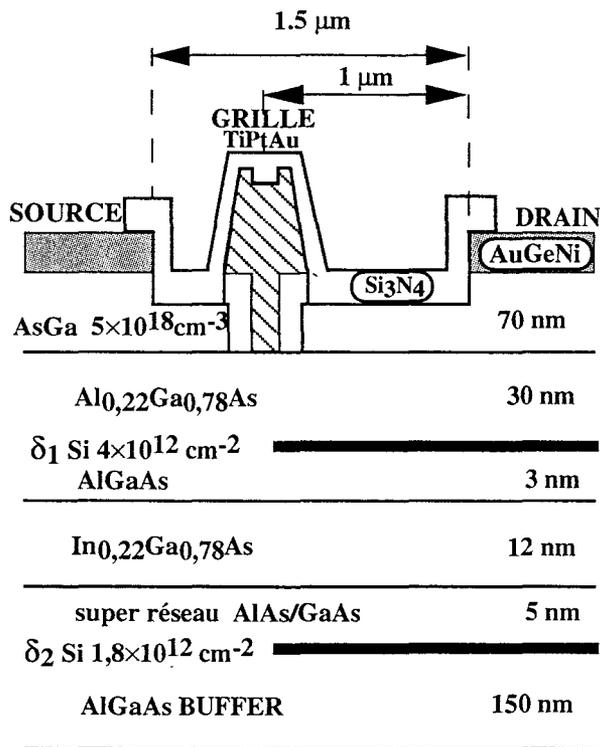
Une des filières étudiées sur substrat AsGa est le transistor Gringo de Thomson TCS (fig. 1). Il s'agit de composants de longueur de grille de 0,15 μm avec, sur le masque des composants de développements différents permettant l'établissement de lois d'échelle [1]. De même Thomson a fourni des composants Toutatis qui ne diffèrent des transistors Gringo que par leur longueur de grille (0,25 μm). Ces composants fournis dans le cadre de contrats européens, qui comportaient également des mesures de bruit, n'ont pas été optimisés pour la puissance (un seul plan de dopage supérieur à $5 \cdot 10^{12} \text{ at/cm}^2$). Par contre, leur technologie étant bien maîtrisée, leur reproductibilité, leurs performances statiques et hyperfréquences petit signal et leur fiabilité sont excellentes. Ceci a permis dans le chapitre précédent de faire une étude comparative de composants de développements identiques mesurés sur le banc load pull à charge active d'abord en cellule puis sous pointes.

La seconde filière étudiée sur substrat AsGa provient de l'IAF dans le cadre du contrat WEAG (figure 2). Elle est constituée d'une grille de longueur de 0,3 μm , d'un puits InGaAs, de deux plans de dopage et d'un double fossé de grille asymétrique (distance grille-source de 0,3 μm et distance grille-drain de 0,9 μm) afin d'améliorer la tension de claquage (§ I.2.2).

Les autres transistors étudiés sur substrat AsGa ont été conçus dans la centrale de technologie de l'I.E.M.N. par D. Théron et F. Diette [2]. Ils ont été optimisés pour l'amplification de puissance dans le cadre du contrat DRET n° 91.100. Il s'agit tout d'abord des séries 10143 (fig. 3) et 10153 (fig. 4), qui sont des composants réalisés à partir de la même épitaxie :

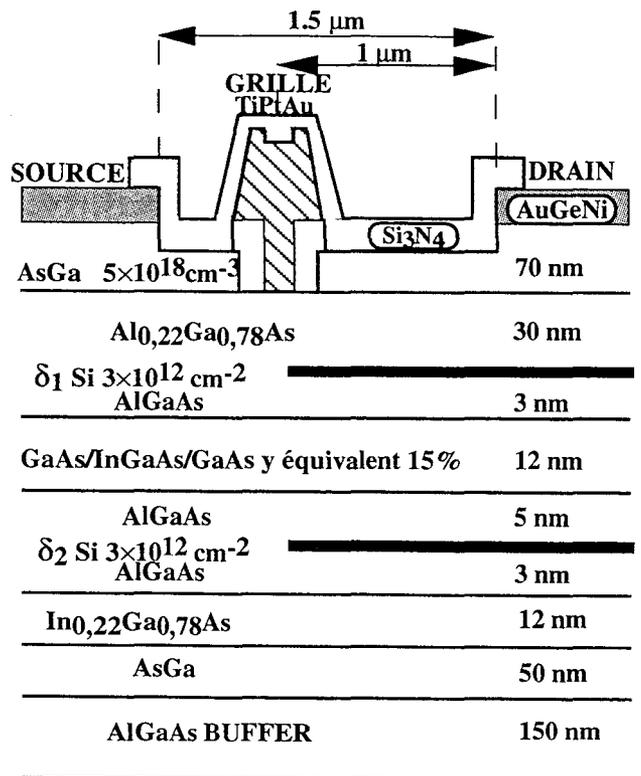
- deux plans de dopage à $3 \cdot 10^{12} \text{ at/cm}^2$;
- deux puits, le supérieur étant en AsGa et le plus profond en InGaAs.

La principale différence entre ces deux filières réside dans l'étape du fossé de grille. La série 10143 est constituée par un simple fossé de grille réalisé par une attaque



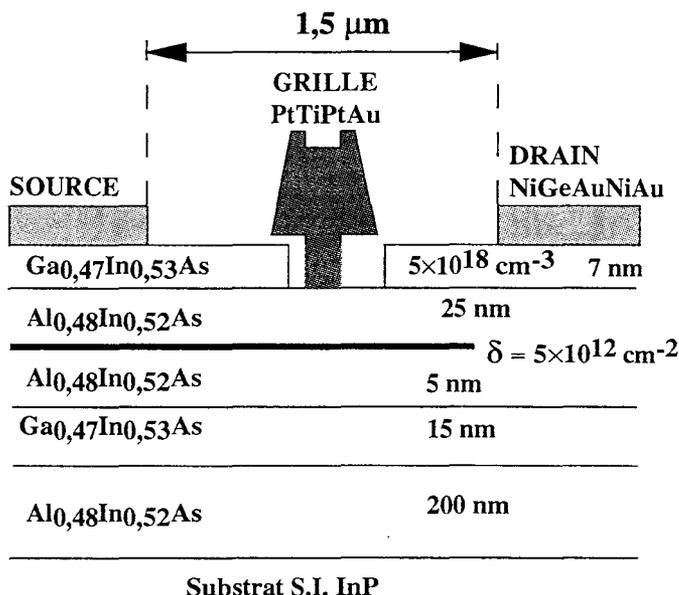
SUBSTRAT AsGa

Figure 5 : Technologie du transistor 10264 sur substrat AsGa.
grille nitrure ; $L_g = 0,15 \mu\text{m}$.



SUBSTRAT AsGa

Figure 6 : Technologie du transistor 10266 sur substrat AsGa.
grille nitrure ; $L_g = 0,15 \mu\text{m}$.



Substrat S.I. InP

Figure 7 : Technologie du transistor 10237 sur substrat InP.

grille tricouche ; $L_g = 0,25 \mu\text{m}$.

trois possibilités de distance grille-"cap layer" côté drain : $0,2 \mu\text{m}$; $0,4 \mu\text{m}$; $0,6 \mu\text{m}$.

la distance grille-"cap layer" côté source est égale à $0,2 \mu\text{m}$.

plasma sélective avec une sous-gravure du "cap layer" arséniure de gallium (AsGa) à travers une fenêtre de nitrure. Par contre, la série 10153 est constituée d'un double fossé de grille réalisé par une attaque en deux étapes obtenue avec une solution acide : l'une pour la couche "cap layer" AsGa et l'autre pour le fossé étroit à travers une fenêtre de nitrure. Les grilles ont une longueur de 0,25 μm pour les deux séries.

La série suivante, nommée 10264, a aussi été réalisée dans le cadre du même contrat DRET (fig. 5). Contrairement aux deux filières précédentes, elle n'est constituée que d'un seul puits InGaAs avec deux plans de dopage (4.10^{12} at/cm² en face avant et $1,8.10^{12}$ at/cm² pour la face arrière). Elle est constituée également d'un double fossé de grille réalisé par une attaque chimique comme pour les composants 10153. La série 10266 (fig. 6) est elle réalisée avec deux puits : un constitué d'InGaAs avec un pourcentage d'indium équivalent de 15 % et un puits arrière InGaAs avec un pourcentage d'Indium à 22 %, 2 plans de dopage à 3.10^{12} at/cm² et un double fossé de grille réalisé par attaque chimique. Les principales différences entre les séries 10264, 10266 et les séries 10153 et 10143 peuvent se résumer en quatre points :

- la composition de l'Indium dans l'InGaAs est passée de 18 % à 22 %, ce qui permet d'augmenter de ΔE_c et donc le confinement des porteurs ;
- la grille a été décentrée vers la source, ce qui doit permettre d'augmenter la tension de claquage grille-drain en fonctionnement transistor [3] mais aussi d'améliorer la transconductance et la résistance de source ;
- des longueurs de grille de 0,15 μm ont été réalisées afin d'améliorer le comportement en hautes fréquences des transistors ;
- le nitrure a été enlevé puis redéposé sur la grille afin de diminuer la capacité Cgd, ce qui permet d'augmenter le gain maximum disponible et le gain maximum stable.

III.2.2 -les composants de la filière InP

Trois filières sont réalisées au laboratoire sur substrat InP. Les puits sont tous adaptés en maille sur InP. La première, nommée 10237 (fig. 7) est constituée d'un seul plan de dopage (5.10^{12} at/cm²) en face avant et d'un puits InGaAs. Cette série est constituée d'un double fossé de grille. Mais le "cap layer", du fait de sa faible épaisseur,

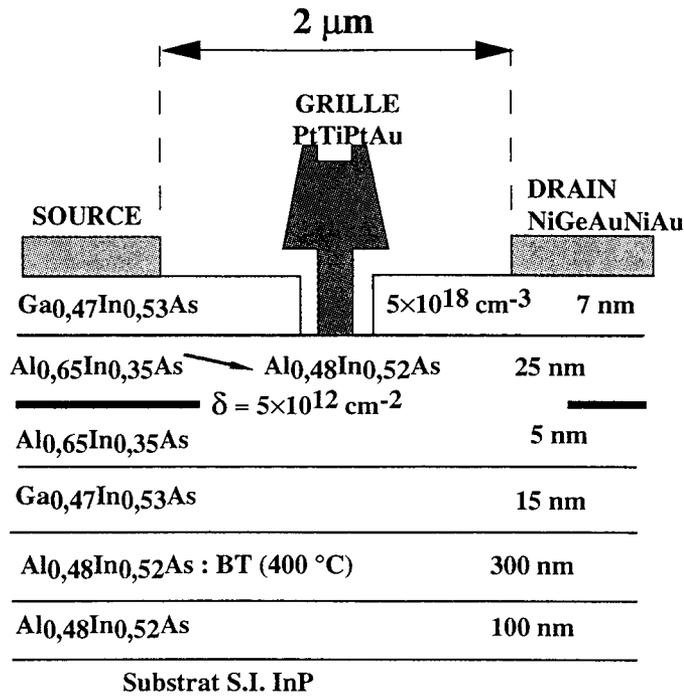


Figure 8 : Technologie du transistor 10289 sur substrat InP.
grille tricouche ; Lg= 0,25 μm.

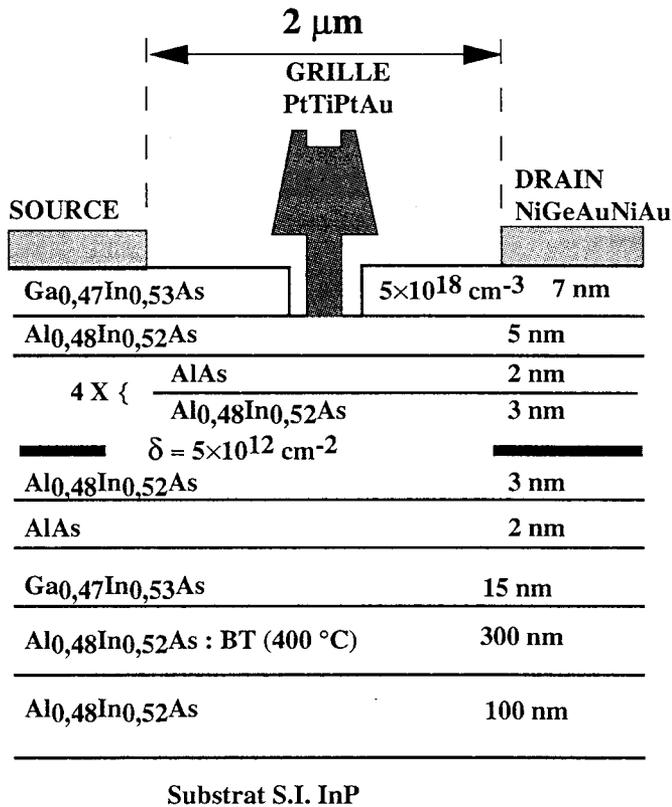


Figure 9 : Technologie du transistor 10290 sur substrat InP.
grille tricouche ; Lg= 0,25 μm.

est en principe complètement déserté et joue ainsi le rôle du grand fossé de grille. La tension de claquage devrait s'en trouver améliorée [4]. De plus trois distances grille-"cap layer" côté drain ont été envisagées afin d'étudier leurs effets respectifs : 0,2 μm ou 0,4 μm ou 0,6 μm . Par contre la distance grille-"cap layer" côté source est constante et égale à 0,2 μm . La distance drain-source est constante et vaut 1,5 μm . Les deux autres séries ont été réalisées en incluant une barrière d'aluminium au-dessus du puits afin de limiter le courant de grille inverse en empêchant la remontée des trous générés par l'ionisation dans le puits [5]. La première solution envisagée est d'augmenter progressivement le pourcentage d'aluminium dans l'AlInAs au-dessus du puits qui est passé de 48 % à 65 % (opération 10289, figure 8) afin de présenter une barrière plus importante. La deuxième solution essayée a été de constituer un super réseau AlAs/AlInAs au-dessus du puits (opération 10290, figure 9) pour constituer, de la même façon, une barrière. Ces deux séries sont réalisées avec un plan de dopage à 5.10^{12} at/cm^2 et un puits en InGaAs. Le fossé de grille est fait avec une distance grille-cap layer de 0,1 μm . Comme pour la série 10237, la faible épaisseur du cap-layer joue, à priori, du fait de sa désertion totale, le rôle du grand fossé de grille. Les grilles ont dans tous les cas une longueur de 0,25 μm .

Le tableau 1 montre un récapitulatif des caractéristiques technologiques des composants étudiés.

composant étudié	substrat utilisé	fossé de grille	plan de dopage (at/cm^2)	constitution des puits
GRINGO TOUTATIS	AsGa	simple centré	δ_1 5.10^{12}	InGaAs
IAF	AsGa	double décalé	δ_1 $2,7.10^{12}$ δ_2 $2,7.10^{12}$	InGaAs
10143	AsGa	simple centré	δ_1 3.10^{12} δ_2 3.10^{12}	avant GaAs arriè. InGaAs
10153	AsGa	double centré	δ_1 3.10^{12} δ_2 3.10^{12}	avant GaAs arriè. InGaAs
10264	AsGa	double décalé	δ_1 4.10^{12} δ_2 $1,8.10^{12}$	InGaAs
10266	AsGa	double décalé	δ_1 3.10^{12} δ_2 3.10^{12}	avant InGaAs arriè. InGaAs
10237	InP	simple centré ou décalé	δ_1 5.10^{12}	InGaAs
10289	InP	simple centré	δ_1 5.10^{12}	InGaAs
10290	InP	simple centré	δ_1 5.10^{12}	InGaAs

Tableau 1 : Résumé des caractéristiques technologiques des différents transistors étudiés.

Transistors	développement de grille (μm^2)	tension de pincement V_p (V)	tension de claquage en diode inverse: V_{gs} (V)	tension de claquage en diode inverse: V_{gd} (V)	I_{dss} (mA/mm)	V_b (V)	η	$\eta * V_b$	MAG (dB) à 40 GHz
GRINGO	2*75*0,15	-0.7	6.5	6.5	540	0.79	1.47	1.16	9.6
Toutatis	2*75*0,25	-0.7	6.5	6.5	440	0.77	1.43	1.10	8.7
IAF	8*50*0,3	-1	9	20	225	1.02	1.36	1.39	8_{MSG} à 40 GHz
10143	4*50*0,25	-0.8	14	14	450 à 500	0.85	1.33	1.13	7.3 $_{MSG}$ à 40 GHz
10153	4*50*0,25	-2	8	9	800 à 900	0.65	1.4	0.91	6.3
10264	8*50*0,15	-0.8	5.4	6	610	0.80	1.42	1.14	7.7
10266	12*50*0,15	-2	7.5	7.5	640	0.62	1.49	0.92	2.7
10266	8*50*0,15	-2.	8	8	720	0.62	1.49	0.92	5.9
10237	2*75*0,25	-0.8	8	5 (petit fossé) 7 (moyen fossé) 8,5 (grand fossé)	750	0.45	1.75	0.79	13
10289	2*75*0,25	-2.2	6.5	6.5	700	0.71	1.54	1.09	11.8
10290	2*75*0,25	-2	9	9	670	0.69	1.4	0.966	12

tableau 2 : Performances statiques et hyperfréquence des divers composants utilisés.

Le tableau 2, quant à lui, montre les principales caractéristiques statiques et hyperfréquences des transistors étudiés. Nous constatons que le MAG augmente, pour une même topologie, lorsque l'on diminue le développement total du transistor. Ceci est dû en partie à l'inductance de source L_s qui est moins élevée pour un petit développement car l'influence des ponts à air y est moins importante. Nous remarquons également un MAG nettement plus élevé pour les transistors sur substrat InP comparé aux composants sur substrat AsGa, et ce malgré des longueurs de grille plus faibles (0,15 μm au lieu de 0,25 μm) pour le composant 10264, par exemple. On peut expliquer ce phénomène par les excellentes propriétés de transport électronique des couches AlInAs/GaInAs, ce qui leur permet d'avoir des gains très élevés. De plus, les composants sur substrat InP ont des diodes comparables à celles sur substrat AsGa au niveau de la tenue en tension, même si les allures des diodes peuvent différer. On peut donc espérer de bonnes performances en puissance pour ces composants.

III.3 - ETUDE EN FONCTION DES PUISSANCES INJECTEES ET ABSORBEES EN ENTREE

III.3.1 - Introduction

Comme nous l'avons déjà vu au paragraphe II.6.2, de part la conception de notre système de mesure, il est impossible de réaliser une mesure pour un niveau de puissance d'entrée absorbée constant. Nous avons donc envisagé une solution logicielle permettant de résoudre cette difficulté. Il semble donc intéressant d'analyser la différence de comportement entre une mesure à un niveau de puissance d'entrée injectée (P_{einj}) constant et une mesure à un niveau de puissance d'entrée absorbée (P_{eabs}) constant. Néanmoins, cette étude n'a pu être réalisée qu'en petit signal à cause de problèmes de divergence du programme en grand signal, dus essentiellement au choix des fonctions d'interpolations. Mais nous essayerons, tout de même, de prévoir le comportement en grand signal à partir de 'simulations' à moyen signal. Tous les paramètres (I_g , I_d , G_p , G_T ,...) ont été analysés. Le transistor étudié est un Gringo de développement

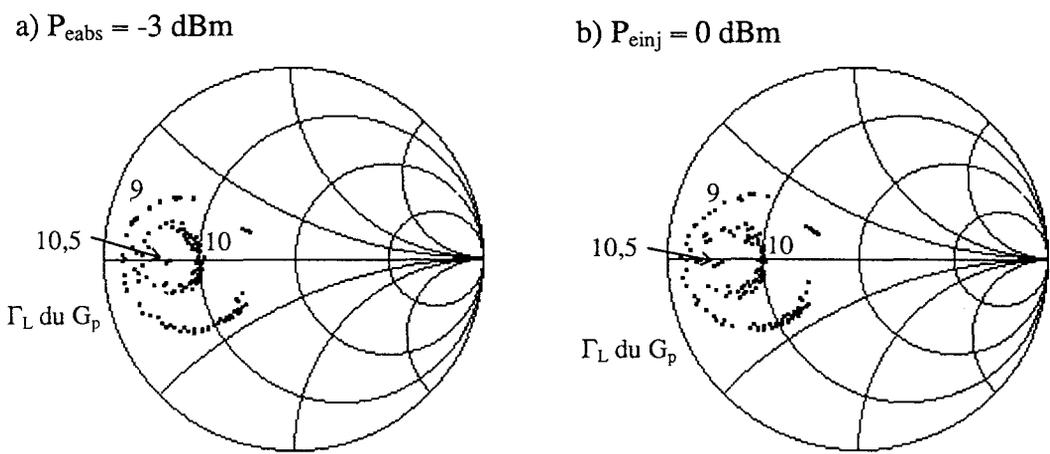


Figure 10 : Contours d'impédances de charge à gain en puissance constant (en dB) pour une mesure à P_{eabs} constant (a) et une mesure à P_{einj} constant (b), en petit signal.

Gringo ; $2*75*0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{ds}=2,6 \text{ V}$; $V_{gs}= 0 \text{ V}$; $F= 38 \text{ GHz}$.

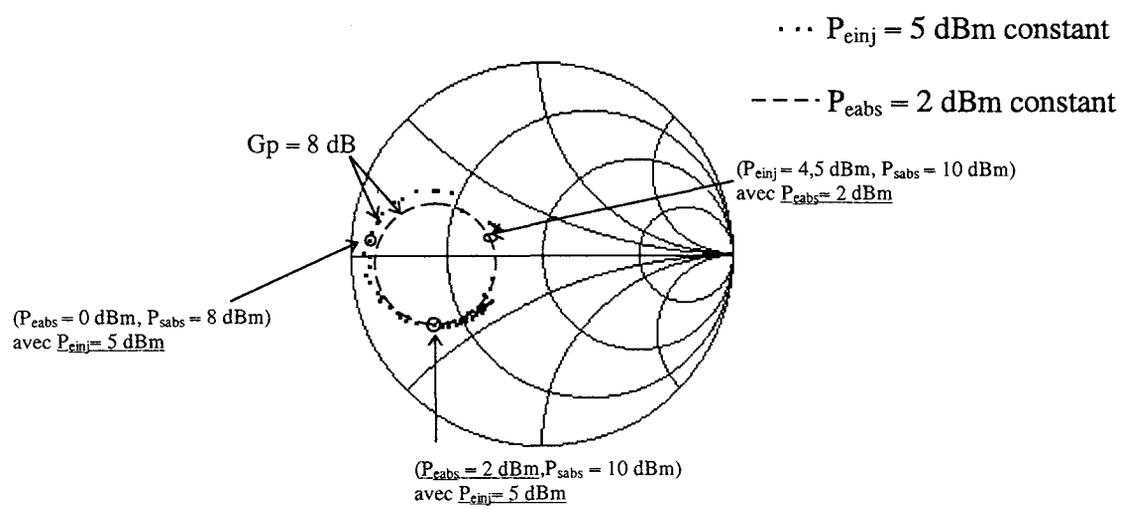


Figure 11 : Exemple de couples (P_{eabs}, P_{sabs}) lors d'une mesure à P_{einj} constant et de couples (P_{einj}, P_{sabs}) lors d'une mesure à P_{eabs} constant, donnant une même valeur de gain en puissance, à moyen signal.

Gringo ; $2*75*0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{ds}= 2,6 \text{ V}$ et $V_{gs}= 0 \text{ V}$, $F= 38 \text{ GHz}$.

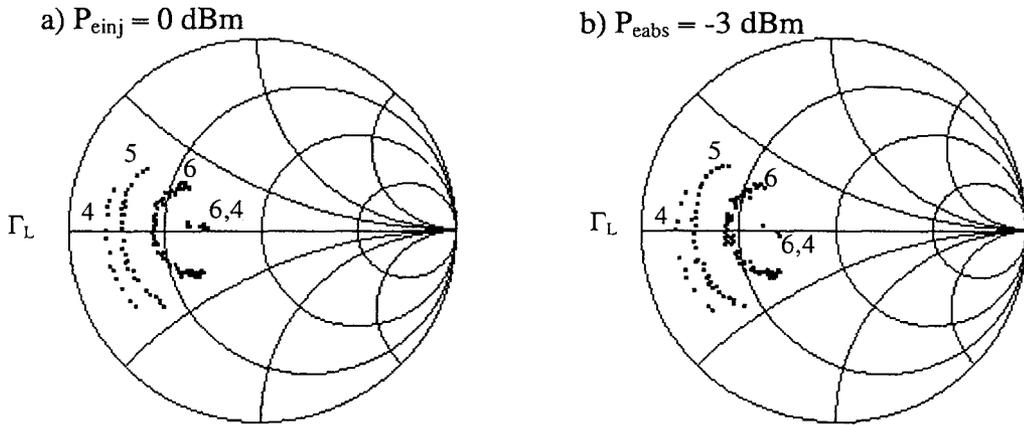


Figure 12 : Contours d'impédances de charge à gain de transducteur constant (en dB) pour une mesure à P_{einj} constant (a) et une mesure à P_{eabs} constant (b). Gringo; $2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 2,6\text{V}$ et $V_{\text{gs}} = 0\text{V}$; $F = 38 \text{ GHz}$.

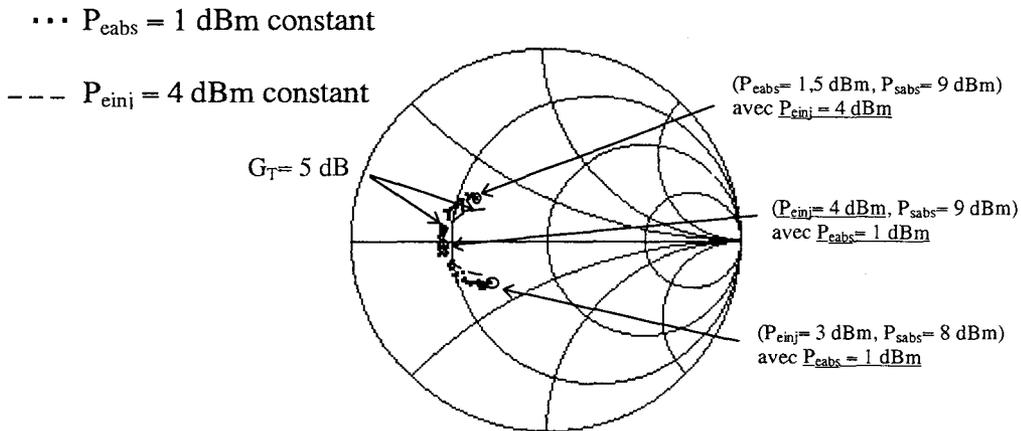


Figure 13 : Exemple de couples $(P_{\text{einj}}, P_{\text{sabs}})$ lors d'une mesure à P_{eabs} constant et de couples $(P_{\text{eabs}}, P_{\text{sabs}})$ lors d'une mesure à P_{einj} constant, donnant le même gain de transducteur, à moyen signal.

Gringo ; $2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 2,6\text{V}$ et $V_{\text{gs}} = 0\text{V}$; $F = 38 \text{ GHz}$.

$2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$ à la fréquence de 38 GHz et pour une polarisation à $V_{ds} = 2,6\text{V}$ et $V_{gs} = 0\text{V}$.

III.3.2 - L'étude

La comparaison est effectuée pour un niveau de puissance injecté de 0 dBm et un niveau de puissance absorbé à l'entrée de -3 dBm, ces deux valeurs se situant dans la zone de comportement linéaire du composant.

Sur la figure 10, nous comparons les contours d'impédances de charge à gain en puissance constant pour un niveau de P_{eabs} constant (a) et un niveau de P_{einj} constant (b). Le gain en puissance est représentatif de l'écart entre un niveau de P_{eabs} et de puissance de sortie absorbée par la charge (P_{sabs}). Le cas (a) est idéal pour une exploitation à niveau de puissance absorbée dans la charge constant. Il n'en est pas de même pour le cas (b) car le niveau de puissance absorbée dans la charge dépend alors de cette dernière. Néanmoins, en petit signal, les allures des contours sont similaires car le niveau de puissance ne joue pas sur le comportement du gain.

Il n'en est pas de même en grand signal. Dans ce cas, les niveaux de puissance en entrée (injectés ou absorbés) auront un rôle sur le comportement du gain en puissance. A titre d'illustration la figure 11 montre ce qui se passe pour un niveau de puissance d'entrée plus élevé que dans le cas de la figure 10. Pour un fichier à P_{einj} constant et une valeur du gain en puissance constant, il y a plusieurs couples de valeurs de (P_{eabs} , P_{sabs}) représentant le même G_p . Cela est dû au comportement non-linéaire du transistor qui diffère selon le niveau de puissance absorbée en entrée.

Sur la figure 12, nous comparons les contours d'impédances de charge à gain de transducteur constant pour un niveau de P_{einj} constant (a) et un niveau de P_{eabs} constant (b). Pour cette comparaison, contrairement à la précédente, c'est, cette fois, le cas à puissance injectée à l'entrée constante (fig. 12a) qui est directement exploitable. En petit signal, le gain étant indépendant du niveau il n'y a pas de différence entre les allures des contours obtenus en (a) et (b). Par contre, à niveau plus élevé, comme le montre la figure 13, des différences significatives apparaissent.

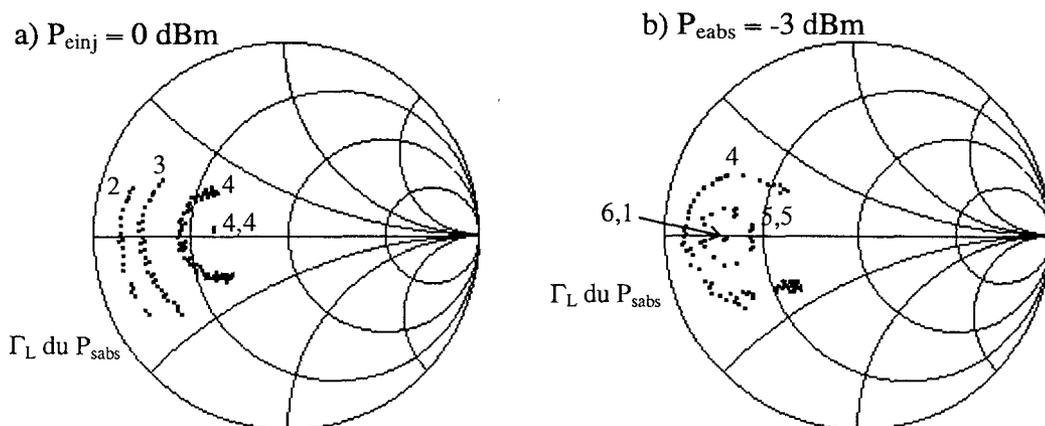


Figure 14 : Contours d'impédances de charge à puissance de sortie absorbée constante (en mW) pour une mesure à $P_{e_{inj}}$ constant (a) et une mesure à $P_{e_{abs}}$ constant (b).

Gringo ; $2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 2,6\text{V}$, $V_{gs} = 0\text{V}$; $F = 38 \text{ GHz}$.

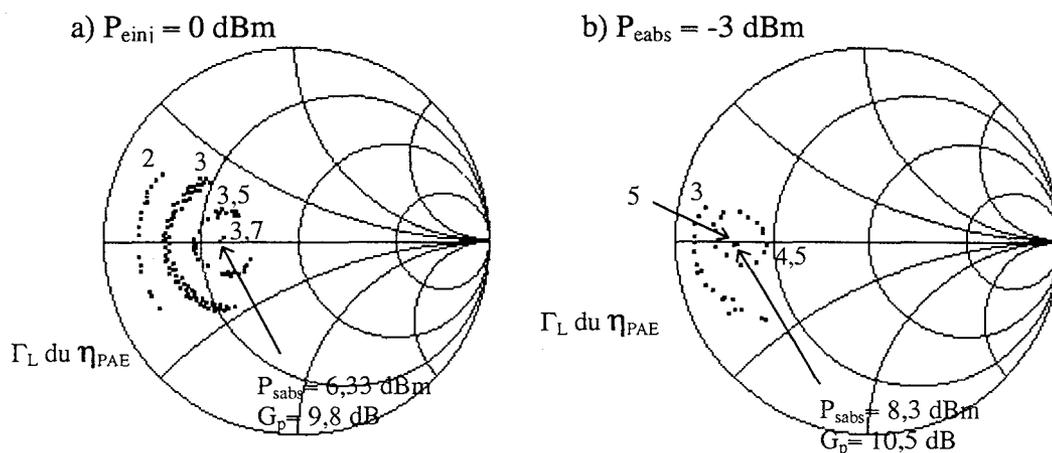


Figure 15 : Contours d'impédances de charge à rendement en puissance ajoutée constant (en %) pour une mesure à $P_{e_{inj}}$ constant (a) et une mesure à $P_{e_{abs}}$ constant (b).

Gringo ; $2 \times 75 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 2,6 \text{ V}$ et $V_{gs} = 0\text{V}$; $F = 38 \text{ GHz}$.

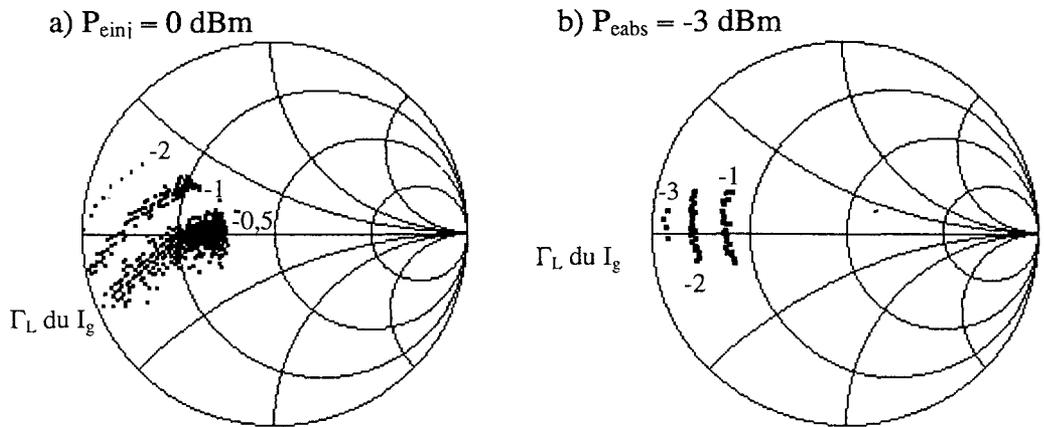


Figure 16 : Equicourants de grille constants (en μA) pour une mesure à P_{einj} constant (a) et une mesure à P_{eabs} constant (b).
 Gringo ; $2*75*0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{ds}=2,6 \text{ V}$ et $V_{gs}= 0\text{V}$; $F= 38 \text{ GHz}$.

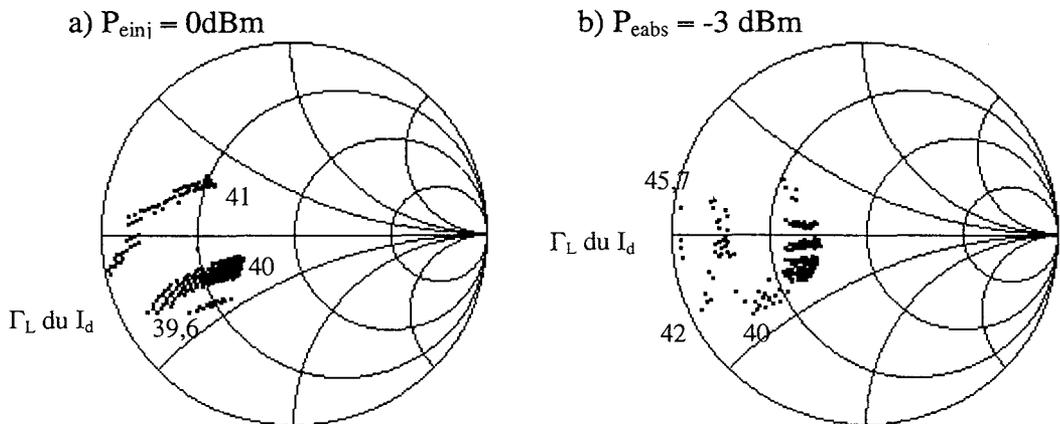


Figure 17 : Equicourants de drain constants (en mA) pour une mesure à P_{einj} constant (a) et une mesure à P_{eabs} constant (b).
 Gringo ; $2*75*0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{ds}=2,6 \text{ V}$ et $V_{gs}= 0\text{V}$; $F= 38 \text{ GHz}$.

La figure 14 est la traduction sur la puissance de sortie absorbée par la charge du choix fait entre puissance d'entrée absorbée et puissance d'entrée injectée. En effet les contours d'impédances sont très différents même en petit signal. En les comparant aux figures 10a et 12a, nous remarquons, comme l'on pouvait s'y attendre, qu'à $P_{e\ inj}$ constant, les lieux des $P_{s\ abs}$ sont identiques à ceux du G_T alors qu'en fonction de $P_{e\ abs}$ constant, les lieux des cercles à $P_{s\ abs}$ constant sont identiques à ceux du gain en puissance.

Le rendement en puissance ajoutée (η_{PAE}) dépend, lui aussi, du mode d'attaque choisi, à puissance d'entrée absorbée constante ou à puissance d'entrée injectée constante. Ceci est illustré par la figure 15 dans le cas d'un régime petit signal. On y constate que la valeur maximale du rendement en puissance ajoutée est obtenue pour le cas de la puissance d'entrée absorbée constante. Ce résultat peut s'expliquer de la manière suivante, d'après l'expression ci-dessous :

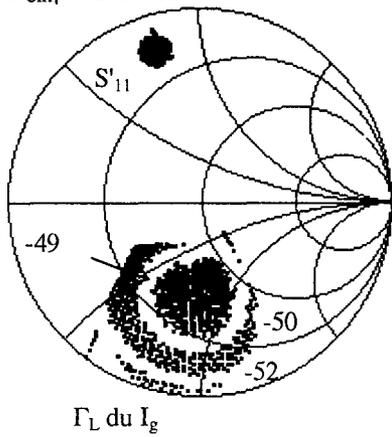
$$\eta_{PAE} = \frac{P_{sabs} * (1 - \frac{1}{G_p})}{V_{DS} * I_{DS}}$$

il apparait que le maximum de cette quantité requiert que P_{sabs} et G_p soient maximums et que I_{ds} soit minimum. Il est clair que l'attaque à P_{eabs} constante est plus favorable puisqu'elle permet à coup sûr les conditions de maximum sur P_{sabs} et G_p . Néanmoins l'évolution du courant de drain peut, le cas échéant, modifier légèrement cette situation car ses variations dépendent de la position du point de repos dans le réseau des caractéristiques.

En ce qui concerne l'évolution des courants moyens de grille et de drain, la dépendance par rapport au mode d'attaque du transistor se présente de la manière suivante :

- pour un composant donné l'allure des contours d'équicourant, soit grille, soit drain, est similaire pour les deux types de puissance d'entrée. Cependant le positionnement de ces contours est différent comme cela est illustré par les figures 16 et 17 ;

a) $P_{\text{einj}} = 2 \text{ dBm}$



b) $P_{\text{eabs}} = -1 \text{ dBm}$

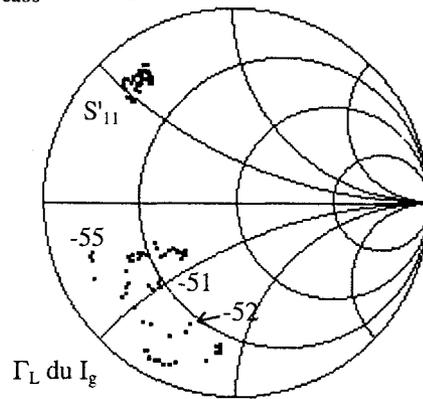


Figure 18 : Equicourants de grille constants (en μA) pour une mesure à P_{einj} constant (a) et une mesure à P_{eabs} constant (b). Mesure réalisée en cellule. 10143 ; $4 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 6 \text{ V}$ et $V_{\text{gs}} = -0,9 \text{ V}$; $F = 26 \text{ GHz}$.

- d'un transistor à l'autre, comme le montre la figure 18, l'allure globale des contours peut être très différente.

III.3.3 - Conclusion

En conclusion, nous pouvons dire que le fait de choisir des représentations à P_{inj} ou P_{cabs} constant influence nettement le comportement du composant que ce soit au niveau des évolutions des gains, de la puissance de sortie, du rendement en puissance ajoutée ou des courants. Il ne faut donc pas confondre les deux types d'attaque et connaître les répercussions de chacune. Le système de mesure est capable de fonctionner avec un niveau de puissance injectée constant de par sa configuration et avec un niveau de puissance d'entrée absorbée constant par l'intermédiaire d'un pilotage logiciel.

III.4 - ETUDE SUR LA STABILITE DU COMPOSANT

Dans cette partie, nous allons discuter de la stabilité du composant et de ses implications sur la mesure et la conception des circuits.

III.4.1 - La stabilité du composant

En comparant deux systèmes comportant ou non un adaptateur d'entrée, nous avons montré au paragraphe II.6 que seul le gain en puissance restait invariant. De plus, en petit signal, le gain en puissance a la même impédance optimale que le MAG et leurs valeurs se confondent (§ II.6.1). D'après notre expérience, lorsque le composant est instable ($K < 1$), cela est plus généralement lié aux impédances de charge qu'aux impédances de source. Ceux sont les impédances de charge qui engendrent avec le transistor un $|S'_{11}|$ supérieur ou égal à 1. De ce fait l'étude de la stabilité peut se limiter à l'utilisation du gain en puissance. Par ailleurs le gain devient infini à la limite du cercle d'instabilité. Pour les concepteurs de circuits, cela est inutilisable car nettement trop dangereux pour le transistor. Par contre si un transistor est instable haut en fréquence, il

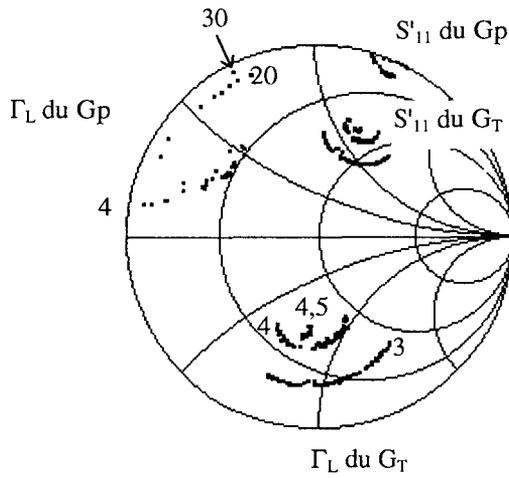


Figure 19 : Comparaison du lieu de l'impédance de charge pour le gain en puissance (en dB) et le gain de transducteur (en dB) pour un $k < 1$. Mesure réalisée en cellule.

10153; $4 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = -0,8\text{V}$; $F = 26 \text{ GHz}$, $P_{\text{einj}} = 0 \text{ dBm}$.

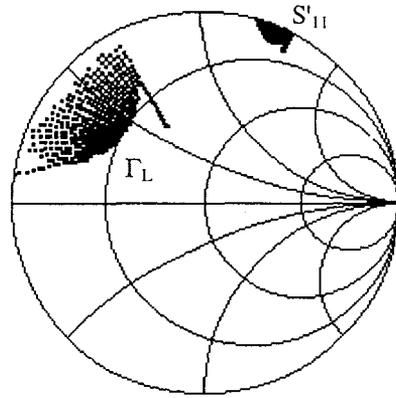
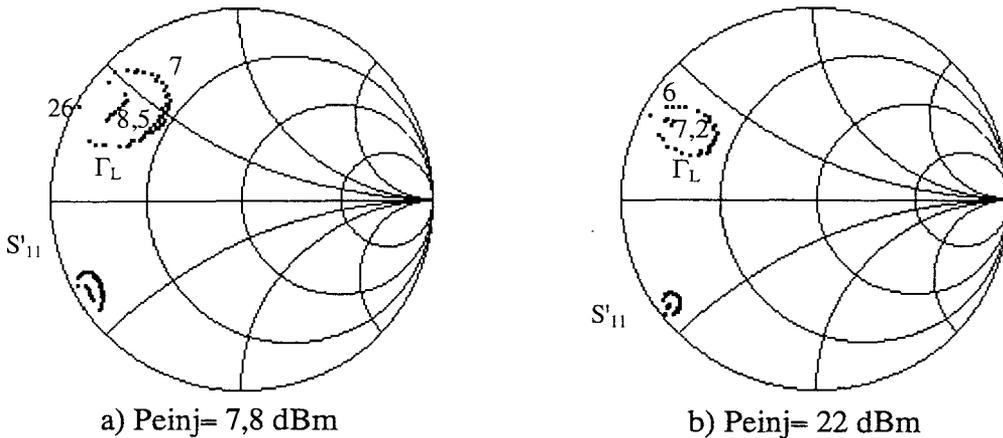


Figure 20 : Evolution de l'impédance de charge pour une zone de mesure pour laquelle le gain en puissance devient infini à la limite de la zone d'instabilité. Mesure réalisée en cellule.

10153; $4 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = -0,8\text{V}$; $F = 26 \text{ GHz}$, $P_{\text{einj}} = 0 \text{ dBm}$.



a) $P_{\text{einj}} = 7,8 \text{ dBm}$

b) $P_{\text{einj}} = 22 \text{ dBm}$

Figure 21 : Evolution du gain en puissance (en dB) pour deux niveaux de puissance injectée.

10266 ; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $F = 26 \text{ GHz}$; $V_{ds} = 3,5 \text{ V}$ et $V_{gs} = -1,9 \text{ V}$.

est fort probable que son gain soit meilleur que celui d'un transistor qui est stable plus bas en fréquence. Il semble donc intéressant d'approfondir ces points.

III.4.2 - L'étude

Comme l'a démontré [6], nous remarquons sur la figure 19 que le gain en puissance devient infini lorsqu'il se rapproche de la limite du cercle de stabilité. Par contre, nous voyons que le gain de transducteur de notre système de mesure reste fini. Intéressons nous à la formulation du gain en puissance et du gain de transducteur sur notre banc afin de mieux appréhender le problème :

$$G_p = \frac{|S'_{21}| * (1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |S'_{11}|^2} \quad (1)$$

$$G_{Tbanc} = \frac{|S'_{21}| * (1 - |\Gamma_L|^2)}{1} \quad (2)$$

$$S'_{21} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad \text{et} \quad S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{21} * S_{12} * \Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

avec les notations déjà utilisées dans le deuxième chapitre.

On peut en conclure que lorsque G_p tend vers l'infini, cela est dû au module de l'impédance d'entrée du transistor ($|S'_{11}|$). Par ailleurs, nous avons constaté que, comme le montre la figure 20, Γ_L tend vers le bord de l'abaque en même temps que S'_{11} , mais moins vite. Nous avons sur cette figure enlevé tous les points pour lesquels $|S'_{11}| > 1$.

En grand signal, deux cas peuvent se présenter. Soit le composant reste instable, soit il devient stable. Dans ce dernier cas, les contours à gain en puissance constant se referment autour d'une valeur finie du gain (fig. 21). Cela est provoqué par la chute des performances hyperfréquences du composant qui engendre la compression de celui-ci. Cette situation n'est pas générale mais nous l'avons rencontrée, toujours pour un K (petit signal) qui était supérieur à 0,9 donc à la limite de la stabilité. Ceci peut-être un avantage pour les concepteurs. En effet, ils préfèrent habituellement concevoir des

V_{gs} de $-0,8V$ à $+0,6V$ par pas de $0,2V$

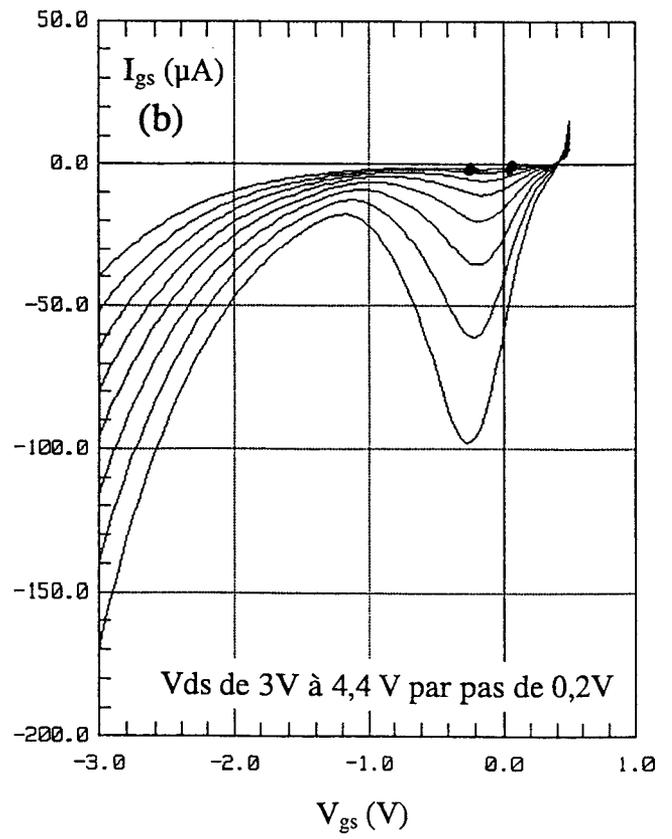
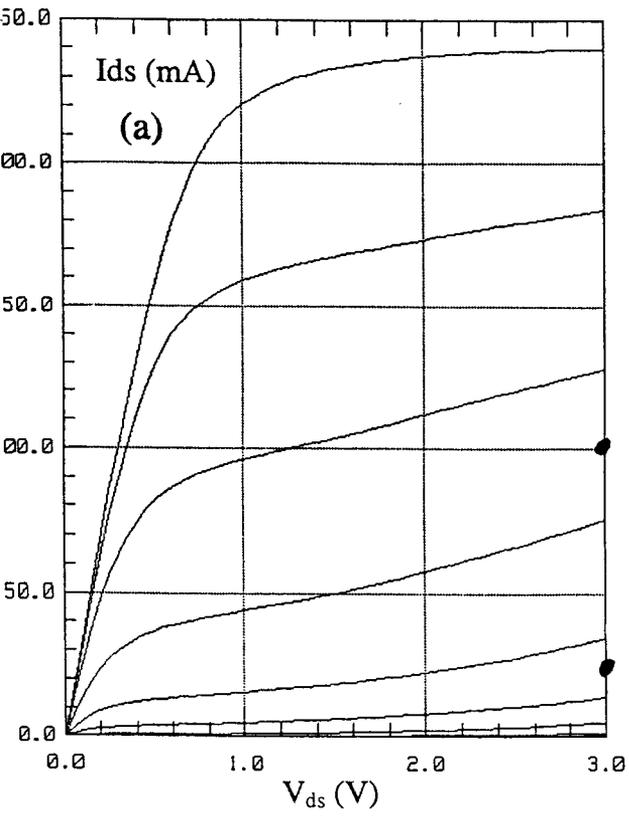


Figure 22 : Caractéristiques statiques.

(a) $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$.

(b) Ionisation à canal ouvert $I_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$.

10264 ; $8*50*0,15 \mu m^2$.

circuits avec des composants stables à la fréquence de travail. Pour cela ils ont souvent recours à des méthodes tendant à affaiblir les performances hyperfréquences des transistors utilisés. Nos constatations montrent que l'on peut s'affranchir de ces procédés donc utiliser l'impédance optimale du gain en puissance. Toutefois cette pratique peut être dangereuse car il faut absolument travailler à une puissance minimale qui sera celle à partir de laquelle le transistor est stable.

III.5 - ETUDE DE COMPOSANTS SUR SUBSTRAT AsGa

III.5.1 - Introduction

Il nous paraît maintenant intéressant d'étudier les performances et les évolutions des impédances de charge d'un composant en fonction de sa polarisation. Pour cela, nous avons choisi un transistor du laboratoire sur substrat AsGa, appelé 10264 (§ III.2.1) de longueur de grille $0,15 \mu\text{m}$ et de développement $8 \times 50 \mu\text{m}$. Nous avons opté pour le mesurer, dans un premier temps, à tension drain-source fixée en variant la tension grille-source. Cette étude s'inscrivant dans le cadre du contrat DRET 91.100 spécifique à la classe B, nous avons voulu ensuite comparer son comportement à tension grille-source fixée ($V_{gs} = -0,3\text{V}$), en classe AB profonde, en faisant évoluer la tension drain-source. Cette étude a été réalisée à 26 GHz .

III.5.2 - Etude en fonction de la tension grille source

a) le point de polarisation

Nous avons choisi deux points de polarisation, un en classe A ($V_{ds} = 3\text{V}$ et $V_{gs} = +0,1\text{V}$) et un en classe AB profonde ($V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = -0,3\text{V}$). Comme nous le constatons sur la figure 22, la polarisation en classe AB se situe légèrement à gauche de la cloche d'ionisation, ce qui est favorable pour les performances en puissance du composant (§ II.2.3a). Par contre, le point de polarisation en classe A se situe à droite de celle-ci. Mais, nous ne devrions pas être pénalisé par ce choix, en effet, la cloche d'ionisation sera peu excursionnée car l'ionisation, sur ce composant, se produit assez tardivement. On atteint un courant de grille de 1mA/mm pour une tension V_{ds} de 5V .

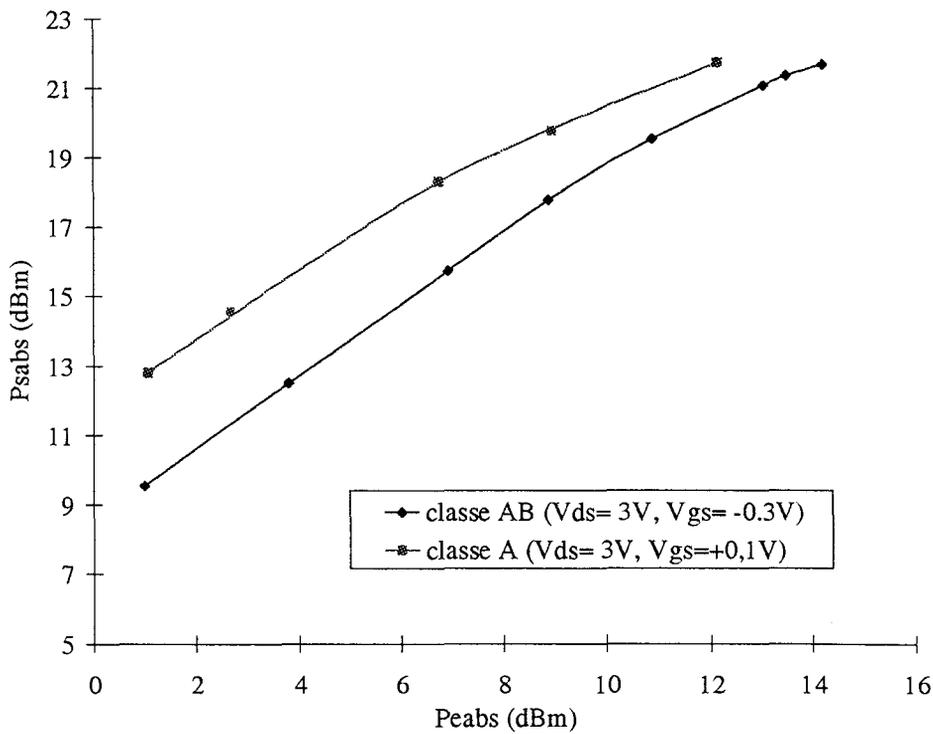


Figure 23 : Comparaison des puissances de sortie absorbées par la charge en fonction de la puissance d'entrée absorbée en classe A et AB profonde.
 10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $F = 26 \text{ GHz}$. Impédance optimale du G_T

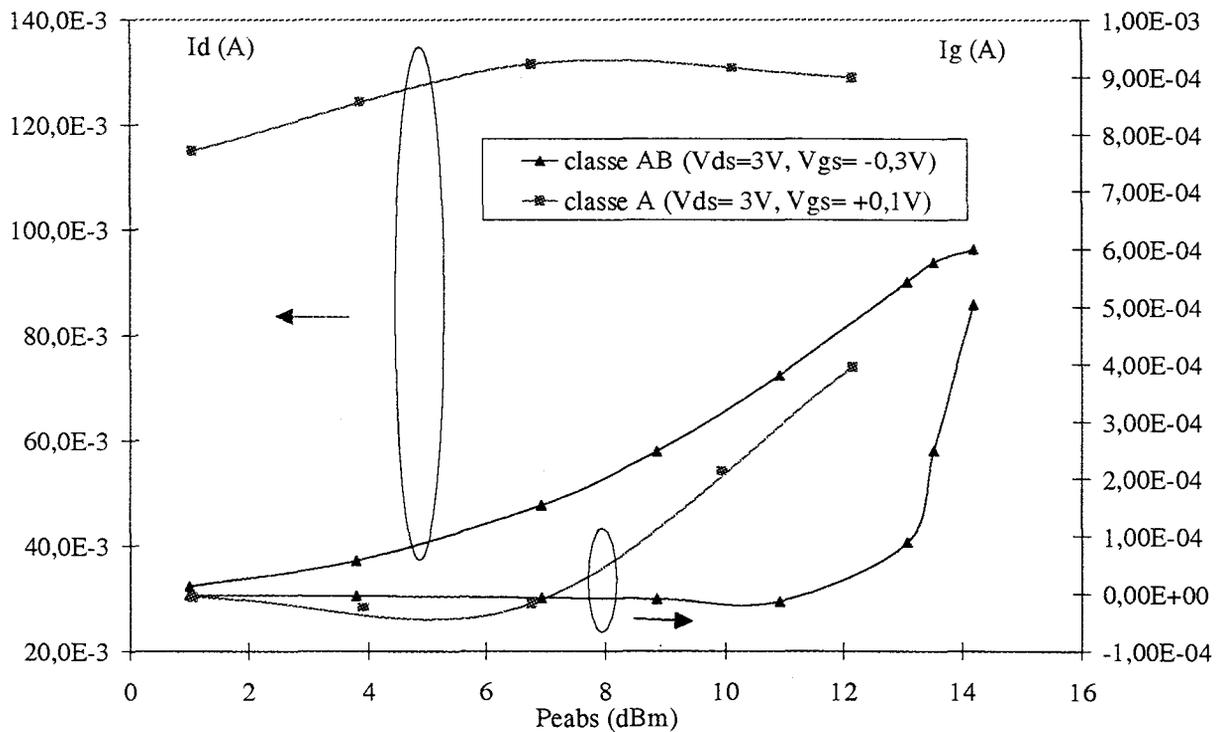


Figure 24 : Evolution du courant de drain et de grille en fonction du niveau de puissance d'entrée absorbée pour la classe A et AB profonde.
 10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $F = 26 \text{ GHz}$. Impédance optimale du G_T

b) les paramètres de répartition

Une mesure de paramètres de répartition, réalisée pour les deux polarisations choisies, a donné :

	classe A	classe AB
S₁₁ (dB, degré)	-1,99 ^{∠-175}	-2,07 ^{∠-174}
S₁₂ (dB, degré)	-25,1 ^{∠12,5}	-23 ^{∠5,19}
S₂₁ (dB, degré)	6,35 ^{∠63,3}	6,13 ^{∠69,5}
S₂₂ (dB, degré)	-6,41 ^{∠-168}	-6,25 ^{∠-168}
K	1,1	0,8
MAG (dB)	13,8	-

Tableau 3 : Comparaison du comportement petit signal en classe A et AB du composant 10264, à 26 GHz.

Nous constatons que le composant étudié est instable en classe AB et stable en classe A ceci est surtout lié au $|S_{12}|$ et au $|S_{21}|$ qui ont tous les deux un écart relatif de 6 % (les autres paramètres ne variant pratiquement pas). L'analyse des impédances de charge du gain en puissance est donc délicate en classe AB. Nous utilisons donc le gain de transducteur.

c) les résultats en puissance

Sur les mesures en puissance (fig. 23), nous constatons l'écart de 3 dB en gain en puissance entre la classe A et la classe AB profonde pour un niveau de puissance absorbée d'entrée de 1 dBm. Par contre, les puissances de sortie absorbées maximales par la charge sont similaires puisque l'on obtient dans les deux cas une densité de puissance d'environ 380 mW/mm en limitant le courant de grille à 1 mA/mm. Mais pour atteindre cette valeur en classe AB, le niveau de puissance absorbée en entrée doit être plus élevé pour récupérer la différence de gain. La densité de puissance similaire est la conséquence d'une mise en direct plus rapide du courant de grille en classe A qu'en classe AB (fig. 24). Nous constatons que ce n'est pas le courant de grille inverse qui limite les performances en classe A mais bien le courant de grille direct, comme le laissait prévoir l'examen de la cloche d'ionisation.

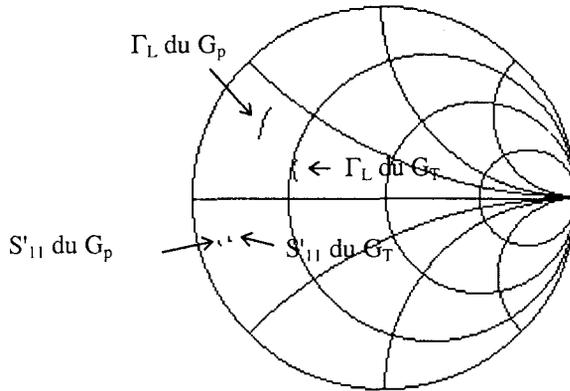


Figure 25 : Comparaison de l'évolution de l'impédance de charge optimale du gain en puissance et du gain de transducteur en fonction du niveau de puissance injecté au composant (de 6 dBm à 17 dBm).

10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{ds}=3\text{V}$, $V_{gs}=+0,1\text{V}$; $F=26\text{ GHz}$.

Remarque :

Ce résultat de puissance n'est pas le meilleur que nous ayons obtenu avec un transistor fabriqué au laboratoire sur substrat AsGa. En effet pour le composant 10153, polarisé en classe A ($V_d = 3,5V$; $V_{gs} = -0,7V$), nous avons obtenu la densité de puissance de 600 mW/mm à 26 GHz pour un développement de grille de $4 \times 50 \times 0,25 \text{ } \mu\text{m}^2$. En outre, pour un composant de la série 10266 de développement de grille de $12 \times 50 \times 0,15 \text{ } \mu\text{m}^2$, nous avons obtenu 300 mW/mm à 26 GHz en classe AB profonde. Par contre les mesures réalisées sur le composant 10264 de développement $12 \times 50 \times 0,15 \text{ } \mu\text{m}^2$ ont mis en évidence, aussi bien en classe A qu'en classe AB, des problèmes d'oscillations liés à son gain plus élevé que celui du composant 10266.

A $V_{ds} = 3V$ et $V_{gs} = +0,1V$, le courant de drain moyen (fig. 24) augmente d'abord avec l'arrivée du courant de grille négatif, ce qui correspond à un écrêtage de l'alternance négative. Ensuite, il y a un écrêtage de l'alternance positive du signal hyperfréquence entraînant une diminution de la valeur moyenne du courant de drain, avec apparition du courant de grille positif. Par contre, en polarisation classe AB profonde, le courant de drain ne fait qu'augmenter même lorsque le courant de grille positif est présent. Ceci est à attribuer à l'auto-polarisation du composant. Néanmoins, à fort niveau de puissance absorbée, une saturation de la pente $I_{ds}(P_{eabs})$ est observable probablement causée par l'écrêtage de l'alternance positive du signal hyperfréquence.

d) les évolutions des impédances de charge à contours de gains constants en fonction du niveau de puissance d'entrée

Comparons maintenant les évolutions des différentes grandeurs en fonction des impédances optimales. Ces analyses sont spécifiques de l'utilisation de notre système. Nous avons d'abord voulu comparer, en classe A, l'évolution de l'impédance optimale de charge pour le gain en puissance et pour le gain de transducteur. Cette comparaison, donnée sur la figure 25, montre que ces deux évolutions sont similaires (14° en phase et $0,04$ en module). Ce type de comportement a d'ailleurs été retrouvé sur d'autres composants. Donc une étude basée sur le gain de transducteur présente aussi un intérêt.

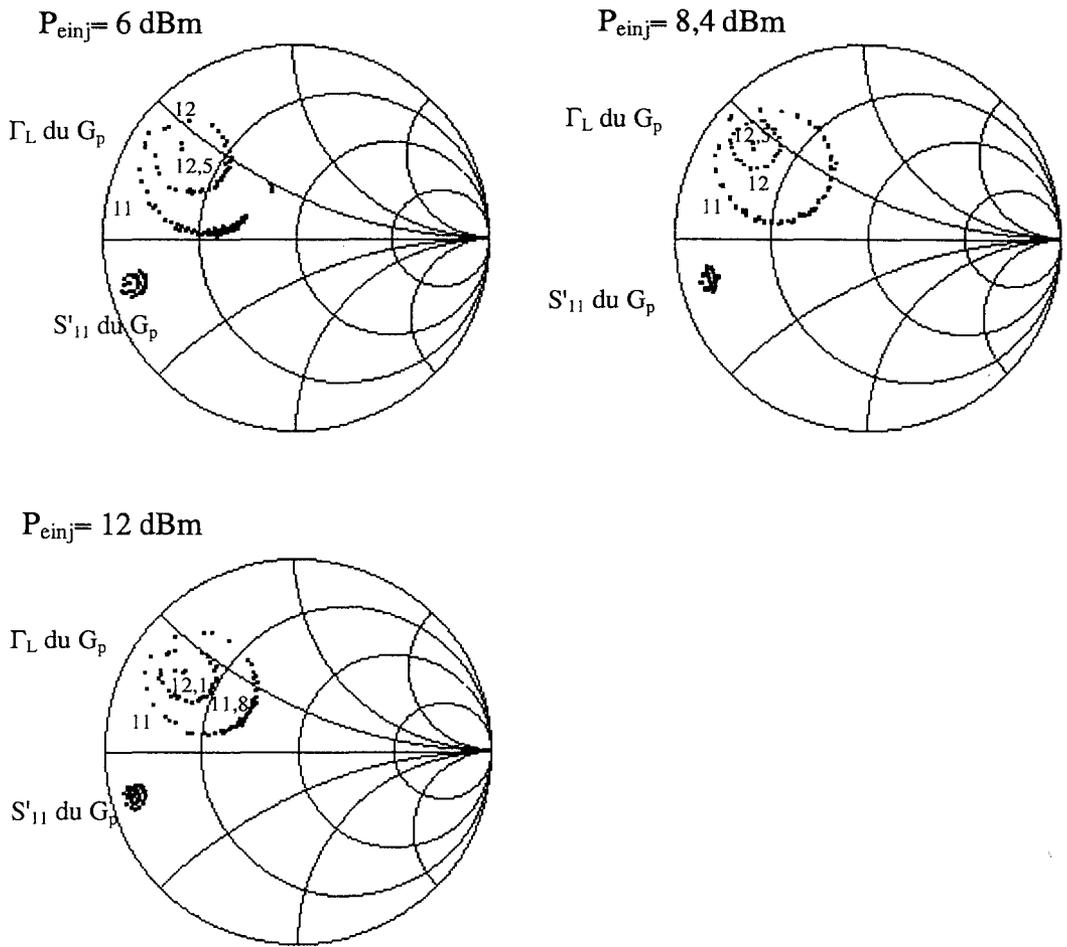


Figure 26 : Contours d'impédances de charge à gain en puissance constant (en dB) en fonction du niveau de puissance injectée au transistor en classe A. 10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = +0,1\text{V}$; $F = 26\text{ GHz}$.

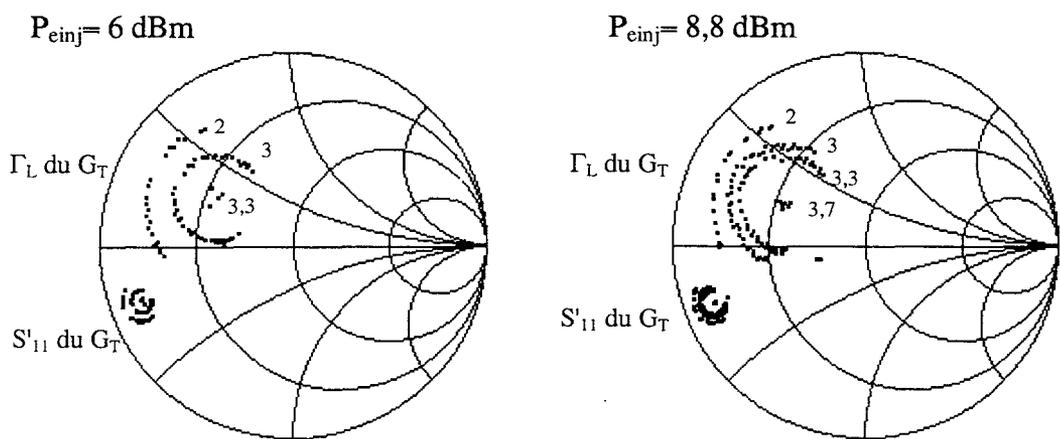


Figure 27 : Evolution des contours d'impédances de charge à gain de transducteur constant (en dB) pour deux niveaux de puissance injectée en classe AB. 10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = -0,3\text{V}$; $F = 26\text{ GHz}$.

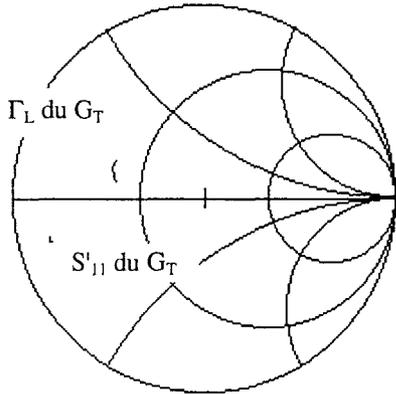
En classe A, lorsque le niveau de puissance injectée augmente, il y a une diminution des contours à gain en puissance constant et ceci que l'on soit ou non dans la zone de fonctionnement linéaire du composant (fig. 26). Mais l'évolution de l'impédance optimale de charge (Γ_{Lopt}) ne se produit que lorsque le comportement du dispositif sous test devient non linéaire. Le resserrement des cercles sans variation de Γ_{Lopt} précède donc le phénomène de non-linéarité. La zone, pour laquelle le transistor a du gain, diminue donc avec l'augmentation du niveau de puissance d'entrée. Ces phénomènes sont également observables sur le gain de transducteur du transistor étudié [7]. En classe AB profonde, par contre, le resserrement des cercles à gain de transducteur constant n'apparaît qu'après une transition pendant laquelle il y a une augmentation du gain liée à l'autopolarisation du composant. Elle est accompagnée d'une variation de l'impédance optimale du gain de transducteur (le fonctionnement est déjà non-linéaire) et d'une légère augmentation des contours à gain constant (fig. 27). Ensuite nous retrouvons le même comportement que celui explicité pour la classe A.

Par ailleurs, si l'on se réfère au lieu de l'impédance de charge optimale du gain de transducteur à niveau croissant de P_{inj} , on constate des évolutions différentes des valeurs de G_T et de G_P . Ceci est montré clairement par le tableau 4. On a une variation de la valeur du G_T qui est moins forte que celle du G_P que l'on soit polarisé en classe A ou AB. Cette évolution est due au resserrement des contours à gain en puissance constant qui fait évoluer plus rapidement la valeur du gain en puissance par rapport à celle du gain de transducteur. De même, nous avons constaté, en comparant la variation de la valeur des deux gains, mais cette fois pour l'impédance optimale de charge du gain en puissance, que la valeur du gain de transducteur a une évolution plus rapide que celle du gain en puissance.

	classe A		classe B	
	G_P (dB)	G_T (dB)	G_P (dB)	G_T (dB)
petit signal	11,8	6,7	8,54	3,33
moyen signal	11,5	6,3	8,89	3,77
saturation	9,5	4,7	7,26	2,47

Tableau 4 : Evolution du G_P et du G_T à l'impédance optimale du gain de transducteur en fonction du niveau de puissance à l'entrée du transistor.

Classe A : $V_{ds}= 3V, V_{gs}= +0,1V$



Classe AB : $V_{ds}=3V, V_{gs}= -0,3V$

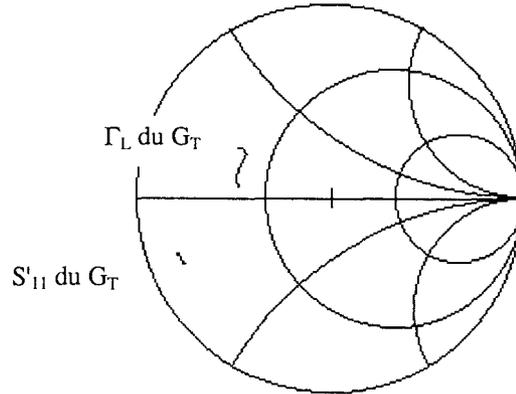
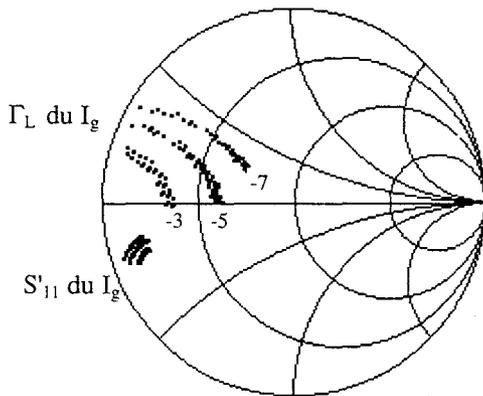


Figure 28 : Comparaison de l'évolution de l'impédance optimale du gain de transducteur en classe A et classe AB en fonction du niveau de puissance injectée en entrée (de 6 dBm à 17 dBm en classe A et de 6 dBm à 19,5 dBm en classe AB).

10264; $8*50*0,15 \mu m^2$; $F= 26 \text{ Ghz}$.

Classe A : $V_{ds}= 3V, V_{gs}= +0,1V$



Classe AB : $V_{ds}=3V, V_{gs}= -0,3V$

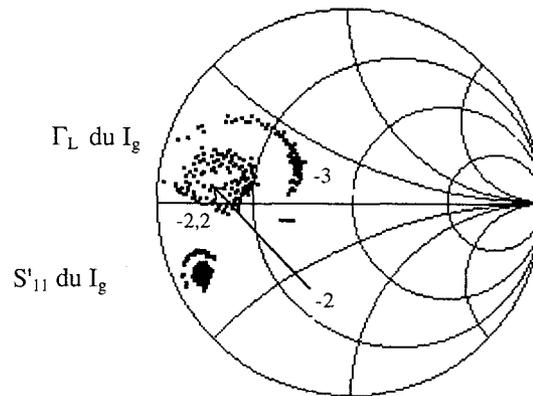
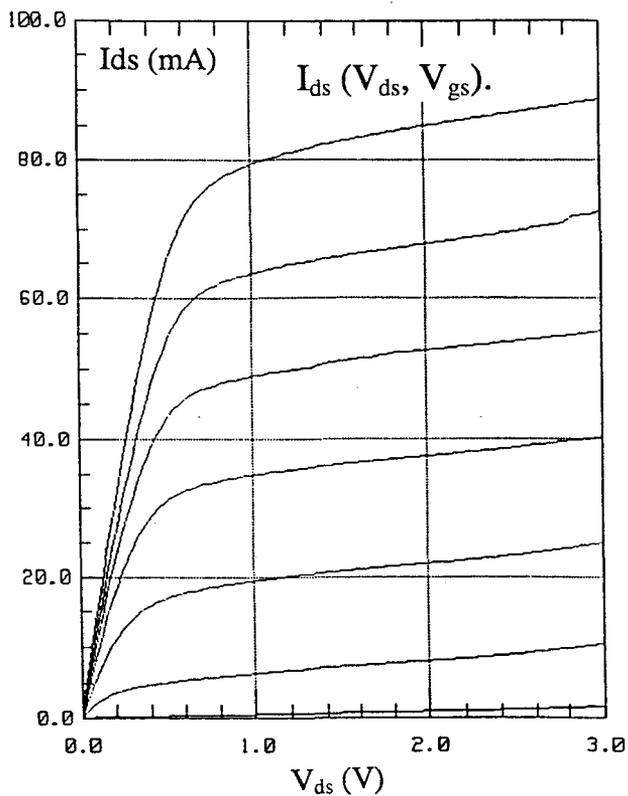
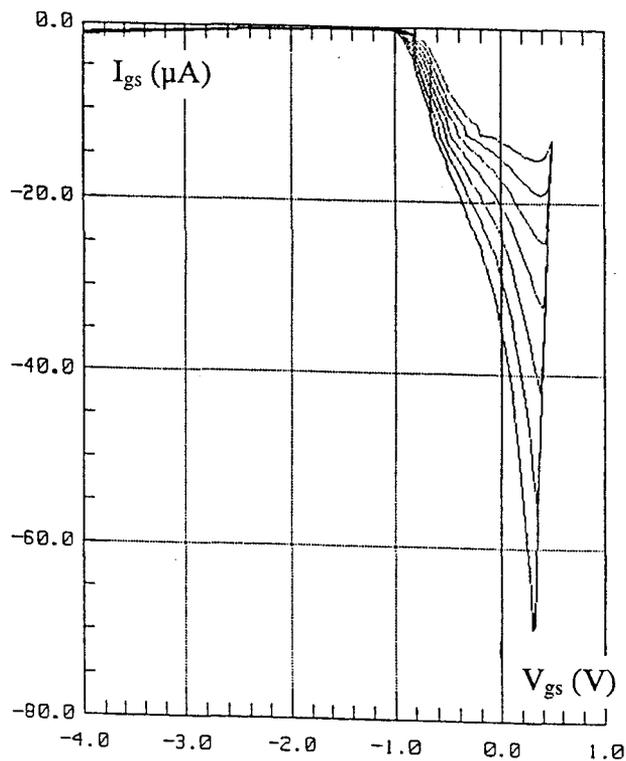


Figure 29 : Comparaison de l'évolution des éqicourants de grille (en μA) en classe A et classe AB profonde en petit signal ($P_{inj} = 6 \text{ dBm}$).

10264; $8*50*0,15 \mu m^2$; $F= 26 \text{ GHz}$.

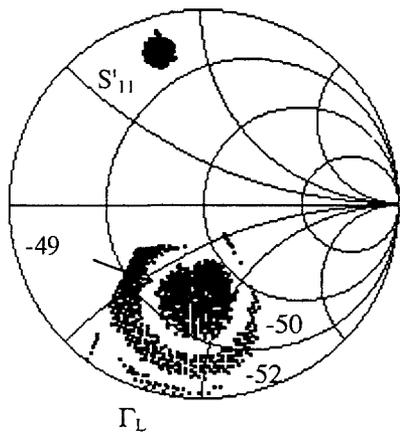


V_{gs} de $-0,8V$ à $+0,6V$ par pas de $0,2V$



V_{ds} de $5V$ à $5,6 V$ par pas de $0,1V$
 Ionisation à canal ouvert $I_{gs} (V_{gs}, V_{ds})$.

Classe A : $V_{ds}= 6V, V_{gs}= -0,5V$



Classe AB : $V_{ds}= 6V, V_{gs}= -0,9V$

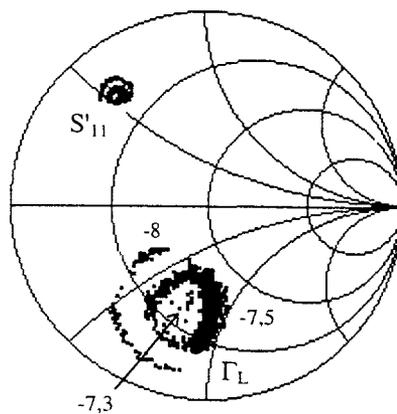


Figure 30 : Comparaison des caractéristiques statiques et du comportement des éqricourants de grille (en μA) en petit signal ($P_{einj} = 3 \text{ dBm}$) en classe A et AB. Mesure réalisée en cellule.

10143; $4*50*0,25 \mu m^2$; $F= 26 \text{ GHz}$.

Si maintenant, on compare l'évolution de l'impédance optimale du gain de transducteur. On constate, sur la figure 28, qu'elle est nettement plus prononcée en phase en classe AB qu'en classe A. Comme nous l'avons décrit ci-dessus, l'impédance optimale n'évolue que si il y a évolution de la valeur maximale du gain (fonctionnement non-linéaire). C'est le cas en classe AB profonde et ce, même pour un niveau de puissance injectée faible à l'entrée. Ceci revient à dire que l'évolution de l'ellipse de charge est plus forte en classe AB qu'en classe A car le fonctionnement non-linéaire est immédiat.

e) le courant de grille

En petit signal, le comportement du courant de grille est différent en classe A et en classe AB profonde (fig. 29). Il y a une zone d'impédance de charge pour laquelle le courant de grille est minimum ($-2 \mu\text{A}$) en classe AB (cercles à I_g constant), alors qu'en classe A, cette zone optimale semble être soit inexistante, soit repoussée hors de l'abaque de Smith. En comparant ces évolutions avec celles obtenues pour le composant 10143 (fig. 30), polarisé lui aussi en classe A ($V_{ds} = 6\text{V}$, $V_{gs} = -0,5\text{V}$) et en classe AB profonde ($V_{ds} = 6\text{V}$, $V_{gs} = -0,9\text{V}$), on remarque que :

- le composant 10143 présente une zone d'impédance pour laquelle le courant de grille est minimum en petit signal que l'on soit polarisé en classe A ou en classe AB,
- les deux points de polarisation choisis se trouvent à gauche de la cloche d'ionisation,
- le composant est stable pour les deux points de polarisations.

Nous pouvons donc en conclure qu'il semble que le comportement du courant de grille en petit signal est fortement lié au choix du point de polarisation à gauche ou à droite de la cloche d'ionisation. Mais des simulations électriques linéaires et non-linéaires incluant le courant de grille inverse et surtout la cloche d'ionisation seraient nécessaires afin de mieux comprendre la différence de comportement entre une polarisation à gauche de la cloche et une à droite de celle-ci. De plus, pour le composant

Classe A : $V_{ds}= 6V, V_{gs}= -0,5V$

Classe AB : $V_{ds}= 6V, V_{gs}= -0,9V$

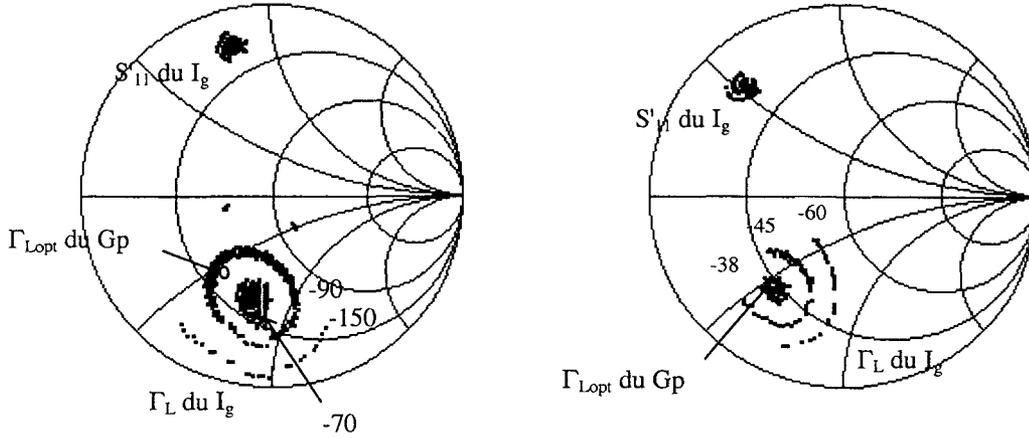
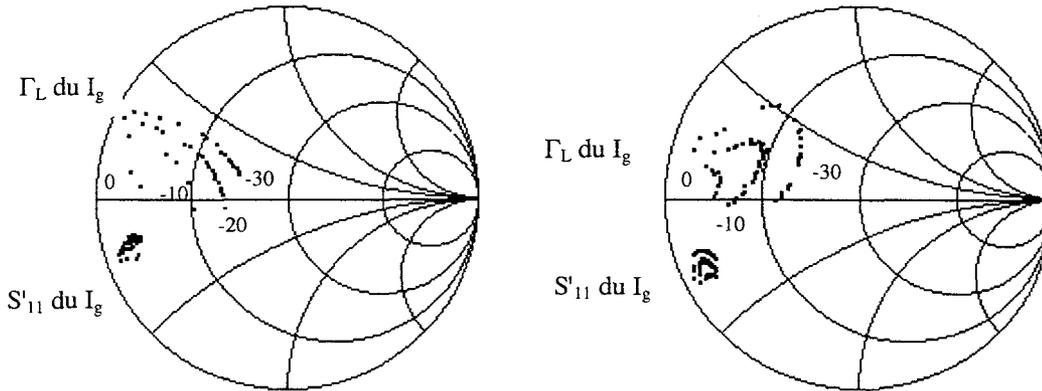


Figure 31 : Comparaison de l'évolution des équicourants de grille (en μA) et de l'impédance optimale du gain en puissance en classe A et classe AB profonde ($P_{einj} = 5 \text{ dBm}$). Mesure réalisée en cellule.

10143; $4*50*0,25 \mu m^2$; $F= 26 \text{ GHz}$.



Classe A : $V_{ds}= 3V, V_{gs}= +0,1V$
 $P_{einj} = 12 \text{ dBm}$

Classe AB : $V_{ds}= 3V, V_{gs}= -0,3V$
 $P_{einj} = 16 \text{ dBm}$

Figure 32 : Comparaison du lieu de l'impédance de charge de l'arrivée du courant de grille direct (en μA) en classe A et classe AB profonde.

10264; $8*50*0,15 \mu m^2$; $F= 26 \text{ GHz}$.

Classe A : $V_{ds}= 3V, V_{gs}= +0,1V$

Classe AB : $V_{ds}=3V, V_{gs}= -0,3V$

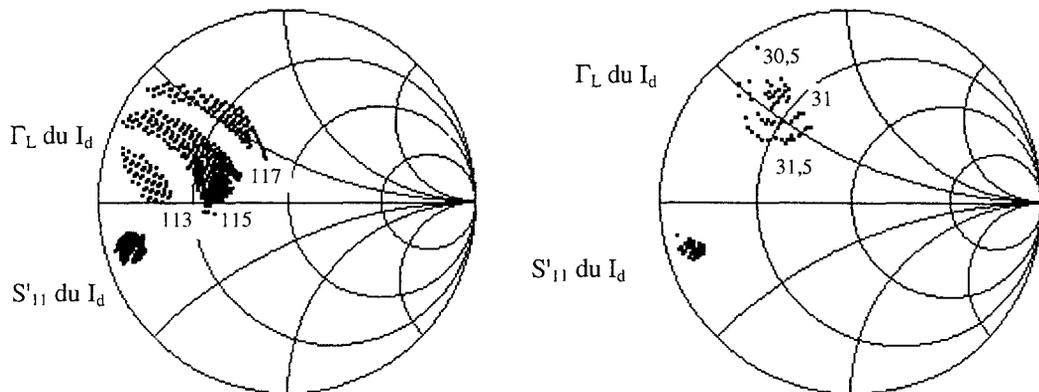


Figure 33 : Comparaison de l'évolution des équivourants de drain (en mA) en classe A et classe AB profonde et en petit signal ($P_{einj} = 6 \text{ dBm}$).
10264; $8*50*0,15 \mu\text{m}^2$; $F= 26 \text{ Ghz}$.

Classe A : $V_{ds}= 6V, V_{gs}= -0,5V$
 $P_{einj}= 10 \text{ dBm}$

Classe AB : $V_{ds}= 6V, V_{gs}= -0,9V$
 $P_{einj}= 16 \text{ dBm}$

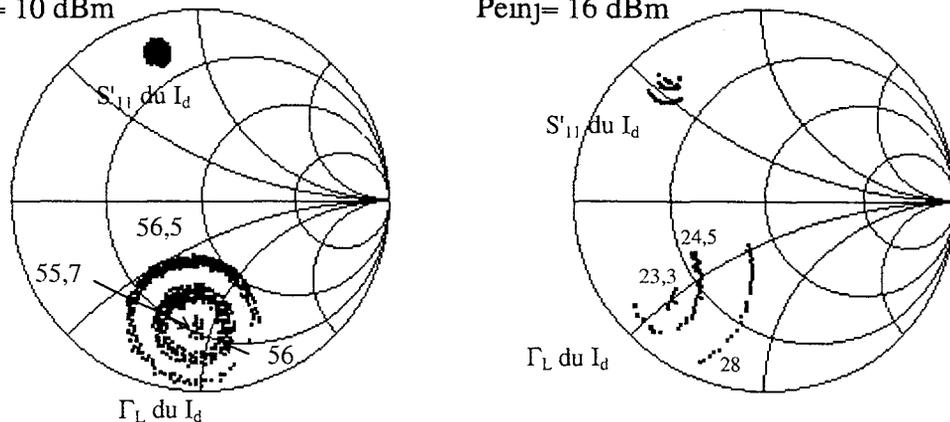


Figure 34 : Comparaison des évolutions des équivourants de drain (en mA) en classe A et classe AB profonde. Mesure réalisée en cellule.
10143; $4*50*0,25 \mu\text{m}^2$; $F= 26 \text{ GHz}$.

10143, comme nous le constatons sur la figure 31, cette zone de courant de grille minimum correspond à peu près à celle où le gain en puissance est maximum. Ceci n'est vrai que si le composant est stable. Or, I_g joue un rôle très important dans la limitation des performances en puissance d'un composant [7]. Il est donc préférable, déjà en petit signal, d'avoir un courant de grille minimum à l'impédance optimale de charge du G_p . Ce qui est le cas lorsque l'on est polarisé à gauche de la cloche d'ionisation. Ces remarques confirment qu'il vaut mieux se polariser à gauche de la cloche d'ionisation, pour une bonne utilisation des potentialités en puissance d'un composant.

Le comportement du courant de grille varie, en classe AB, lorsqu'apparaît la mise en direct du contact Schottky (fig. 32). Il y a rupture des équilibre de grille. On constate pour les deux types de polarisation que le courant de grille positif apparaît pour une zone d'impédance purement réelle et de partie résistive très faible. Ce qui correspond à une ellipse de charge de pente très grande sur le réseau $I_{ds}(V_{ds})$. Ceci semble logique, puisque c'est, dans ces conditions que la partie supérieure du réseau $I_{ds}(V_{ds})$ est balayée le plus tôt par le signal hyperfréquence et ce qui fait apparaître un courant de grille direct.

f) le courant de drain

En petit signal, nous remarquons le même comportement pour le courant de drain, que pour le courant de grille (fig. 33). On obtient également des contours fermés pour les équilibre de drain pour la classe AB. Par contre, en classe A, la zone pour laquelle le courant de drain serait minimum semble soit inexistante soit repoussée hors de l'abaque. A titre de comparaison, si on examine le comportement du composant 10143 (fig. 34), on constate que l'on a des contours fermés pour les équilibre de drain, pour les deux types de polarisation. Il semble donc, comme précédemment, que le choix de la polarisation par rapport à la cloche d'ionisation joue un rôle important dans le comportement hyperfréquence aussi bien du courant de drain que du courant de grille. Néanmoins, des simulations s'avèrent nécessaires afin de mieux appréhender ce comportement. Une autre remarque, concernant le composant 10264, est la variation nettement plus importante du courant de drain en classe AB (de 30,5 mA à 42 mA) par rapport à la classe A (de 113 mA à 119 mA) pour toute une zone de mesure réalisée à un

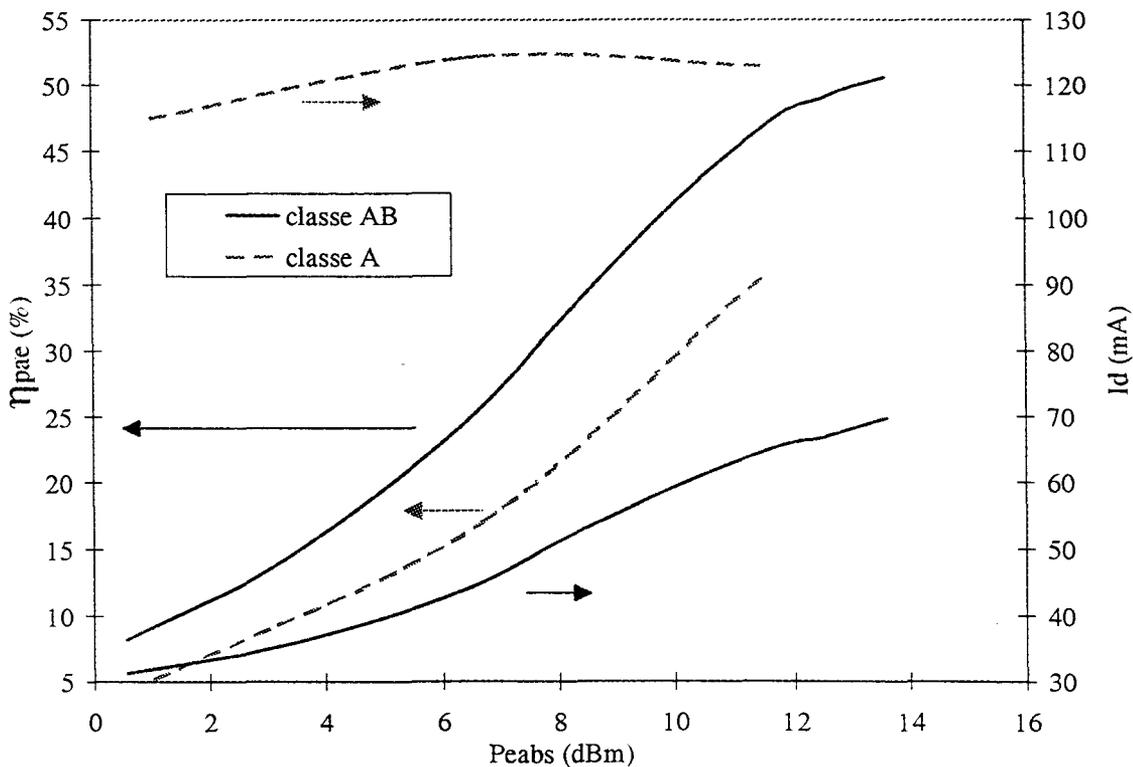


Figure 35 : Evolution du rendement en puissance ajoutée et du courant de drain en fonction du niveau de puissance absorbée d'entrée.

Impédance optimale du η_{pae} -

10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $F = 26 \text{ GHz}$.

classe A : $V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = +0,1\text{V}$

classe AB : $V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = -0,3\text{V}$

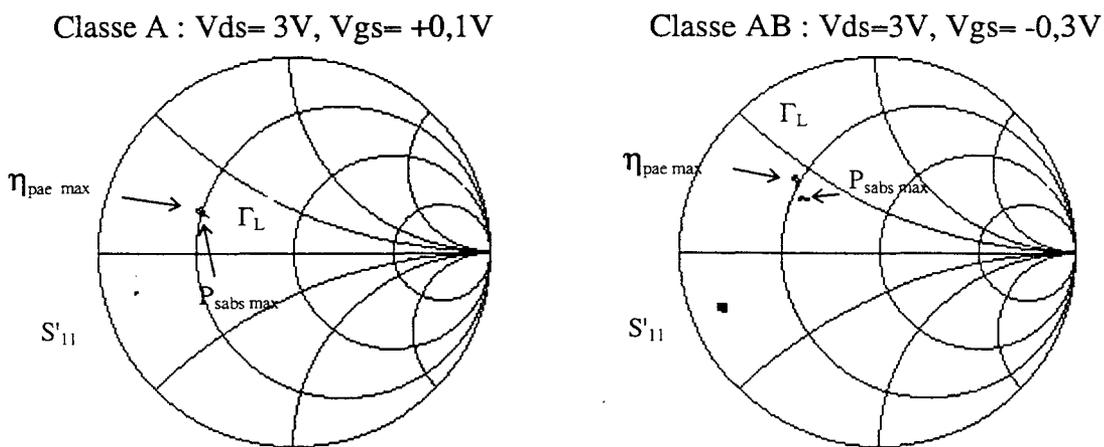


Figure 36 : Comparaison de l'impédance optimale du rendement en puissance ajoutée et de la puissance de sortie absorbée par la charge en classe A et classe AB profonde, en petit signal ($P_{einj} = 4 \text{ dBm}$).
10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $F = 26 \text{ GHz}$.

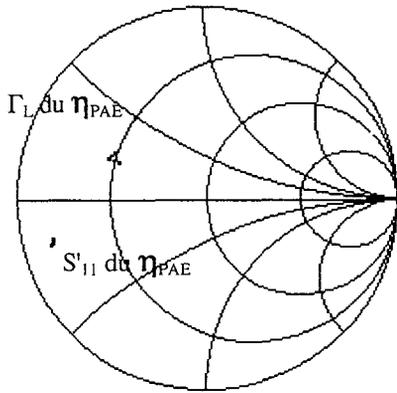
niveau de puissance injectée d'entrée constant. Ceci peut être attribué au comportement non-linéaire en classe AB et ce malgré la faible valeur du niveau de puissance injectée.

En grand signal, par contre, nous avons constaté que le comportement du courant de drain reste le même que l'on soit polarisé à $V_{ds} = 3V$ et $V_{gs} = +0,1V$ ou à $V_{ds} = 3V$ ou $V_{gs} = -0,3V$, contrairement à ce qui a été observé pour le courant de grille. On ne voit donc pas apparaître de cassure des contours des équiréactances de drain, en classe AB. Ceci est imputable au choix de la zone de mesure qui ne permet pas de visualiser l'endroit où la cassure se produit. Dans les deux types de polarisation, il y a une augmentation de la valeur moyenne du courant de drain dans toute la zone de mesure.

g) le rendement en puissance ajoutée

Nous avons étudié le rendement en puissance ajoutée maximum et le courant de drain correspondant, en fonction de la puissance d'entrée absorbée. On obtient un nettement meilleur résultat en classe AB qu'en classe A (fig. 35). Ceci est dû à la faible consommation de puissance statique lorsque le composant est polarisé en classe AB. Il est à noter qu'au point de polarisation $V_{ds} = 3V$ et $V_{gs} = -0,3V$, on obtient un rendement en puissance ajoutée de 50 % à 26 GHz, ce qui est proche de l'état de l'art à cette fréquence. En petit signal, l'impédance optimale de charge du η_{PAE} , en polarisation classe AB, est sensiblement différente de celle de la puissance de sortie absorbée par la charge (fig. 36). En effet, un compromis doit s'établir entre un courant de drain moyen le plus faible possible, une P_{sabs} la plus grande possible et un gain en puissance le plus élevé possible. Or, le minimum de courant de drain ne correspond ni au maximum du niveau de la puissance de sortie absorbée par la charge, ni au maximum du gain en puissance. L'impédance optimale du rendement en puissance ajoutée est donc différente des trois grandeurs précédemment étudiées. En classe A, la variation du courant de drain étant très faible pour toute la zone de mesure, en petit signal, l'impédance optimale du P_{sabs} est presque confondue avec celle du η_{PAE} . En effet, dans ce cas, entre la valeur du gain en puissance à son impédance optimale de charge et celle à l'impédance optimale de P_{sabs} , il y a peu d'écart.

Classe A : $V_{ds}= 3V, V_{gs}= +0,1V$



Classe AB : $V_{ds}=3V, V_{gs}= -0,3V$

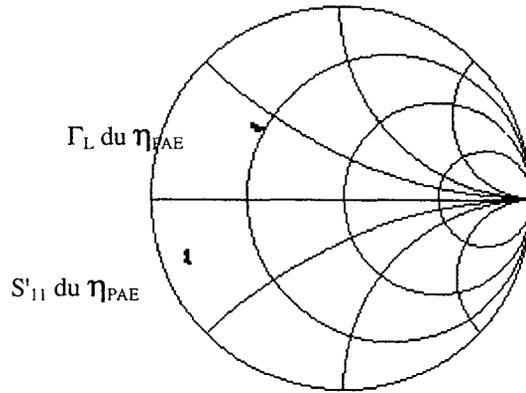


Figure 37 : Comparaison de l'évolution de l'impédance optimale du rendement en puissance ajoutée en classe A et classe AB en fonction du niveau de puissance injectée en entrée (de 6dBm à 17 dBm en classe A et de 6 dBm à 19,5 dBm en classe AB).

10264; $8*50*0,15 \mu m^2$; $F= 26$ GHz.

Remarque :

Si le banc comportait un tuner à l'entrée ou en conservant P_{eabs} constant, le compromis à établir serait uniquement entre le courant de drain et P_{sabs} .

Pour les deux types de polarisation, l'évolution de l'impédance de charge optimale pour le rendement en puissance ajoutée, en fonction du niveau de puissance injectée au transistor, (fig. 37) est nettement moins importante que celle obtenue pour la puissance de sortie absorbée par la charge (fig. 28). Ceci est encore lié essentiellement au courant de drain qui limite l'évolution de l'impédance de charge optimale du η_{PAE} car il est minimum de plus en plus vers l'extrémité de l'abaque pour laquelle la phase est de 90° , lorsque le niveau de P_{einj} augmente. On retrouve donc toujours ce phénomène de compensation entre G_P , P_{sabs} et I_d . Pour les concepteurs de circuits, cela veut dire que l'emploi d'un modèle linéaire est peut-être suffisant pour prévoir les performances en rendement en puissance ajoutée pour ce composant en grand signal. A titre d'exemple, on donne sur le tableau 5, les valeurs des η_{PAE} et de $P_{sabsmax}$ obtenues, en classe AB, pour les impédances optimales correspondant, dans un cas, au régime linéaire et, dans l'autre cas, au fonctionnement non-linéaire. La perte de rendement est seulement de 2 % alors que la chute de la puissance de sortie absorbée par la charge maximum est de plus de 10 %. On peut donc se contenter, pour la conception d'un circuit, d'un modèle linéaire pour le fonctionnement en rendement en puissance ajoutée, ce qui n'est pas le cas si on désire optimiser le circuit en puissance de sortie.

	η_{pae} (%) à $P_{einj\ max}$	P_{sabs} (mW/mm) à $P_{einj\ max}$
$\Gamma_{L\ opt}$ (petit signal)	49	340
$\Gamma_{L\ opt}$ (grand signal)	50	380

Tableau 5 : Evolution de la valeur du rendement en puissance ajoutée et de la puissance de sortie absorbée par la charge en fonction du choix de l'impédance de charge.

III.5.3 En fonction de la tension drain-source

Cette étude a été réalisée à un V_{gs} de -0,3V (polarisation en classe AB profonde) : à $V_{ds} = 2,4V ; 3V ; 3,5V$ et $4V$. Comme nous pouvons le constater sur le

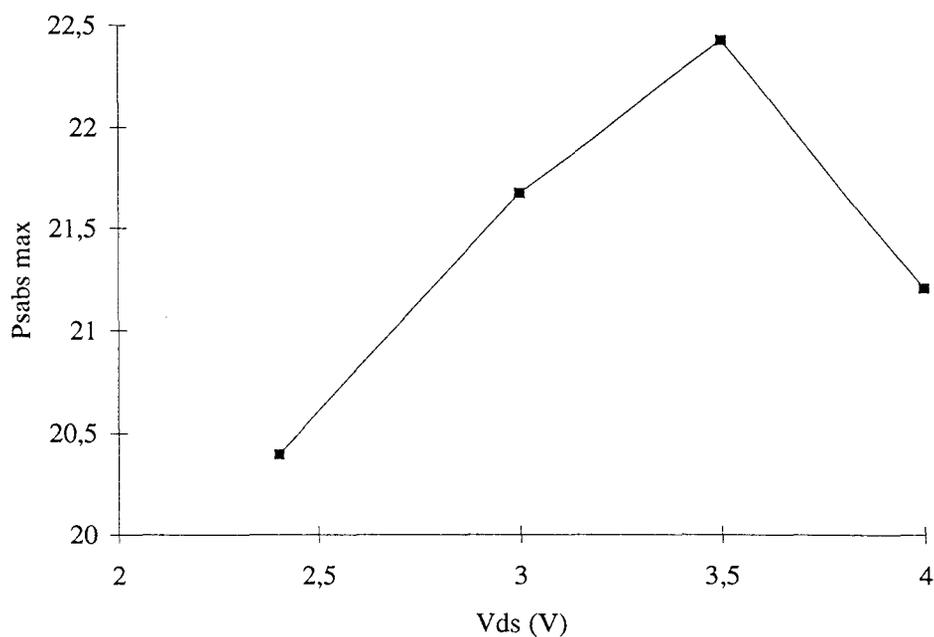


Figure 38 : Comparaison de la puissance de sortie absorbée maximum pour différents Vds en classe AB.

10264; $8*50*0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{gs} = -0,3\text{V}$; $F = 26 \text{ GHz}$.

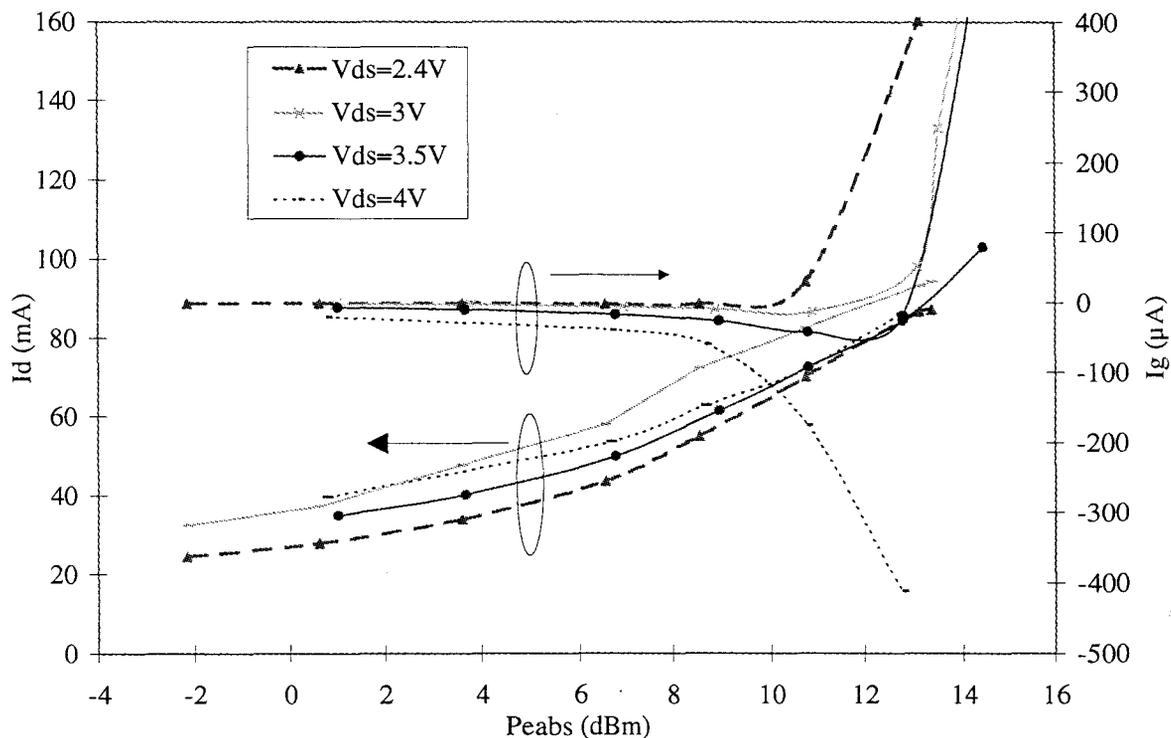


Figure 39 : Evolution des courants de grille et de drain pour différents V_{ds} en fonction de la puissance d'entrée absorbée obtenue pour les impédances optimales de la puissance de sortie absorbée.

10264; $8*50*0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{gs} = -0,3\text{V}$; $F = 26 \text{ GHz}$.

réseau $I_{gs}(V_{ds}, V_{gs})$ (fig. 22b) ces diverses polarisations se situent légèrement à gauche de la cloche d'ionisation.

D'autre part, pour toutes ces tensions drain-source, le composant est instable, ce qui implique un gain en puissance tendant vers l'infini à la limite du cercle de stabilité.

a) la puissance de sortie absorbée par la charge

La puissance de sortie maximum absorbée par la charge a été relevée en fonction de la tension drain-source, en limitant toujours le courant de grille à 1 mA/mm. Son évolution est montrée sur la figure 38. On y remarque que le maximum est obtenu à $V_{ds} = 3,5V$ pour $P_{sabs} = 440$ mW/mm. Cela s'explique en observant la figure 39 sur laquelle sont représentés les courants de drain et de grille en fonction de la puissance d'entrée absorbée. Pour les trois premières polarisations, c'est le courant de grille direct qui limite la puissance de sortie absorbée par la charge alors qu'à $V_{ds} = 4V$, c'est le courant de grille inverse qui est limitatif. En effet, pour ce dernier point de polarisation, la mise en direct du contact Schottky n'arrive pas à contrebalancer le courant de grille inverse, avant la limitation de 1mA/mm. Ce courant de grille inverse se produit lorsque l'excursion du signal hyperfréquence sur le réseau $I_{ds}(V_{ds})$ balaye les tensions drain-source élevées, et résulte soit du claquage de la diode grille-drain inverse, soit de la cloche d'ionisation. La puissance de sortie absorbée par la charge est maximum à $V_{ds} = 3,5V$ car pour cette tension, la mise en direct du contact Schottky de grille vient contrebalancer le courant de grille inverse mais plus tardivement qu'à $V_{ds} = 2,4V$ et $V_{ds} = 3V$ ce qui permet d'injecter des niveaux de puissance en entrée du composant plus élevés. L'expérience nous a d'ailleurs montré qu'une plus grande dynamique de sortie est obtenue lorsqu'on a d'abord un courant de grille inverse, même important, mais qui est ensuite compensé par la mise en direct du contact Schottky. En effet, l'évolution du courant de grille inverse est moins rapide, en fonction du niveau de la puissance d'entrée, que celle du courant de grille direct.

Sur la figure 39, nous remarquons un courant de drain moyen continue à augmenter même lorsqu'il y a un courant de grille direct, contrairement à ce qui a déjà été observé [7]. Ceci est dû au fait que l'on est polarisé en classe AB et donc à

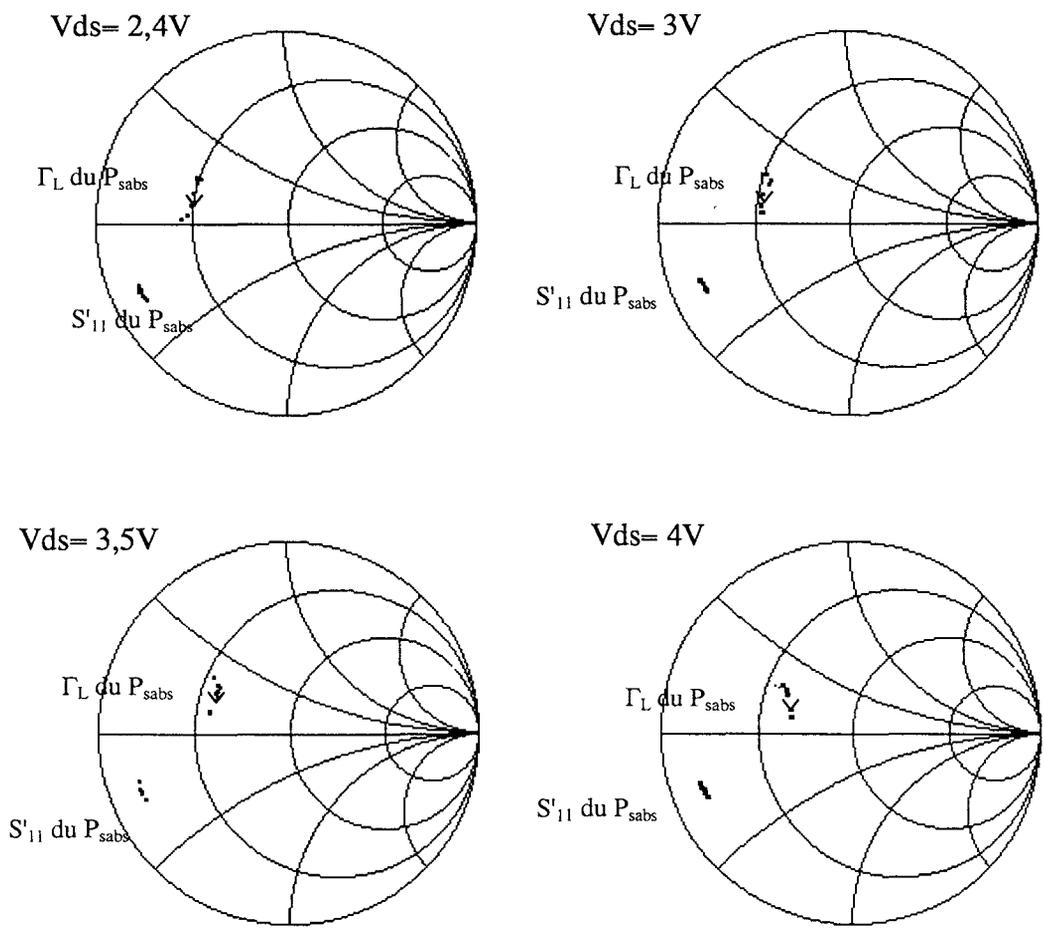


Figure 40 : Evolution de l'impédance de charge optimale de la puissance de sortie absorbée par la charge en fonction de la puissance d'entrée injectée et de la tension drain-source.

10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu m^2$; $V_{gs} = -0,3V$; $F = 26 GHz$.

l'autopolarisation du composant. Néanmoins une légère saturation de l'augmentation du courant de drain moyen apparait lorsque le courant de grille direct survient.

L'évolution de l'impédance optimale de la puissance de sortie absorbée par la charge en fonction du niveau de puissance injectée à l'entrée du composant et ce pour chaque tension drain-source est montrée sur la figure 40. Nous constatons que l'évolution des impédances est relativement similaire en phase et en module mais qu'elles rentrent dans l'abaque lorsque V_{ds} augmente. Cette évolution peut être expliquée principalement à partir de la conductance de sortie G_d . En effet, celle-ci, extraite des paramètres de répartition présente, comme le montre le tableau 6, une augmentation lorsque V_{ds} croît.

$V_{gs} = -0,3V$	G_d (s)
$V_{ds} = 2,4V$	$9,65.10^{-3}$
$V_{ds} = 3V$	$1,2.10^{-2}$
$V_{ds} = 3,5V$	$1,42.10^{-2}$
$V_{ds} = 4V$	$1,53.10^{-2}$

Tableau 6 : Evolution de la conductance de sortie en fonction de V_{ds}
10264 ; $8 \times 50 \times 0,15 \mu m^2$

L'évolution des impédances de charges est donc imputable principalement à l'évolution de la conductance de drain. Il est à remarquer que ce type d'évolution peut provenir d'une couche tampon de médiocre qualité ou de l'ionisation dans le canal. Ce comportement implique qu'il y a une variation de la tension de pincement du composant lorsque la tension drain-source augmente. Celle-ci a effectivement été observée.

b) le rendement en puissance ajoutée

Comme le montre la figure 41, le rendement en puissance ajoutée maximum obtenu pour ce même composant chute avec l'augmentation de la tension V_{ds} . Or, d'après la figure 42, sa limitation ne peut pas être attribuée au courant de grille puisque la mise en direct de celui-ci se produit de plus en plus tard avec l'augmentation de la tension drain-source, ce qui devrait impliquer une augmentation du rendement en puissance ajoutée avec V_{ds} (puisque la puissance de sortie absorbée par la charge

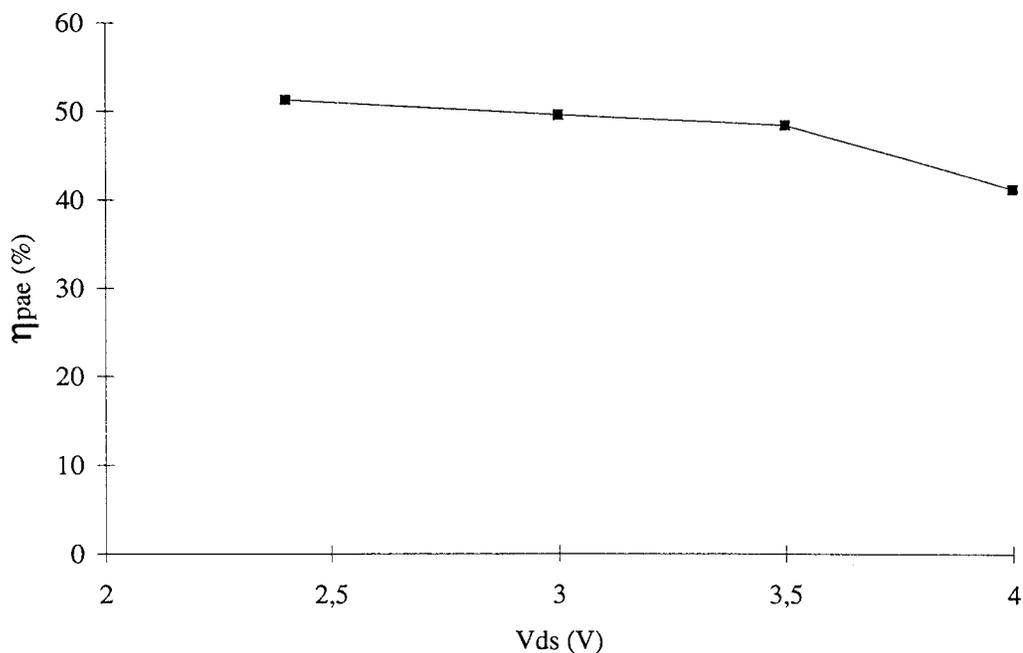


Figure 41 : Evolution du rendement en puissance ajoutée maximum en fonction de la tension drain source.

10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{gs} = -0,3\text{V}$; $F = 26 \text{ GHz}$.

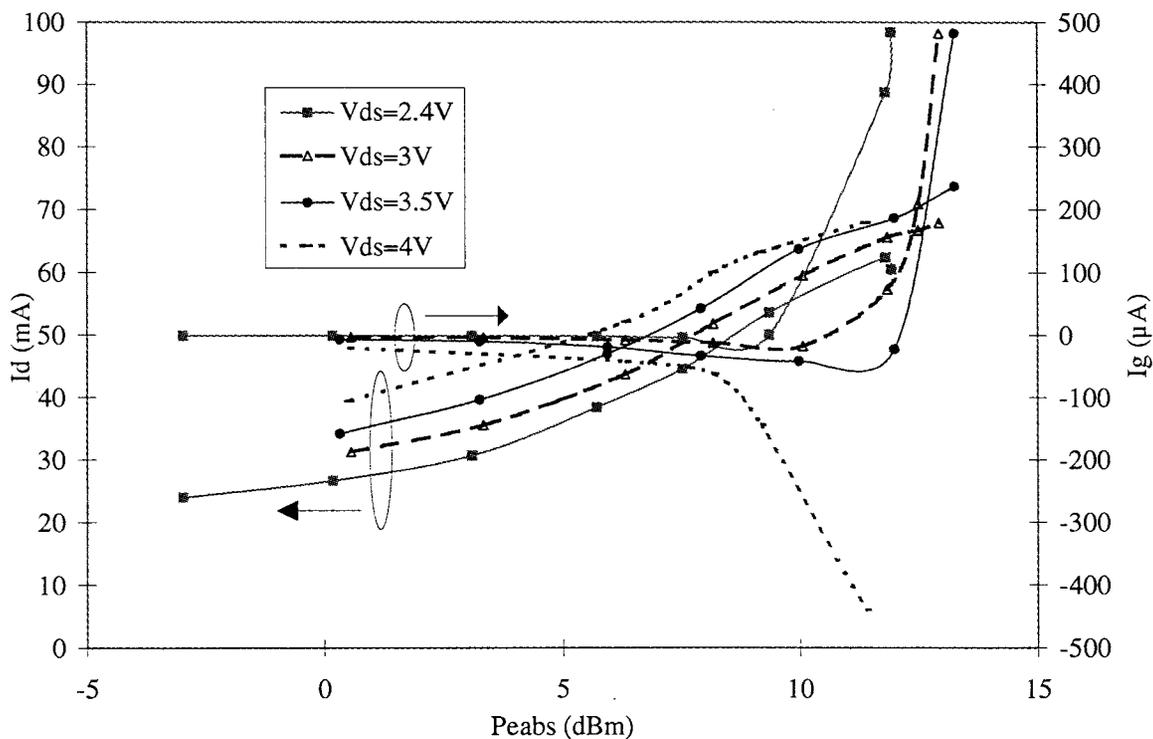


Figure 42 : Evolution du courant de grille et de drain en fonction de la puissance d'entrée absorbée et de la tension drain-source obtenue pour les impédances de charge optimales du rendement en puissance ajoutée.

10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{gs} = -0,3\text{V}$; $F = 26 \text{ GHz}$.

augmente (fig. 38)). Il n'y a que pour la tension de polarisation $V_{ds} = 4V$ que I_g limite le rendement en puissance ajoutée obtenu. C'est, dans ce cas, que le courant de grille inverse se produit le plus prématurément et qu'il n'est pas contrebalancé par la mise en direct du contact Schottky.

Afin d'expliquer la diminution de η_{PAE} jusque $V_{ds} = 3,5V$, intéressons nous au tableau ci-dessous :

$V_{gs} = -0,3V$	petit signal			grand signal			
	I_{ds} (mA)	G_p (dB)	P_{sabs} (mW) à $\eta_{PAE_{max}}$	η_{PAE} (%) maximum	G_p (dB) à $\eta_{PAE_{max}}$	I_d (mA) à $\eta_{PAE_{max}}$	P_{sabs} (mW) à $\eta_{PAE_{max}}$
$V_{ds} = 2,4V$	26,7	8,6	15,5	51,3	7,5	58,5	87,5
$V_{ds} = 3V$	31,3	8,9	19,5	49,6	7,92	67,9	120,8
$V_{ds} = 3,5V$	34,2	9,2	21,03	48,4	8,4	73,7	146

*Tableau 7 : Comparaison des rendements à puissance ajoutée pour différents V_{ds}
10264 ; $8 \times 50 \times 0,15 \mu m^2$; 26 GHz*

Toutes les valeurs de ce tableau sont données pour l'impédance optimale du rendement en puissance ajoutée. Plusieurs remarques s'imposent :

- le courant de drain petit signal augmente avec V_{ds} ;
- le gain en puissance petit signal augmente avec V_{ds} .

Ceci montre qu'il y a une variation de la tension de pincement avec V_{ds} (observation déjà faite pour la puissance). Le composant est donc polarisé de plus en plus au-dessus du pincement lorsque l'on augmente V_{ds} , ce qui a pour conséquence de dégrader le rendement en puissance ajoutée espéré. De même, nous pouvons également observer dans ce tableau que :

- le G_p à l'impédance de charge optimale du η_{PAE} augmente avec V_{ds} ;
- le P_{sabs} à l'impédance de charge optimale du η_{PAE} augmente avec V_{ds} ;
- le I_{ds} à l'impédance de charge optimale du η_{PAE} augmente avec V_{ds} .

Donc, l'augmentation de la puissance de sortie absorbée par la charge et du gain en puissance obtenue avec l'augmentation V_{ds} ne suffit pas à compenser l'augmentation

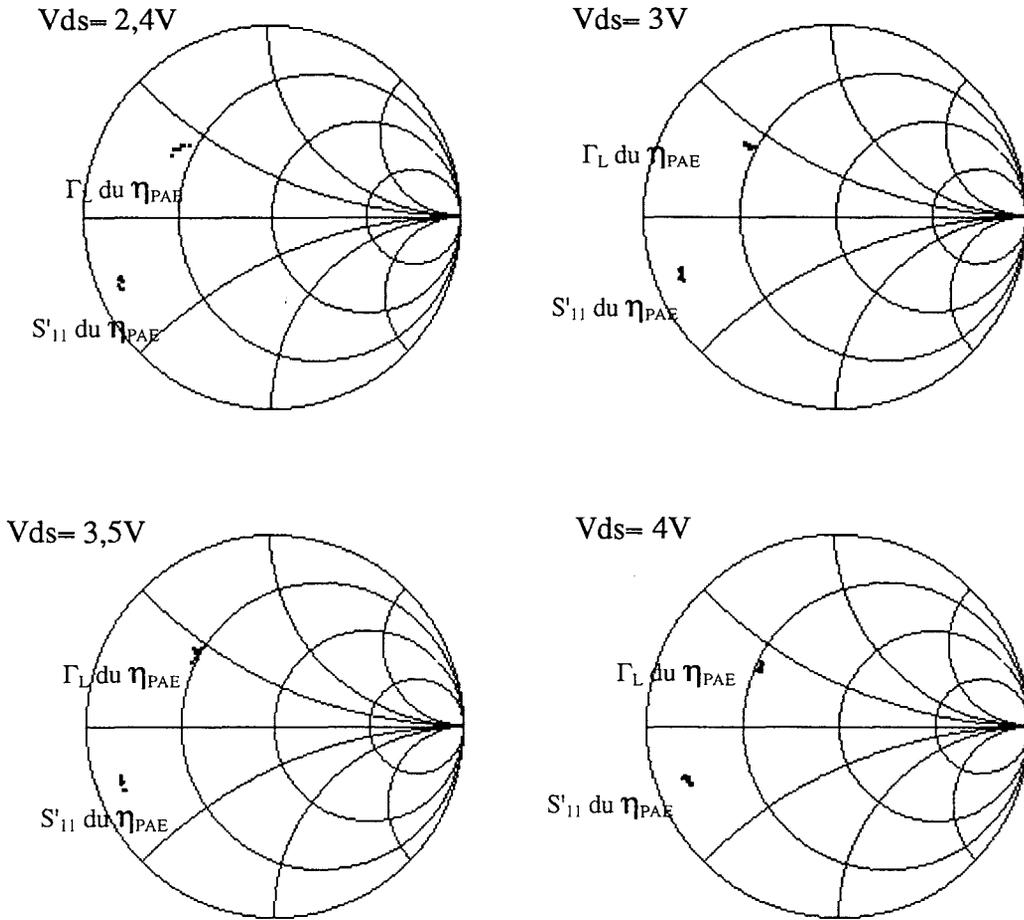


Figure 43 : Evolution de l'impédance de charge optimale du rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée injectée et de la tension drain-source.

10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu m^2$; $V_{gs} = -0,3V$; $F = 26 GHz$.

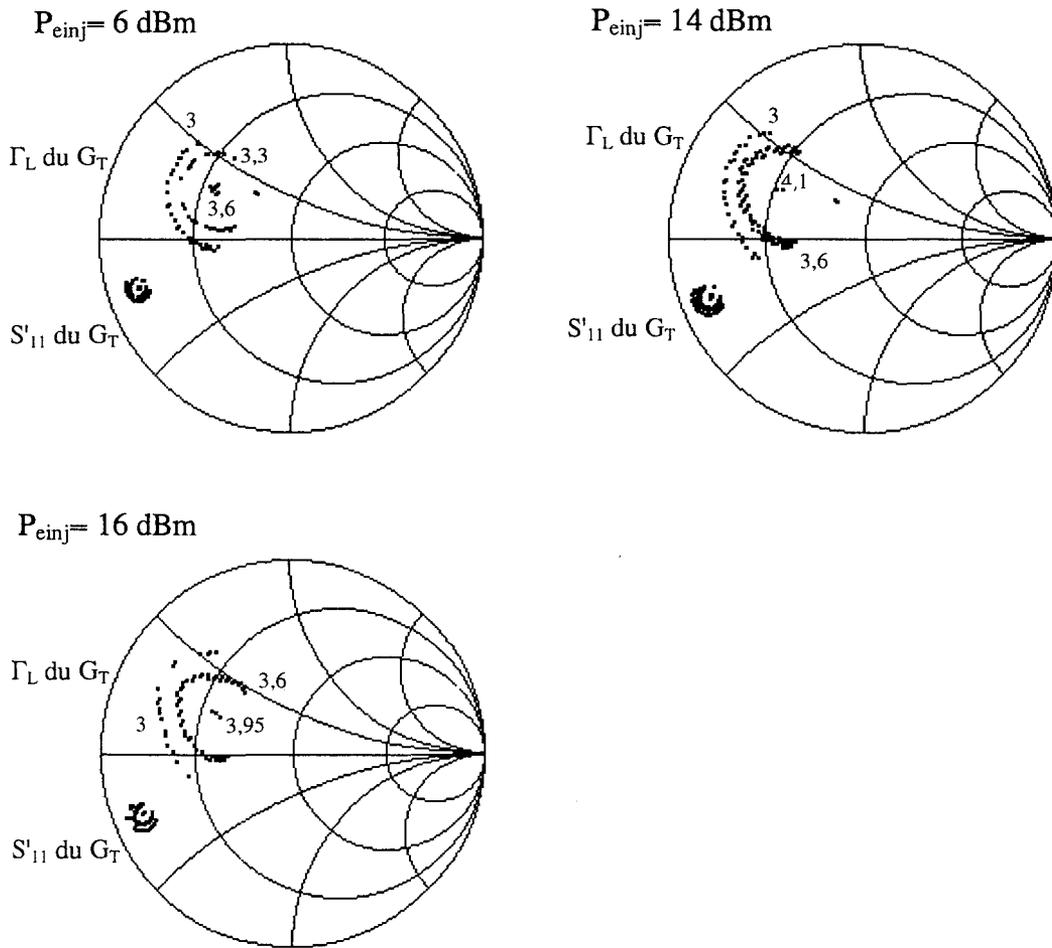


Figure 44 : Contours d'impédances de charge à gain de transducteur constant (en dB) en fonction du niveau de puissance injectée au transistor. 10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 3\text{V}$, $V_{\text{gs}} = -0,3\text{V}$; $F = 26 \text{ Ghz}$.

de la puissance statique dissipée (croissance de V_{ds} et I_{ds}), ce qui implique une diminution du rendement en puissance ajoutée. En fait pour ce composant, afin d'obtenir une augmentation du η_{PAE} en fonction de V_{ds} , il n'aurait pas fallu travailler à V_{gs} constant mais à courant de drain constant.

Sur la figure 43, est présentée l'évolution de l'impédance optimale de charge pour le rendement en puissance ajoutée en fonction du niveau de puissance injectée à l'entrée et ceci pour les différentes tensions drain-source. On y observe que les impédances de charge optimales sont de plus en plus à l'intérieur de l'abaque lorsque la tension drain-source augmente. L'impédance de charge optimale pour η_{PAE} correspondant à un compromis entre G_P , $P_{s\ abs}$ et I_{ds} , regardons l'évolution de ces paramètres. Celle des équiréactances de drain présente est similaire pour les différents points de polarisation en V_{ds} , comme nous le verrons par la suite. De même, il n'y a pas de variation de comportement du gain en puissance en fonction de V_{ds} (reste infini en bord d'abaque). Par contre, comme nous l'avons remarqué précédemment, l'impédance optimale de charge de P_{sabs} a tendance à rentrer dans l'abaque lorsque V_{ds} augmente (fig. 40). C'est donc cette évolution qui est probablement responsable de la variation, en fonction de V_{ds} , de l'impédance optimale de charge du rendement en puissance ajoutée. De même si la variation de cette impédance optimale est plus faible que celle correspondant à $P_{sabs\ max}$, c'est dû à l'évolution du courant de drain moyen qui vient contrebalancer l'évolution de l'impédance optimale pour P_{sabs} .

c) le gain de transducteur

L'évolution des contours à gain de transducteur constant, en fonction du niveau de puissance, est identique à ce que nous avons déjà observé dans le paragraphe III.5.2d. C'est-à-dire que l'on remarque d'abord un étalement de ceux-ci jusqu'à l'obtention du gain de transducteur maximum (polarisation en classe AB). Ensuite, ceux-ci se resserrent avec l'arrivée de la compression. La figure 44, donne un exemple de ce comportement en fonction du niveau de P_{inj} pour un seul point de polarisation ($V_{ds} = 3,5V$ et $V_{gs} = -0,3V$). Ce comportement est identique pour toutes les autres tensions drain-source.

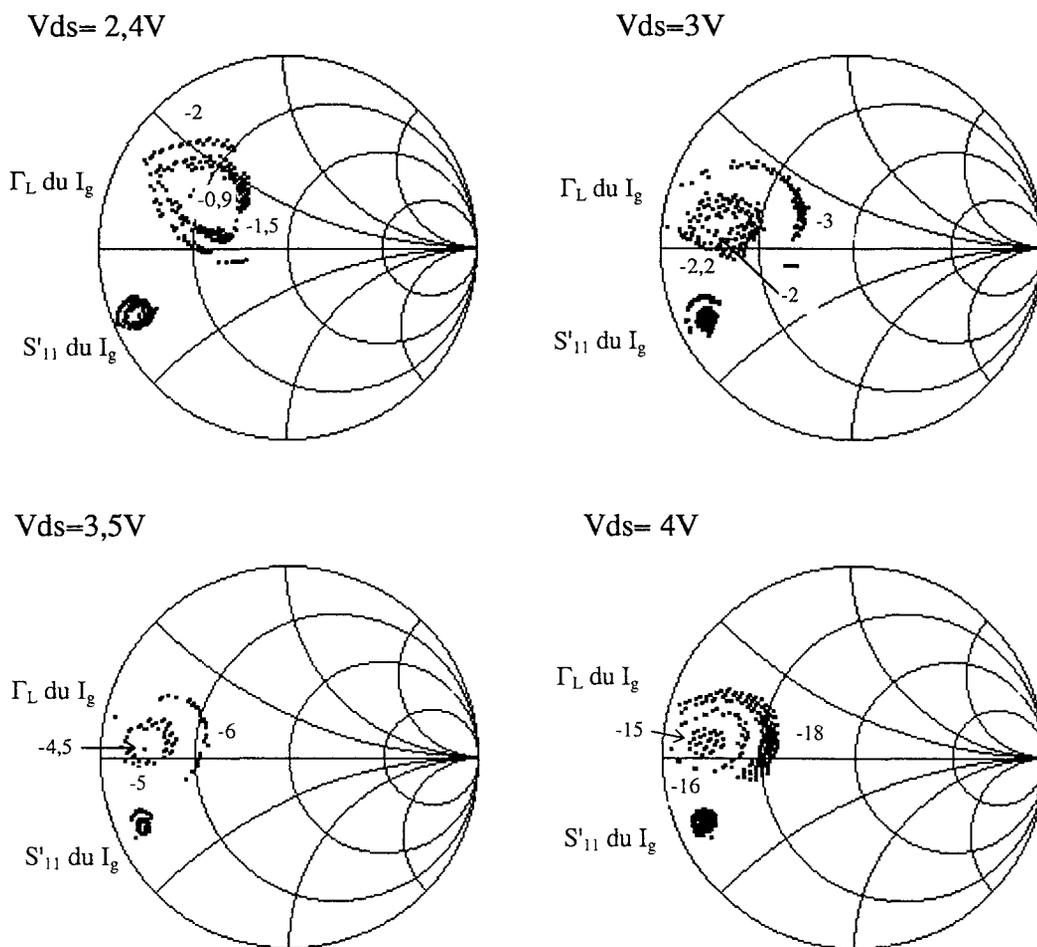


Figure 45 : Comparaison de l'évolution des équicourants de grille (en μA), en petit signal ($P_{einj} = 6$ dBm), en fonction de V_{ds} .
 10264; $8 \times 50 \times 0,15 \mu m^2$; $V_{gs} = -0,3V$; $F = 26$ GHz.

d) le courant de grille

Le comportement du courant de grille est similaire à ce que nous avons déjà décrit au paragraphe III.5.2e. En effet, en petit signal, il y a formation de contours d'impédance de charge à équicourants de grille autour d'une impédance de charge pour laquelle le courant de grille est minimum. Par contre ce minimum change lorsque la polarisation de drain devient de plus en plus importante et qu'il y a apparition d'ionisation à canal ouvert (cloche d'ionisation) (fig. 45). Le I_g inverse est de plus en plus élevé quand V_{ds} augmente. Avec l'arrivée du courant de grille direct, il y a rupture des contours à équicourants de grille. Il semble, comme nous l'avons mentionné au paragraphe III.5.2e, que le courant de grille direct arrive tout d'abord pour des impédances situées dans une zone proche du bord de l'abaque pour laquelle la phase est nulle et correspondant à une excursion, sur le réseau $I_{ds}(V_{ds})$, importante en courant et faible en tension.

e) le courant de drain

En petit signal, et pour toutes les polarisations drain-source, il y a formation de contours d'impédances de charge à équicourants de drain. On remarque une variation de phase de l'impédance optimale avec V_{ds} de 20° environ (fig. 46). Des simulations non-linéaires seraient indispensables afin d'analyser ce comportement. De plus, comme nous l'avons déjà remarqué, nous avons une augmentation du courant de drain minimum avec V_{ds} qui est surtout dû au décalage de la tension de pincement du composant. En outre, en grand signal, se produit une augmentation du courant de drain moyen dans toute la zone ainsi qu'un décalage de I_d vers la zone de l'abaque pour laquelle la phase vaut 90° (fig. 47) et ce pour toutes les tensions drain-source.

III.5.3 - Conclusion

Nous avons comparé dans cette partie le comportement d'un composant sur AsGa en fonction de V_{gs} et de V_{ds} . Nous voyons donc qu'avec notre système de mesure, nous pouvons effectuer des analyses très pointues et déterminer quels sont les facteurs essentiels conditionnant l'obtention de performances optimales pour une application

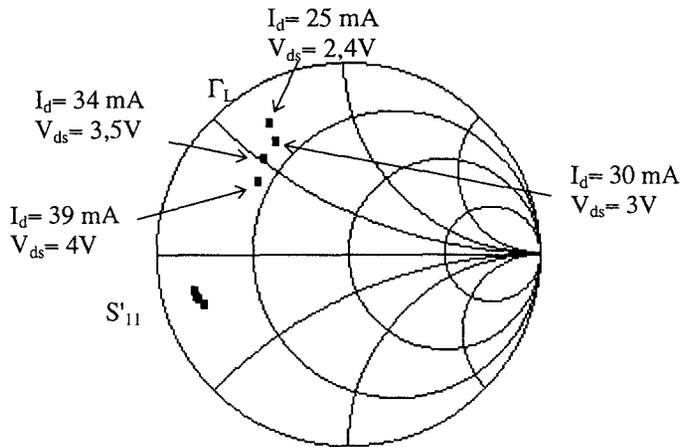
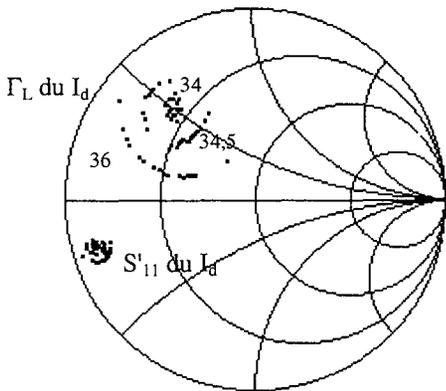


Figure 46 : Comparaison de l'impédance de charge pour laquelle le courant de drain est minimum en fonction de la tension drain source, en petit signal ($P_{\text{einj}} = 6 \text{ dBm}$).

10264; $8 \times 50 \times 0,15 \text{ } \mu\text{m}^2$; $V_{\text{gs}} = -0,3\text{V}$; $F = 26 \text{ GHz}$.

$P_{\text{einj}} = 6 \text{ dBm}$



$P_{\text{einj}} = 12 \text{ dBm}$

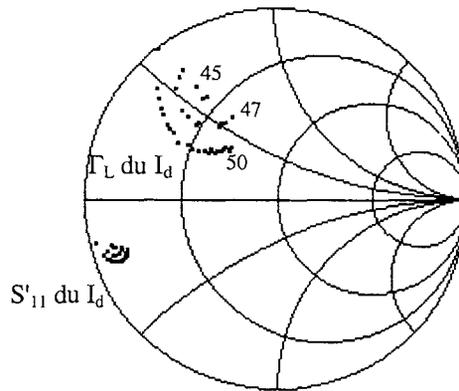


Figure 47 : Comparaison de l'évolution des éqécourants de drain (en mA) en fonction du niveau de puissance injectée à l'entrée.

10264; $8 \times 50 \times 0,15 \text{ } \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 3,5\text{V}$, $V_{\text{gs}} = -0,3\text{V}$; $F = 26 \text{ GHz}$.

spécifique (gains, puissance, rendements,...). Par ailleurs, il semble important de souligner aussi la nécessité de réaliser des simulations non-linéaires pour confirmer certains comportements mis en évidence par nos analyses.

III.6 - ETUDE DE TRANSISTORS SUR InP

III.6.1 - Introduction

L'acquisition d'une station sous-pointes, pour la mesure des transistors avec le banc à charge active en bande Ka a ouvert de nouvelles possibilités. L'une d'elle est de pouvoir mesurer des composants sur substrat InP (la découpe de ce type de substrat posant de gros problèmes). Des études ont donc été réalisées sur des composants conçus au laboratoire. Il semble tout particulièrement intéressant de comparer le comportement des transistors sur AsGa et sur InP. Pour cela, une analyse a été menée sur des composants de même développement et de même longueur de grille. Celle-ci a été réalisée en petit et grand signal sur des composants ayant un développement de grille de $2 \times 75 \mu\text{m}$ et une longueur de grille de $0,25 \mu\text{m}$ (composant 10290 sur substrat InP et transistor Toutatis sur substrat AsGa). C'est ce que nous allons développer ci-dessous, en montrant les similitudes mais aussi les différences de comportement de ces deux filières. Signalons que les évolutions montrées avec le composant 10290 ont aussi été obtenues avec les autres composants sur substrat InP (10237, 10289), mais le composant 10290 seul sera développé ci-dessous à titre d'exemple.

III.6.2 - Le statique

Si nous comparons les paramètres statiques du composant sur substrat InP (10290) avec le composant sur AsGa (Toutatis), nous constatons une plus grande potentialité du transistor 10290. En effet, comme le montre le tableau 2, le produit $V_{xI/8}$ du transistor sur substrat InP est de 840 mW/mm , alors que celui du composant Toutatis n'est que de 360 mW/mm . Il est à noter que la technologie de ce composant a été optimisée par Thomson dans un objectif simultanément faible bruit et moyenne

puissance. Les résultats en puissance devraient donc s'en ressentir. Les diodes du composant sur substrat InP sont nettement meilleures (10V au lieu de 6,5V) que celles mesurées sur le composant de chez Thomson. Nous devrions donc profiter de cet avantage en polarisant le composant 10290 à une tension drain-source plus élevée que pour le transistor Toutatis. Malheureusement, cela n'a pas été possible. En effet, les composants sur substrat InP ont une fâcheuse tendance à "claquer" inopinément à canal ouvert dès que la tension drain-source devient supérieure à 2,5V. Cette constatation a été faite aussi bien en mesures statique, qu'en petit signal ou qu'en puissance. Ce claquage inopiné est attribué à une mise en oscillation du composant mais nous n'avons jamais pu identifier celle-ci jusqu'à présent. Dans le cas des mesures de puissance, même en polarisant le transistor d'abord à canal pincé et à forte tension drain-source (3V), puis en ouvrant le canal lorsqu'un niveau de puissance élevé lui est injecté par l'entrée (afin d'essayer de le stabiliser), il nous a été impossible de contrôler ce phénomène. D'après de nombreuses simulations physiques réalisées à l'IEMN [8], ces composants seraient le siège d'oscillations de type Gunn. Ce phénomène est attribué à la mobilité différentielle négative particulièrement importante du matériau constituant le canal, pour certaines valeurs du champ électrique. Théoriquement, la fréquence d'oscillation dépend principalement de la distance entre la grille et le drain. Comme dans notre cas, le "cap layer" de 7 nm est censé être complètement déserté par le potentiel de surface, ceci est propice à la formation du domaine Gunn. Il conviendrait donc de faire évoluer cette technologie en augmentant l'épaisseur du "cap layer" et en essayant de trouver un compromis entre claquage et formation du domaine Gunn.

III.6.3 - Le régime d'amplification petit signal

D'après le tableau 2, nous constatons que le gain maximum disponible est plus élevé pour le composant 10290 (12 dB) que pour le composant Toutatis (8,7 dB) à 40 GHz. Ceci est à relier en partie à la mobilité plus grande dans le composant sur substrat InP (canal $\text{In}_{0,53}\text{Ga}_{0,47}\text{As}$) que dans le composant sur substrat AsGa (canal $\text{In}_{0,22}\text{Ga}_{0,78}\text{As}$) ($10000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ au lieu de $6500 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ à 300 K). De plus, pour le composant sur substrat AsGa, l'étape de la réalisation de la grille a été réalisée avec du

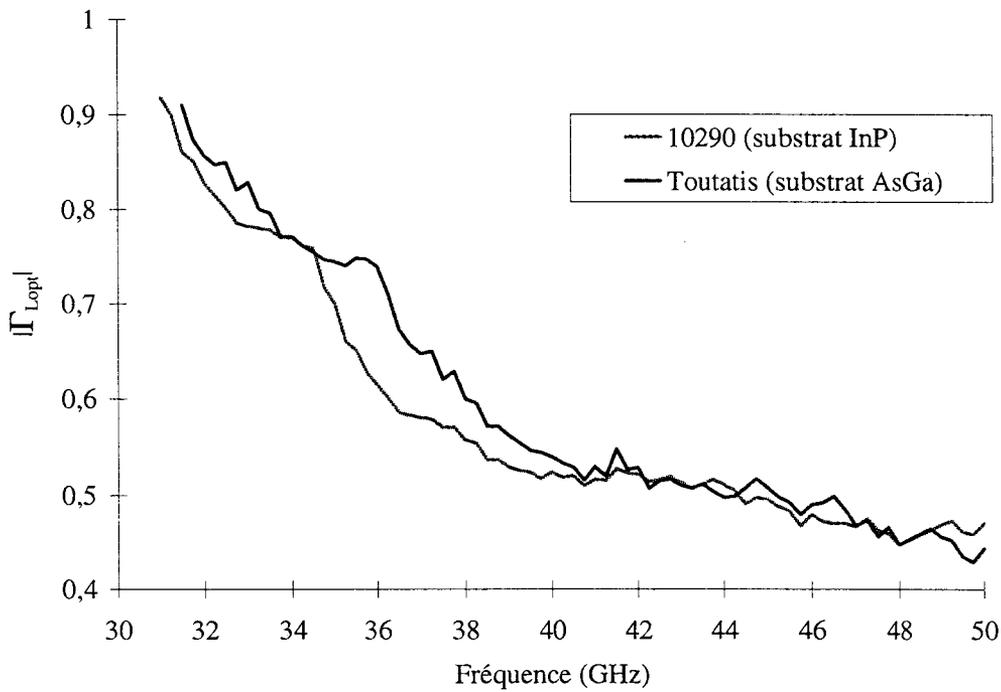


Figure 48 : Evolution du module de l'impédance de charge optimale du gain en puissance, en petit signal, en fonction de la fréquence, en classe A.

10290 ; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 2\text{V}$, $V_{gs} = -1\text{V}$.

Toutatis ; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 2\text{V}$, $V_{gs} = +0,3\text{V}$.

nitruure, alors que pour le composant 10290, celle-ci a été effectuée en résine tri couche, ce qui permet principalement de diminuer la capacité C_{gd} .

La comparaison des évolutions de l'impédance de charge des composants 10290 et Toutatis (fig. 48), montre que celles-ci évoluent fortement de 30 GHz à 40 GHz. Ceci est lié au fait que les deux composants sont l'un et l'autre instables en dessous de 30 GHz. Aux environs de cette fréquence, le gain en puissance est très grand et le cercle de stabilité est alors tangent à l'abaque avec un coefficient K très proche de 1. Ce comportement est tout à fait conforme à la théorie [6].

Les deux composants que nous avons retenus sont stables à la fréquence de travail de 35 GHz. Ainsi, lorsque nous comparerons les évolutions des impédances de charge en fonction du niveau de puissance d'entrée injecté, nous montrerons des variations du gain en puissance présentant la même impédance de charge optimale que l'on effectue la mesure à P_{eabs} constant ou à P_{einj} constant (§ III.3).

III.6.4 - La puissance

a) le composant 10237

Lors d'une étude portant sur le fossé de grille pour la filière InP réalisée au laboratoire, des écarts surprenant ont été trouvés entre la puissance statique escomptée et la mesure en puissance. Pour le composant 10237, qui a servi à cette étude, trois largeurs du fossé de grille ont été réalisées (§ III.2.2) correspondant à trois tensions de claquage différentes. Pour une polarisation à $V_{ds} = 2V$ en classe A ($V_{gs} = -0,2V$) à la fréquence de 35 GHz, la plus grande largeur a donné une puissance de sortie absorbée par la charge de 130 mW/mm contre 180 mW/mm pour la largeur moyenne et 220 mW/mm pour la plus petite. Pourtant, ces trois composants possédaient un courant de saturation identique et égal à 750 mA/mm. Au vu des résultats, seul le petit fossé de grille a une puissance équivalente à celle espérée en statique au point de polarisation choisi (235 mW/mm). Les autres résultats sont largement en deça de ceux espérés. Ces écarts sont attribués à des effets de surface sur la distance grille - "cap layer" côté drain, qui, en désertant cette zone, limiteraient le courant en fonctionnement hyperfréquence [9]. Des études impulsionnelles statiques semblent néanmoins nécessaires pour s'assurer de la validité de cette hypothèse (cette vérification n'a pas pu être réalisée, le système de

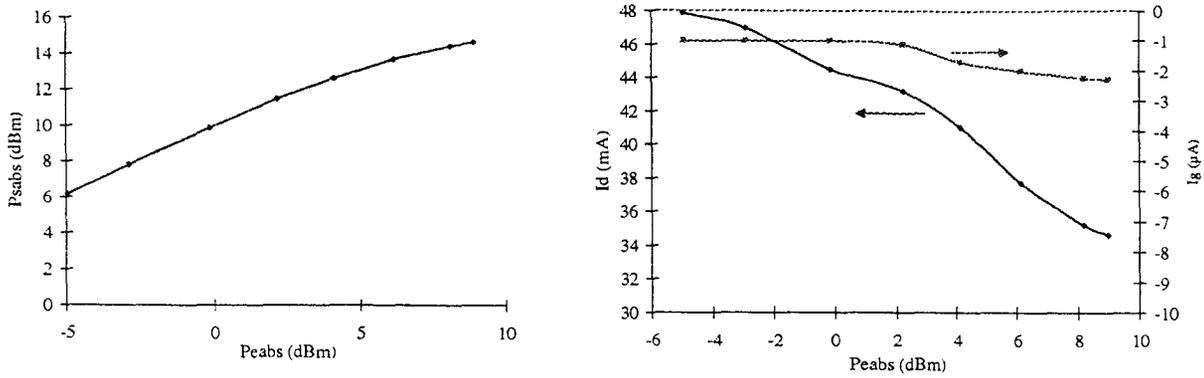


Figure 49 : Evolution de la puissance de sortie absorbée par la charge en fonction de la puissance d'entrée absorbée (a) avec les courants de grille et de drain correspondant (b) obtenue pour les impédances de charge optimales de la puissance de sortie absorbée.

10290 ; $2*75*0,25 \mu m^2$; $V_{ds} = 2V$, $V_{gs} = -1V$; $F = 35$ GHz.

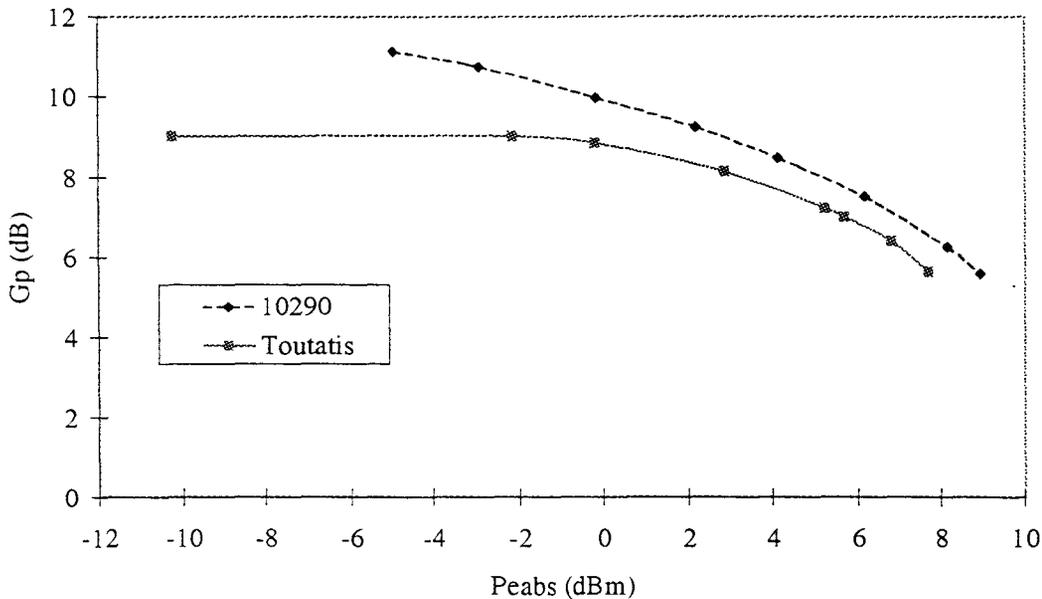


Figure 50 : Evolution du gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée absorbée pour les composants 10290 et Toutatis obtenue pour l'impédance optimale de la puissance de sortie absorbée par la charge.

10290; $2*75*0,25 \mu m^2$; $V_{ds} = 2V$, $V_{gs} = -1V$; $F = 35$ GHz.

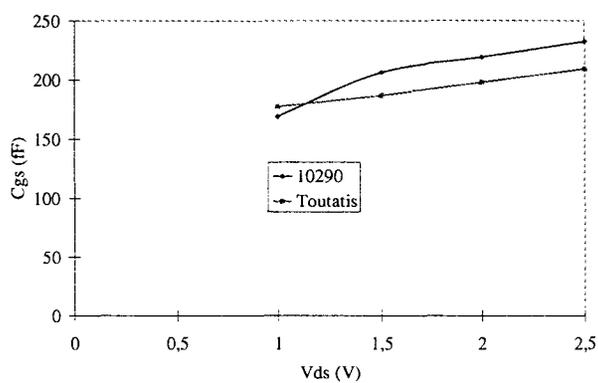
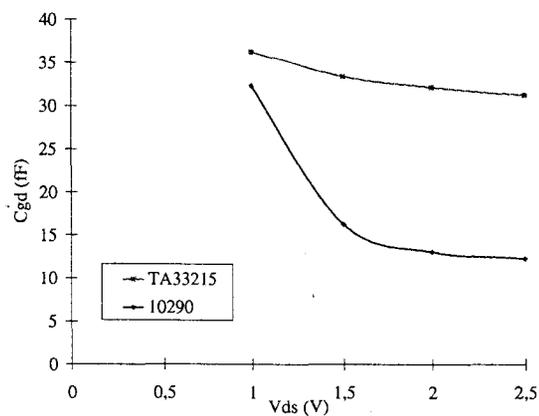
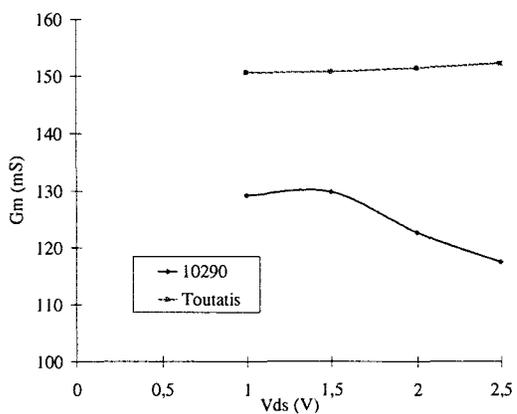


Figure 51 : Evolution du Gm, de Cgd et de Cgs pour les composants 10290 et Toutatis en fonction de V_{ds} en classe A.

10290; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{gs} = -1\text{V}$.

Toutatis ; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{gs} = +0,3\text{V}$.

mesure statique impulsionnel fonctionnant alors en cellule). Néanmoins, ces résultats ont incité à prendre une distance grille - "cap layer" côté drain plus faible afin de s'affranchir au maximum des effets de surfaces sans pour cela réduire trop fortement la tension de claquage du composant. C'est ce qui a été réalisé sur le composant 10290 avec une distance grille - cap layer de 0,1 μm .

b) en classe A

Les résultats de puissance et de gain

La figure 49 présente le $P_{\text{sabs}}(P_{\text{eabs}})$ pour le composant 10290 au point de polarisation $V_{\text{ds}} = 2\text{V}$ et $V_{\text{gs}} = -1\text{V}$, à la fréquence de 35 GHz. On constate que la densité de puissance est de 210 mW/mm ce qui correspond à la puissance de sortie espérée compte-tenu du point de polarisation choisi. Dans ce cas, ce n'est pas le courant de grille qui a limité notre mesure mais la forte compression du gain en puissance (plus de 5 dB).

La figure 50 montre également que le gain en puissance du 10290 ne possède pas de zone linéaire. On peut l'attribuer à un niveau de puissance d'entrée absorbée par le composant trop élevé. On se trouve donc déjà dans la zone de fonctionnement non-linéaire. En effet, afin d'éviter que le composant n'oscille les mesures ont été commencées en fonctionnement non-linéaire. Toutefois, nous pouvons constater, que pour un même niveau de puissance absorbée en entrée, entre les deux composants 10290 et Toutatis, le transistor sur substrat InP a un comportement non-linéaire nettement plus marqué.

Or, en comparant les évolutions de la transconductance (G_m) de la capacité grille-drain (C_{gd}) et grille-source (C_{gs}) (qui sont prédominants dans la variation du gain) en fonction de V_{ds} (fig. 51), nous remarquons qu'elles sont plus importantes pour le composant 10290 que pour le transistor Toutatis. En effet, C_{gd} varie de 150 % pour le composant 10290 contre 32 % pour le Toutatis, de 10 % contre 3 % pour le G_m et 47 % contre 14 % pour C_{gs} . Ces évolutions corréleront donc bien les variations de gains obtenues et la faiblesse de la zone linéaire sur substrat InP. Cette analyse est valable au premier ordre car les évolutions ci-dessus de G_m , C_{gs} et C_{gd} correspondent à une seule valeur de tension grille-source.

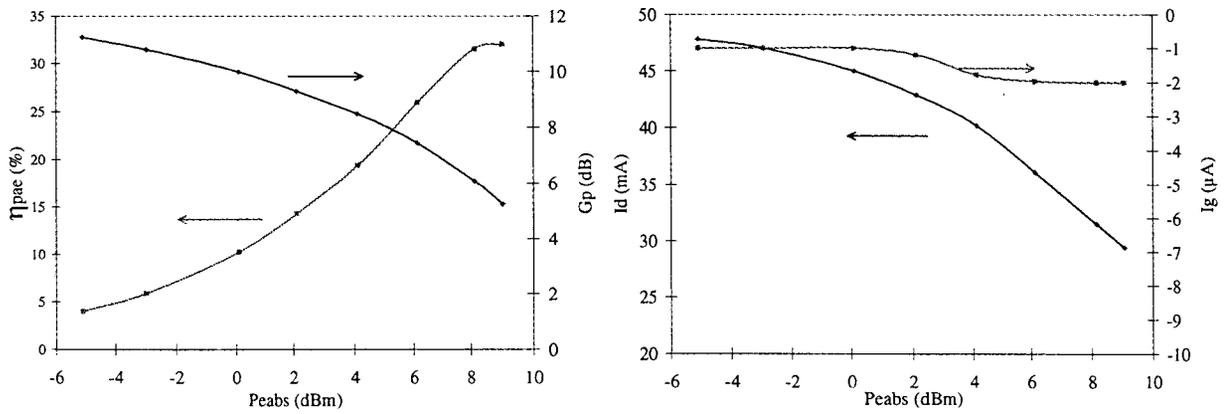
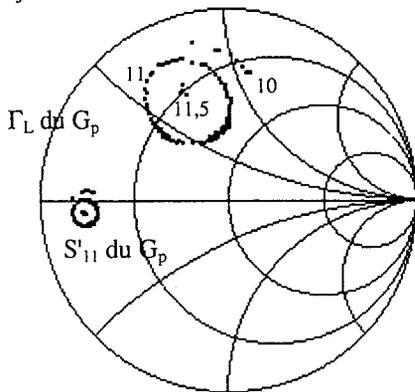


Figure 52 : Evolution du rendement en puissance ajoutée, du gain en puissance, du courant de grille et de drain en fonction de la puissance d'entrée absorbée pour l'impédance optimale du rendement en puissance ajoutée.
 10290; $2 \times 75 \times 0,25 \mu m^2$; $V_{ds} = 2V$, $V_{gs} = -1V$; $F = 35 GHz$.

$P_{\text{einj}} = -2 \text{ dBm}$



$P_{\text{einj}} = 0 \text{ dBm}$

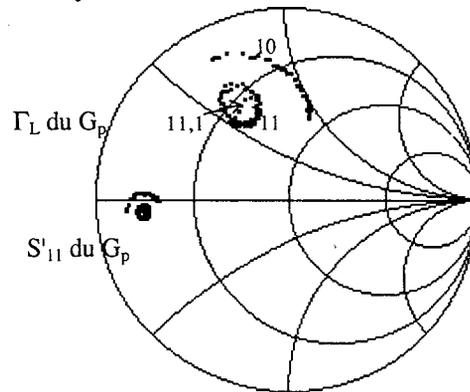
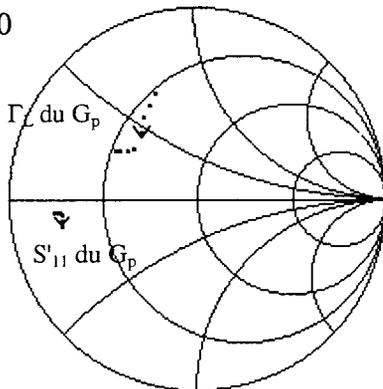


Figure 53 : Evolution des contours d'impédances de charge à gain en puissance constant (en dB) pour deux niveaux de puissance injectée.

10290; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 2\text{V}$, $V_{\text{gs}} = -1\text{V}$; $F = 35 \text{ GHz}$.

10290



Toutatis

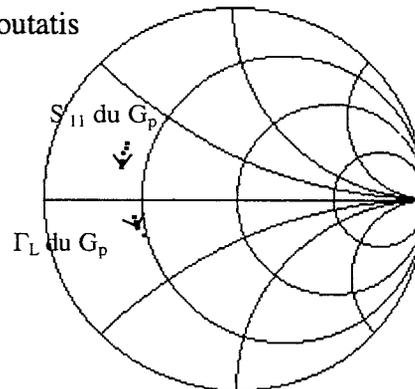


Figure 54 : Comparaison de l'évolution de l'impédance optimale de charge du gain en puissance en classe A pour les composants 10290 et Toutatis.

10290; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 2\text{V}$, $V_{\text{gs}} = -1\text{V}$; $F = 35 \text{ GHz}$.

Toutatis; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 2\text{V}$, $V_{\text{gs}} = +0,3\text{V}$; $F = 35 \text{ GHz}$.

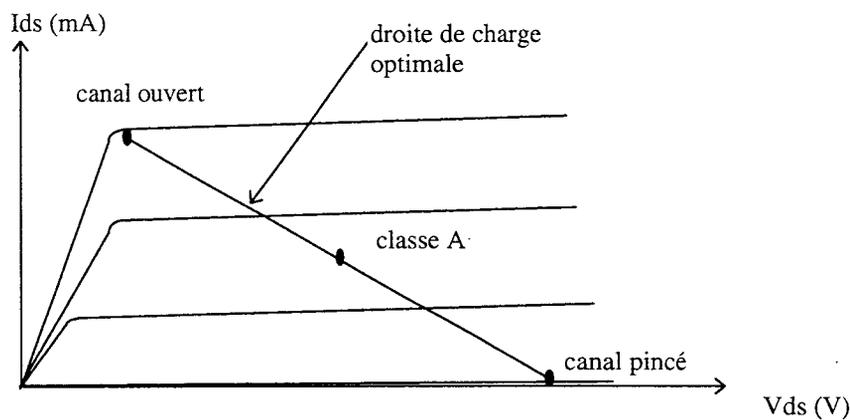


Figure 55 : Choix de la droite de charge.

La figure 52 montre l'évolution du rendement en puissance ajoutée et du courant de drain. A chaque niveau de puissance d'entrée absorbée, l'impédance de charge a été optimisée afin d'obtenir le rendement en puissance ajoutée maximum. Le η_{PAE} maximum atteint est de 33 %. Nous constatons, comme sur la figure 49, que le courant de grille est très faible et que ce n'est pas un facteur limitatif des performances du composant 10290. Dans ce cas, c'est la compression du gain qui a été notre critère pour l'arrêt des mesures.

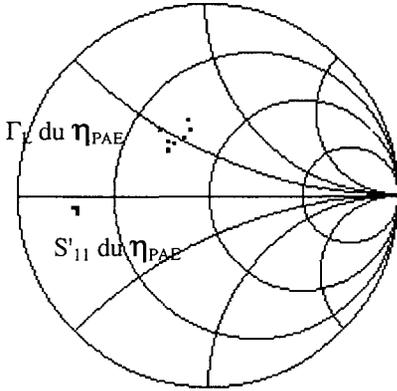
Les évolutions des impédances de charge

Comme le montre la figure 53, les contours d'impédances de charge à gain en puissance constant se resserrent en fonction du niveau de puissance injectée en entrée. Ce comportement est similaire à celui que nous avons déjà observé pour les composants sur substrat AsGa (§ III.5.2d). De plus le resserrement se produit plus brutalement sur substrat InP que sur substrat AsGa.

La figure 54 montre que l'évolution, en fonction du niveau de puissance injecté en entrée, de l'impédance de charge optimale pour le gain en puissance est nettement différente pour le composant 10290 et le transistor Toutatis. Celle-ci est révélatrice d'un comportement différent. En effet, pour un même taux de compression du gain en puissance de 2 dB, la variation de l'impédance de charge du composant 10290 est de 20° en phase et de 0,16 en module contre 4° en phase et 0,07 en module pour le composant Toutatis. Cette différence peut s'expliquer sur la base d'une comparaison des paramètres de répartition en fonction de la polarisation.

Pour l'effectuer, nous avons tracé une droite de charge fictive optimale sur les caractéristiques $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$ (fig. 55) et sur quelques uns des points de polarisation rencontrés par celle-ci, nous avons mesuré les paramètres de répartition correspondants. Le but étant de savoir si les impédances de charge calculées avec les paramètres de répartition présentent une évolution plus importante sur substrat InP que sur substrat AsGa. Le tableau 8 montre qu'il en est effectivement ainsi : les variations en module et en phase des impédances de charge petit signal du composant 10290 sont nettement plus importantes que celles du composant Toutatis.

10290



Toutatis

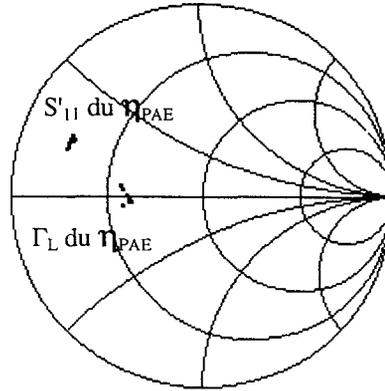


Figure 56 : Comparaison de l'évolution de l'impédance optimale de charge du rendement en puissance ajoutée en classe A pour les composants 10290 et Toutatis.

10290; $2*75*0,25 \mu\text{m}^2$; $F= 35 \text{ GHz}$.

Toutatis ; $2*75*0,25 \mu\text{m}^2$; $F= 35 \text{ GHz}$.

$P_{\text{inj}}= 11 \text{ dBm}$

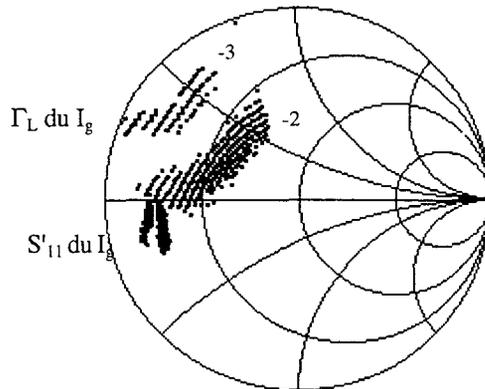
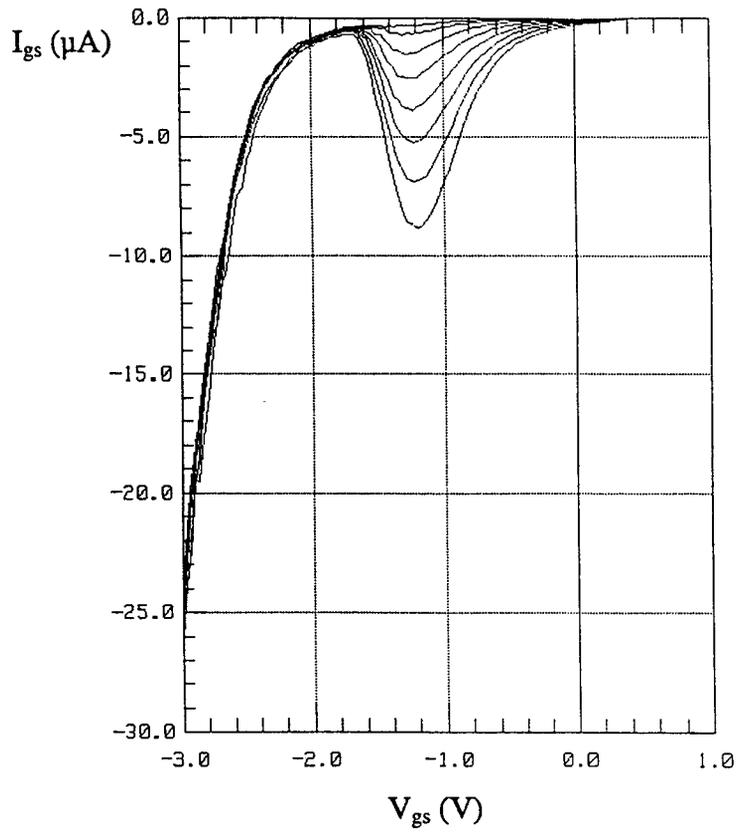


Figure 57 : Contours à éqicourants de grille (μA) pour un niveau de puissance injectée en classe A.

10290; $2*75*0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds}= 2\text{V}$, $V_{gs}= -1\text{V}$; $F= 35 \text{ GHz}$.



V_{ds} de 1V à 2,4 V par pas de 0,2V

Figure 58 : Caractéristique $I_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ du composant 10290.
10290 ; $2 \times 75 \times 0,25 \mu m^2$.

	10290		Toutatis	
	$ \Gamma_{\text{lopt}} $	$\angle \Gamma_{\text{lopt}}$	$ \Gamma_{\text{lopt}} $	$\angle \Gamma_{\text{lopt}}$
canal ouvert	0,612	-170°	0,711	-164°
classe A	0,707	121°	0,743	-168°
canal pincé	0,611	105°	0,739	-173°
différence	0,1	85°	0,03	10°

Tableau 8 : Comparaison des évolutions des impédances de charge d'un composant 10290 et d'un transistor Toutatis à 42 GHz

Pour cette analyse nous avons retenu une fréquence de travail de 42 GHz car nous voulions que les composants, pour les points de polarisation choisis, soient stables sur tout le réseau $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$. Cette variation plus importante des impédances de charge sur substrat InP que sur le substrat AsGa corrobore donc bien les résultats trouvés en puissance et explique ceux-ci.

Les évolutions de l'impédance de charge optimale du rendement en puissance ajoutée, en fonction du niveau de puissance injectée, sont montrées sur la figure 56 pour les composants Toutatis et 10290. On note que, comme pour le gain en puissance, l'évolution est plus importante pour le transistor sur substrat InP que pour celui sur substrat AsGa. Les justifications évoquées dans le paragraphe ci-dessus sont, là encore, valables. En effet, le rendement en puissance ajoutée est fonction du gain en puissance, donc plus l'évolution de l'impédance de charge correspondante est importante, plus celle du η_{PAE} risque de l'être. Néanmoins, cette variation est légèrement atténuée car l'obtention du minimum de courant drain nécessite que l'impédance de charge se déplace vers le bord de l'abaque pour lequel la phase vaut 90°, lorsque le niveau de puissance croît.

L'évolution du courant de grille à niveau de puissance d'entrée injectée constant pour la polarisation classe A ($V_{ds} = 2\text{V}$ et $V_{gs} = -1\text{V}$) est montrée sur la figure 57. Pour cette polarisation qui se trouve à droite de la cloche d'ionisation (fig. 58), on remarque que les contours de courants de grille ne se referment pas. Cela est similaire à ce que nous avons obtenu sur substrat AsGa (§ III.5.2e). De plus, ce comportement n'est pas exclusif de ce composant mais a été également relevé avec les autres transistors sur

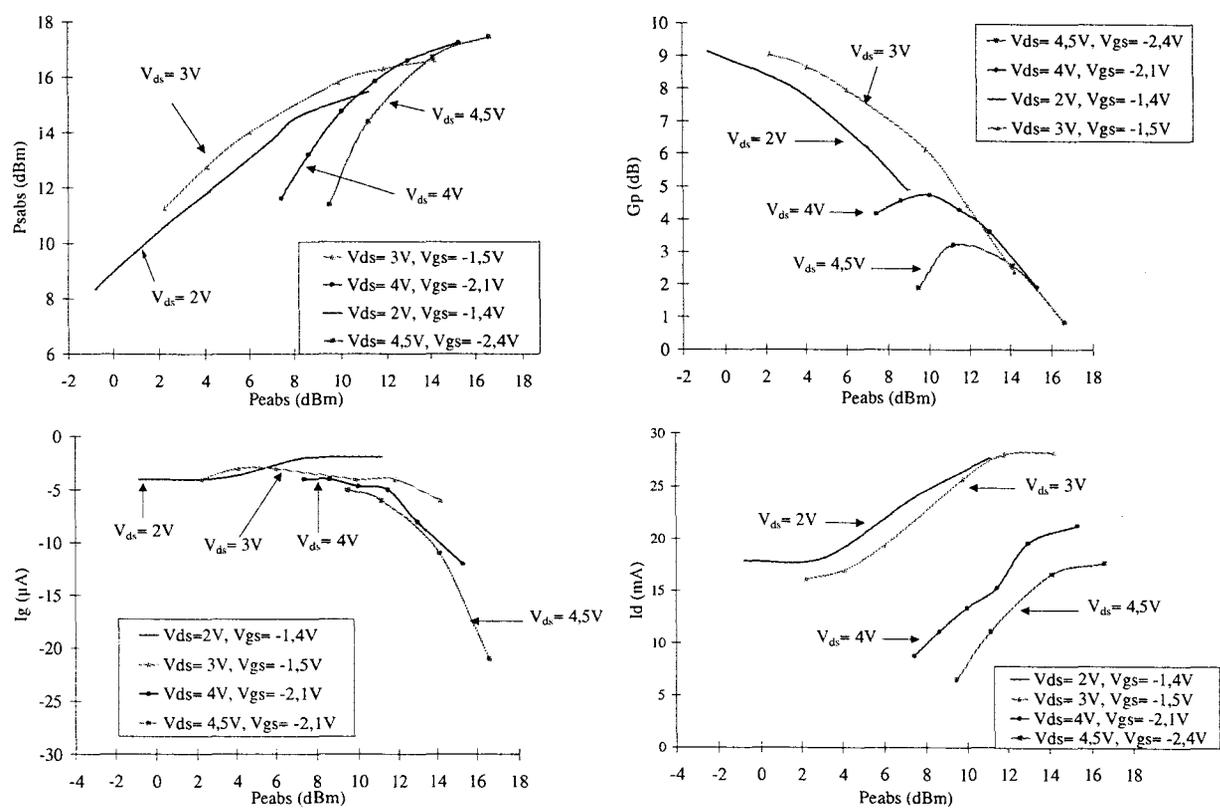


Figure 59 : Evolution de la puissance de sortie absorbée par la charge, du gain en puissance, des courants de grille et de drain en fonction de la puissance d'entrée absorbée obtenue pour l'impédance de charge optimale de la puissance de sortie absorbée.

10290; $2 \times 75 \times 0,25 \mu m^2$; $F = 35 \text{ GHz}$.

substrat InP. Il reste maintenant à vérifier si cette similitude de comportement se confirme pour une polarisation à gauche de la cloche d'ionisation c'est-à-dire en classe AB et B.

c) en classe AB et B

Les résultats en puissance

N'étant pas limité en courant de grille comme pour les composants sur substrat AsGa, mais ne pouvant pas polariser le transistor à canal ouvert avec une forte tension drain-source à cause des risques d'oscillations, nous avons voulu réaliser une étude en puissance à canal pincé. Pour éviter les oscillations lorsque la tension drain-source augmente, nous avons choisi de pincer de plus en plus le composant. C'est pourquoi les mesures en polarisation classe AB et B ont été réalisées pour plusieurs V_{ds} et à des tensions grille-source différentes. De plus, la mesure des paramètres de répartition à ces points de polarisation n'a pas été possible, les composants non contrôlés par un niveau de puissance élevé, se mettant à osciller. Cette dernière constatation nous a incités à essayer de contrôler le comportement oscillatoire des transistors en leur injectant dès le départ, lors de la mesure en puissance un niveau de puissance non négligeable. C'est pour cette raison que les différentes mesures n'ont pas un niveau de puissance injectée minimum identique.

La figure 59 montre les puissances de sortie absorbées par la charge et le gain en puissance pour différents points de polarisation en fonction de la puissance d'entrée absorbée par le composant. Etant donné que nous ne sommes pas limités par le courant de grille (c'est la compression du gain qui est notre critère limitatif) comme avec les composants sur substrat AsGa (§ III.5.2), le niveau de puissance de sortie absorbée par la charge augmente toujours avec V_{ds} . Il atteint la valeur maximale de 380 mW/mm à $V_{ds} = 4,5V$ et à $V_{gs} = -2,4V$, ce qui est un résultat proche de l'état de l'art (§ I.5.3b). A $V_{ds} = 2V$ et $3V$, même si l'on n'observe pas d'augmentation du gain en puissance, il y a bien autopolarisation du transistor puisque l'on observe une augmentation du courant de drain avec le niveau de puissance absorbée à l'entrée. D'ailleurs, pour les deux V_{ds} suivants, nous observons bien l'autopolarisation du gain en puissance due à la classe B. En effet, dans ces deux cas, le point de repos est placé en-dessous du pincement.

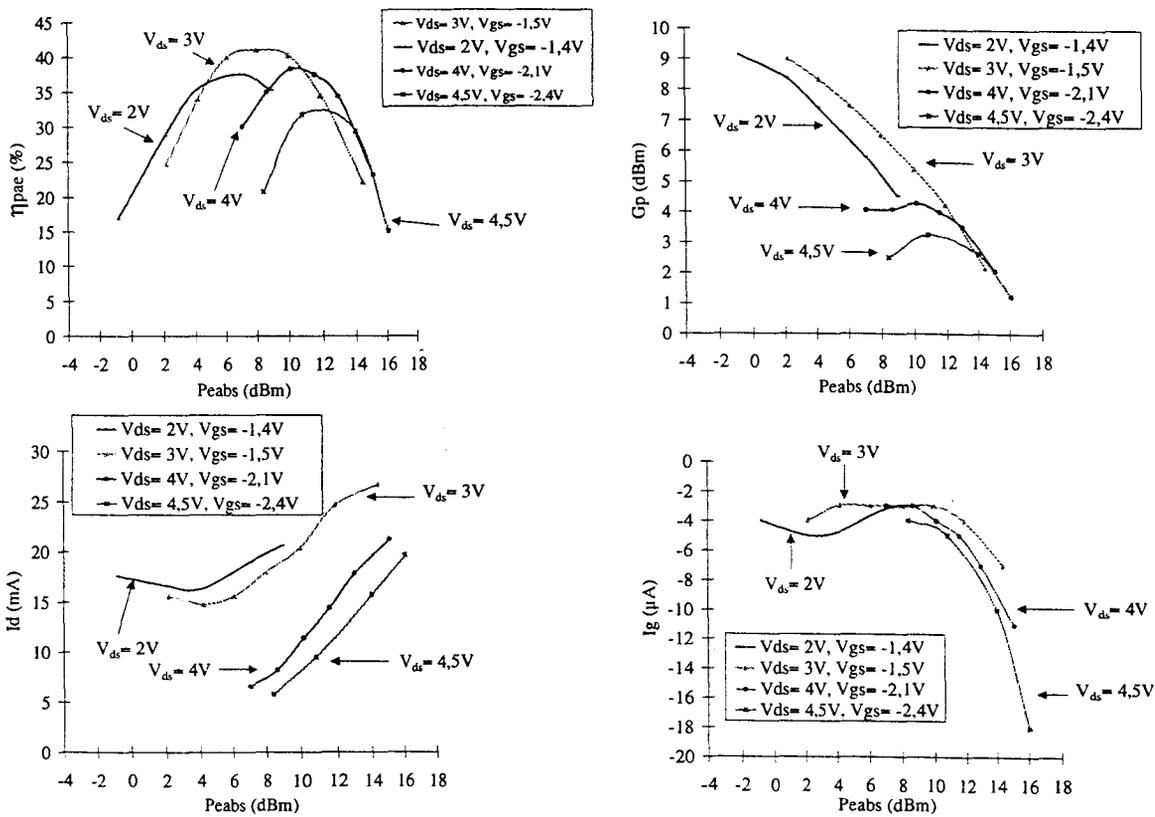


Figure 60 : Evolution du rendement en puissance ajoutée, du gain en puissance, des courants de drain et de grille en fonction de la puissance d'entrée absorbée obtenue pour l'impédance optimale du rendement en puissance ajoutée.

10290 ; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $F = 35 \text{ GHz}$.

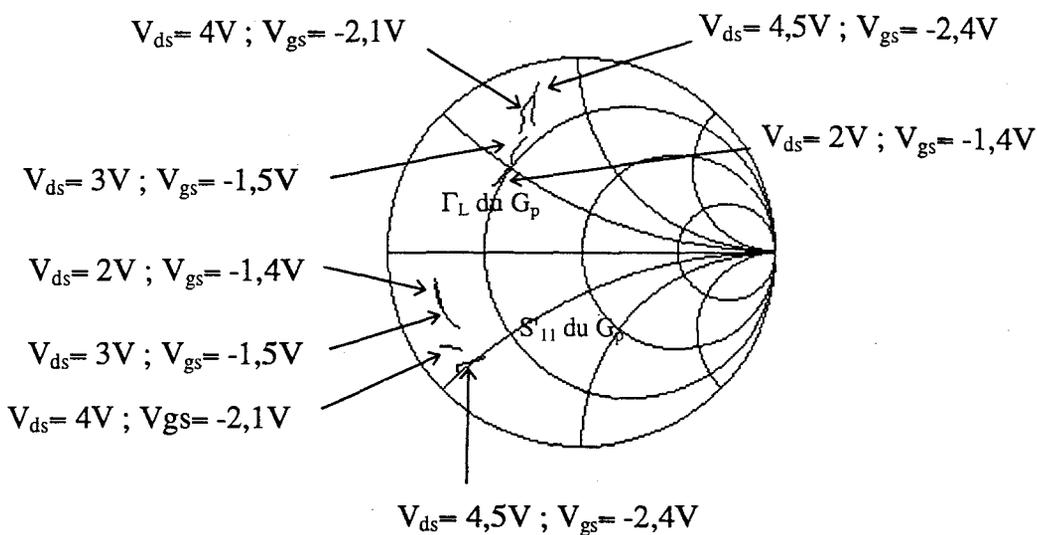


Figure 61 : Comparaison de l'évolution de l'impédance optimale de charge du gain en puissance pour différents V_{ds} en fonction du niveau de puissance injectée en entrée en classe AB ou B.

10290 ; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $F = 35 \text{ GHz}$.

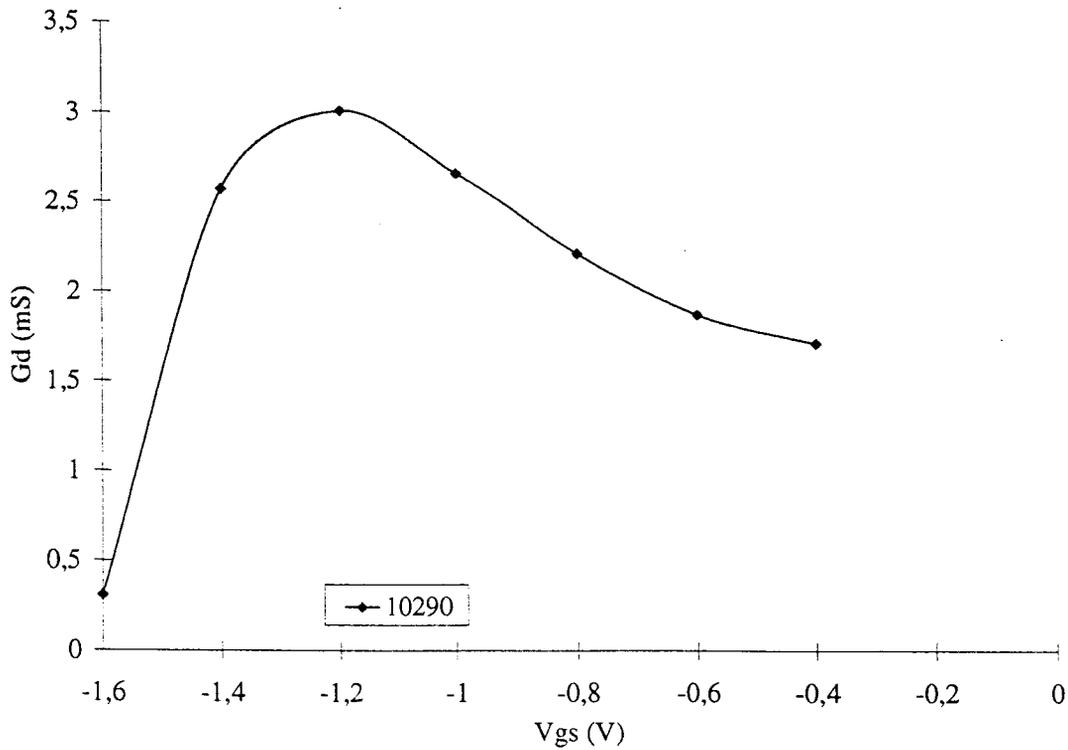


Figure 62 : Evolution de Gd en fonction de Vgs.

10290 ; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 2\text{V}$.

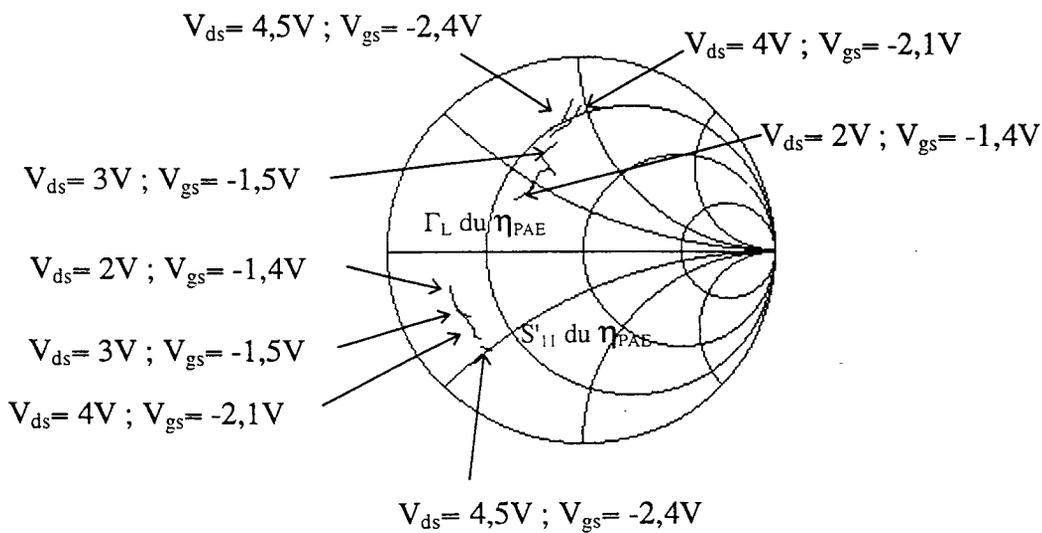


Figure 63 : Comparaison de l'évolution de l'impédance optimale de charge du rendement en puissance ajoutée pour différents V_{ds} en fonction du niveau de puissance injectée en entrée en classe AB ou B.

10290 ; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $F = 35 \text{GHz}$.

La comparaison des rendements en puissance ajoutée et des gains en puissance en fonction de la polarisation est présentée sur la figure 60. On y constate que le η_{PAE} passe par un maximum pour $V_{ds} = 3V$ et $V_{gs} = -1,5V$ avec une valeur de 41 %. Comme précédemment, ce n'est pas le courant de grille qui limite les performances en rendement. Ce serait plutôt la perte de gain en puissance due à une polarisation nettement en dessous du pincement pour $V_{ds} = 4V$ et $V_{ds} = 4,5V$. En effet, dans ces deux cas, la diminution du courant de drain (allant vers un meilleur rendement) provoquée par le pincement de plus en plus important du composant ne compense pas la chute du gain en puissance et l'augmentation de la valeur de V_{ds} . Ainsi, le rendement en puissance ajoutée aura tendance à chuter lorsque l'on polarisera à des tensions drain-source plus élevées. En fait, pour pouvoir comparer complètement les rendements, il aurait fallu réaliser des mesures pour des V_{ds} différents mais pour une même valeur de courant de drain.

Les évolutions de l'impédance de charge

Sur la figure 61, qui présente l'évolution de l'impédance optimale de charge pour le gain en puissance en fonction du point de polarisation, on constate que celle-ci a tendance à aller vers le bord d'abaque lorsqu'on augmente la tension V_{ds} . Cela peut être attribué principalement à l'évolution de la conductance de sortie (G_d) qui en petit signal diminue lorsque l'on va vers le pincement (fig. 62) et entraîne donc une impédance de charge qui se situe plus en bord d'abaque. Ce comportement vis-à-vis du G_d est similaire à celui observé pour les composants sur substrat AsGa. La conductance de drain n'a pas été déterminé pour des tensions grille-source plus élevées à cause des risques d'oscillations que cela aurait entraîné. Mais d'autres éléments du schéma équivalent peuvent influencer l'impédance de charge, il conviendrait donc de réaliser une étude de l'influence de chaque élément sur la variation d'impédance de charge petit signal. Par ailleurs, une simulation non-linéaire aiderait à comprendre l'évolution de Γ_L en fonction du niveau de puissance injectée en entrée.

L'évolution de l'impédance de charge optimale du rendement en puissance ajoutée en fonction du niveau de puissance injectée et de la polarisation est montrée sur la figure 63 et fait également apparaître un déplacement vers le bord de l'abaque lorsque

$P_{\text{einj}} = 1 \text{ dBm}$

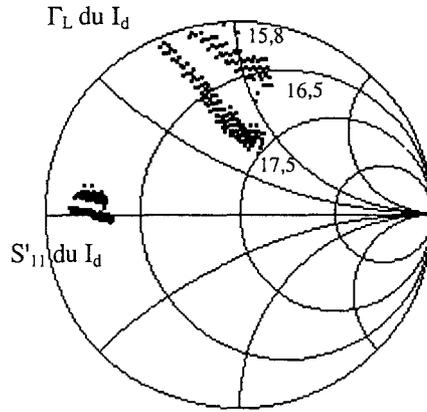
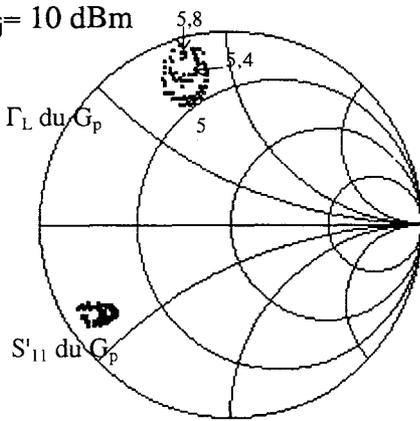


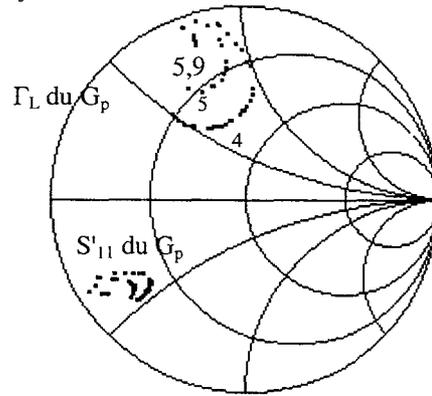
Figure 64 : Contours à éqúicourants de drain (en mA) pour un niveau de puissance injectée en classe AB.

10290; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 2\text{V}$, $V_{\text{gs}} = -1,4\text{V}$; $F = 35 \text{ GHz}$.

$P_{\text{einj}} = 10 \text{ dBm}$



$P_{\text{einj}} = 11 \text{ dBm}$



$P_{\text{einj}} = 13 \text{ dBm}$

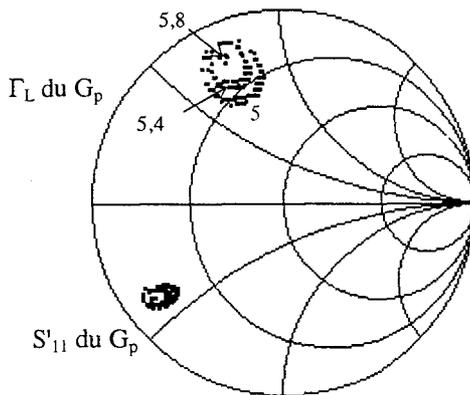


Figure 65 : Contours d'impédances de charge à gain en puissance constant (en dB) en fonction du niveau de puissance injectée au transistor en classe B.

10290; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{\text{ds}} = 4\text{V}$, $V_{\text{gs}} = -2,1\text{V}$; $F = 35 \text{ GHz}$.

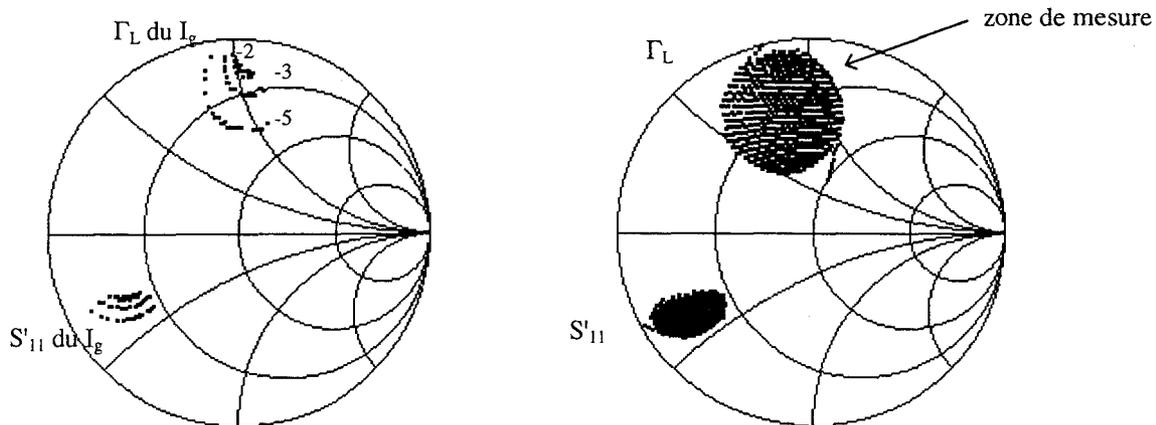


Figure 66 : Evolution des contours à éqúicourants de grille et représentation de la zone de mesure pour un niveau de puissance injectée ($P_{einj} = 10$ dBm) en classe B.

10290; $2 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds} = 4\text{V}$, $V_{gs} = -2,1\text{V}$; $F = 35$ GHz.

V_{ds} augmente. Ceci est à relier, d'une part, au comportement du gain en puissance mais également au courant de drain (fig. 64) qui est minimum pour une impédance de charge en bord d'abaque. De plus l'évolution de l'impédance de charge optimale du rendement en puissance ajoutée est moins importante que celle correspondant à la puissance de sortie absorbée par la charge.

De même que pour les composants sur substrat AsGa, on observe un élargissement des cercles à gain en puissance constante lorsqu'il y a autopolarisation du transistor et un resserrement de ces cercles lorsque le gain en puissance diminue (fig. 65).

d) le courant de grille

Comme nous l'avons constaté, dans les paragraphes précédents, le courant de grille est nettement moins important sur les composants sur substrat InP que sur les composants sur substrat GaAs. Et contrairement à ce qui se passe sur ces derniers, le courant de grille n'est non seulement pas limitatif des performances en puissance mais la compression du gain se produit sans apparition significative de celui-ci, ni en inverse, ni en direct. Ce comportement très particulier sur substrat InP peut s'expliquer par une variation très importante de l'impédance de charge en fonction de la polarisation (tableau 8) qui induira une forte évolution du gain pour un niveau de puissance relativement faible. Il est à noter que nous avons également comparé la variation de l'impédance de charge optimale pour le gain en puissance pour le composant 10290 et pour un composant sur substrat AsGa ayant une tension de pincement similaire et égale à -2V (appelé 10153). Nous observons les mêmes types d'évolution sur les composants 10153 et Toutatis.

Si nous regardons maintenant l'évolution du courant de grille pour un niveau de puissance injecté (fig. 66), nous ne pouvons pas conclure sur la formation ou non de contours fermés à équicourants de grille. En effet le courant de grille minimum correspond à la limite de la zone mesurée (le même phénomène se produit pour le courant de drain). Il faudrait mesurer spécifiquement l'évolution du courant de grille sur substrat InP pour savoir si son comportement est similaire à celui sur substrat AsGa.

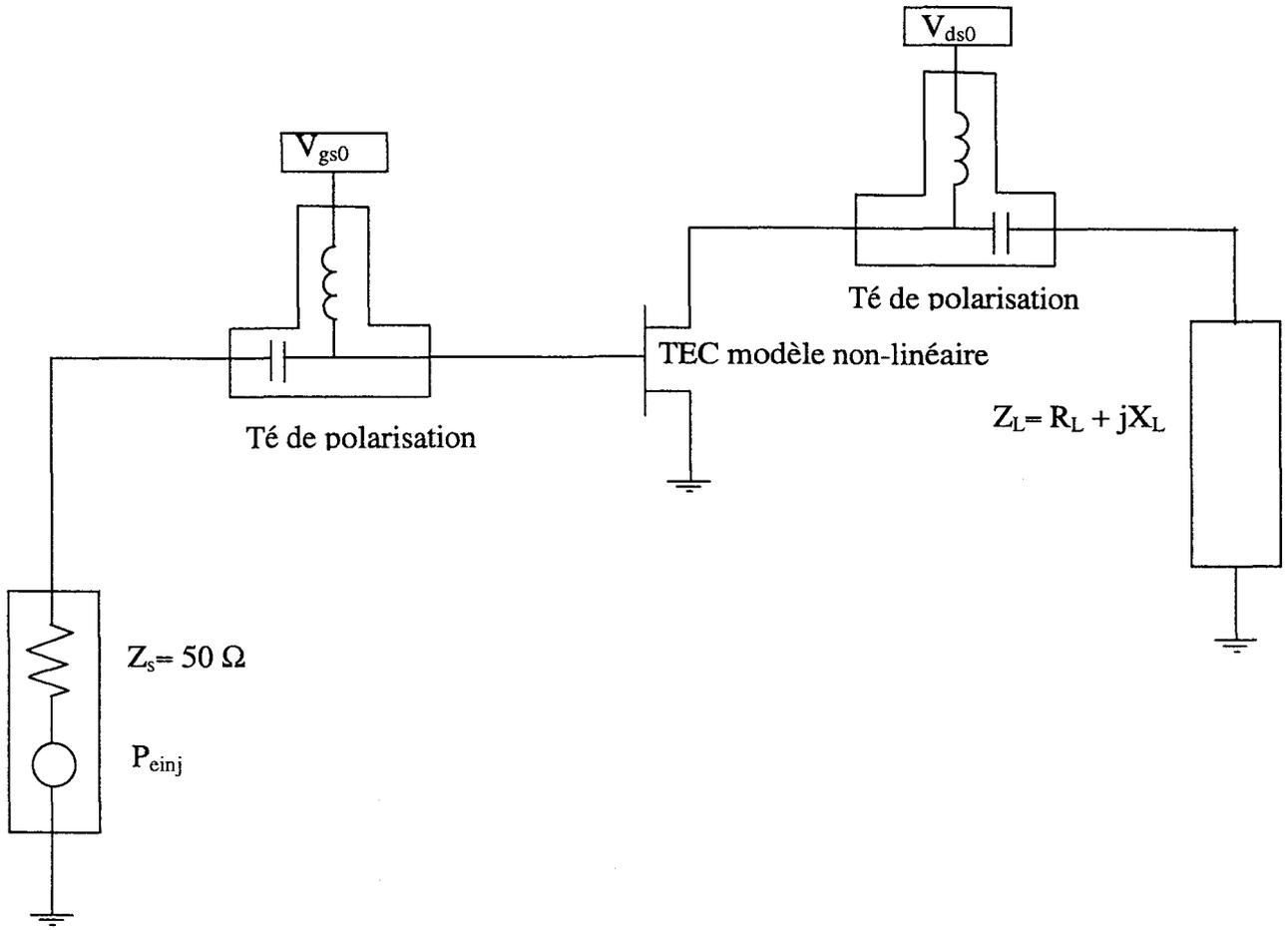


Figure 67 : Circuit de simulation.

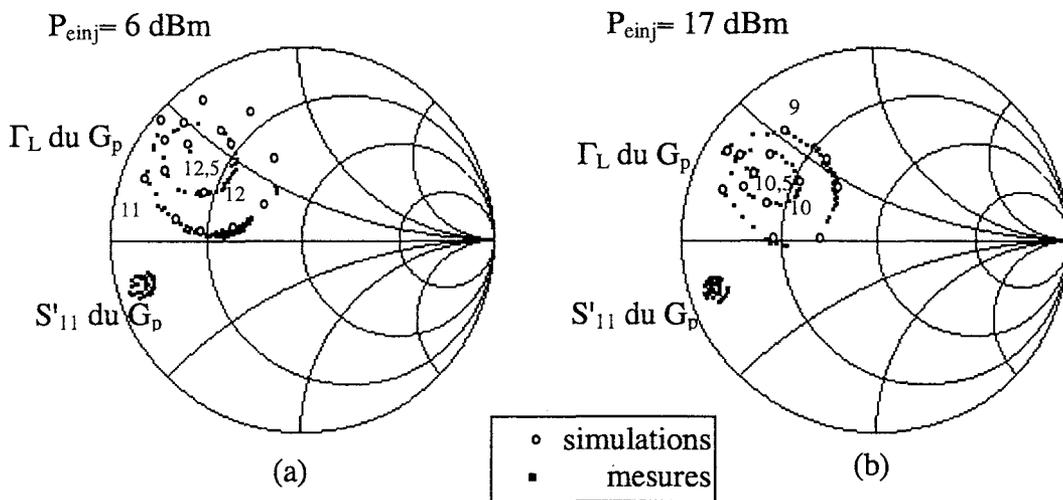


Figure 68 : Comparaison de mesures avec un modèle non-linéaire pour les contours d'impédances de charge du gain en puissance constant (en dB) en fonction du niveau de puissance injectée au transistor en classe A.
 10264; 8*50*0,15 μm^2 ; $V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = +0,1\text{V}$; $F = 26\text{ GHz}$.

III.6.5 - Conclusion

La différence entre les composants sur substrat AsGa et ceux sur substrat InP réside dans une évolution nettement plus importante des impédances de charge des second en fonction du niveau de puissance d'entrée injecté sur InP. Mais aussi en un courant de grille nettement plus faible, ce qui implique que celui-ci n'est pas limitatif du comportement en puissance des composants sur substrat InP. Néanmoins il faut préciser qu'il existe d'importantes difficultés pour polariser les composants sur substrat InP au-delà de $V_{ds} = 2,5V$.

III.7 - LA VALIDATION DE MODELES NON-LINEAIRES

La validation de modèles non-linéaires est une des possibilités qui revêt une grande importance dans l'utilisation d'un banc à charge active. En effet, ce type de mesure convient parfaitement à la vérification de la qualité des modèles non-linéaires établis au laboratoire pour ces composants. La conception de tels modèles a fait l'objet de la thèse de Laurent Rullier [10]. A titre d'exemple, nous présentons la comparaison entre les simulations non-linéaires du composant 10264 et la mesure sur le banc à charge active. Le modèle utilisé pour ce composant est réalisé par "table" (disponible dans la dernière version du logiciel de simulation MDS). Pour ce modèle, les mesures sont rentrées sous forme de table dans MDS et le simulateur les interpole grâce à une technique de Spline. Le dispositif simulé, afin de comparer mesure/simulation, est décrit sur la figure 67. Sur la figure 68, nous montrons à la fois les mesures et les simulations réalisées pour des contours d'impédances de charge à gain en puissance constant.

Sur la figure 68a, cette comparaison est réalisée pour une puissance d'entrée de 6 dBm alors que sur la figure 68b, le niveau de puissance injectée est de 17 dBm. Nous obtenons dans les deux cas un très bon accord entre la mesure et la simulation avec pour la puissance d'entrée de 6 dBm des contours à gain constant en forme de cercle, ce qui est caractéristique d'un comportement linéaire du transistor et pour la puissance d'entrée de 17 dBm, des contours à gain constant en forme d'ellipse, ce qui est caractéristique d'un comportement non-linéaire. De même, on retrouve le décalage de l'impédance

optimale du gain en puissance et des accords ont aussi été mis en évidence sur la variation des impédances du rendement en puissance ajoutée. Ce modèle est maintenant opérationnel, nous allons donc pouvoir essayer de mieux appréhender les phénomènes décrits au paragraphe III.5.

III.8 - PERSPECTIVES

Au cours de ce chapitre, nous avons réalisé plusieurs analyses de composants sur des substrats AsGa et InP. Essayons maintenant de voir quelles perspectives on peut en tirer.

III.8.1 - Etude en fonction de la température

Sur notre système de mesure, nous possédons un socle chauffant, pouvant atteindre la température de 250°C. Les pointes sont limitées à 150°C. Il semble donc intéressant de réaliser une mesure de puissance sur un même composant en fonction de la température. Dans ce cas, nous pourrions observer l'effet de celle-ci sur les performances du transistor. Il serait également intéressant de comparer cet effet sur un transistor de petit et de grand développement de grille.

III.8.2 - Etude en fonction du développement

Notre banc a été conçu pour mesurer aussi bien des composants de petits que de grands développements de grille (de 50 μm à plus d'un millimètre de largeur totale de grille (§ II.2.1)). Or une étude en fonction du développement, en petit signal, a déjà été entreprise au sein de l'équipe [7], il paraît opportun de poursuivre par une analyse en grand signal. Celle-ci demande néanmoins une grande uniformité sur toute la plaque, et, par conséquent, une maîtrise technologique accrue dans la réalisation de nos composants.

L'expérience aidant, nous pouvons nous attendre, sur les prochaines plaquettes, à avoir une uniformité suffisante pour effectuer ces analyses. La comparaison de

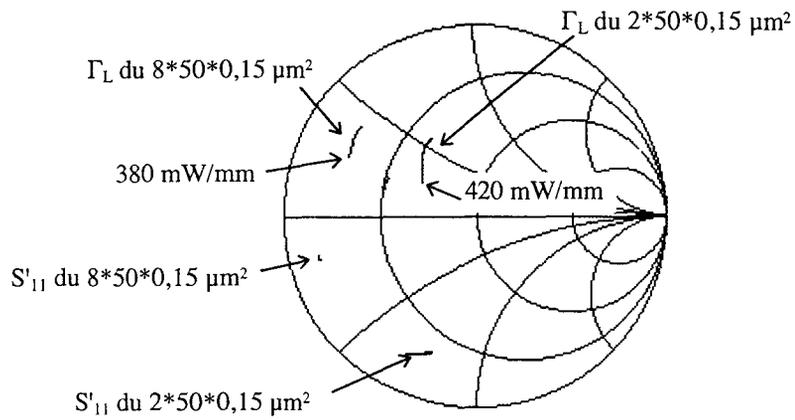


Figure 69 : Comparaison de l'évolution de l'impédance de charge optimale du gain en puissance pour deux développements de grille en classe A. 10264; $V_{ds}=3\text{V}$, $V_{gs}= +0,1\text{V}$; $F= 26 \text{ GHz}$.

comportement pourra avoir lieu notamment sur les impédances de charge et leurs évolutions. A titre d'exemple, nous montrons ci-dessous les résultats en petit signal pour deux composants de la série 10264 ayant respectivement des développements de grille de 2*50 μm et 8*50 μm avec une longueur de grille de 0,15 μm .

ex : 10264 ; $V_{ds} = 3\text{V}$; $V_{gs} = +0,1\text{V}$; $F = 26\text{ GHz}$

$$2 \times 50 \quad \Gamma_L = 0,34^{\angle 70}$$

$$8 \times 50 \quad \Gamma_L = 0,73^{\angle 151}$$

On constate ainsi qu'en petit signal plus le nombre de doigts est important, plus le composant est désadapté. Ceci est essentiellement dû à la conductance de drain qui est plus importante pour un grand développement [7]. De même, l'évolution de l'impédance optimale de charge du G_p est plus petite pour un grand développement (Fig. 69). Et la densité de puissance diminue avec le développement (§ I.5.3c).

III.8.3 - Etude en fonction de la fréquence

Disposant d'un système de mesure couvrant toute la bande de fréquence de 26 à 40 GHz, il semble intéressant d'étudier le comportement d'un transistor en fonction de la fréquence. Cette analyse a déjà été tentée avec le composant Gringo à la fréquence de 30 et 38 GHz. Malheureusement, ce composant est instable à 30 GHz ce qui rend l'analyse plus délicate. Il faudrait donc trouver un composant qui soit stable sur toute la bande de fréquence 26-40 GHz afin que l'étude des différences de comportement du même transistor soit plus probante.

III.8.4 - Etude en fonction des puissances d'entrée absorbée et injectée

Nous avons déjà étudié, au cours de ce chapitre, les différences existant entre une mesure en P_{inj} constant et P_{eabs} constant, mais cette étude n'a été réalisée que jusqu'au moyen signal. Il conviendrait donc de poursuivre cette analyse en grand signal, dès que le logiciel permettant ce type de 'simulation' sera opérationnel. Trois points

peuvent être étudiés. Premièrement, il faut confirmer nos prédictions sur le comportement en grand signal (§ III.3). Deuxièmement, nous avons vu que l'impédance de charge optimale du P_{sabs} varie en fonction du type de puissance utilisé à l'entrée. Il conviendrait de regarder pour quel type de puissance elle est réellement maximum et si la limitation du courant de grille se produit bien d'abord pour l'impédance de charge optimale du G_{Tmax} (comme nous le pensons). Troisièmement, il resterait à examiner quelle est la différence de rendement en puissance ajoutée entraînée par une mesure à P_{eabs} constant.

III.8.5 - Le load-pull pulsé

Après avoir mis en place une mesure impulsionnelle statique et hyperfréquence (§ IV), il serait intéressant de poursuivre dans cette voie en réalisant des mesures impulsionnelles de puissance. Ce type de mesures permettrait d'avoir encore plus d'information sur le fonctionnement du composant étudié. Ces manipulations seraient également intéressantes pour les industriels, les radars utilisant beaucoup les systèmes impulsionnels [11]. Une difficulté, pour réaliser cette mesure avec notre banc, réside dans le fait que le convertisseur de fréquence 3630 n'est pas impulsionnel. Nous ne pouvons donc pas procéder de la même façon que pour la mesure impulsionnelle RF avec le 3636 (§ IV). Pour réaliser la mesure impulsionnelle en puissance, nous sommes obligés de moduler le signal d'entrée au niveau de la source. Ceci est réalisable grâce à l'entrée AM de notre synthétiseur (68169A). En appliquant un créneau sur celle-ci, nous modulerons le signal hyperfréquence et obtiendrons des impulsions dont nous pourrions faire varier la période et la largeur. Mais la difficulté majeure sera de synchroniser les impulsions statiques et hyperfréquences. La question essentielle est de savoir de combien sera dégradée la dynamique de mesure de notre système. En effet, n'appliquant un signal que pendant un intervalle de temps, le rapport signal sur bruit sera dégradé. Il faudra définir le rapport cyclique minimum utilisable...

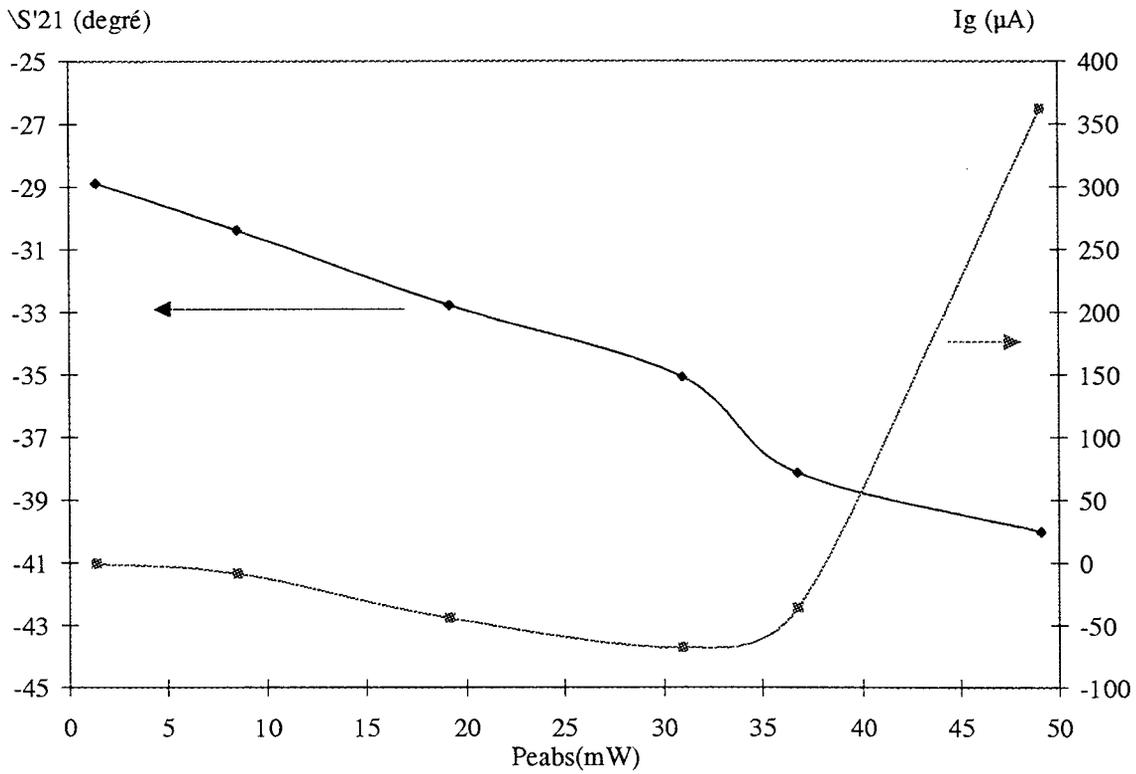


Figure 70 : Evolution du courant de grille et de la phase du S'_{21} en fonction du niveau de puissance absorbée.

10153B; 4*50 μm ; $V_{ds}=3.5V$; $V_{gs}=-0.9V$; $F= 26GHz$

III.8.6 - AM/PM et AM/AM

Pour améliorer le rendement des systèmes, par exemple dans le cas des téléphones mobiles, les amplificateurs travaillent très près de la zone de saturation. Ainsi des distorsions en module et en phase de l'onde transmise risquent d'apparaître, avec pour conséquence des interférences entre les canaux adjacents [12]. Il faut donc être capable de réaliser une mesure AM/PM ou AM/AM pour connaître ces distorsions. En microonde, la mesure d'AM/PM revient à mesurer la phase de S'_{21} et sa variation en fonction du niveau de puissance injectée au composant [13]. L'AM/AM est représentée par l'évolution du gain en puissance en fonction du niveau de puissance injecté au transistor [13]. Notre système est donc capable de réaliser ce type de mesure. Une première approche a déjà été entreprise. Mais elle mériterait d'être approfondie. La figure 70 donne un exemple de corrélation entre la variation de la phase du S'_{21} et la mise en direct du courant de grille [14]. Il serait donc en partie responsable des distorsions de phase rencontrées.

III.8.7 - Intermodulation

Connaître l'intermodulation est crucial pour tous les systèmes de télécommunications multiporteuses où beaucoup de fréquences très proches sont appliquées simultanément. Elle provient de l'effet d'interférence entre deux signaux de fréquence voisine et se trouvant dans la bande passante de l'amplificateur, du fait de la non-linéarité de celui-ci. Si les deux signaux injectés ont respectivement comme fréquence F_1 et F_2 , il apparaîtra des termes en $2F_1-F_2$ et $2F_2-F_1$ qui seront gênants car très proches des fréquences porteuses [15].

Il existe deux possibilités pour quantifier l'intermodulation. Grâce au rapport C/I (carrier/intermodulation) :

$$(C/I)_{dBc} = 10 * \text{Log} (P_{s1}/P_{si})$$

P_{s1} : puissance de sortie de chacune des porteuses

P_{si} : puissance de sortie de la raie d'intermodulation d'ordre 3.

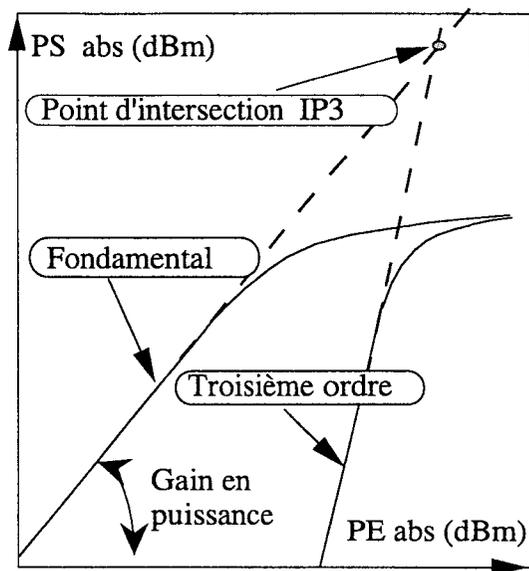


Figure 71 : Détermination du point d'intermodulation (IP3).

dans le cas de 2 signaux de même amplitude.

Où l'écart, en dBc, entre la puissance du signal utile sur la porteuse (F_1 ou F_2) et la puissance du signal parasite sur la raie d'ordre 3 ($2F_1-F_2$ ou $2F_2-F_1$).

On peut également quantifier l'intermodulation par le point d'intersection entre le prolongement des réponses linéaires en puissance de la porteuse et de la raie d'intermodulation (fig. 71). Ce point est appelé IP3.

Afin de réaliser ce type de mesure sur notre banc, il faut dans un premier temps acquérir un second synthétiseur dans la bande 26-40 GHz. Mais des questions se posent : que mesurera-t-on à l'analyseur? Comment procéder pour que les deux signaux aient une amplitude identique sachant que nos Amplificateurs à Tube à Ondes Progressives n'ont pas un fonctionnement linéaire?...

III.10 - Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons tout d'abord étudié l'influence sur les mesures d'un composant d'une attaque réalisée en fonction de P_{einj} ou de P_{cabs} . Nous en avons conclu que même si cette influence est importante, le type de puissance d'entrée utilisée ne modifiera pas la forme des courbes trouvées. Ensuite nous avons essayé de décrire les phénomènes qui conduisent à l'instabilité du transistor. Dans une troisième partie, nous avons étudié le comportement d'un composant sur AsGa en fonction de la polarisation de grille puis de drain. Ensuite une étude comparative a été menée entre des composants sur substrats AsGa et InP, ces derniers étant mesurés en puissance pour la première fois au laboratoire. Enfin des perspectives ont été élaborées. Nous avons donc, dans ce chapitre, montré les capacités exploratoires de ce banc de mesure mais aussi vu à quel point, il était possible de l'améliorer pour permettre de nouveaux types d'analyses.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] "Analysis of the source inductance effect on the power performance of high development HEMT's in the Ka band."
C. Gaquière, B. Bonte, et al.
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 5, n°8, août 1995, pp 243-245.
- [2] "Etude de transistors à effet de champ de type HEMT sur substrat GaAs et InP pour l'amplification de puissance en gamme millimétrique."
Frédéric Diette
Thèse de doctorat, Lille, janvier 1997.
- [3] "Breakdown analysis of an asymmetrical double recessed power MESFET's"
C. Gaquière, B. Bonte, D. Théron, Y. Crosnier, P. Arsène-Henri, T. Pacou
IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 42, février 1995, pp. 207-214.
- [4] "Influence of the surface layer on DC- and RF- performance of AlInAs/GaInAs HFETs"
J. Dickmann, et al.
Conference of Indium Phosphide Related Materials, 1991, pp 292-295.
- [5] "Characterization of impact ionization in InAlAs/InGaAs/InP HEMTstructures using a novel photocurrent measurement technique."
C. Heedt, F. Buchali, W. Prost, D. Fritzsche, H. Nickel, F.J. Tegude.
Proceeding of Indium Phosphide on Related Material, 1991, pp 247-250.
- [6] "A deterministic approach for designing conditionnaly stable amplifiers."
M.L Edwards, S. Cheng, et al.
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, n°7, Juillet 1995, pp 15567-1575.
- [7] "Analyse et optimisation de transistors à effet de champ à hétérojonction pour l'amplification de puissance dans la bande Ka"
C. Gaquière
Thèse de doctorat, Lille, novembre 1995.
- [8] "Simulation hydrodynamique bidimensionnelle de structures MISFET InP. Analyse physique et étude expérimentale pour l'amplification de puissance hyperfréquence."
Imad Mouatakif
Thèse de doctorat, Lille, juillet 1993.
- [9] "An AlGaAs/InGaAs pseudomorphic high electron mobility transistor with improved breakdown voltage for X and Ku band power applications"
J.C. Huang, G.S. Jackson, S. Shanfield, A. Platzker, P.K. Saldas, C. Weichert
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, mai 1993, pp. 752-758.
- [10] "Contribution à la modélisation non-linéaire de HEMT's de puissance. Application à l'amplification classe B en bande Ka."
Laurent Rullier
Thèse de doctorat, Lille, juin 1997.
- [11] "Pulsed-bias/pulsed-RF device measurement system requirements."
J. Scott, M. Sayed, et al.
EuMC, 1994, pp 1451-1454.

- [12] "A novel technique and phase linearizing technique for microwave powers amplifiers."
N. Nakayama, et al.
IEEE MTT-S Digest, 1995, pp 1451-1454.

- [13] "Simultaneous AM-AM/ AM-PM distorsion measurements of microwave transistors using active load-pull and six-port techniques."
F.M. Ghannouchi, G. Zhao, et al.
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, n°7, juillet 1995, pp 1584-1587.

- [14] "Design of the low phase distorsion GaAs FET power limiter."
T. Parra, et al.
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 39, n°6, juin 1991, pp 1059-1062.

- [15] "Intermodulation concept and calculation"
D. Henkes, et al.
Applied Microwave and Wireless, juillet-août 1997, pp 38-42.

CHAPITRE 4

MESURES PULSEES

IV.1 - INTRODUCTION

Nous avons vu dans le premier chapitre l'intérêt de réaliser des mesures en mode impulsionnel (§ I.3.6 et § I.4.4) qui permettent une meilleure connaissance du comportement du composant lors de la mesure en puissance, mais aussi une approche plus fine de son modèle non-linéaire. Dans ce quatrième chapitre, nous allons décrire la mise en œuvre d'un système de mesures de paramètres de répartition en régime impulsionnel jusque 20 GHz. Dans un premier temps, nous présenterons le banc en impulsion statique qui a été mis en place au sein du laboratoire par Laurent Rullier [1]. Puis, nous décrirons le banc de mesure de paramètres $[S_{ij}]$ en impulsion qui a fait l'objet de ce travail. Nous expliquerons, tout d'abord, les particularités des analyseurs de réseaux impulsionnels Wiltron et Hewlett Packard. Ensuite, nous nous attarderons plus particulièrement sur les problèmes rencontrés lors de la mise en place du banc et sur les premières mesures réalisées. Enfin, nous essayerons de voir quelles améliorations il faudrait apporter au système afin de le rendre plus performant.

IV.2 - LE BANC DE MESURE IMPULSIONNEL STATIQUE

Le but de ce banc est de permettre :

- l'étude des effets de pièges du composant ;
- l'étude des effets thermiques sur le comportement du transistor ;
- le relevé de tout le réseau $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$ statique, à partir de plusieurs points de polarisation de repos afin de déterminer le courant de drain impulsionnel et d'en déduire la transconductance (G_m) qui sont nécessaires pour la réalisation d'un modèle non-linéaire précis.

Nous décrivons ici la version actuelle utilisée au sein de l'IEMN (fig. 1).

SYNCHRONISATION + GPIB

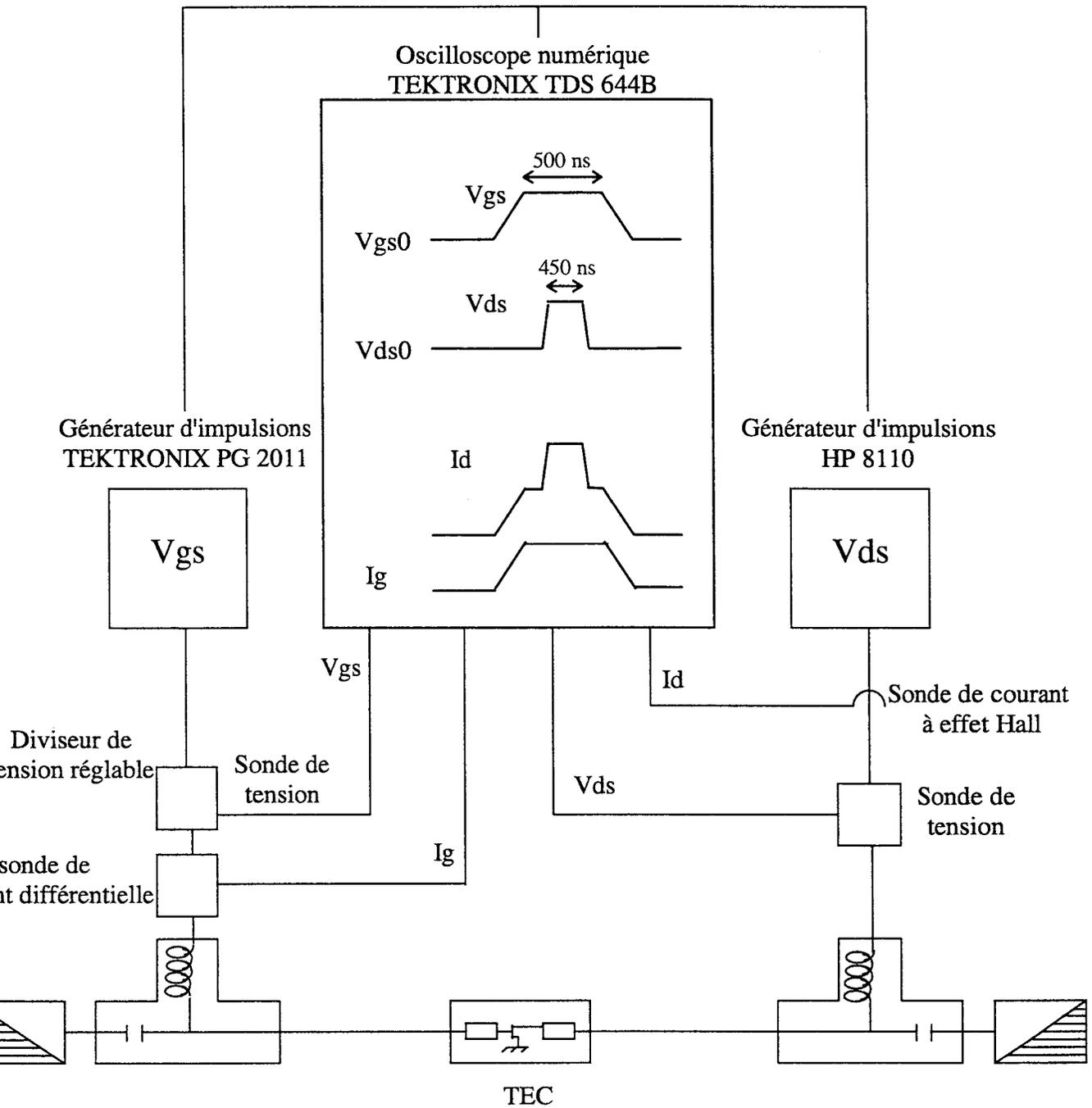


Figure 1 : Descriptif du banc impulsionnel statique.

IV.2.1 - Descriptif du banc

a) les générateurs d'impulsions

Le générateur d'impulsion statique utilisé côté grille est le TEKTRONIX PG2011, qui a comme caractéristiques :

- impédance de sortie 50Ω ,
- durée des impulsions de 10 ns à 9,9 s,
- période des impulsions de 20 ns à 10 s.

De plus, les temps de montée et de descente sont réglables (5 ns à 10 ms). En choisissant des temps de montée et de descente de 50 ns, nous diminuons fortement les transitoires du courant de grille qui pourraient exister si des flancs de créneaux trop raides étaient appliqués au composant.

Ce générateur est capable de délivrer quelques milliampères de courant, ce qui est suffisant pour la polarisation de grille. Par contre, l'incrément minimale de tension est de 0,5V, ce qui est trop important pour permettre un relevé précis de tout le réseau $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$. Un diviseur de tension a donc été inséré dans le montage afin de régler l'excursion à la valeur désirée [1].

Du côté du drain, nous utilisons le générateur d'impulsion HP 8110 qui a comme caractéristiques :

- une impédance de sortie de 50Ω ;
- des durées d'impulsions allant de 3,3 ns à 999 ms ;
- des périodes d'impulsions de 6,6 ns à 999 ms ;
- des temps de montée et de descente indépendants et ajustables de 5 ns à 10 ms.

Le courant maximum délivré atteint les 800 mA. Les caractéristiques de ce générateur permettent donc de caractériser une partie importante des transistors à effet de champ.

b) l'oscilloscope

Il est un des éléments essentiels du banc de mesure, car grâce à lui, il est possible d'acquérir aussi bien les tensions de grille et de drain que les courants correspondants. Nous utilisons l'oscilloscope Tektronix TDS644B dont les principales caractéristiques sont :

- 4 voies indépendantes de bande passante 0-500 Mhz ;
- une voie supplémentaire de synchronisation.

c) les sondes de tension et de courant

Les sondes de tension utilisées sont actives et de référence TEKTRONIX P6205. Leur bande passante est de 750 MHz.

Pour la mesure du courant de drain, nous utilisons une sonde à effet Hall (TEKTRONIX P6022) qui détermine à la fois le courant impulsionnel et la composante continue de celui-ci. La mesure à l'oscilloscope n'est pas directe, elle se fait par l'intermédiaire d'un amplificateur TEKTRONIX AM5030.

Pour la mesure du courant de grille, il était nécessaire d'obtenir une précision de quelques dizaines de microampères. Nous avons donc opté pour une sonde différentielle (HP1141 associée à l'amplificateur HP1142) qui permet de mesurer suffisamment précisément de si petites valeurs. La mesure de tension se fait aux bornes d'une résistance de 100 Ω .

d) l'automatisation

Tout le banc en impulsion statique est automatisé, également à l'aide du logiciel Labwindows/CVI, ce qui permet de garder une certaine homogénéité entre les différents systèmes de mesure. Ainsi nous pouvons réaliser la mesure de :

- $I_g(V_{ds}, V_{gs})$ pour connaître l'ionisation à canal ouvert en impulsion ;
- $I_d(V_{ds}, V_{gs})$ qui permet de connaître les valeurs du courant de drain ;
- La caractéristique de la diode en inverse $I_g(V_{gs})$, dans ce cas le générateur qui alimente le drain est déconnecté.

Les principes de ces diverses procédures d'automatisation sont similaires entre elles. Sur un premier panneau, on fournit les données utilisées pour la polarisation de

(a)

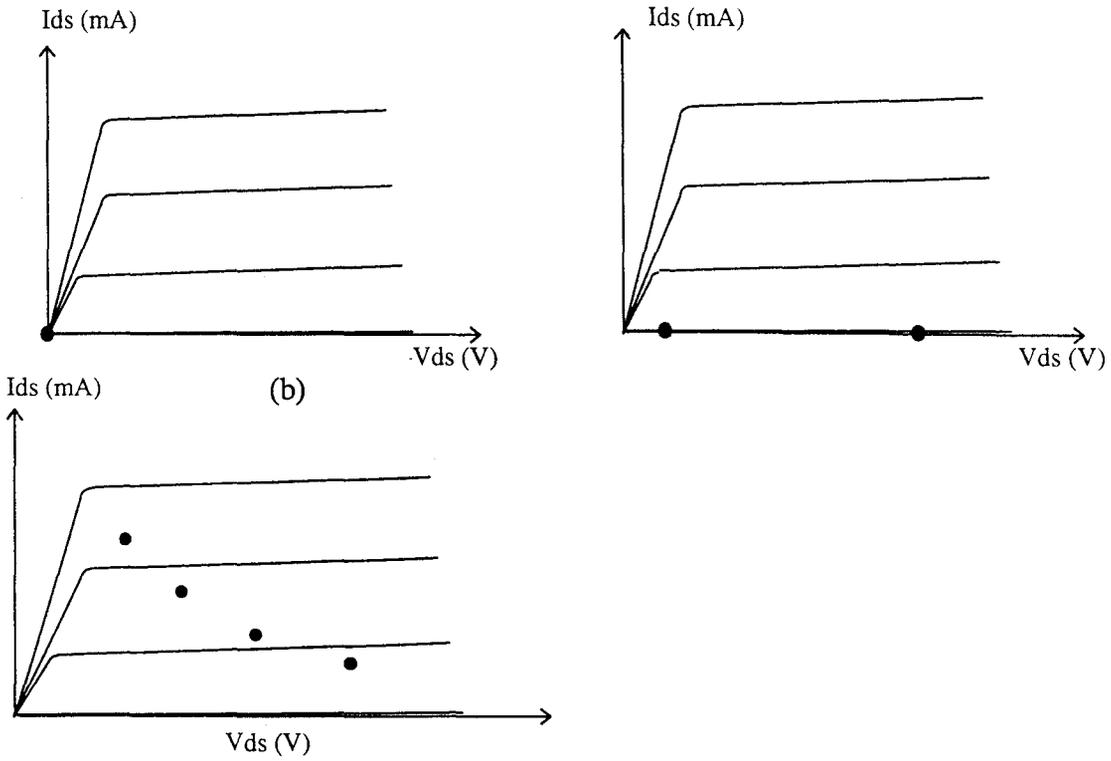


Figure 2 : Points de polarisation possibles pour l'étude des effets de pièges.

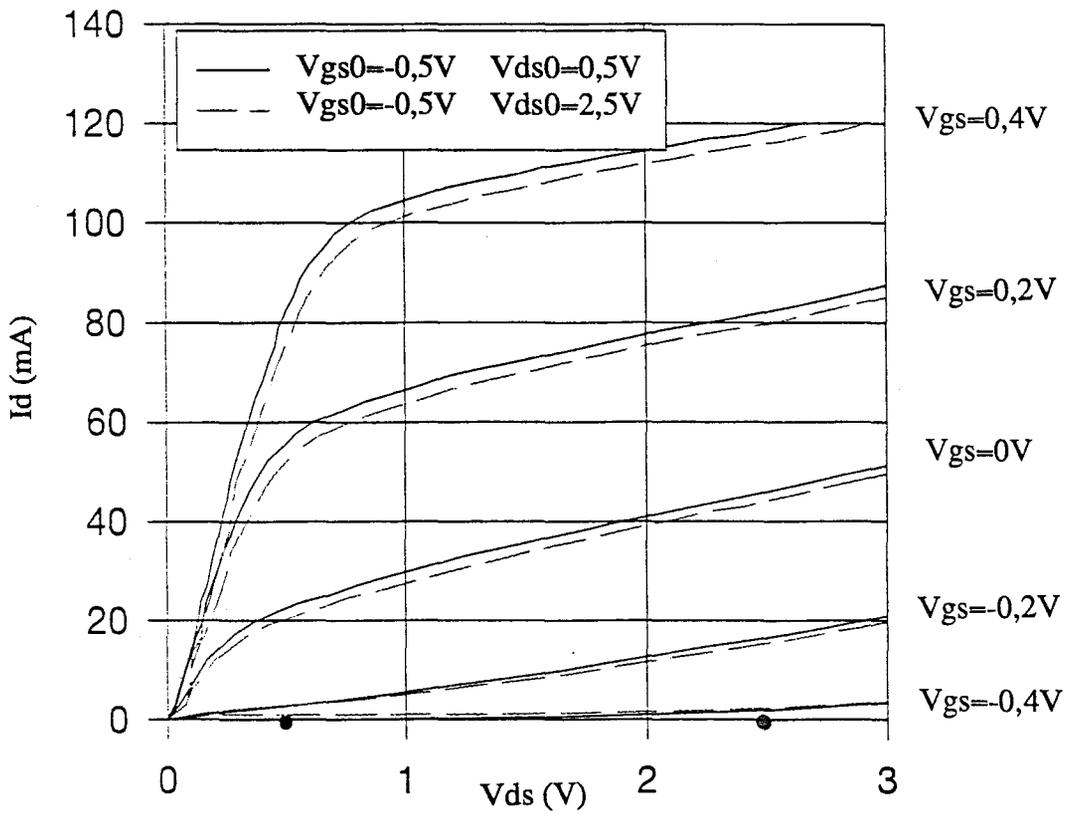


Figure 3 : Mise en évidence de l'effet du point de repos à canal pincé. Toutatis ; $4 \times 50 \times 0,25 \mu m^2$.

repos, celles de la fin de la mesure, celles à réaliser en impulsionnel (valeur minimale, incrément, valeur finale) et les limitations (en courant, tension, puissance suivant les cas). Ensuite, les mesures sont effectuées en tenant compte des différentes informations fournies par le manipulateur.

Il convient également de déterminer les largeurs d'impulsions statiques, les temps de montée et de descente et le taux de répétition afin de réaliser des mesures correctes. Pour que les pièges et les effets thermiques n'influencent pas la mesure impulsionnelle, il convient de choisir des durées inférieures à $1 \mu\text{s}$ [2]. De plus, il faut que le taux de répétition soit suffisamment faible pour que l'état thermique et de piège du composant soit celui du point de polarisation de repos. Il faut donc des périodes au moins égales à 5 ou $10 \mu\text{s}$ [3]. Les durées choisies sont donc typiquement :

- De l'ordre de 500 ns pour les impulsions de grille et de drain,
- $10 \mu\text{s}$ pour la période de répétition, ce qui correspond à un taux de remplissage de 5 %.

De plus, les temps de montée et de descente sont pris à 50 ns afin de limiter les forts transitoires pouvant dégrader les composants, à cause d'une variation importante du courant de grille.

IV.2.2 - Quelques résultats

a) les effets de piège

Afin de mesurer les effets de piège en s'affranchissant des effets thermiques, deux méthodes sont envisageables :

- soit prendre un point de polarisation continu (V_{ds0} , V_{gs0}) pour lequel V_{ds0} et V_{gs0} sont nuls ou en prenant seulement une valeur de V_{gs0} en dessous du pincement pour n'importe V_{ds0} (fig. 2a) ;
- soit en considérant le produit $V_{ds0} \times I_{ds0}$ comme constant au cours de la manipulation (fig. 2b).

Sur la figure 3, nous montrons un exemple de l'influence du point de repos sur le comportement du composant. Dans ce cas le courant drain de repos est nul, ce qui

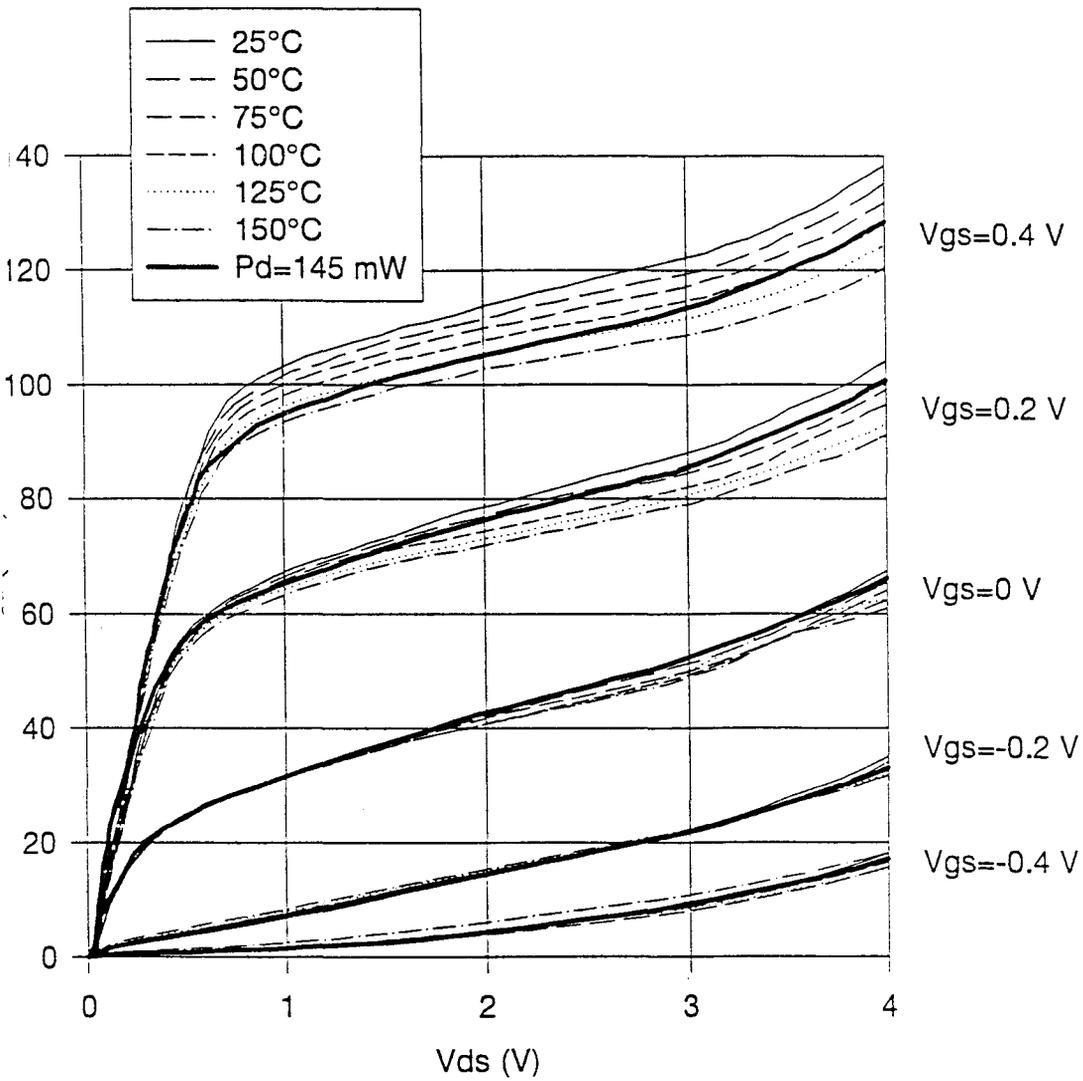


Figure 4 : Comparaison du réseau à puissance continue dissipée de 145 mW avec le réseau impulsionnel à $V_{ds0} = 0V$ et $V_{gs0} = 0V$ de 25 °C à 125 °C. Gringo ; $4*50*0,15 \mu m^2$.

correspond à une puissance dissipée nulle également. Nous obtenons un écart d'environ 3 % entre les différentes mesures. Ce qui montre que pour ces points de polarisation, le composant n'est quasiment pas influencé par les effets de piège ou effets de surface.

b) les effets thermiques

Les effets de piège variant avec la température, il est très difficile de séparer les deux effets. La seule possibilité réaliste est en fait d'effectuer des mesures sur des composants possédant très peu d'effets de pièges. Dans ce cas, l'hypothèse selon laquelle seuls les effets thermiques influencent le comportement du transistor est envisageable.

Nous allons pouvoir étudier ces effets grâce au matériel nécessaire au chauffage du composant, disponible au sein de l'I.E.M.N.. Afin d'avoir une estimation de la température de fonctionnement du transistor, nous comparons sur la figure 4 :

- un réseau de caractéristique impulsionnel réalisé à température ambiante pour un point de polarisation tel que le composant dissipe 145 mW de puissance ;
- les réseaux de caractéristiques impulsionnels à des températures allant de 25°C à 150°C pour un $V_{ds0} = 0V$.

Le composant étudié étant très peu influencé par les comportements autres que la température (fig. 3), nous pouvons estimer la température de fonctionnement du composant à environ 100°C lorsque sa puissance dissipée est de 145 mW.

c) conception de circuit

Comme nous l'avons évoqué précédemment, le concepteur de circuit a besoin de modéliser très précisément le générateur de courant I_{ds} en fonction de V_{gs} et V_{ds} . Or, sur certains composants, la différence de courant entre une mesure statique et une mesure en impulsion est telle que la réalisation d'un modèle à partir des mesures impulsionnelles est indispensable [4].

Au vu de ce que nous avons montré, la caractérisation impulsionnelle statique est un atout supplémentaire non seulement pour une meilleure compréhension des phénomènes physiques intervenant dans le composant mais aussi pour une modélisation non-linéaire plus fine.

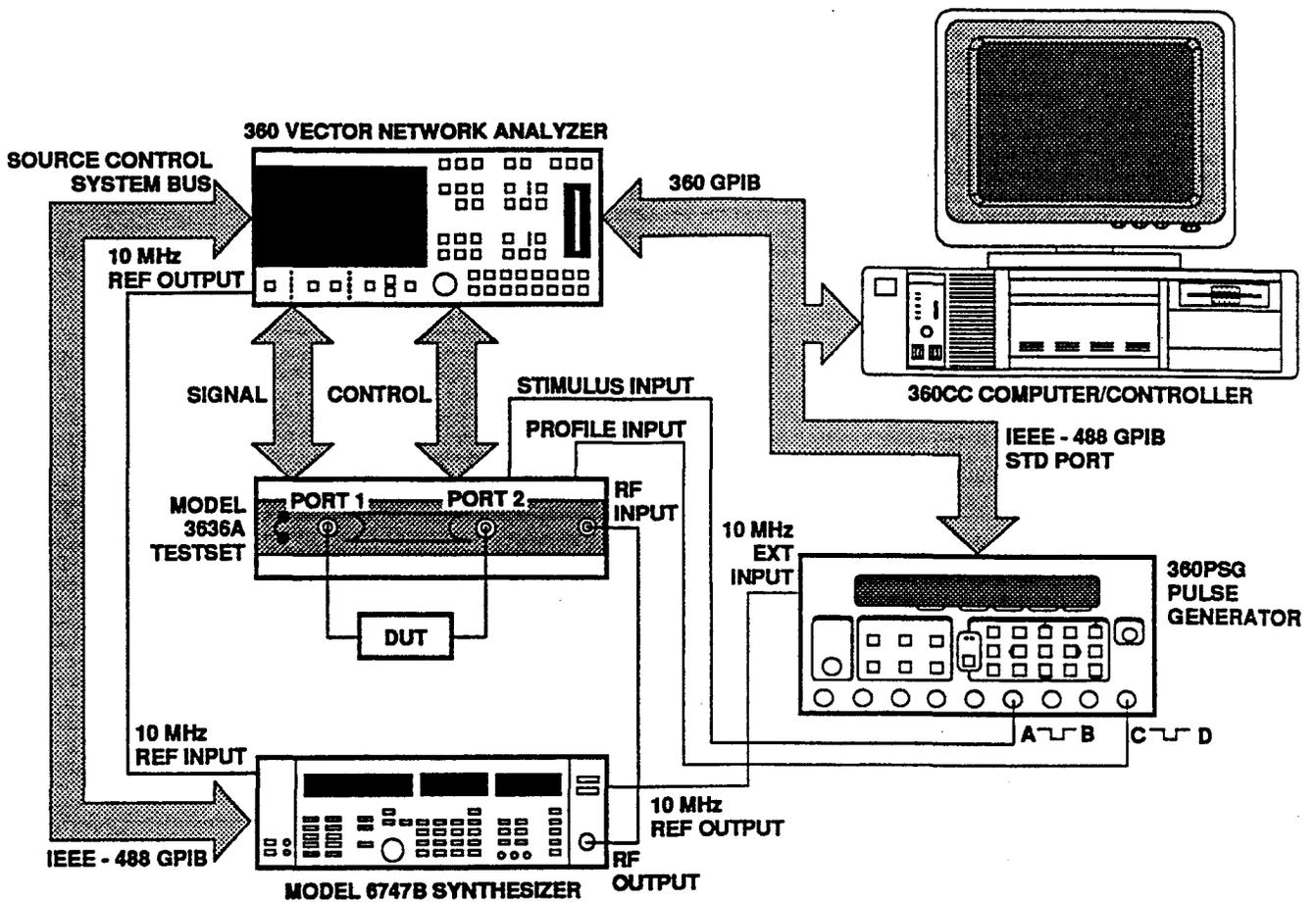


Figure 5 : Banc de mesure impulsionnel hyperfréquence Wiltron.

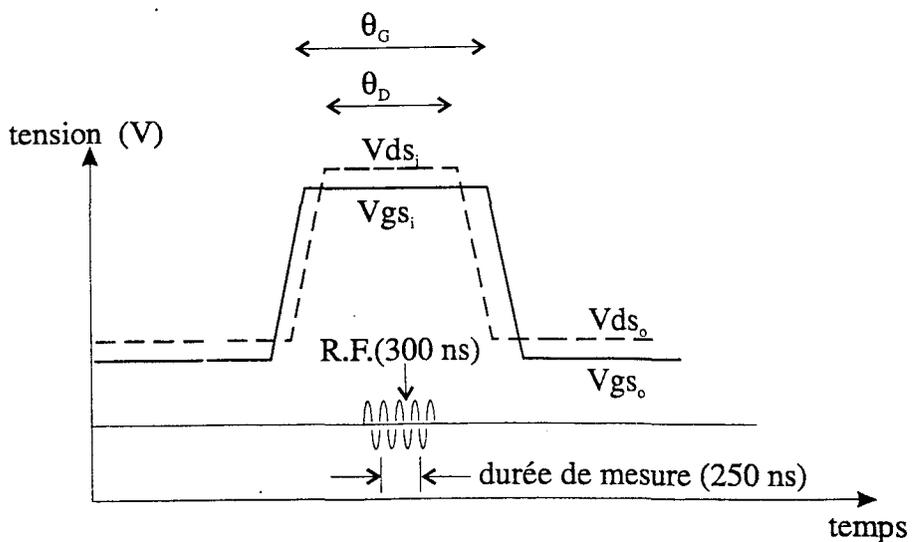


Figure 6 : Emplacement respectif des impulsions statiques et hyperfréquences.

IV.3 - LE REGIME PULSE HYPERFREQUENCE

IV.3.1 - Introduction

Pour aller encore plus loin dans la compréhension des phénomènes physiques des dispositifs sous test mais aussi pour une modélisation non-linéaire plus proche des mesures de puissance, nous avons mis en œuvre un banc de mesure pour lequel le signal hyperfréquence est lui aussi pulsé. Le principe a déjà été explicité lors du premier chapitre (§ I.4.4). Ici, nous nous attarderons d'abord sur les différences existantes sur les analyseurs de réseaux impulsionnels Hewlett Packard et Wiltron. Puis, nous décrivons notre système de mesure, ainsi que ses problèmes et ses potentialités. Enfin, nous indiquerons les améliorations possibles à apporter au système.

a) l'analyseur de réseaux vectoriel Wiltron en impulsion

Il est constitué (fig. 5) :

- d'un synthétiseur fournissant un signal hyperfréquence ;
- d'un test-set 3636A permettant la mesure de paramètres de répartition pulsés de 890 MHz à 20 GHz et la possibilité d'ajouter un amplificateur pour augmenter le niveau de puissance fournie ;
- d'un analyseur de réseau 360B ;
- d'un générateur d'impulsions STANFORD RESEARCH pouvant réaliser des largeurs d'impulsions allant jusque 20 ns ;
- et d'un logiciel permettant de piloter tous ces appareils via le bus GPIB ; il permet de contrôler le mode de fonctionnement (pulsé ou non) mais aussi de régler la largeur des impulsions et leurs positionnements relatifs.

Comme on peut le constater sur la figure 5, les entrées du "stimulus" (largeur de l'impulsion hyperfréquence) et du "profile" (fenêtre d'acquisition hyperfréquence) sont séparées. Ainsi, le signal hyperfréquence peut être placé où on le désire dans l'impulsion continue. De même, la fenêtre d'acquisition pourra être placée à l'endroit de notre choix, en fonction de l'application visée. Dans notre cas, le "profile" est positionné au milieu du "stimulus", qui est lui-même positionné dans l'impulsion statique (fig. 6).

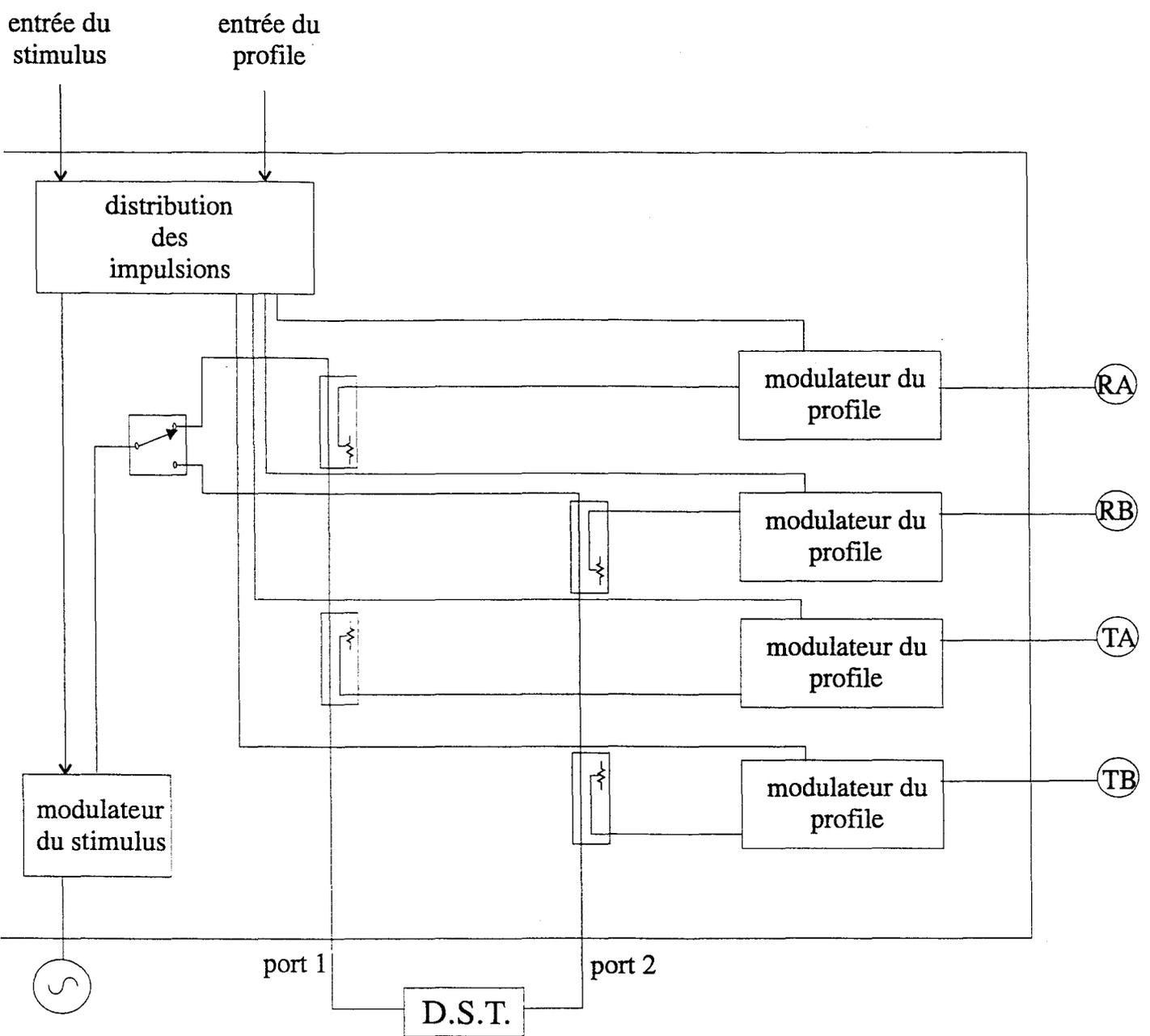


Figure 7 : Configuration simplifiée du test-set 3636A.

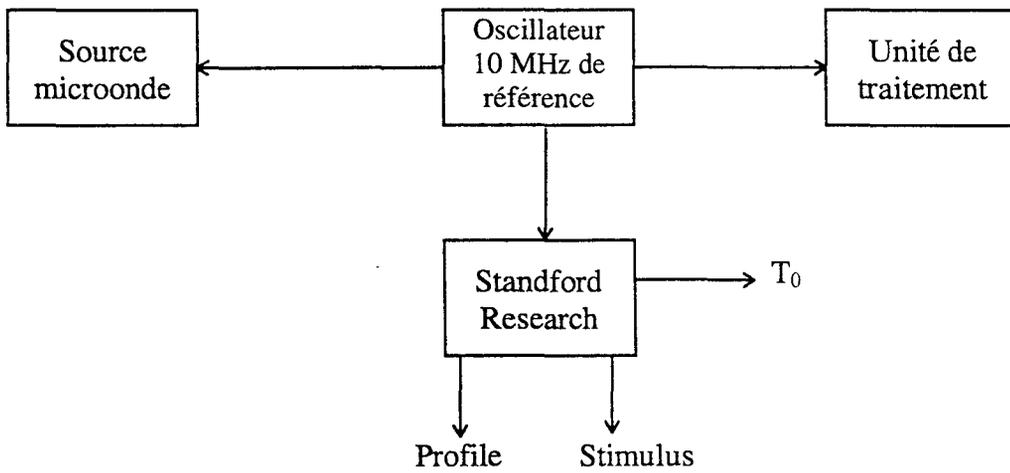


Figure 8 : Synchronisation du banc Wiltron de mesure impulsionnel.

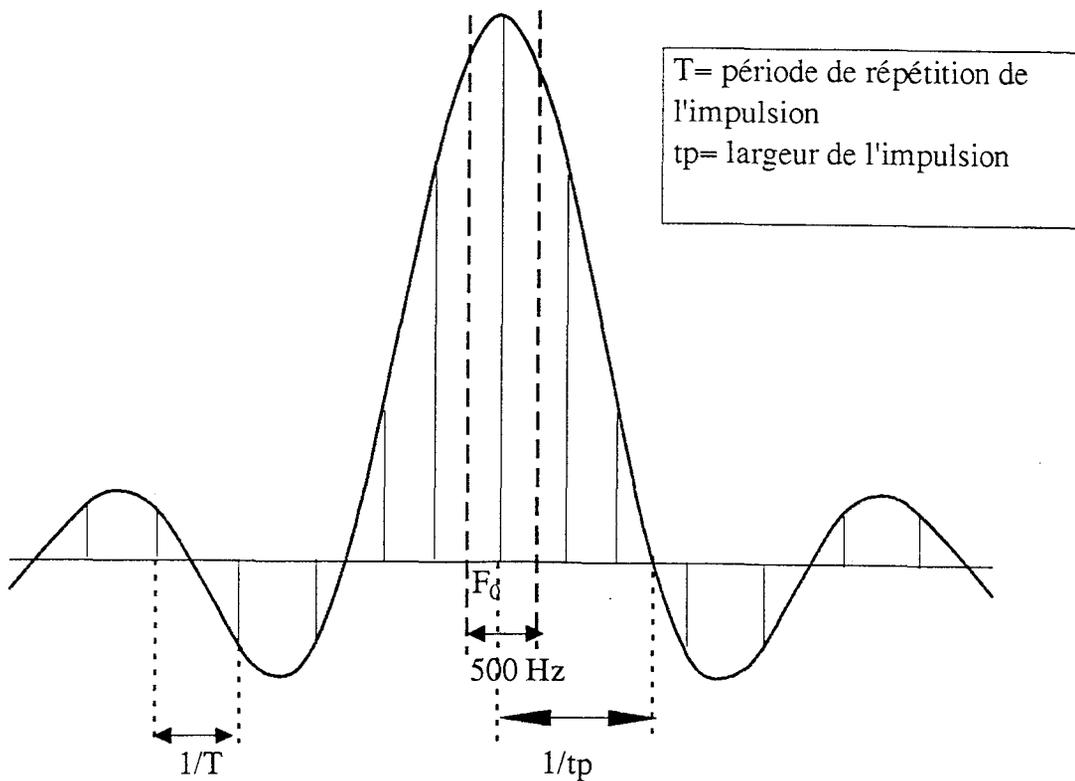


Figure 9 : Spectre de modulation réalisé par le test-set 3636A.

Comme on peut le constater sur la figure 7, les signaux de référence subissent eux aussi la modulation afin de permettre d'effectuer les rapports d'onde pour en déduire les paramètres de répartition. Dans ce cas, le mode de fonctionnement 'standard' ne permet pas d'avoir un verrouillage de phase des mélangeurs du test-set à cause de la diminution du niveau du signal de référence. WILTRON a pallié ce problème grâce à un signal de 10 MHz, qui fournit la référence nécessaire aux oscillateurs locaux. Ce signal est délivré par le 360B et a une grande stabilité (base de temps supérieure à $5 \cdot 10^{-9}$ /jour). De plus, le signal de référence de 10 MHz sert aussi de verrouillage de phase pour le synthétiseur et le générateur d'impulsion (Stanford Research) afin de synchroniser le signal RF et la commande des modulateurs. Ce signal de 10 MHz synchronise donc le 360B avec la source RF et le Stanford Research. Et c'est ce dernier qui synchronise les autres éléments (générateurs d'impulsion statique,...) qui peuvent exister sur le banc grâce à la référence T_0 (fig. 8).

L'inconvénient majeur du système adopté par WILTRON réside dans le principe de mesure. Le spectre en fréquence d'un signal sinusoïdal modulé par un signal carré 0 ou 1 est représenté figure 9 où l'enveloppe de ce spectre est en $\sin(x)/(x)$. L'écart entre les raies est donné par la récurrence des impulsions (T) et l'écart entre les zéros de l'enveloppe en $\sin x/x$ est fourni par la durée de l'impulsion (t_p). La mesure s'effectue en identifiant les informations à la fréquence centrale F_0 . Pour isoler cette fréquence F_0 , un filtre passe bande de 500 Hz centré sur F_0 est utilisé. Cette raie centrale contient les informations de module et de phase du signal RF dans l'impulsion. Mais, la faible fraction d'énergie utilisée entraîne une perte de dynamique du système de mesure que l'on peut traduire par :

$$P_d = -20 \log \frac{\text{récurrence}}{\text{durée de mesure}}$$

avec durée de la mesure : "profile"
récurrence : période de répétition des impulsions.

Ainsi, pour une période de répétition de 10 μ s et une durée de mesure de 500 ns, ce qui est typique pour nos mesures, la perte de dynamique est de 26 dB avec un plancher de bruit donné par le constructeur à -100 dBm. Ainsi le minimum qu'il est possible de

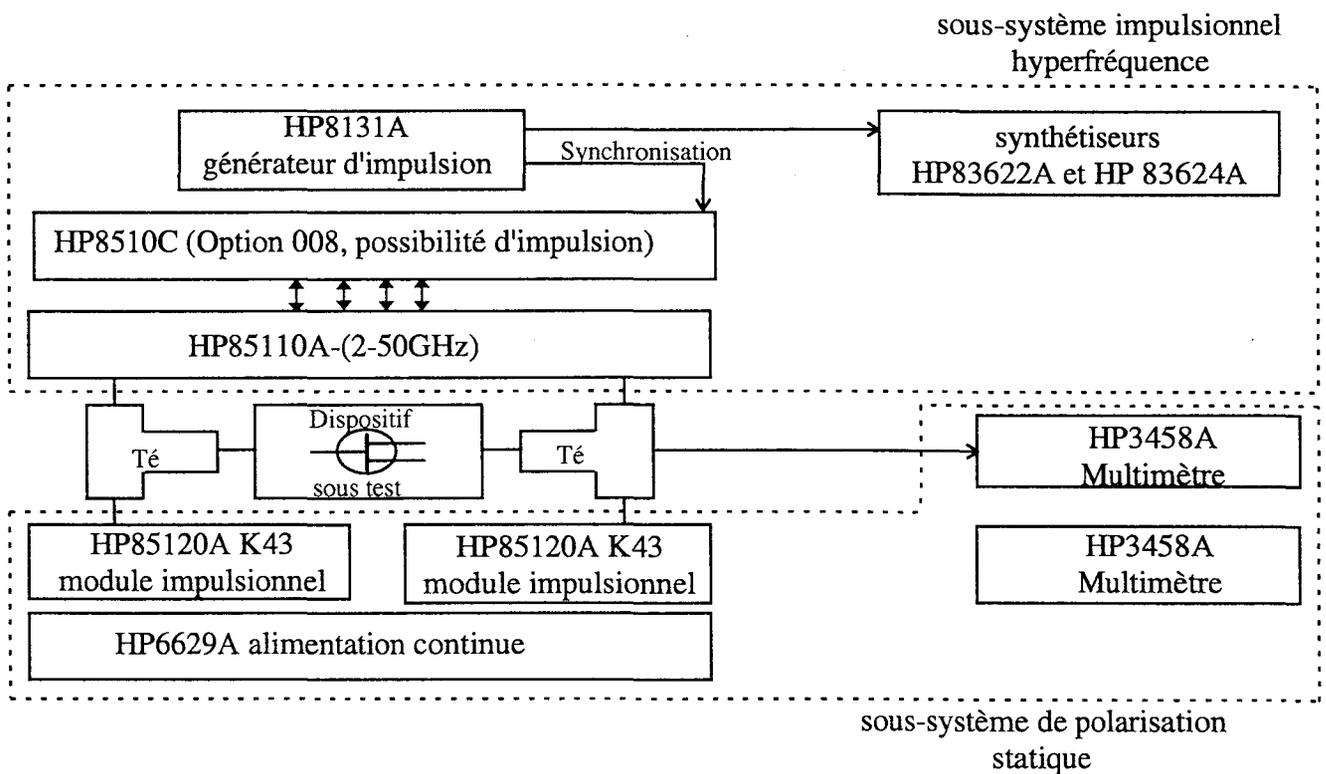


Figure 10 : Vue générale du système impulsionnel hyperfréquence Hewlett Packard.

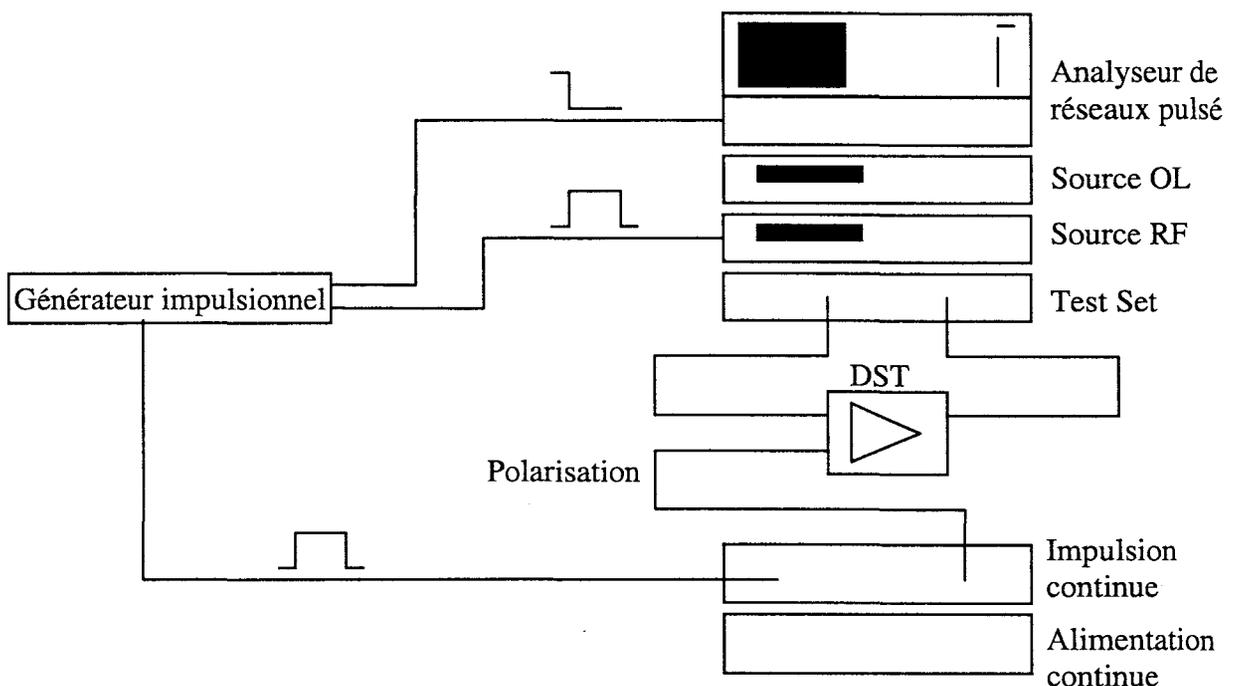


Figure 11 : Synchronisation du banc impulsionnel hyperfréquence Hewlett Packard.

mesurer est de -74 dBm, pour cet exemple. Nous voyons donc qu'il faut judicieusement choisir les durées de récurrence et de mesure afin que les manipulations restent fiables. Mais qu'en contre-partie, la durée minimale des impulsions réalisables peut être très faible (jusque 20 ns).

b) les analyseurs de réseaux vectoriel Hewlett Packard en impulsion

Afin de couvrir toute la bande de fréquence de 2 à 20 GHz, ces systèmes de mesure sont constitués (fig. 10) :

- de 2 synthétiseurs HP83622A et HP83624A, l'un pour le signal hyperfréquence et l'autre pour l'O.L. externe ;
- d'un test set HP85110A couvrant toute la bande de fréquence et l'ajout d'amplificateurs pour augmenter la puissance disponible en entrée ;
- d'un analyseur de réseau HP85108A permettant la mesure impulsionnelle ;
- de modules permettant le réglage de l'impulsion continue (HP83120A option K43) et des tés de polarisation correspondants. De plus, ce banc possède un système (HP 6629A) permettant de générer la polarisation continue ;
- d'un générateur d'impulsion (HP8131A) permettant le réglage et le découpage de l'impulsion hyperfréquence, la résolution minimale de l'impulsion étant de 50 ns.

Grâce à ce système, on peut réaliser une mesure pour laquelle soit le "profile" est fixe à l'intérieur du "stimulus", soit son positionnement varie dans le "stimulus". Comme pour l'analyseur de réseaux vectoriel Wiltron, le signal de référence est modulé par l'impulsion afin de pouvoir mesurer des rapports d'onde (S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22}). Ainsi, HP a choisi d'ajouter un oscillateur local extérieur au test set pour fournir la référence au premier mélange. Par contre dans l'unité de traitement (HP85108A), c'est un signal de 10 MHz interne qui fournit la référence pour les autres oscillateurs locaux.

La synchronisation de l'ensemble du banc se fait par le générateur d'impulsion (fig. 11). C'est lui qui fournira l'ordre aux différents appareils de se déclencher.

Contrairement au système Wiltron, le banc HP intègre les tés de polarisations dans le système et prévoit la synchronisation des impulsions statiques avec le reste du banc. Cette méthode a pour avantage de le rendre plus compact et il est immédiatement

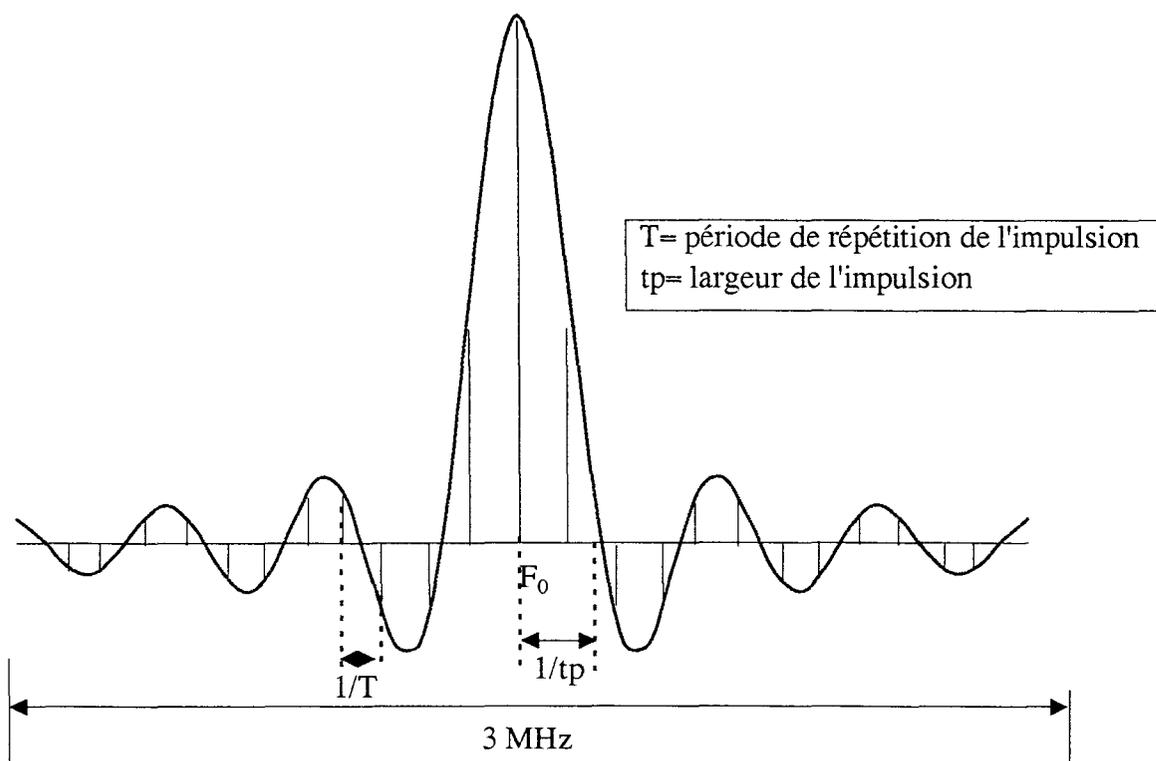


Figure 12 : Spectre de modulation réalisé par le système Hewlett Packard.

opérationnel dans le cadre d'une caractérisation de transistor à effet de champ. De plus, une gamme de tes de polarisation permet de choisir la configuration suivant l'application voulue.

Mais la différence majeure, avec le système Wiltron, réside dans la procédure de mesure. Après un mélange fondamental dans le test set, le signal arrive à 20 MHz dans l'unité de traitement. Là une détection large bande est réalisée (3 MHz) (fig. 12), ce qui permet de prendre en compte toute l'énergie du signal. D'autres mélanges suivent ensuite pour abaisser le signal à 100 KHz afin que l'unité de traitement puisse réaliser les rapports d'onde. Ainsi, il n'y a pas de problème de désensibilisation due au choix de la largeur de l'impulsion. Donc, la dynamique du signal reste constante pour toutes les mesures (tableau I). Néanmoins il y a une perte de dynamique de 13 dB à 15 dB (suivant la plage de fréquence utilisée) entre la mesure impulsionnelle hyperfréquence et une autre non-pulsée. De plus, ce système ne permet pas de visualiser des profils d'impulsions inférieurs à 500 ns de large avec des temps de montée de 100 ns, à cause de cette méthode de mesure.

	Plage de fréquence (GHz)		
	2 à 8	8 à 18	18 à 20
puissance maximale sur le port 2 (dBm)	+ 11 dBm	+ 11 dBm	+ 11 dBm
puissance minimale sur le port 1 (dBm)	0	-1	-2
niveau de puissance minimum (port 2) (dBm)	-64 (pulsé) -78 (cw)	-63 (pulsé) -76 (cw)	-62 (pulsé) -77 (cw)
dynamique (dB)	64 (pulsé) 78 (cw)	62 (pulsé) 77 (cw)	60 (pulsé) 75 (cw)

Tableau 1 : Dynamique des puissances disponibles avec le système Hewlett Packard.

c) conclusion

WILTRON	HEWLETT PACKARD
perte de dynamique en : $P_d = -20 \log(\text{réurrence/durée de mesure})$	pas de perte de dynamique grâce au détecteur large bande
le rapport cyclique est limité	pas de limitation pour le rapport cyclique
possibilité de réaliser des impulsions de 20 ns	impulsion minimale de 500 ns avec 100 ns de temps de montée
un seul synthétiseur pour couvrir toute la bande de fréquence 890 MHz-20 GHz	la gamme de fréquence de 2 à 20 GHz peut-être couverte par trois sous-bandes suivant le niveau de puissance : 2-8 GHz ; 8-18 GHz et 18-20 GHz

Tableau 2 : Comparatif de l'analyseur de réseaux impulsionnel Wiltron et Hewlett Packard

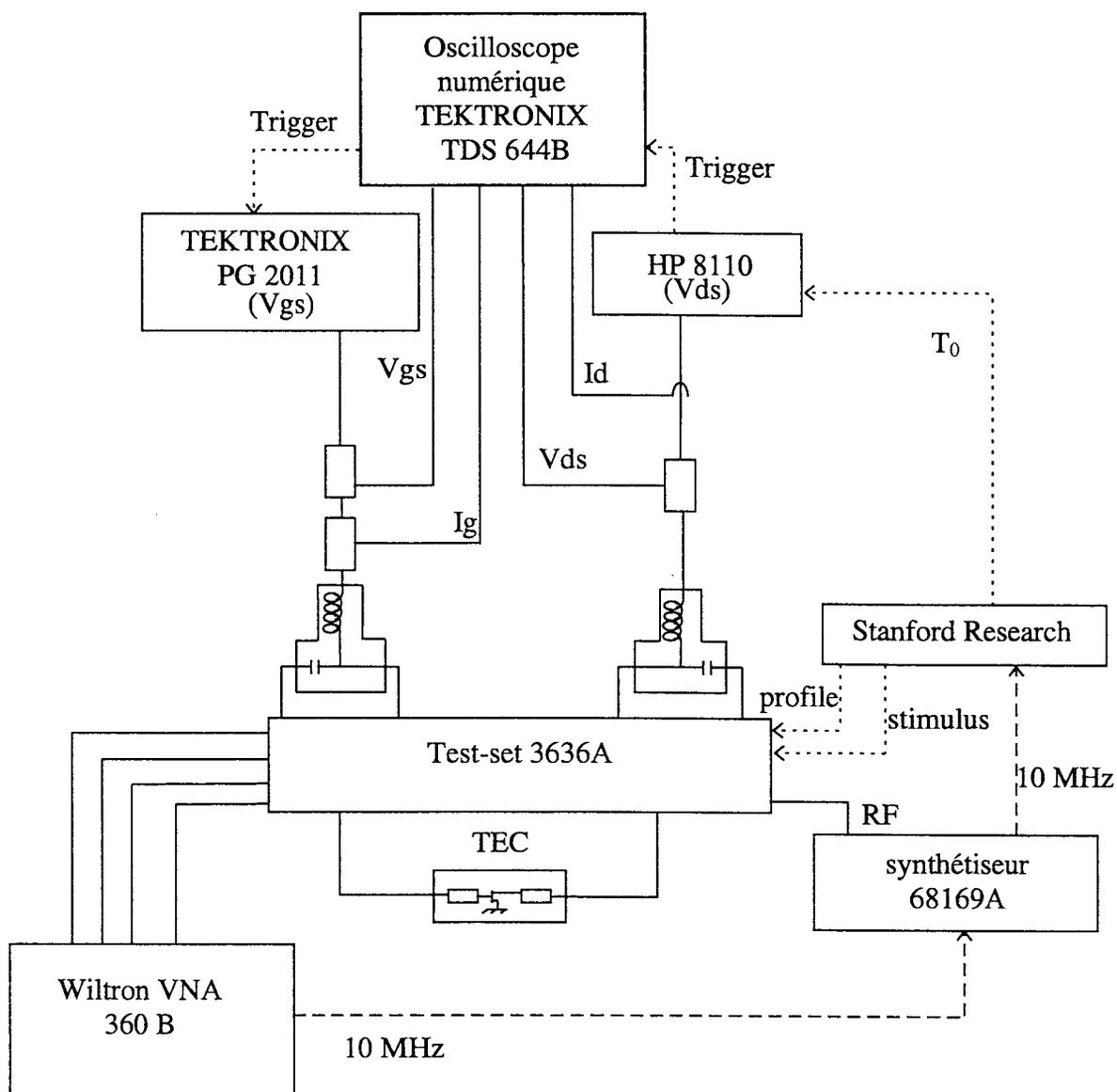


Figure 13 : Synoptique du banc de mesure impulsionnel hyperfréquence.

Nous constatons que pour des applications demandant des largeurs d'impulsion inférieures à 500 ns, il sera préférable d'utiliser l'analyseur de réseaux Wiltron. C'est donc lui qui sera le plus approprié pour nos mesures.

Par contre dans le cas d'une application bande étroite, dans laquelle le rapport cyclique doit être très faible, il sera préférable d'avoir recours à l'analyseur de réseaux vectoriel Hewlett Packard.

IV.3.3 - Descriptif du banc de mesure

a) les éléments constitutifs

Il est constitué de tous les éléments nécessaires à la mesure impulsionnelle statique (§ IV.2) ainsi que de l'analyseur de réseaux impulsionnel Wiltron que nous avons décrit précédemment. Les appareils sont donc (fig. 13) :

- le générateur impulsionnel statique Tektronix PG2011 côté grille ;
- le générateur impulsionnel statique Hewlett Packard HP8110A, côté drain ;
- l'oscilloscope Tektronix TDS644B muni de 4 voies et d'un trigger extérieur ;
- deux sondes actives de tension P6205 ;
- d'une sonde de courant à effet Hall Tektronix A6302 munie d'un amplificateur Tektronix AM5030 pour le courant de drain ;
- d'une sonde différentielle HP1141A associée à l'amplificateur HP1142A pour le courant de grille ;
- d'un analyseur de réseaux vectoriel Wiltron 360B ;
- d'un test set impulsionnel Wiltron 3636A ;
- d'un synthétiseur de fréquence Wiltron 68169A d'une puissance de sortie de 7 dBm maximum ;
- d'un générateur d'impulsions Stanford Research ;
- de deux tés de polarisations Narda supportant 1 A et étudiés pour, à priori, ne pas modifier la forme des impulsions.

Nous ne reviendrons pas sur la description des appareils qui a été faite précédemment. Le choix de l'analyseur de réseaux impulsionnel Wiltron plutôt que celui

de Hewlett Packard a été réalisé car nous voulions pouvoir étudier le comportement des composants pour des largeurs d'impulsions inférieures à 500 ns afin d'analyser les effets de pièges qui peuvent nécessiter de faibles largeurs d'impulsion [5], [6].

b) l'automatisation

A l'heure actuelle, ce banc de mesure fonctionne de façon manuelle. Seule la partie qui commande les impulsions hyperfréquences est automatisée. Nous pouvons donc régler, via un PC et le bus GPIB la largeur des impulsions hyperfréquences et le déclenchement du "stimulus" et du "profile". De même, nous pouvons décider de réaliser une mesure pendant laquelle la fenêtre d'acquisition est fixe à l'intérieur du signal hyperfréquence et dans ce cas, l'acquisition se fait directement à l'analyseur de réseaux. Mais nous pouvons également effectuer une mesure temporelle où la position du "profile" varie dans le temps. Dans ces conditions, nous ne pouvons travailler qu'à une seule fréquence et c'est le programme qui pilote l'acquisition. Mais toutes les opérations concernant les générateurs d'impulsions statiques, de l'oscilloscope, des mesures de tensions et de courant se font de façon manuelle. Il est donc, pour l'instant, très fastidieux de décrire tout le réseau de caractéristiques $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$ en régime impulsionnel hyperfréquence, cette opération étant très longue (plusieurs heures), à cause du réglage des tensions drain-source et grille-source par les générateurs d'impulsions statiques, pour obtenir les tensions désirées aux bornes du composants, ainsi que le stockage des paramètres de répartition correspondant.

c) la synchronisation des différents appareils

Afin de pouvoir réaliser des mesures fiables, il faut synchroniser tous les appareils entre eux. Le signal hyperfréquence sera positionné à l'intérieur de l'impulsion statique et tous les éléments de mesure réaliseront leur acquisition pendant cette impulsion. C'est le signal de 10 MHz (fixé par le 360B) qui synchronise la source hyperfréquence et le générateur impulsionnel Stanford Research. Ce dernier a la maîtrise de la récurrence des impulsions hyperfréquences et le contrôle du positionnement et de la durée des signaux "stimulus" et "profile". La sortie T_0 du Stanford Research permet

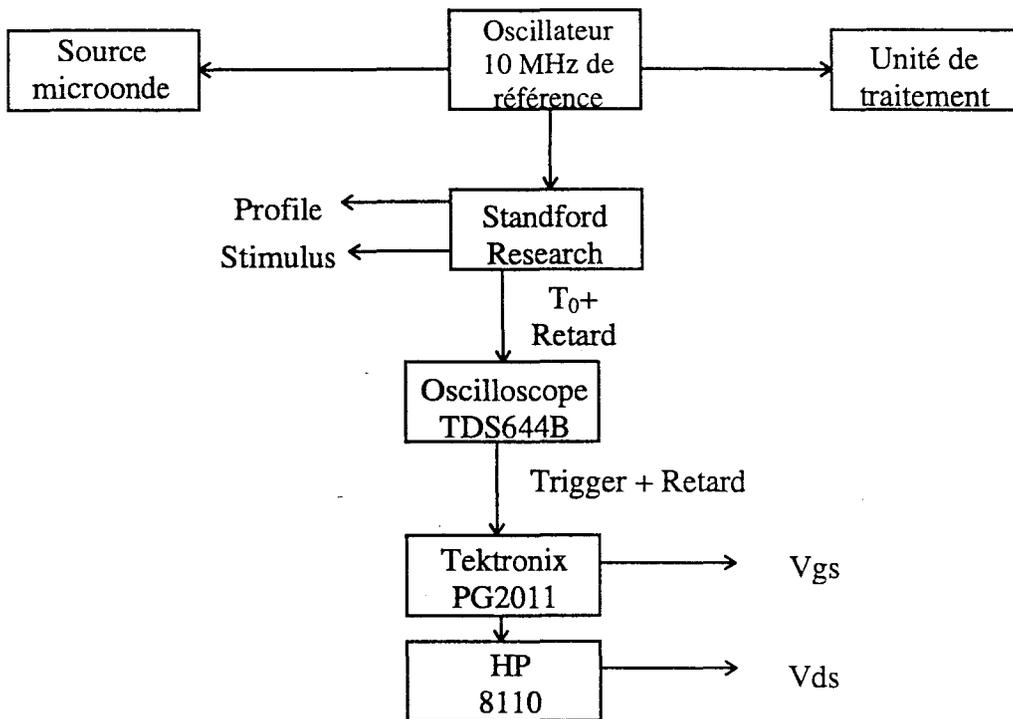


Figure 14 : Synchronisation de notre système de mesure hyperfréquence impulsionnel.

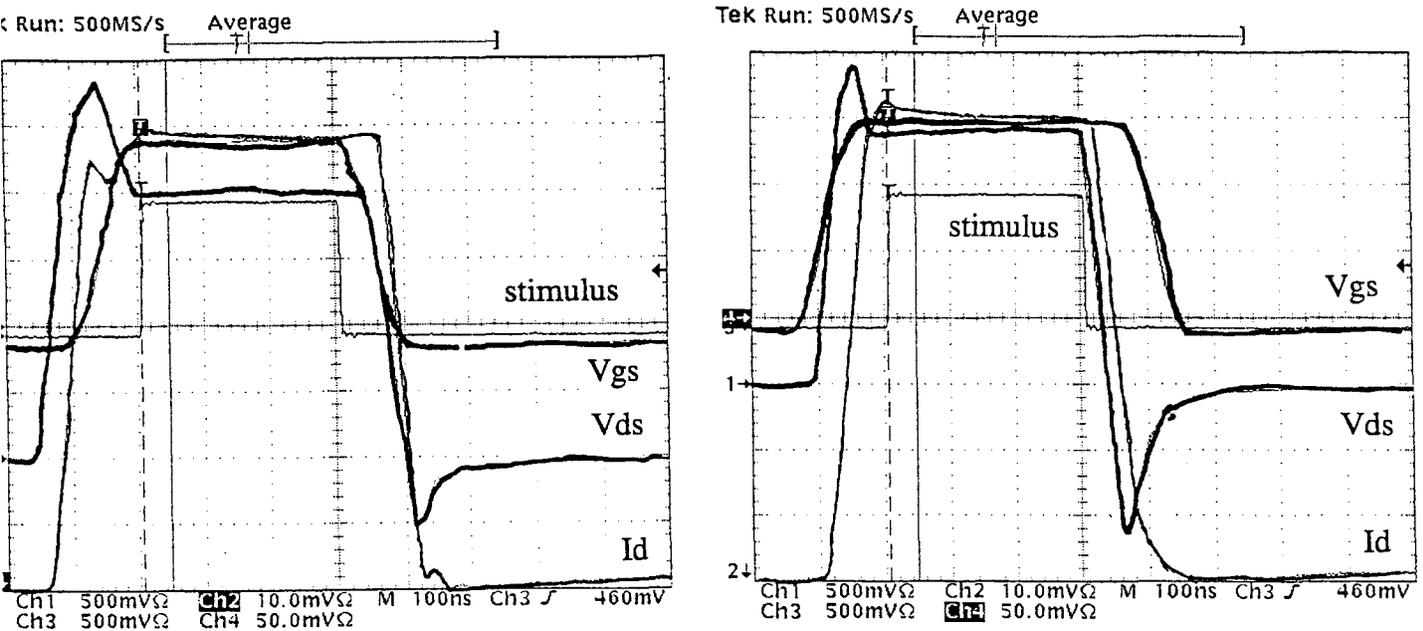


Figure 15 : Comparaison des dépassements suivant le positionnement de l'impulsion de grille par rapport à celle de drain.

- 1 : impulsion de drain (V_{ds})
- 2 : courant de drain (I_d)
- 3 : stimulus
- 4 : impulsion de grille (V_{gs})

alors de synchroniser les autres appareils du banc (oscilloscope, générateurs statiques). Un synoptique décrivant ce dispositif est décrit sur la figure 14.

IV.3.4 - La mise en œuvre du pulsé hyperfréquence

a) la synchronisation des appareils de mesure et les impulsions

Une fois que l'on a réglé la synchronisation (le top de départ) des différents éléments constitutifs du banc, il faut pouvoir prendre en compte, lors des mesures, le temps de retard et la durée des impulsions.

Le but étant surtout de mettre en œuvre ce système de mesure, nous avons choisi des durées d'impulsions statiques relativement classiques. Celles-ci sont donc prises en deçà de la microseconde [2] et la période est de 10 μ s. Nous avons ensuite décidé de placer l'impulsion statique de drain dans l'impulsion de grille. En effet, ce choix a pour conséquence de diminuer les dépassements ("overshoot") rencontrés, pour les tensions drain-source positives (fig. 15). Cette diminution des rebonds est imputable, lors de la polarisation du composant, à une impédance présentée par le transistor moins propice à cet effet. De plus, afin de limiter les courants transitoires de grille, nous avons opté pour des temps de montée et de descente de l'ordre de 50 ns. Nous avons donc abouti aux paramètres suivants :

	impulsion de drain	impulsion de grille	stimulus	profile
temps de retard	790 ns	820 ns	1 μ s	1,025 μ s
largeur de l'impulsion	410 ns	500 ns	300 ns	250 ns
période	10 μ s	10 μ s	10 μ s	10 μ s

tableau 3 : Valeurs des différentes impulsions.

Les temps de retard des différentes impulsions, du tableau ci-dessus, permettent leur positionnement relatif. De plus, d'après les paramètres choisis, la désensibilisation de l'analyseur de réseaux vectoriel Wiltron est de -30,5 dB. Ce qui nous donne un plancher de bruit de l'ordre de -70 dBm, ce qui est acceptable pour le type d'application visée.

b) le nivellement du niveau de puissance

Pour que le comportement du composant soit considéré sur tout le réseau $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$, comme étant en petit signal, il faut pouvoir le caractériser sur toute la plage de fréquence avec le même niveau de puissance injectée. Mais lors d'une mesure au moyen d'une tête bolométrique à la sortie du test set, nous avons constaté une forte dispersion du niveau de puissance (-5 dBm à -12 dBm). Cette variation est essentiellement due aux comportements en fréquence des différents éléments qui composent le test-set 3636 qui est plus complexe qu'un test-set standard.

La solution envisagée consiste à faire varier le niveau de puissance fourni par la source en fonction de la fréquence pour obtenir un niveau de signal RF constant au niveau de DST. Pour cela, il faut étalonner le niveau de puissance à la sortie du test set. Grâce à cet étalonnage, le synthétiseur règle dynamiquement le niveau de puissance injectée à sa sortie. Ainsi, celui-ci reste constant sur toute la plage de fréquence considérée au niveau du Dispositif sous test.

c) la mesure en tension

Comme nous le constatons sur la figure 13, la mesure en tension s'effectue au niveau des tés de polarisation. Or, entre ce plan et celui du transistor, il y a les câbles, les coupleurs,... qu'il faut prendre en compte lors de la mesure. En mesurant les impédances sur le port 1 et sur le port 2, on trouve respectivement $0,41 \Omega$ et $0,62 \Omega$ en tenant compte des câbles coaxiaux semi-rigides. Nous pourrions ainsi réaliser une mesure précise de la tension aux bornes du transistor en tenant compte de ces valeurs.

d) les dépassements

Ces effets ont deux conséquences dangereuses pour le composant. D'abord ils peuvent le détruire si les surtensions sont trop importantes, mais également fausser la mesure si leur affaiblissement est trop long. En effet, dans ce dernier cas, le composant n'a pas le temps de se stabiliser, et le transitoire existe encore lors de l'acquisition des données et fausse les mesures. Il s'agit donc de comprendre ce qui les engendre et ainsi de les atténuer au maximum pour minimiser leur effet.

Afin d'appréhender ces effets de rebonds, nous avons fait plusieurs mesures dont nous tirons les conclusions suivantes :

- il n'y a pas de dépassement sur la grille ;
- il y a présence de rebonds sur le drain ;
- en restant dans les mêmes conditions de polarisation mais en mettant la pointe de drain en l'air, on constate la disparition de rebonds ;
- les dépassements ne dépendent pas des largeurs d'impulsions utilisées ;
- le taux des rebonds varie en fonction de la polarisation du composant.

Au vu de ces remarques, il semble donc que les dépassements dépendent de l'impédance présentée par le transistor et que suivant celle-ci, des interactions interviennent ou non avec le reste du banc. Des simulations, sur le logiciel PSPICE, ont donc été entreprises pour comprendre par quel élément du banc elles étaient induites [7].

Dans un premier temps, ce sont les tés de polarisation qui ont été mis en cause. Le circuit simulé comprenait un té de polarisation à l'entrée et à la sortie du composant, les deux générateurs d'impulsion statique et le schéma équivalent du transistor. D'après les simulations, aucune déformation du signal de sortie n'est observée. Les tés de polarisation ne dégradent pas le profil des impulsions.

Dans un deuxième temps, un câble coaxial a été ajouté à la simulation entre la sortie du té de polarisation et le composant. Pour cela, nous avons considéré sa capacité linéique grâce à la formule :

$$c=2*\pi*\epsilon_0/(\ln(b/a))$$

avec a : le rayon intérieur
 b : le rayon extérieur.

Dans ce cas, il y a apparition de rebonds sur les impulsions de drain. Ce sont donc les câbles qui doivent être mis en cause dans l'apparition de surtensions. Ils réagissent avec l'impédance présentée par le transistor et il y a apparition de dépassements. Ne pouvant pas diminuer la longueur des câbles semi-rigides coaxiaux,

pour des raisons de disposition du matériel, nous avons envisagé d'autres solutions. La première fut de placer l'impulsion de drain dans celle de grille, comme nous l'avons montré précédemment. Dans ce cas, les oscillations diminuent mais ne sont pas complètement atténuées. D'autres solutions sont néanmoins envisageables [3] :

- insérer un réseau d'adaptation entre le composant et le té pour modifier les impédances basses fréquences à lui présenter ;
- utiliser un montage absorbant pour les hautes fréquences ;
- présenter une charge hyperfréquence au composant qui serait ajustable au moyen de tuner ou de stubs.

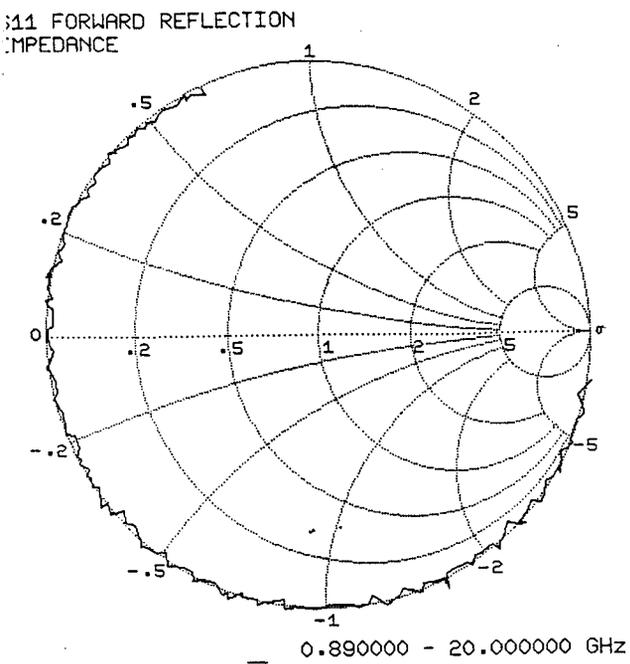
Néanmoins, toutes ces possibilités compliqueraient notre système de mesure.

IV.3.5 - Le calibrage de l'analyseur de réseaux en mode pulsé

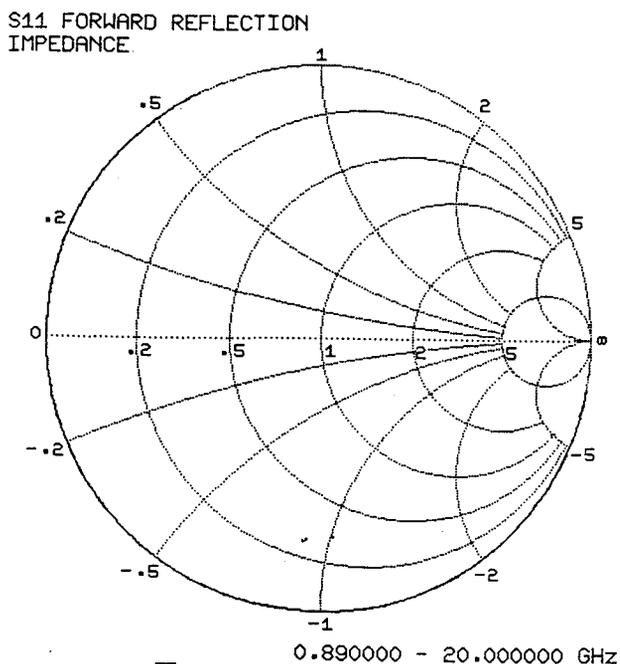
C'est une étape déterminante dans l'obtention d'une bonne qualité de mesure hyperfréquence.

a) singularités de l'étalonnage

Le calibrage sert à ramener la mesure dans les plans du transistor. Ainsi, seul le comportement du composant est analysé. Afin d'effectuer la mesure des paramètres de répartition en impulsion, l'analyseur de réseaux effectue des rapports entre les ondes transmises ou réfléchies et celles de référence au transistor. La méthodologie est donc la même que pour la mesure des paramètres de répartition en mode non pulsés. Si le calibrage est effectué en mode non pulsé, la mesure en mode impulsionnel entraînera de grandes imprécisions sur les paramètres $[S_{ij}]$. En effet, le test set comporte des modulateurs qui sont des éléments actifs et ont un comportement thermique différent s'ils sont toujours passant, comme en mode "CW", ou s'ils pulsent les signaux hyperfréquences. De plus, les modulateurs ne sont pas tous disposés au même endroit dans le test-set, de telle sorte qu'ils ne seront pas refroidis de la même façon par les ventilateurs. Une dispersion apparaîtra donc en fonction du rapport cyclique auquel ils sont soumis. Enfin, comme les rapports cycliques de la fenêtre d'acquisition et de la

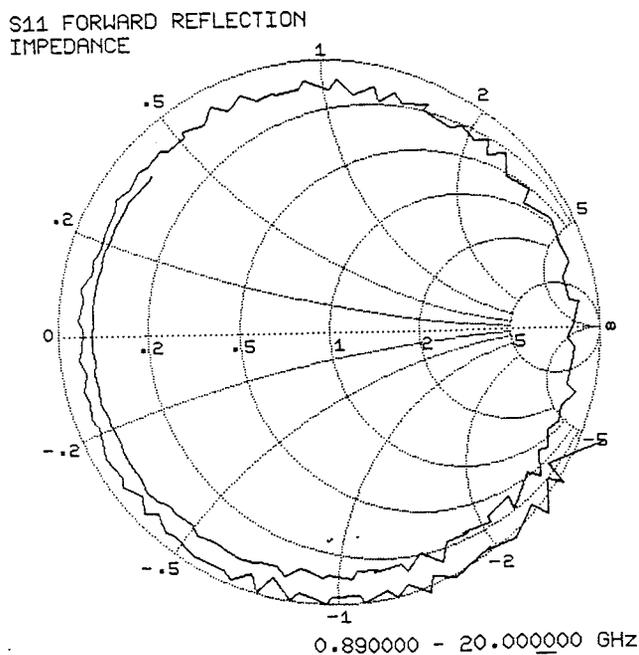


a) LRM

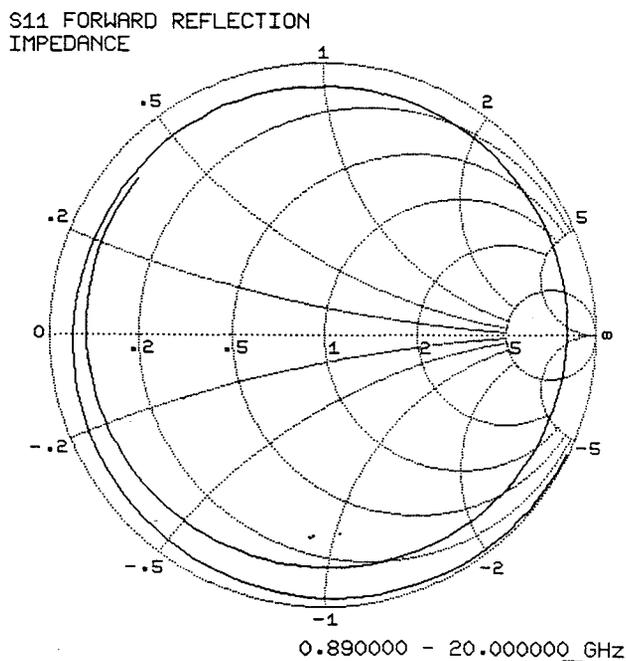


b) SOLT

Figure 16 : Comparaison d'un calibrage LRM et SOLT en coaxial et en CW.
circuit ouvert de 5 mm ; nombre de points : 168 ; moyennage : 101 points ; smoothing : 0%



a) LRM



b) SOLT

Figure 17 : Comparaison d'un calibrage LRM et SOLT sous pointes et en CW.
circuit ouvert de 5375 μm ; nombre de points : 168 ; moyennage : 101 points ; smoothing: 0%

fenêtre de mesure hyperfréquence sont différents, les différents modulateurs auront, là encore, des états thermiques différents.

En conclusion, après chaque changement important de la largeur et de la période du "stimulus" et du "profile", il faudra laisser approximativement 20 minutes pour que le système se stabilise thermiquement. Puis il faut recalibrer le système de mesure.

b) étalonnage non pulsé

en câble coaxial

Avant de calibrer le banc pour réaliser des mesures en impulsion, il fallait vérifier sa fiabilité. Ainsi, dans un premier temps, des calibrages en câble coaxial et en mode non-pulsé, ont été effectués. Nous comparons, sur la figure 16 une ligne de 5 mm terminée par un circuit ouvert mesurée au moyen d'un étalonnage LRM (a) et d'un étalonnage SOLT (b). Pour le calibrage s'effectuant en câble coaxial, les éléments de référence (Short, Open,...) sont parfaitement connus par l'analyseur de réseaux vectoriel. Ainsi, nous pouvons utiliser le calibrage SOLT en coaxial contrairement au cas d'une mesure sous pointes avec les kits de calibrage que nous avons à notre disposition (§ II.4.2e). Le nombre de points de mesure est identique dans les deux cas (168 points) ainsi que celui de moyennage (101 points, mode standard). Nous constatons que la LRM est d'une qualité bien inférieure à l'étalonnage SOLT. Nous attribuons cette différence au fait que la SOLT (grâce à la prise en compte des caractéristiques des éléments de référence) corrige beaucoup mieux les imperfections liées au système de mesure. Il devenait donc évident que nous devions, en câble coaxial, utiliser le calibrage SOLT afin d'obtenir de bonnes qualités de calibrage.

sous-pointes

Le banc étant dédié à une mesure sous-pointes, il nous fallait déterminer le type de calibrage à utiliser dans ce cas. Or, en comparant une ligne de 5375 µm en circuit ouvert, mesurée avec un calibrage LRM (fig. 17a) et un calibrage SOLT (fig. 17b), nous constatons :

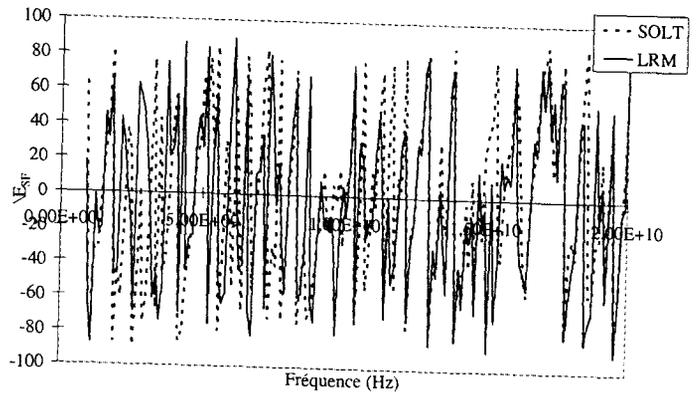
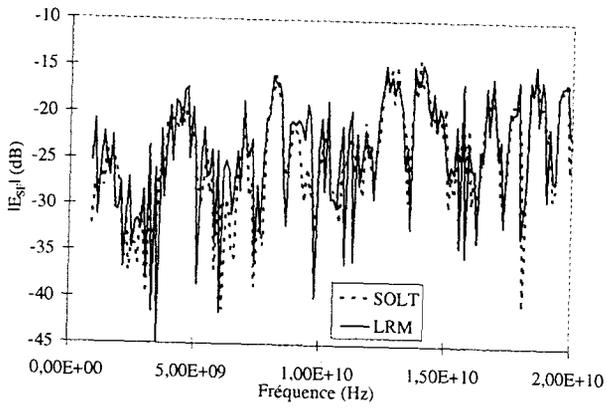
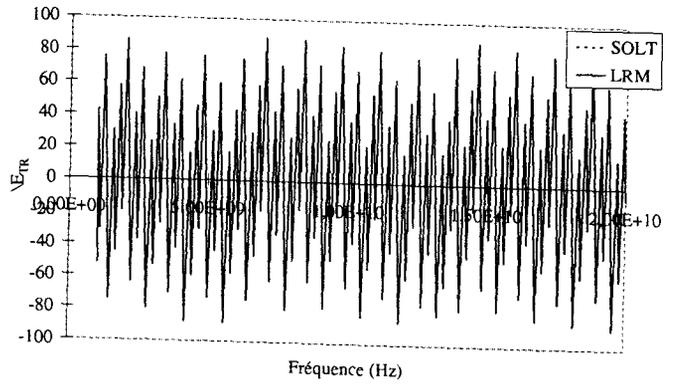
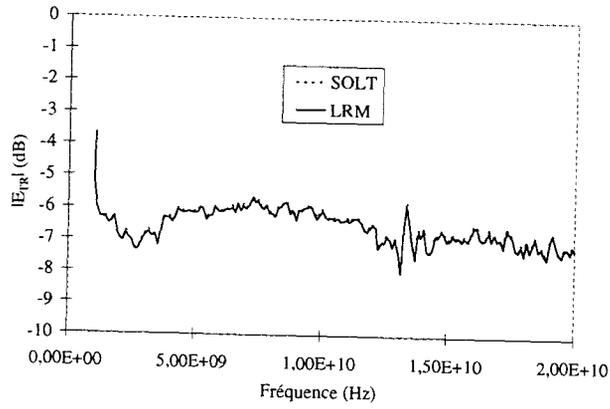
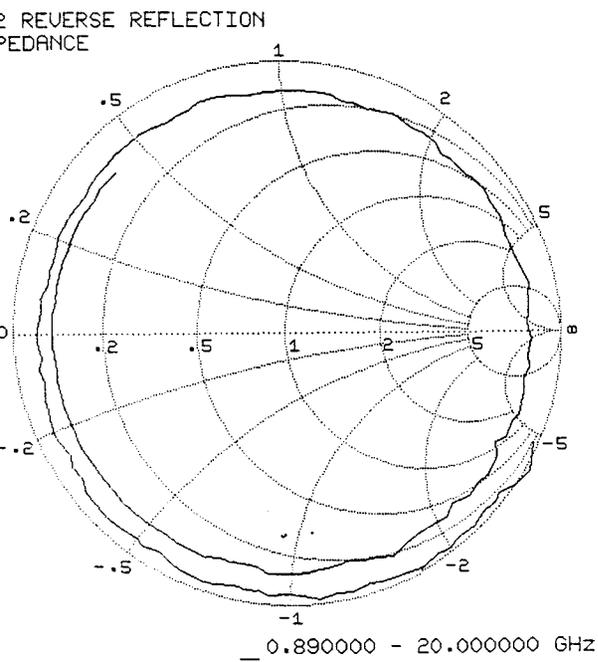


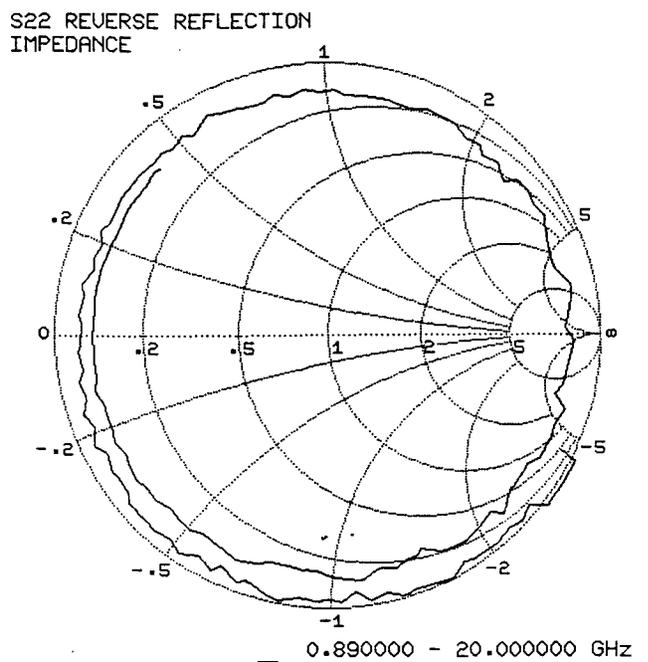
Figure 18 : Comparaison de termes d'erreurs réalisés avec des calibrages SOLT et LRM.

Exemple de concordance avec le terme E_{TR} .

Exemple de désaccord sur le terme E_{SF} .



a) LRM avec atténuateur



b) LRM sans atténuateur

Figure 19 : Comparaison d'un calibrage LRM avec atténuateur et un LRM sans atténuateur sous pointes, en CW.

circuit ouvert de 5 mm ; nombre de points : 168 ; moyennage : 101 points ; smoothing : 0%

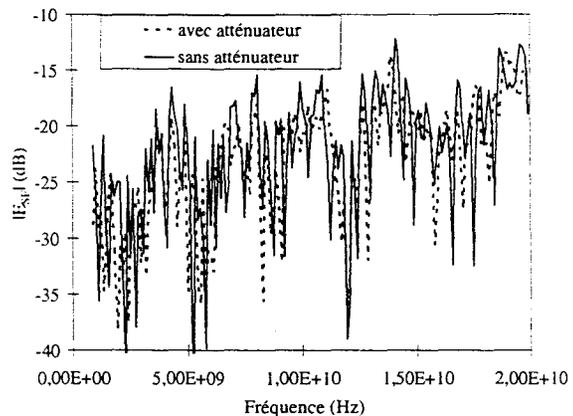
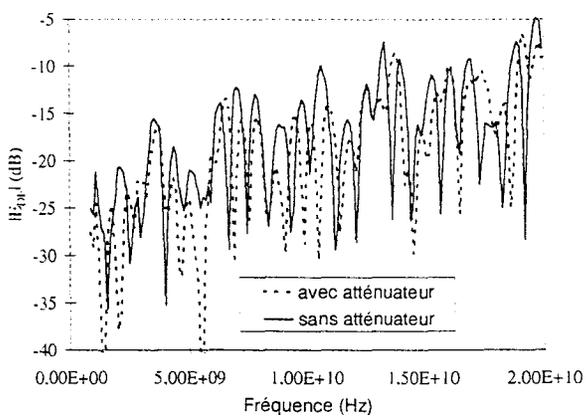


Figure 20 : Comparaison des termes d'erreur $|E_{DF}|$ et $|E_{SF}|$ avec et sans atténuateur 3 dB.

- le calibrage LRM donne toujours une qualité de mesure relativement médiocre ;
- le calibrage SOLT présente comme précédemment une allure beaucoup plus lisse, ce qui traduit une meilleure prise en compte des erreurs systématiques du test-set. Toutefois, il semble étrange que les pertes de la ligne n'augmentent pas plus pour les fréquences élevées. Ce type de comportement est également rencontré pour le calibrage LRM.

Il convient maintenant de comprendre d'où provient la déficience de la qualité du calibrage LRM vis à vis du calibrage SOLT. Or ayant effectué des mesures en coaxial juste à la sortie du test-set et ayant obtenu les mêmes évolutions nous pouvons en conclure que les pointes et les câbles reliant le test-set 3636 aux pointes peuvent être mis hors de cause. La différence provenait donc du test-set. Nous avons ensuite comparé les termes d'erreurs des deux calibrages SOLT et LRM effectués en coaxial, afin de déterminer quels étaient ceux qui présentaient des écarts. Une excellente concordance a été obtenue sur les modules et les phases des termes E_{TF} , E_{TR} , E_{RF} , E_{RR} . Par contre, une certaine disparité était constatée sur les termes E_{SF} , E_{LF} , E_{SR} , E_{LR} pour le module comme pour la phase et une différence moindre sur les modules et les phases de E_{DF} , E_{DR} . A titre d'exemple, Sur la figure 18, nous présentons un cas pour lequel l'accord est parfait (E_{TR}) et un cas où la disparité est forte (E_{SF}). Pour remédier à ce problème, nous avons tout d'abord essayé d'insérer un atténuateur 3 dB sur chaque port, entre les différents coupleurs du test-set, afin d'améliorer la pseudo-directivité ainsi que les adaptations de source et de charge. Mais le manque de place, nous a obligé à renoncer à cette procédure. Cet atténuateur a donc été placé juste à la sortie du 3636 pour observer son effet sur les mesures. Nous remarquons sur la figure 19, qu'en effectuant les mesures exactement dans les mêmes conditions que sur la figure 17, avec une ligne de 5375 μm en circuit ouvert, la qualité du calibrage est meilleure avec ces atténuateurs 3dB. A cet endroit de la chaîne de mesure, l'atténuateur joue surtout sur la désadaptation de source et la directivité qui sont légèrement améliorées, alors que les termes $|E_{TF}|$ et $|E_{RF}|$ augmentent respectivement 3 dB et 6 dB (à cause de l'atténuateur) et que le terme $|E_{LF}|$ ne varie presque pas (fig. 20). Mais l'inconvénient majeur de cette méthode est la perte

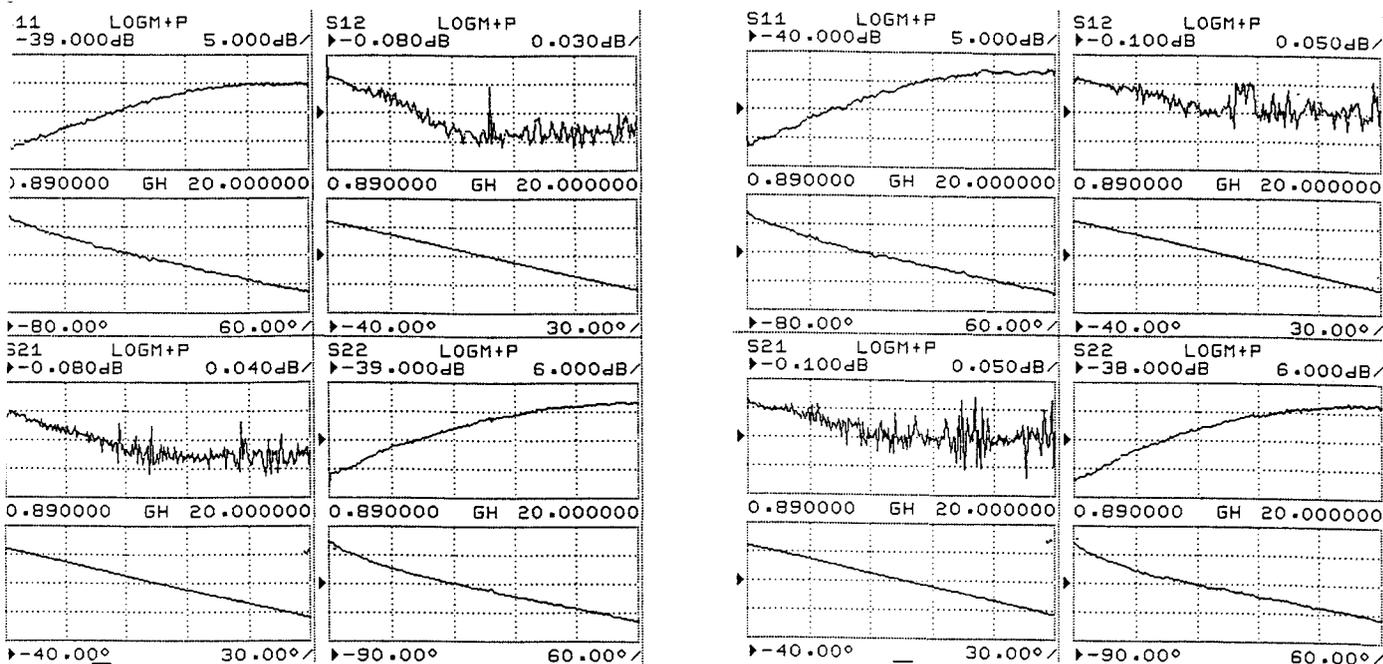


Figure 21 : Comparaison d'un calibrage SOLT pulsé et un SOLT non pulsé sous pointes.

ligne de transmission de 1375 μm ; nombre de points : 168 ; moyennage : 201 points ;
smoothing : 0%

de dynamique de 6 dB du signal réfléchi. C'est pourquoi cette solution n'est pas toujours utilisable.

D'autres solutions sont envisageables, comme la diminution du nombre de points de mesure, qui donnera un aspect plus lisse aux courbes. Mais surtout l'utilisation d'un lissage ("smoothing") qui diminue les imperfections de mesure, mais qui n'est qu'un artifice de représentation.

Il est à noter que nous obtenons la même qualité de calibrage et de mesure en mode 'standard' qu'en mode 'set-on' mais avec un moyennage plus élevé, de 201 points à 1024 points suivant le facteur de désensibilisation. Alors, qu'en mode non-pulsé le nombre de moyennage est classiquement de 101 points.

c) le calibrage impulsionnel

Maintenant que nous sommes capable de réaliser un calibrage de qualité correcte en mode non-pulsé avec le 3636, il faut mettre en place la manipulation impulsionnelle. Il convient, tout d'abord, de réaliser un nivellement du niveau de puissance, cette opération étant effectuée en mode non pulsé. La deuxième étape consiste à choisir, en fonction de l'application visée, la largeur du "stimulus", du "profile", ainsi que la périodicité de l'impulsion.

En comparant la mesure d'une ligne de 1375 μm en transmission, réalisée avec un calibrage SOLT pulsé (fig.21a) et un autre non pulsé (fig. 21 b), nous constatons un bon accord entre les deux. Le moyennage utilisé n'est que de 201 points, sans aucun lissage. Chaque calibrage a été effectué dans le plan des pointes. Notre système est opérationnel et nous pouvons donc mesurer les premier composants.

IV.4 - Quelques résultats

L'étude a été menée sur un composant du laboratoire (10153) de développement de grille $4*50*0,25 \mu\text{m}^2$ (§III.2.1.). Le point de polarisation a été choisi en classe A à $V_{ds}=3\text{V}$ et $V_{gs}=-0,9\text{V}$. Les manipulations ont été réalisées sur toute la plage de fréquence 890 MHz à 20 GHz. Le nombre de points de mesure a été choisi à 168, avec un moyennage de 201 points. Aucun lissage n'a été utilisé, et nous avons

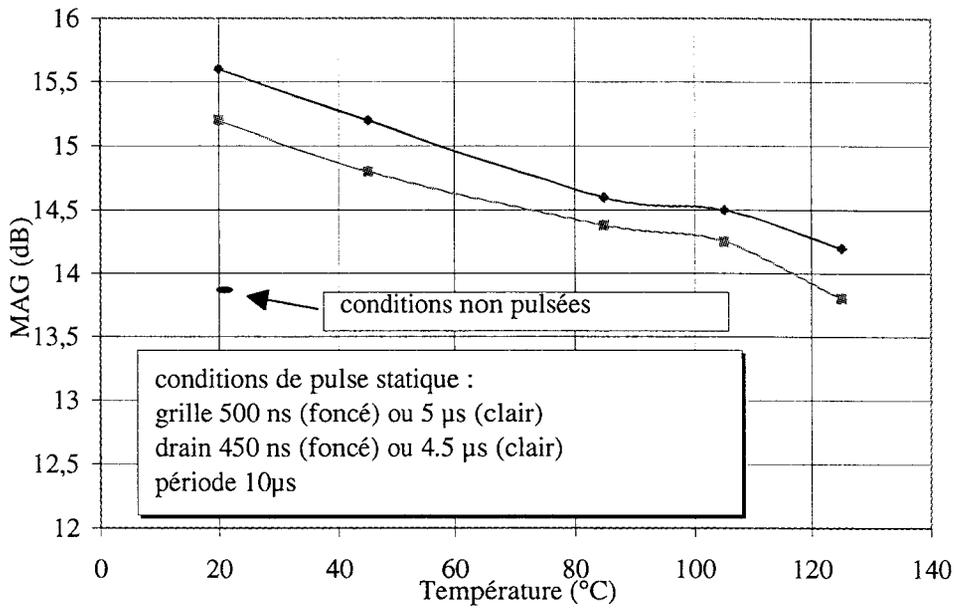


Figure 22 : Evolution du MAG en fonction de la température et de la largeur des pulses statiques.

10153 ; $4 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds0} = 3\text{V}$, $V_{gs0} = -0,9\text{V}$; $F = 10 \text{ GHz}$.

Stimulus : 300 ns ; profile : 250 ns.

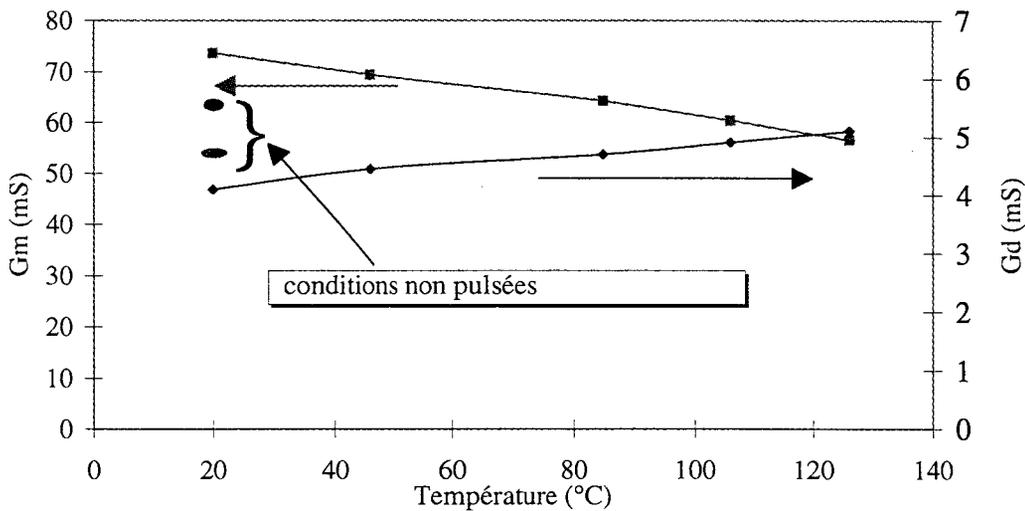


Figure 23 : Evolution de Gm et Gd en fonction de la température à 10 GHz.

10153 ; $4 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds0} = 3\text{V}$, $V_{gs0} = -0,9\text{V}$; $F = 10 \text{ GHz}$.

Largeur d'impulsion statique : 500 ns ; période : 10 µs.

stimulus : 300 ns ; profile : 250 ns.

effectué le calibrage dans le plan des pointes par la méthode SOLT. Nous avons voulu analyser le comportement du transistor pour deux largeurs d'impulsion statiques différentes :

- 500 ns d'impulsion de grille et 450 ns d'impulsion de drain avec une période de 10 μ s ;
- 5 μ s d'impulsion de grille et 4,5 μ s d'impulsion de drain avec une période de 10 μ s.

L'impulsion hyperfréquence, quant à elle, a été maintenue constante dans les deux cas de mesure mis en œuvre (300 ns pour le "stimulus" et 250 ns pour le "profile"). Dans le cas de l'impulsion statique la plus large, la fenêtre hyperfréquence a été placée en fin de l'impulsion statique.

Compte tenu des largeurs d'impulsions choisies, il est probable que pour la largeur d'impulsion la plus faible, c'est la température du point de polarisation de repos qui fixe celle du transistor. Alors que, pour la largeur d'impulsion la plus grande, le point de polarisation instantanée devrait influencer la température de fonctionnement du composant. De plus, afin de compléter cette étude nous avons fait varier la température du transistor au moyen d'un socle chauffant de 20°C jusque 125 °C.

Sur la figure 22, nous constatons que la valeur du gain maximum disponible varie suivant la valeur de l'impulsion utilisée. En effet, à 20 °C, plus l'impulsion est courte (moins d'échauffement), plus le MAG est élevé. De plus, pour une même largeur d'impulsion, le gain diminue lorsque la température du composant s'élève. Ce qui va dans le même sens que ce que nous venions d'observer ci-dessus.

A partir des paramètres de répartition mesurés, nous nous sommes ensuite intéressés au schéma équivalent du composant. Pour cela, nous représentons, respectivement, sur la figure 23 le comportement de la transconductance et de la conductance de drain intrinsèques et sur la figure 24 les capacités grille-source et grille-drain, en fonction de la température et pour la largeur d'impulsion statique de grille 500 ns et de 450 ns pour le drain. Nous constatons une augmentation de la valeur du G_m pour la mesure en impulsionnelle (de plus de 15 %). De plus la diminution, par rapport aux conditions non pulsées à 20°C de la capacité C_{gd} et de la conductance G_d , va dans

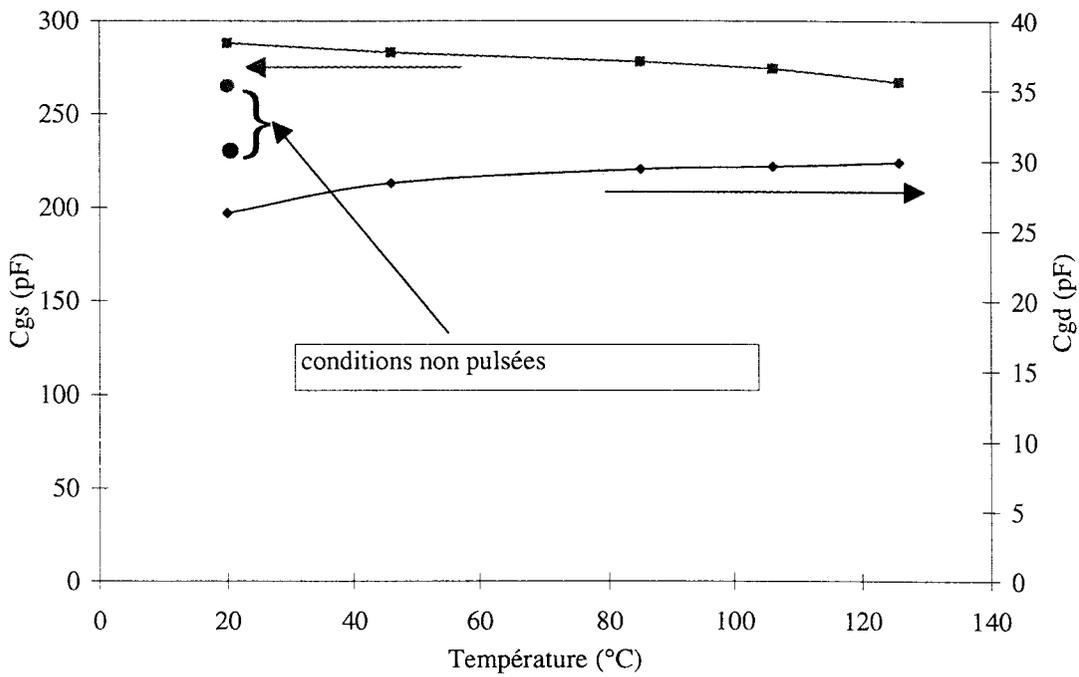


Figure 24 : Evolution de Cgs et Cgd en fonction de la température à 10 GHz.

10153 ; $4 \times 50 \times 0,25 \mu\text{m}^2$; $V_{ds0} = 3\text{V}$, $V_{gs0} = -0,9\text{V}$; $F = 10 \text{ GHz}$.

Largeur d'impulsion statique : 500 ns ; période : 10 μs .

stimulus : 300 ns ; profile : 250 ns.

le sens d'une augmentation du MAG. Par contre la capacité C_{gs} augmente, mais dans une moindre mesure.

IV.5 Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre, la faisabilité d'un banc impulsif hyperfréquence et ce malgré les problèmes rencontrés (calibrage, surtensions,...). Nous avons aussi vu, à quel point, il est intéressant d'utiliser ce banc dans la mesure des paramètres de répartition afin d'avoir une approche plus fine du comportement du transistor. Mais pour permettre d'utiliser pleinement les potentialités de ce système, il convient d'y apporter certaines améliorations.

Si on veut pouvoir caractériser l'ensemble du réseau $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$, en paramètres de répartition, pour l'obtention d'un modèle non-linéaire, il faut automatiser complètement le banc. Ceci comprend d'une part, l'automatisation des mesures et la récupération des données, mais également le traitement de celles-ci afin de pouvoir, en chaque point, connaître le schéma équivalent du composant. Nous devons, de plus, essayer au maximum de diminuer les dépassements statiques sur la tension V_{ds} . Pour cela, une étude doit être menée pour analyser les trois solutions proposées au paragraphe IV.3.4d, afin de déterminer la méthode la plus efficace et de la mettre en œuvre.

Ces divers points devraient permettre de réaliser des mesures dans de bonnes conditions. Cela est nécessaire si l'on veut acquérir de l'expérience dans ce type de mesures et ainsi aller plus loin dans la connaissance et la compréhension de la physique des transistors.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] "Contribution à la modélisation non-linéaire de HEMTs de puissance. Application à l'amplification classe B en bande Ka."
Laurent Rullier
Thèse de doctorat, Lille, juin 1997.
- [2] "Pulsed-bias/pulsed-RF device measurement system requirements."
J. Scott, M. Sayed, et al.
EuMC, 1994, pp 1451-1454.
- [3] "Caractérisation en impulsions des transistors microondes : application à la modélisation non-linéaire pour la C.A.O. des circuits."
J.P. Teyssier
Thèse de doctorat, Limoges, 1994.
- [4] "An AlGaAs/InGaAs pseudomorphic high electron mobility transistor with improved breakdown voltage for X and Ku band power applications"
J.C. Huang, G.S. Jackson, et al.
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, mai 1993, pp. 752-758.
- [5] "Small and large signal measurements of low temperature GaAs FETs."
B. Boudart, C. Gaquière, et al.
Microwave and Optical Technology Letters, juin 1996, pp 57-59.
- [6] "Gate current analysis of LT-GaAs passivated MESFETs."
B. Boudart, C. Gaquière, et al.
Electronics Letters, vol. 33, n°17, août 1997, pp 1496-1498.
- [7] "Mise en œuvre et mesures de paramètres de répartition en régime d'ondes pulsées d'un transistor à effet de champ."
F. Graux
D.E.A., Lille, juin 1997.

CONCLUSION

Le but de ce travail était avant tout d'améliorer le banc à charge active dans la bande de fréquence de 26 à 40 GHz pour permettre une meilleure compréhension des transistors à effet de champ à hétérojonction afin d'optimiser ces structures pour la bande Ka. Le deuxième objectif était la mise en œuvre d'un système de mesure des paramètres de répartition impulsionnel jusque 20 GHz.

Dans une première étape, nous avons défini les critères technologiques qui permettent d'obtenir une bonne tenue en tension et un courant de drain élevé en vue d'améliorer les performances en puissance et en rendement des transistors à effet de champ. Ensuite nous avons décrit les outils de caractérisation existants qui permettent de mesurer les composants de puissance. Ainsi il a été montré que la caractérisation statique fournit les paramètres qui définissent les potentialités en puissance des transistors pour effectuer un premier tri. La caractérisation hyperfréquence en petit signal permet de connaître entre autres les différents gains (MAG, MSG,...). Les mesures en régime impulsionnel de courants et de paramètres $[S_{ij}]$ déterminent les effets de pièges et de température agissant sur le transistor mais permettent aussi la réalisation de modèles non-linéaires de façon plus précise. Nous avons ensuite décrit les différents types de banc de puissance. Le chapitre se termine par un état de l'art des transistors à effet de champ discrets sur substrat AsGa et InP.

Le deuxième chapitre a été consacré au système à charge active dans la bande de fréquence de 26 à 40 GHz. Nous avons tout d'abord décrit les caractéristiques des éléments constitutifs du banc. Celui-ci permet de mesurer des T.E.C. dont le développement total de grille va de 50 μm à plus d'un millimètre. De plus il a la capacité de mesurer à la fois les paramètres de répartition d'un composant mais aussi ses performances en puissance sans démontage intermédiaire venant perturber le calibrage réalisé.

Ensuite nous avons expliqué la partie logicielle, réalisée en langage C sous Labwindows/CVI, qui a rendu possible l'automatisation complète du banc et confère à celui-ci une potentialité de "système expert". En effet ce banc dispose, maintenant, d'un pilotage automatique de l'obtention des performances optimales des composants en les préservant de fonctionnements extrêmes susceptibles de les dégrader, notamment par une maîtrise permanente du courant de grille.

Puis une étude de mesures réalisées en cellule et sous-pointes a été présentée, pour comparer le comportement que peut avoir un composant donné dans un circuit hybride ou MMIC, a été effectuée. Elle a prouvé qu'il était très difficile de déterminer, en bande Ka, l'impédance optimale de charge pour un circuit MMIC à partir de mesures réalisées en cellule (circuit hybride) et, inversement pour un circuit hybride à partir de mesures sous-pointes.

Enfin nous avons décrit l'amélioration apportée aux capacités du système par la mise en œuvre d'un logiciel permettant d'effectuer des mesures en fonction de la puissance d'entrée absorbée par le composant au lieu de la puissance d'entrée injectée.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes servis du banc à charge active pour analyser le comportements de plusieurs composants. Dans un premier temps, la mesure à niveau de puissance d'entrée injectée constant et à niveau de puissance d'entrée absorbée constant a montré que même si les tendances d'évolutions des grandeurs étudiées sont similaires, des différences non négligeables apparaissent.

Ensuite une analyse sur la stabilité des transistors a été entreprise. Elle a prouvé le rôle prépondérant du paramètre S'_{11} dans l'instabilité. Mais aussi les potentialités qu'ont les composants de redevenir stable à partir d'un certain niveau de puissance injectée en entrée.

Puis nous avons étudié un composant sur substrat AsGa pour plusieurs classes d'amplification : A, AB profonde. Il a été de nouveau mis en valeur le rôle important du courant de grille pour l'obtention de bonnes performances en puissance du composant. Au cours de cette partie, il a été montré toutes les possibilités d'analyse que revêt le banc de mesure aussi bien sur les impédances optimales que sur leurs évolutions.

Une étude comparative du comportement des composants sur substrat InP et AsGa a été également menée. Elle a montré une plus forte variation de l'impédance optimale du gain en puissance sur substrat InP en relation étroite avec l'évolution des paramètres de répartition en fonction de la polarisation. Nous avons également remarqué que ces composants n'étaient pas limités en puissance par leur courant de grille mais par un claquage inopiné empêchant leur polarisation à une tension drain-source supérieure à 2,5V.

Enfin ce chapitre s'est terminé sur les améliorations envisageables pour adapter le système aux mesures de conversion AM/PM, de puissance en régime impulsionnel et d'intermodulation.

Le quatrième chapitre avait pour but de montrer la faisabilité d'un système de mesure des paramètres de répartition impulsionnels jusque 20 GHz. Pour cela nous avons tout d'abord décrit le banc de mesure impulsionnel statique qui existait déjà au laboratoire. Puis une étude comparative sur les analyseurs de réseaux impulsionnels Wiltron et Hewlett Packard a été présentée. Elle a montré que l'analyseur Wiltron correspond mieux à nos applications (largeurs d'impulsions hyperfréquence inférieures à 500 ns et étude sur toute la plage de fréquence de 2 à 20 GHz).

Ensuite nous avons explicité la mise en œuvre du banc de mesure hyperfréquence impulsionnel. Nous avons décrit les problèmes rencontrés (caibrage, surtension sur la tension de drain) et les solutions envisagées. Enfin les premières mesures, réalisées de façon manuelle, ont montré que ce banc est maintenant opérationnel.

Nous disposons donc maintenant de deux outils très performants. Le banc de mesure à charge active dans la bande Ka permet des analyses poussées grâce au nombre d'informations fournies par les mesures (les différents gains, puissance, rendement, impédances,...) et qui sont intéressantes autant :

- pour la technologie, afin de déterminer les topologies optimales (fossé de grille, développements, topologies) pour les applications de puissance ;
- pour valider les modèles non-linéaires utilisés pour la conception de circuits hybrides ou monolithiques.

Le système de mesure des paramètres de répartition impulsionnels permet de concevoir des modèles non linéaires plus précis mais aussi d'étudier les effets de piège et de température afin d'améliorer la topologie des composants de puissance.

Résumé

L'amélioration permanente des performances des transistors à effet de champ, en termes de fréquence, puissance ou rendement, conduit ces composants à remplacer progressivement les tubes à ondes progressives dans les amplificateurs hyperfréquences de puissance pour applications militaires, aéronautiques et spatiales. De plus, depuis quelques années, l'extraordinaire explosion des applications "grand public" intégrant des circuits de puissance hyperfréquences (téléphone mobile, badges d'identification, systèmes d'anti-collision, d'auto-péage, et de surveillance de la circulation) a accéléré cette évolution. Dans ce contexte, les outils d'aide à l'utilisation des transistors à effet de champ de puissance sont d'un besoin impérieux. C'est à ce besoin que s'adresse le présent travail.

Sa première partie explique le fonctionnement du système de mesure de puissance que nous avons développé selon le principe de la charge active, dans la bande de fréquence de 26 à 40 GHz. Ce système permet de mesurer de façon automatique des transistors à effet de champ dont le développement totale de grille peut atteindre un millimètre et utilise un logiciel de pilotage mis au point pour préserver le composant dans les conditions d'impédances dangereuses en terme de courant de grille. De plus les calibrages vectoriels en impédance et en puissance mis en œuvre permettent une grande précision de mesure. Enfin le système permet des investigations de transistors prévus pour des applications soit en circuit hybride, soit en technologie MMIC.

Dans la deuxième partie, une étude est effectuée sur la différence de comportement d'un transistor selon que celui-ci est soumis à une puissance d'entrée injectée constante ou à une puissance d'entrée absorbée constante. Ensuite l'effet de l'instabilité des transistors sur leur comportement est analysé. Puis une étude sur l'influence des polarisations grille-source et drain-source sur les performances en puissance d'un transistor sur substrat GaAs est présentée. Ensuite deux composants, l'un sur substrat GaAs et l'autre sur substrat InP, sont comparés en terme de comportement en puissance de sortie absorbée par la charge, gains, rendement en puissance ajoutée, courants de drain et de grille. Enfin des perspectives d'évolution de ce banc sont proposées avec notamment, la possibilité de mesurer la conversion AM-AM, AM-PM ainsi que l'intermodulation...

La dernière partie présente la mise au point d'un système de mesure impulsionnelle des paramètres de répartition jusqu'à 20 GHz. Dans un premier temps nous comparons les avantages et les inconvénients des systèmes analyseurs de réseaux vectoriels impulsionnels proposés par Hewlett Packard et Wiltron. Puis le système retenu est décrit avec les spécificités imposées par la réalisation de mesures impulsionnelles de paramètres de répartition dans le cas de transistors à effet de champ. Des mesures typiques sont présentées en fin de travail. Enfin les perspectives d'évolution sont envisagées.

