

50376
1996
99

N° d'ordre : 1726

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE



par

Christophe KOLANOWSKI

CONCEPTION, REALISATION ET ANALYSE DE MELANGEURS
MILLIMETRIQUES EN TECHNOLOGIES HYBRIDE ET INTEGREE
UTILISANT DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP HEMT DE
TYPES MONOGRILLE ET BIGRILLE

Soutenue le 12 Mars 1996 devant la commission d'examen

Membres du jury : MM.	G. SALMER	Président
	Y. CROSNIER	Directeur de thèse
	R. ALLAM	Co-directeur de thèse
	J. GRAFFEUIL	Rapporteur
	J.P. VILLOTTE	Rapporteur
	M. CAMIADE	Examineur
	J.C. DE JAEGER	Examineur
	C. TRONCHE	Examineur

à Marine.
à Patricia.

Ce travail a été réalisé à l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (IEMN) dirigé par Monsieur le Professeur E. CONSTANT, au Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS) dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER. Je les remercie de m'avoir accueilli dans leur laboratoire.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur G. SALMER, Professeur à l'Université de Lille1, qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Je tiens à exprimer ma plus vive reconnaissance envers Monsieur le Professeur Y. CROSNIER et Monsieur R. ALLAM qui ont assuré la direction de ce travail. Leurs compétences scientifiques et leur disponibilité m'ont permis de mener ce travail dans de très bonnes conditions.

Je remercie sincèrement Monsieur le Professeur J. GRAFFEUIL de l'Université de Toulouse et Monsieur le Professeur J.P. VILLOTTE de l'Université de Limoges pour l'honneur qu'ils me font de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.

Monsieur C. TRONCHE, Ingénieur responsable de projets à Alcatel Espace, me fait l'honneur d'évaluer ce travail en participant à ce jury d'examen. Je lui exprime mes plus vifs remerciements. De fructueuses discussions ainsi que le bénéfice de ses compétences, au cours d'une collaboration entre Alcatel Espace et l'IEMN, ont contribué à l'accomplissement de cette étude.

Que Monsieur M. CAMIADE, Ingénieur responsable conception à Thomson TCS soit vivement remercié pour l'honneur qu'il me fait d'examiner ce travail. Avec lui, je remercie également les membres du service conception de Thomson TCS pour l'aide et l'expérience qu'ils m'ont apporté lors de la collaboration entre nos deux établissements.

Je voudrais remercier très sincèrement Monsieur le Professeur J.C. DE JAEGER, de l'Université de Lille1, pour sa participation à ce jury en tant qu'examineur. Sa disponibilité et ses conseils m'ont été largement profitables pour l'élaboration de ce travail.

Que tous mes camarades du laboratoire veuillent bien trouver ici l'expression de ma reconnaissance pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

Je tiens à remercier Mesdames E. DELOS et S. LEPILLET de la centrale de caractérisation de l'Institut, ainsi que Monsieur D. VANDERMOERE de la micro-électronique pour leur aide et leur disponibilité.

Je remercie également Monsieur J.P. DEHORTER qui a assuré la reproduction de ce manuscrit et Messieurs JENNEQUIN, MICHON, ANDRIES de l'atelier de mécanique.

Enfin, un grand merci à LAURENCE d'avoir consacré une partie de son temps à la dactylographie de ce manuscrit.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
I - CHAPITRE I « Le mélange de fréquence à transistors à effet de champ »	4
I - 1 INTRODUCTION.....	4
I - 2 LES PRINCIPES DU MELANGE ET DE LA GENERATION DE FREQUENCE	5
I - 3 DEFINITION DES GRANDEURS CARACTERISTIQUES D'UN MELANGEUR.....	7
I - 3.1 LE GAIN DE CONVERSION.....	7
I - 3.2 LES ISOLATIONS.....	8
I - 3.2.a Isolation entrée-entrée	8
I - 3.2.b Isolation entrée-sortie	9
I - 3.3 LE POINT DE COMPRESSION A 1 dB.....	9
I - 3.4 L'INTERMODULATION D'ORDRE 3	10
I - 3.5 LE FACTEUR DE BRUIT.....	11
I - 4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES DIFFERENTS TYPES DE MELANGEURS A TECS	12
I - 4.1 MESFET OU HEMT POUR L'UTILISATION EN MELANGEUR	12
I - 4.2 UTILISATION EN TEC FROID	14
I - 4.3 UTILISATION EN TEC CHAUD.....	15
I - 4.3.a Le mélangeur par drain.....	15
I - 4.3.b Le mélangeur par grille	16
I - 4.4 LE TEC BIGRILLE.....	19
I - 4.4.a Description.....	19
I - 4.4.b Principe de l'utilisation en mélangeur.....	20
I - 4.4.c Les différents modes opératoires.....	21
I - 5 PERFORMANCES ACTUELLES : ETAT DE L'ART.....	23
I - 6 CONCLUSION	26
BIBLIOGRAPHIE.....	27
II - CHAPITRE II « Modélisation non linéaire du TEC monogridde pour l'application en mélangeur par grille »	31
II - 1 INTRODUCTION.....	31
II - 2 PRINCIPALE SPECIFICITE DE NOTRE MODELISATION.....	33
II - 3 LE SCHEMA EQUIVALENT UTILISE ; SIGNIFICATION PHYSIQUE DES ELEMENTS.....	33
II - 3.1 LES ELEMENTS NON LINEAIRES.....	33
II - 3.1.a Le générateur de courant Igs	33
II - 3.1.b Le générateur de courant Igd	34
II - 3.1.c Le générateur de courant Ids	34
II - 3.1.d Les capacités Cgs et Cgd.....	34
II - 3.2 LES ELEMENTS LINEAIRES.....	34
II - 3.2.a Les éléments intrinsèques.....	34
II - 3.2.b Les résistances d'accès.....	35
II - 3.2.c Les selfs d'accès.....	35
II - 3.2.d Les capacités de plots.....	35
II - 4 EXTRACTION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT	35
II - 4.1 LES MESURES EN CONTINU.....	36
II - 4.2 LES MESURES EN HYPERFREQUENCE	36
II - 4.3 EXTRACTION DES ELEMENTS EXTRINSEQUES.....	37
II - 4.3.a Détermination des résistances et des selfs d'accès	37
II - 4.3.b Détermination des capacités de plots	38
II - 4.4 EXTRACTION DES ELEMENTS INTRINSEQUES.....	39
II - 4.4.a Définition des tensions internes	39
II - 4.4.b Principe d'extraction	40
II - 4.4.c Remarques concernant les variations des éléments du schéma en fonction de la polarisation	42
II - 5 FORMULATION MATHEMATIQUE DU MODELE.....	43
II - 5.1 LES SOURCES DE COURANT IGS ET IGD	43
II - 5.2 LA SOURCE DE COURANT IDS.....	44

II - 5.3 LA CAPACITE GRILLE-SOURCE CGS	47
II - 6 VALIDATION DU MODELE GRAND SIGNAL	48
II - 6.1 COMPARAISON SUR LES ELEMENTS NON LINEAIRES MODELISES	48
II - 6.2 COMPARAISON PAR RAPPORT AU COURANT IMPULSIONNEL	49
II - 7 CONCLUSION	50
BIBLIOGRAPHIE	52
III - CHAPITRE III « Conception et réalisation de mélangeurs par grille en technologie hybride pour la bande Ka »	54
III - 1 INTRODUCTION	54
III - 2 LE CAHIER DES CHARGES	56
III - 2.1 LES SPECIFICATIONS	56
III - 2.2 LE TYPE DE COMPOSANT UTILISE	56
III - 3 APPROCHE EN ELEMENTS LOCALISES	57
III - 3.1 TOPOLOGIE DE BASE DU CIRCUIT DE SORTIE	57
III - 3.2 TOPOLOGIE DE BASE DU CIRCUIT D'ENTREE	58
III - 3.3 EVALUATION DES PERFORMANCES OPTIMALES : CHOIX DE LA METHODE D'OPTIMISATION	59
III - 3.3.a Optimisation en petit signal	59
III - 3.3.b Optimisation grand signal	60
III - 3.3.c Choix de la méthode d'optimisation	60
III - 3.4 LE POINT DE POLARISATION OPTIMAL	60
III - 3.5 CONCLUSION SUR L'ETUDE EN ELEMENTS LOCALISES	61
III - 4 APPROCHE EN ELEMENTS DISTRIBUES	61
III - 4.1 VALIDATION DES ELEMENTS PASSIFS JUSQUE 40 GHZ	61
III - 4.2 TOPOLOGIE DU CIRCUIT DE SORTIE	63
III - 4.2.a Layout	63
III - 4.2.b Effet des impédances ramenées sur le drain	63
III - 4.2.c Effet de la transformation d'impédance	64
III - 4.2.d Prise en compte de la self de connexion Ld	64
III - 4.2.e Remarque sur la polarisation de drain	65
III - 4.3 TOPOLOGIE DU CIRCUIT D'ENTREE	65
III - 4.3.a Layout	65
III - 4.3.b Prise en compte de la self de connexion Lg	66
III - 4.3.c Influence de la self de connexion de source Ls	66
III - 4.3.d Etude d'un circuit de polarisation de grille anti-oscillation	67
III - 4.3.e Amélioration de la stabilité	68
III - 4.4 RESULTATS DE SIMULATION	69
III - 4.4.a Gain de conversion	69
III - 4.4.b Coefficients de réflexion	69
III - 4.4.c Intermodulation d'ordre 3	70
III - 4.4.d Spectre de sortie	70
III - 4.5 ANALYSE DE SENSIBILITE	71
III - 5 REALISATION TECHNOLOGIQUE ET MISE EN BOITIER DES CIRCUITS	73
III - 5.1 REALISATION TECHNOLOGIQUE	73
III - 5.1.a Photographie	73
III - 5.1.b Lithographie	73
III - 5.1.c Gravure chimique	73
III - 5.2 LA CELLULE DE MESURES	74
III - 5.2.a Les 1/2 boîtiers	74
III - 5.2.b Les inserts	75
III - 6 DESCRIPTION DES DIFFERENTS BANCS DE MESURE UTILISES	75
III - 6.1 MESURES DE GAIN DE CONVERSION	76
III - 6.2 MESURE DE L'INTERMODULATION D'ORDRE 3	77
III - 6.3 MESURE DU FACTEUR DE BRUIT	77
III - 7 PERFORMANCES	78
III - 7.1 GAIN DE CONVERSION	78
III - 7.1.a En fonction de la puissance d'oscillateur local	78
III - 7.1.b En fonction de la fréquence RF	79
III - 7.2 COEFFICIENTS DE REFLEXION	79
III - 7.3 INTERMODULATION D'ORDRE 3	80

III - 7.4 SPECTRE DE SORTIE - ISOLATION	80
III - 7.5 FACTEUR DE BRUIT	80
III - 7.6 INFLUENCE DU POINT DE POLARISATION	81
III - 7.7 RESUME	81
III - 8 RETRO-SIMULATION	81
III - 9 FINALISATION DU PROJET	83
III - 10 PROPOSITION D'UNE NOUVELLE STRUCTURE DE COMPOSANT POUR L'UTILISATION EN MELANGEUR HYBRIDE	84
III - 11 CONCLUSION	86
BIBLIOGRAPHIE	87
IV - CHAPITRE IV « Mélangeurs à transistor bigrille en technologie MMIC pour applications en bande V »	89
IV - 1 INTRODUCTION	89
IV - 2 DEVELOPPEMENT D'UN MODELE ELECTRIQUE NON LINEAIRE POUR LE TRANSISTOR BIGRILLE	90
IV - 2.1 DEMARCHE	90
IV - 2.2 SCHEMA EQUIVALENT DU BIGRILLE	91
IV - 2.3 EXTRACTION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT	92
IV - 2.3.a Détermination des éléments parasites	92
IV - 2.3.b Détermination des éléments intrinsèques	93
IV - 2.4 REMARQUE SUR UN POINT PARTICULIER DE LA MODELISATION	94
IV - 2.5 FORMULATION MATHEMATIQUE DU MODELE	95
IV - 2.5.a Modélisation du monogrille équivalent	95
IV - 2.5.b Modélisation du bigrille	98
IV - 2.6 VALIDATION DU MODELE	99
IV - 2.7 CONCLUSION	100
IV - 3 CONCEPTION DES MMICS	101
IV - 3.1 LE CAHIER DES CHARGES	101
IV - 3.1.a Les spécifications	101
IV - 3.1.b Le choix du composant	101
IV - 3.2 CONCEPTION DES DIFFERENTS CIRCUITS	102
IV - 3.2.a Circuits de sortie	103
IV - 3.2.b Circuits d'adaptation voie RF	103
IV - 3.2.c Circuits d'adaptation voie OL	104
IV - 4 RESULTATS DE SIMULATION	105
IV - 4.1 CONDITIONS DE SIMULATION	105
IV - 4.2 POINT DE POLARISATION OPTIMUM	107
IV - 4.3 GAIN DE CONVERSION	107
IV - 4.4 COEFFICIENTS DE REFLEXION	108
IV - 4.5 ISOLATIONS	108
IV - 4.6 LINEARITE	109
IV - 4.7 INTERMODULATION D'ORDRE 3	109
IV - 4.8 ZONE DE FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE	110
IV - 4.9 ANALYSES DE SENSIBILITE	111
IV - 5 REALISATION TECHNOLOGIQUE	112
IV - 6 PERFORMANCES DES CIRCUITS MMICS	112
IV - 6.1 LES MESURES SOUS POINTES	112
IV - 6.1.a Présentation du banc de mesure	112
IV - 6.1.b Performances	113
IV - 6.2 LES MESURES EN CELLULE SPECIFIQUE	115
IV - 6.2.a Description de la cellule de mesure	115
IV - 6.2.b Présentation du banc de mesure	116
IV - 6.2.c Performances	116
IV - 6.3 BILANS DES PERFORMANCES	120
IV - 7 RETRO-SIMULATION	121
IV - 8 CONCLUSION	123
BIBLIOGRAPHIE	124
CONCLUSION GENERALE	125

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes de communication hyperfréquences connaissent actuellement un formidable essor généré par le besoin croissant de communiquer toujours plus vite et plus loin. Outre les applications dites « confidentielles », on assiste ces dernières années à l'extraordinaire explosion des applications dites « grand public ».

Les radiocommunications sans fils, les télécommunications par satellite ou inter satellites, les dispositifs de surveillance (aéroport, circulation routière ...), le domaine de l'automobile (radar anti-collision, télé-péage ...) constituent un très vaste champ d'applications nécessitant des circuits hyperfréquences.

Des performances accrues, une meilleure fiabilité, une réduction de poids et d'encombrement, des prix de revient plus faibles avec, corrélativement, une production de masse, tels sont les impératifs auxquels est confronté le développement de tous ces systèmes. La conséquence inéluctable en est une rapide mutation de la technologie hybride à la technologie monolithique, c'est à dire vers les circuits intégrés micro-ondes « MMICs ».

Dans toutes ces nouvelles applications un rôle clé est dévolu, tant en émission qu'en réception, aux dispositifs dits « mélangeurs ». Dans notre laboratoire les études sur ces types de dispositifs ont commencé il y a quelques années, en particulier au sein de l'équipe « Dispositifs Micro-ondes de puissance et non linéaires » du Professeur Y. CROSNIER. Cela s'est concrétisé par des actions contractuelles dans le cadre de programmes européens de recherches (ESPRIT), en coopération avec de grands laboratoires universitaires et industriels.

C'est dans ce contexte que s'est déroulé le travail présenté dans ce mémoire. Il a consisté essentiellement à élaborer une méthodologie spécifique d'analyse et de conception de mélangeurs, d'une part en technologie hybride et, d'autre part, en technologie monolithique. Cette méthodologie a ensuite été validée par les essais effectués sur les divers circuits que nous avons réalisés.

L'utilisation de transistors à effet de champ (TEC) monogridde et bigridde pour la fonction mélange en bande millimétrique constitue, à notre sens, l'originalité principale de ces travaux. En effet, les diodes de type « Schottky » étaient, encore récemment, les composants de base des mélangeurs très hautes fréquences.

Le fonctionnement fortement non linéaire des mélangeurs a nécessité le développement de modèles électriques particuliers de transistors. L'utilisation des technologies hybrides puis MMICs a demandé une validation quasi systématique de la bibliothèque de notre simulateur et de celle du fondeur (THOMSON TCS) pour un fonctionnement en bande millimétrique. La caractérisation expérimentale des circuits, effectuée par nos soins, nous a permis d'être mieux sensibilisés aux réalités physiques de fonctionnement et aux problèmes de mesures. En effet, il est clair que les concepteurs doivent avoir une collaboration très étroite avec les équipes qui testent les circuits et même, chaque fois que cela est possible, participer aux tests. Cela donne, à notre avis, une approche beaucoup plus réaliste des problèmes et permet aussi d'optimiser les techniques de conception.

Ce manuscrit comporte quatre chapitres.

Dans la première partie, nous définissons succinctement les différents paramètres intervenant dans les mélangeurs. Puis une description des différents types de mélangeurs à TECs est présentée dans une optique conception et en mettant en évidence les éléments clés de chacune des structures. Enfin, un état de l'art des dispositifs à TECs réalisés à ce jour est effectué pour des fréquences allant de la bande X à la bande W.

Le second chapitre présente le modèle électrique non linéaire que nous avons été amenés à mettre au point en vue de la réalisation d'un mélangeur par grille à TEC chaud, dans le cadre du projet Européen ESPRIT « AIMS ». L'idée directrice de ce travail était de mettre en oeuvre un modèle rapide à développer, souple à utiliser, fiable, et relativement simple pour ne pas nécessiter des temps de calcul prohibitifs en simulation grand signal. Nous avons donc élaboré un modèle très spécifique à ce type d'application.

La troisième partie concerne l'étude et la réalisation en technologie hybride du mélangeur par grille à TEC chaud, en bande Ka, du projet « AIMS ». Nous y décrivons, dans un premier temps, une méthodologie d'analyse et de conception. Après la phase de réalisation et de mise en boîtier, nous présentons les principaux résultats obtenus. Enfin, dans un souci de validation et d'analyse des phénomènes, une étude de rétro-simulation est proposée. Les points forts et faibles de la conception et de la réalisation sont alors mis en évidence.

Le dernier chapitre de ce mémoire est consacré à l'étude et au développement de mélangeurs en technologie MMIC, utilisant des transistors double grille de types PM-HEMTs, fonctionnant en bande V. Cette étude s'est déroulée dans le cadre du projet Européen ESPRIT « CLASSIC ». La complexité accrue d'une telle structure, nous a conduit à mettre en oeuvre une méthodologie très particulière de conception. Du point de vue modélisation du composant, nous avons établi un modèle électrique original permettant de décrire, avec une bonne exactitude, toute la zone du réseau composite I/V utilisée par le mélangeur. Ceci a été effectué en étroite collaboration avec D. LANGREZ qui a élaboré un banc de mesure et des procédures spécifiques d'extraction des éléments du schéma équivalent. La caractérisation complète de ces mélangeurs (sous pointes et en cellule), associée à une étude de rétro-simulation, a débouché sur une analyse en profondeur du fonctionnement qui, à notre connaissance, est la première du genre.

CHAPITRE I

« Le mélange de fréquence à transistors à effet de champ »

CHAPITRE I

I-1 INTRODUCTION

Ce premier chapitre présente en premier lieu, ce qu'est le mélange de fréquence ainsi que les grandeurs caractéristiques qui y sont associées.

Nous rappelons ensuite les principes de fonctionnement des différents types de mélangeurs les plus utilisés et employant uniquement des transistors à effet de champ. Ceux-ci sont, en effet à la base des différentes études que nous présenterons dans les chapitres suivants. Dans cet optique d'ailleurs, nous nous attacherons à mettre en évidence les effets physiques pouvant contrarier les performances des circuits et les règles de conception usuellement admises.

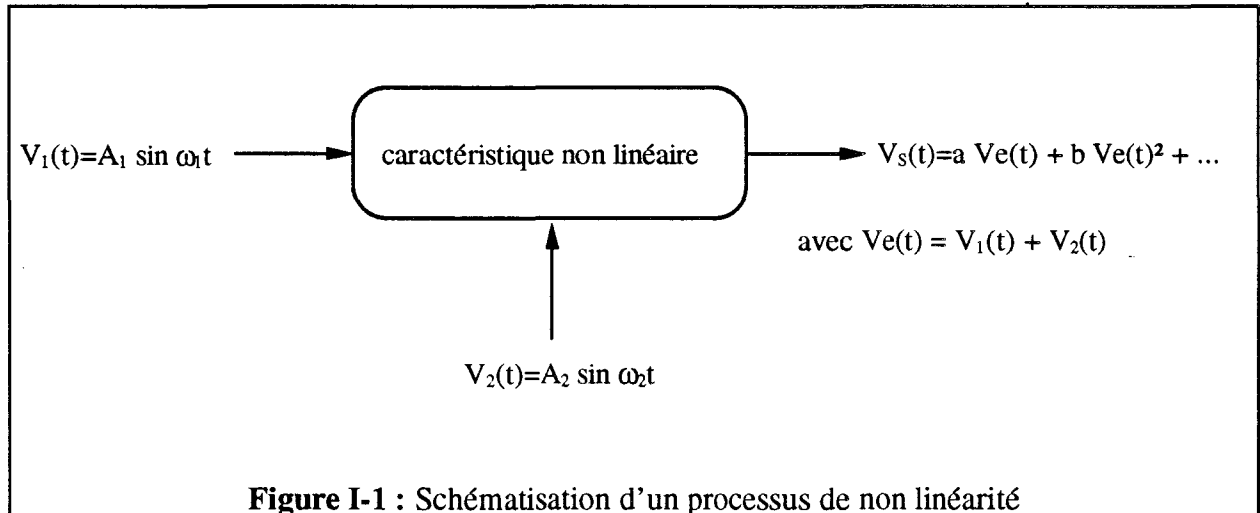
Puis, afin de situer les performances obtenues avec de telles structures de mélangeurs, nous effectuerons un état de l'art dans lequel nous recenserons les résultats les plus probants parus à ce jour.

I - 2 LES PRINCIPES DU MELANGE ET DE LA GENERATION DE FREQUENCE

Avant de décrire le processus de mélange, rappelons que la principale fonction d'un mélangeur est de générer de nouvelles fréquences. En effet, c'est grâce à cette génération de fréquences nouvelles que l'on peut transférer une information d'une porteuse de fréquence f_1 à une autre porteuse de fréquence f_2 , cette opération étant obligatoirement liée à un phénomène non linéaire.

Le moyen traditionnel de montrer le processus de génération de ces nouvelles fréquences est de décrire le comportement d'un élément non linéaire sur lequel on applique 2 signaux d'excitation [1].

Considérons le schéma figure I-1.



Quand on calcule $V_S(t)$ il vient :

$$V_S(t) = a (A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \sin \omega_2 t) + b (A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \sin \omega_2 t)^2 + \dots$$

$$= a (A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \sin \omega_2 t)$$

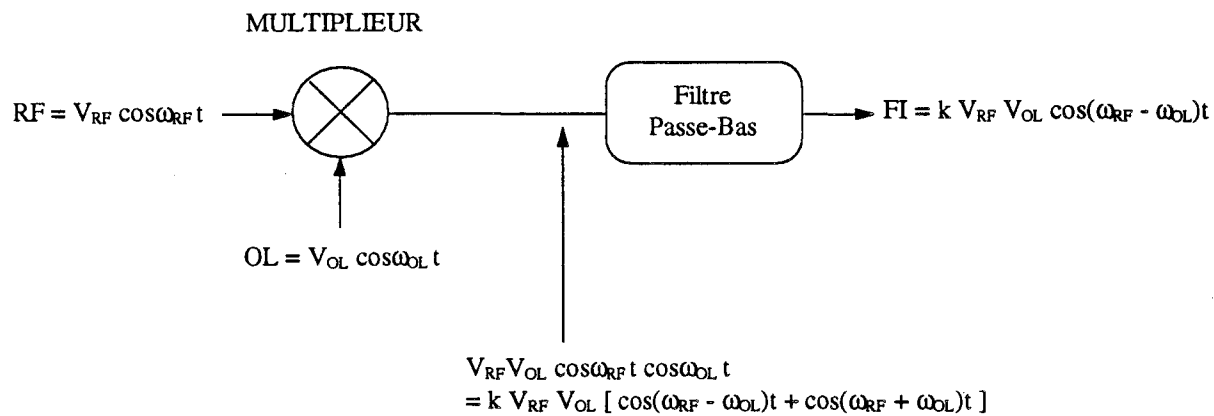


Figure I-2: Le mélangeur représenté comme un multiplieur idéal

$$+ b (A_1^2 \sin^2 \omega_1 t + A_2^2 \sin^2 \omega_2 t + 2A_1 A_2 \sin \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t)$$

+ ...

Posons $V_1 = A_1 \sin \omega_1 t$

$$V_2 = A_2 \sin \omega_2 t$$

on a alors $V_s(t) = aV_1 + aV_2 + bV_1^2 + bV_2^2 + 2bV_1V_2 + \dots$

en généralisant, on obtient une réponse de la forme

$$V_s(t) = [a V_1 + b V_1^2 + \dots + k_n V_1^n] + [aV_2 + bV_2^2 + \dots + k_m V_2^m] \\ + [2b V_1 V_2 + 3c V_1^2 V_2 + 3c V_1 V_2^2 + \dots + k V_1^m V_2^n]$$

On montre en utilisant des formules trigonométriques, que chaque terme en V_1^m génère l'harmonique mf_1 , que chaque terme en V_2^n génère l'harmonique nf_2 et enfin que chaque terme croisé $kV_1^m V_2^n$ génère des fréquences sommes $mf_1 + nf_2$ et des fréquences différences $mf_1 - nf_2$ (m, n entiers).

On voit donc qu'un élément fortement non linéaire peut générer un grand nombre de fréquences harmoniques, c'est cette génération d'harmoniques qui traduit le comportement grand signal. Toutefois l'amplitude des harmoniques décroît lorsque m et n augmentent.

Si l'on s'intéresse maintenant à la fonction d'un mélangeur, on peut considérer idéalement celle-ci comme un multiplieur analogique auquel on associe un filtre en sortie. La figure I-2 montre ce que l'on obtient sur la sortie d'un tel dispositif.

Le signal RF appliqué sur la voie 1 est le signal Radio Fréquence contenant l'information, le signal OL appliqué sur la voie 2 est le signal issu d'un Oscillateur Local, appelé signal de pompe. En prenant $V_{OL} \gg V_{RF}$ (V_{RF} issu la plupart du temps d'une antenne de réception) le fonctionnement grand signal est assuré, permettant ainsi de décrire toute la caractéristique non linéaire. Sur la sortie, le signal est à la fréquence FI appelée fréquence de battement ou fréquence intermédiaire. Malheureusement les composants non linéaires qui permettent de réaliser la fonction mélange, ne sont pas des multiplieurs idéaux et l'on récupère donc sur la sortie un grand nombre de fréquences, autre que le signal FI, tel qu'on l'a montré au paragraphe précédent.

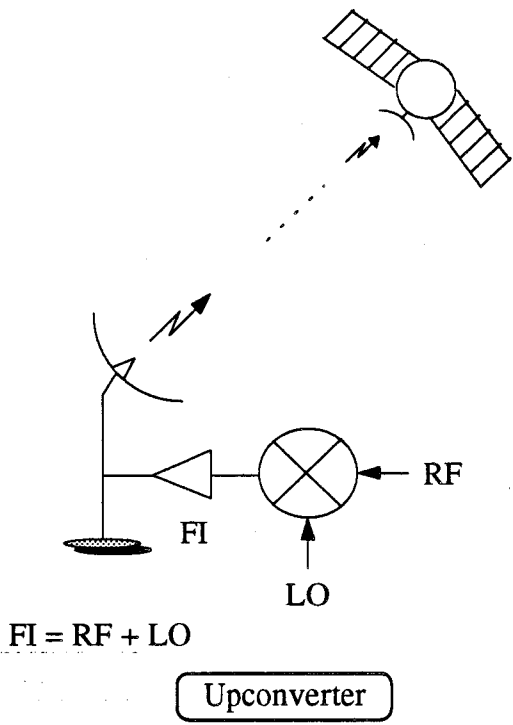


Figure I-3a

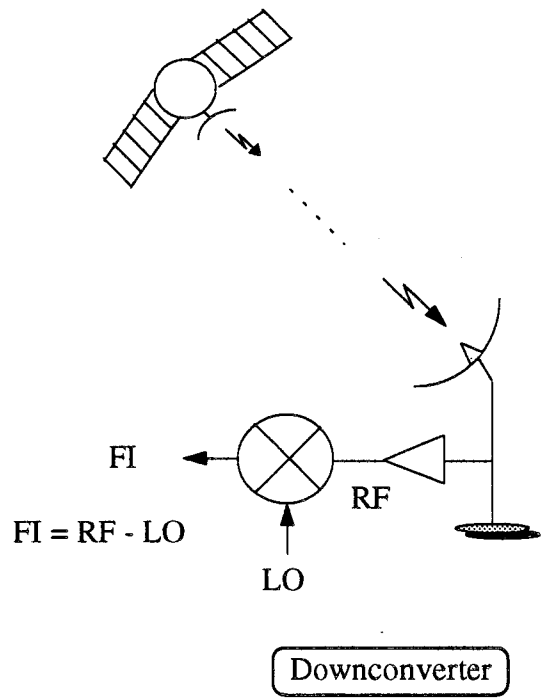


Figure I-3b

Figure I-3: Illustration de la fonction élévation de fréquence ou « upconverter » (Figure I-3a) et de la fonction abaisseur de fréquence ou « downconverter » (Figure I-3b)

Notons que sur l'exemple de la figure I-2, c'est la fréquence différence qui est gardée en sortie : on réalise alors un convertisseur abaisseur de fréquence appelé aussi « downconverter ». Ce type de circuit est utilisé dans des têtes de réception (satellite-terre, par exemple, cf. figure I-3a). Ce sera toujours le cas dans le contexte de cette étude.

De façon alternative, il est possible de ne garder que la fréquence somme et de réaliser un convertisseur éleveur de fréquence ou « upconverter, » utilisé en émission (terre - satellite, par exemple, cf. figure I-3b).

I-3 DEFINITION DES GRANDEURS CARACTERISTIQUES D'UN MELANGEUR

Afin de rendre compte des performances des dispositifs, un certain nombre de grandeurs caractéristiques sont définies comme suit :

I-3.1 LE GAIN DE CONVERSION

Un mélangeur convertit la puissance d'une fréquence à une autre fréquence ; par conséquent l'un des paramètres les plus importants est celui qui rend compte de l'efficacité de la conversion. C'est le gain de conversion G_c . Il est défini comme étant le rapport de la puissance du signal de sortie à la fréquence FI (P_{FI}) sur la puissance du signal d'entrée à la fréquence RF (P_{RF})

$$G_c = \frac{P_{FI}}{P_{RF}}$$

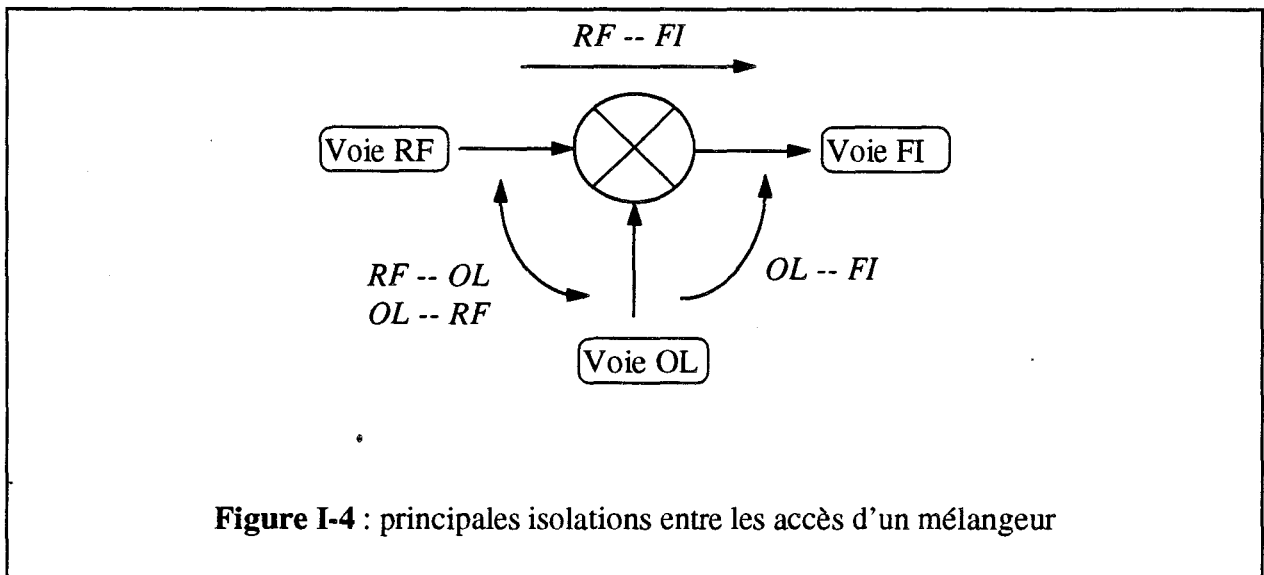
Soit, en décibel (dB) $G_{c \text{ dB}} = 10 \log \frac{P_{FI}}{P_{RF}}$

ou encore $G_{c \text{ dB}} = P_{FI \text{ (dBm)}} - P_{RF \text{ (dBm)}}$

I - 3.2 LES ISOLATIONS

La présence de signaux aux fréquences RF et OL et de leurs combinaisons harmoniques est indésirable sur la sortie d'un mélangeur, de même que la présence de signaux de fréquences différentes de celle du signal utile, sur l'entrée du dispositif.

C'est pour cela que sont définies les isolations. Elles représentent les pertes d'insertion entre deux bornes du mélangeur pour une fréquence donnée RF, OL ou FI (figure I-4).



I - 3.2.a Isolation entrée-entrée

$$* \text{ Isolation OL - RF} = \frac{\text{Puissance à } F_{ol} \text{ sur l'entrée RF}}{\text{Puissance à } F_{ol} \text{ sur l'entrée OL}}$$

L'isolation OL-RF est certainement la plus importante car elle traduit la capacité du dispositif à éviter l'apparition indésirable du signal OL sur l'entrée RF. Sachant que ce signal de pompe à une forte amplitude, on comprend aisément l'importance de ce paramètre.

$$* \text{ Isolation RF - OL} = \frac{\text{Puissance à } F_{rf} \text{ sur l'entrée OL}}{\text{Puissance à } F_{rf} \text{ sur l'entrée RF}}$$

L'importance de ce paramètre est plus relative car la puissance du signal RF est très faible en entrée du circuit.

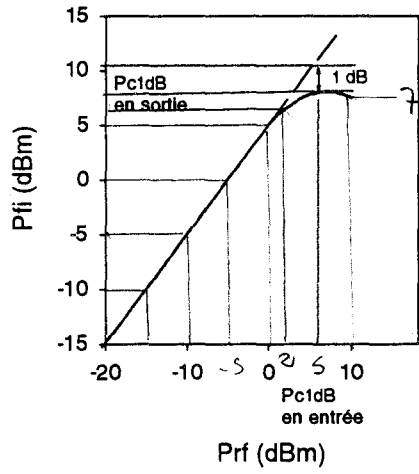


Figure I-5a

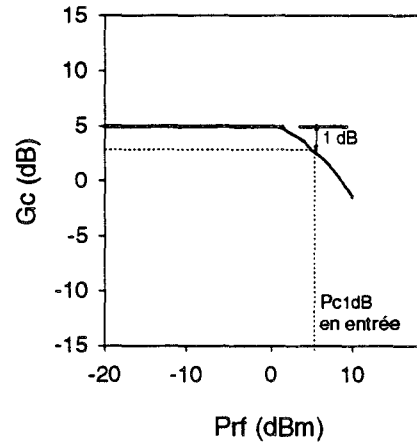


Figure I-5b

Figure I-5: Définition du point de compression à 1dB relié à la puissance de sortie (Figure I-5a) et au gain de conversion (Figure I-5b).

I - 3.2.b Isolation entrée-sortie

$$* \text{ Isolation OL - FI} = \frac{\text{Puissance à F}_{ol} \text{ sur la sortie FI}}{\text{Puissance à F}_{ol} \text{ sur l'entrée OL}}$$

$$* \text{ Isolation RF - FI} = \frac{\text{Puissance à F}_{rf} \text{ sur la sortie FI}}{\text{Puissance à F}_{rf} \text{ sur l'entrée RF}}$$

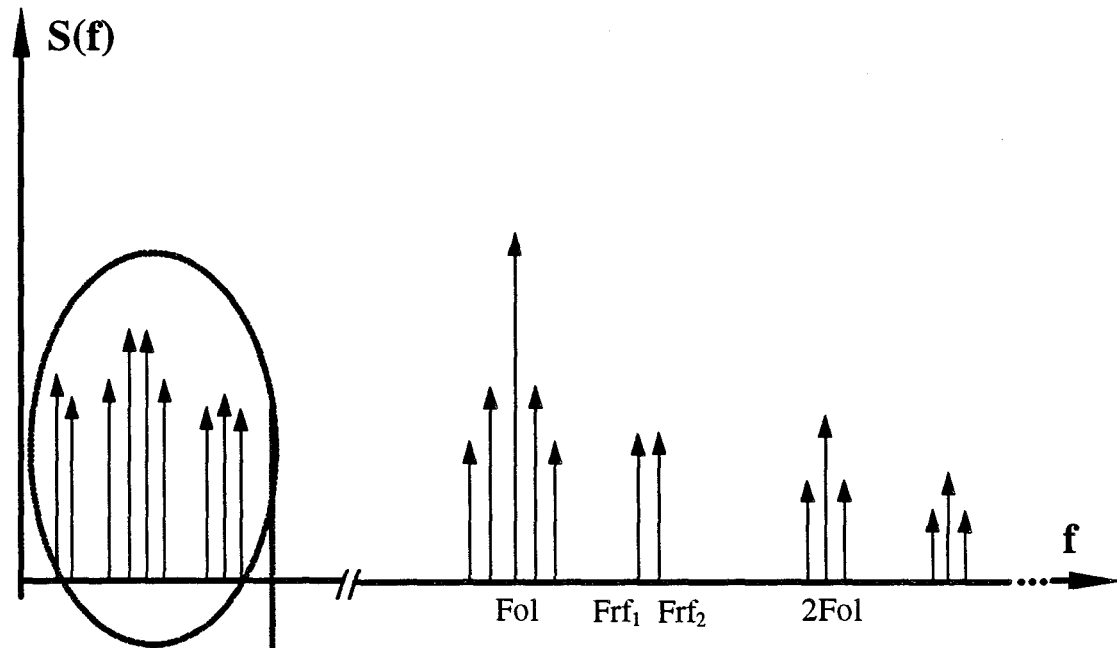
Les mêmes critères d'importance que dans le cas des isolations de type entrée-entrée peuvent s'appliquer ici. Néanmoins, on peut déjà noter que pour des raisons d'amélioration du gain de conversion, il est nécessaire de court circuiter les signaux RF et OL en sortie. Ce qui contribue évidemment à l'augmentation des isolations de types entrée-sortie.

Compte tenu de la forte non linéarité d'un mélangeur, on observera également des composantes harmoniques indésirables en entrée et en sortie. Par conséquent, on pourra donc généraliser ces définitions aux fréquences harmoniques.

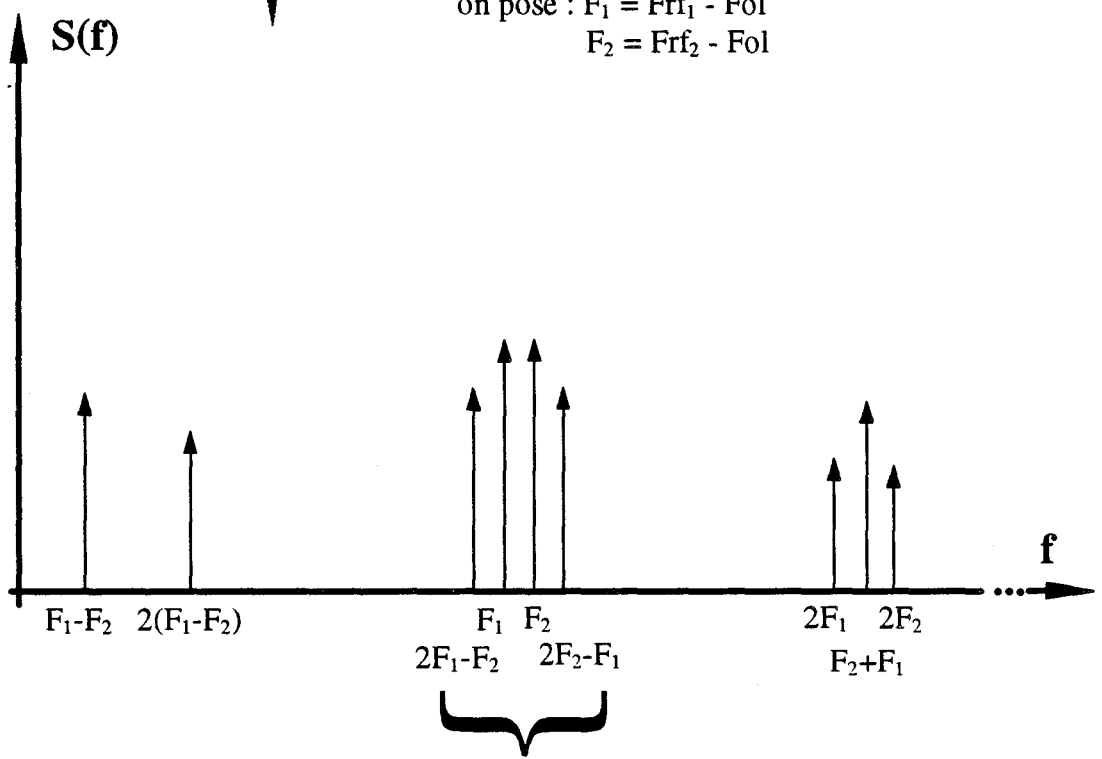
I - 3.3 LE POINT DE COMPRESSION A 1 dB

Les mélangeurs tout comme les autres dispositifs à semi-conducteurs sont sujet à un phénomène de saturation de gain. Le point de compression à 1 dB (P_{c1dB}) est défini comme étant le niveau de puissance RF auquel correspond un écart de 1 dB de la caractéristique $P_{FI} = f(P_{RF})$ réelle par rapport à l'extrapolation linéaire (figure I-5a). Dans des considérations systèmes où l'on s'intéresse plus particulièrement aux signaux de sortie des différents étages, le point de compression à 1 dB correspond à la puissance de sortie pour laquelle le gain de conversion est diminué de 1dB (figure I-5b). Le comportement en gain du mélangeur évolue en fonction de niveau de puissance de l'oscillateur local, il en est donc de même pour le P_{c1dB} .

Remarquons que suivant la définition le P_{c1dB} est référencé soit par rapport à l'entrée, soit par rapport à la sortie.



on pose : $F_1 = F_{r1} - F_{0l}$
 $F_2 = F_{r2} - F_{0l}$



Bande utile en sortie du mélangeur

Figure I-6 : Spectre de sortie d'un mélangeur ; mise en évidence de la présence des raies d'intermodulation d'ordre 3 dans la bande utile.

I - 3.4 L'INTERMODULATION D'ORDRE 3

la sensibilité du mélangeur à l'intermodulation d'ordre 3 est définie par son point d'interception du 3^{ème} ordre.

Pour illustrer ce qu'est le produit d'intermodulation d'ordre 3, considérons un mélangeur sur lequel on applique un signal de pompe OL et deux signaux RF de même amplitude et de fréquences très voisines.

$$OL = V_{OL} \cos \omega_{OL} t$$

$$RF_1 = V_{RF} \cos \omega_{RF1} t \quad \text{avec } \omega_{RF} = (\omega_{RF1} - \omega_{RF2}) \text{ faible}$$

$$RF_2 = V_{RF} \cos \omega_{RF2} t$$

Si l'on observe le spectre de sortie obtenu avec ce système [voir Annexe I-1] on voit que les fréquences d'intermodulation de la forme $[(2F_{RF1} - F_{RF2}) - F_{OL}]$ et $[(2F_{RF2} - F_{RF1}) - F_{OL}]$ sont très proches de F_{IF} (figure I-6). Il se trouvent, par conséquent, dans la bande utile de réception. Il en résulte que les composantes parasites ne peuvent être éliminées par filtrage [2].

Notons que l'on peut déterminer l'amplitude des produits d'intermodulation à l'aide de la formule fournie par S. Maas [3], donnée pour le cas général :

$$PIM_n = n P_1 - (n-1) PIS_n \quad , \text{en dBm}$$

avec PIM_n : amplitude du produit d'intermodulation d'ordre n

P_1 : amplitude du signal de sortie de l'ordre 1

PIS_n : Point d'interception de sortie à l'ordre n

On en conclue donc qu'un PIS élevé garantit une faible amplitude des produits d'intermodulation et traduit ainsi l'insensibilité du mélangeur à ces produits.

Il est à noter que le PIS n'est pas la seule notion utilisée et que, fréquemment, on fait appel au PIE c'est à dire à la puissance d'entrée correspondant au point d'interception, celle-ci étant reliée à PIS selon l'expression :

$$PIS_{(dBm)} = PIE_{(dBm)} + GC_{(dB)}$$

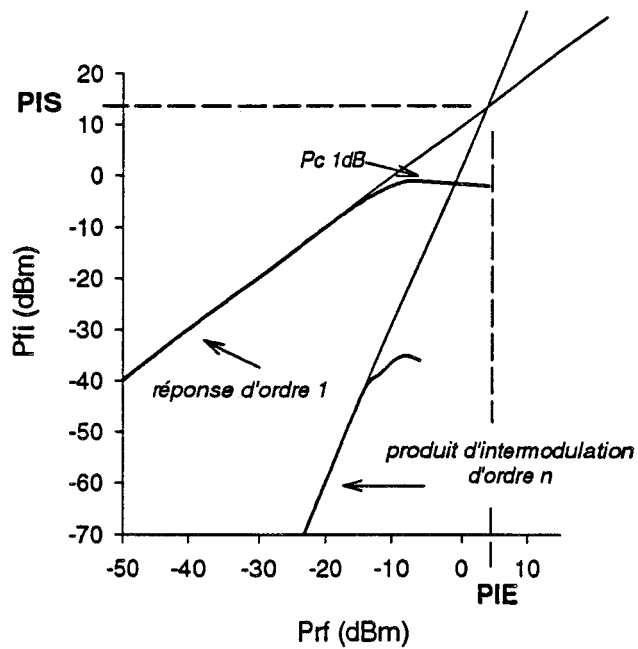


Figure I-7 : Représentation du PIS et du PIE

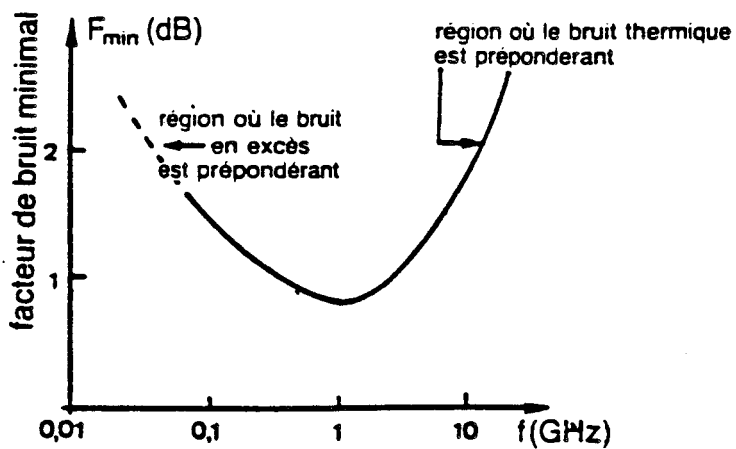


Figure I-8: Exemple de variation du facteur de bruit minimal d'un MESFET, à l'optimum de polarisation, avec la fréquence [4].

qui découle directement de la réponse $P_{FI} = f(P_{RF})$ (figure I-7).

Cette relation reste valable quelque soit l'ordre harmonique des signaux. Généralement, pour des raisons commerciales, les constructeurs donnent la valeur en entrée pour des mélangeurs à diodes (dans ce cas, on $G_c < 0$) et la valeur en sortie par d'autres types de composants, les TECs en particulier.

I- 3.5 LE FACTEUR DE BRUIT

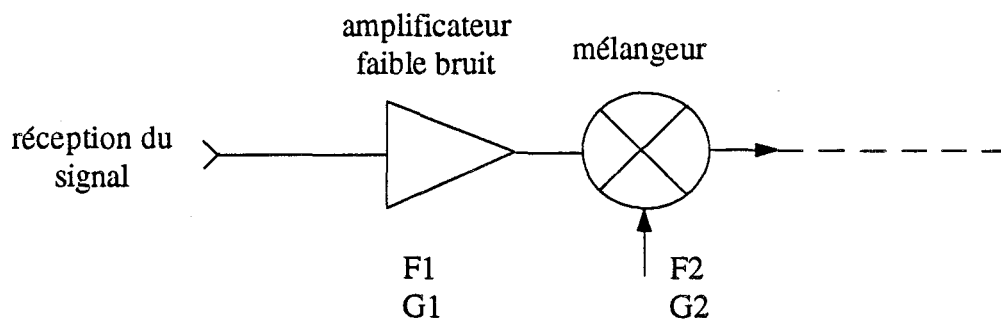
Les récepteurs modernes qui reçoivent des informations issues la plupart du temps de satellites, doivent traiter des signaux de très faibles amplitudes (on a souvent $P_{RF} < 40$ dBm). Il est donc nécessaire que le bruit ajouté par les composants du système ne masque pas ces signaux. Cette caractéristique est définie par le facteur de bruit qui représente la dégradation du rapport signal sur bruit au cours de la conversion de fréquence.

Cette dégradation provient principalement du ou des composants actifs utilisés dans les mélangeurs. Dans le cas de l'utilisation des transistors à effet de champ, on peut regrouper deux grandes catégories de sources de bruit : les sources de bruit en excès et les sources de bruit thermique [4].

Comme le montre la figure I-8, le bruit en excès, qui a pour origines essentielles le bruit de scintillation dans le canal conducteur (bruit en $1/F$) et le bruit de génération-recombinaison (bruit G.R) dans la région dépeuplée sous la grille [5] [6], est prépondérant en basse fréquence. Les mélangeurs à faible fréquence intermédiaire FI seront par conséquent affectés par ce type de bruit.

Le bruit thermique (ou bruit de diffusion), lié à l'agitation thermique des porteurs dans le canal [7], se manifeste quant à lui dans le domaine des micro-ondes et affectera donc les systèmes types upconverter ou à fréquence FI élevée (figure I-8).

Le facteur de bruit est défini d'une manière générale, comme étant le rapport signal sur bruit en entrée sur le rapport signal sur bruit en sortie.



Formule de FRIIS

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \times G_2 \times \dots \times G_{n-1}}$$

Figure I-9 : Facteur de bruit de quadripôles en cascade (d'après FRIIS)

Avec :

$$F = \frac{S_e / N_e}{S_s / N_s}$$

S_e , N_e , respectivement puissance du signal utile en entrée du mélangeur et puissance du bruit en entrée du mélangeur, à la fréquence F_{RF}

S_s , N_s , respectivement puissance du signal utile en sortie du mélangeur et puissance de bruit en sortie du mélangeur, à la fréquence F_{FI}

En posant $S_s = G_c S_e$, on peut écrire

$$F = \frac{1}{G_c} \frac{N_s}{N_e} \quad \text{d'où} \quad F_{(dB)} = -G_c + 10 \log \left(\frac{\text{Puissance de bruit à } F_{FI}}{\text{Puissance de bruit à } F_{RF}} \right)$$

en bande latérale unique (BLU).

Il existe en fait différentes définitions du facteur de bruit, sujet à controverse sur les mélangeurs [8]. Nous ne les détaillerons pas ici. Notons que l'on peut définir deux types de facteur de bruit : en bande latérale unique BLU (ou SSB en terminologie anglo-saxonne) ou en double bande latérale DLB (ou DSB). La différence venant du fait de savoir si l'on considère la fréquence Image (Fréquence parasite en entrée du mélangeur définie par $f_{\text{image}} = F_{OL} - F_{FI}$) comme étant ou n'étant pas source RF du mélangeur.

Les mélangeurs sont des dispositifs bruyants, mais en pratique cet effet est masqué par l'utilisation d'un amplificateur faible bruit placé en amont de l'entrée RF. La formule de FRISS [9] (figure I-9) montre que c'est cet amplificateur qui impose son facteur de bruit dans la chaîne.

I - 4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES DIFFERENTS TYPES DE MELANGEURS A TECS

I - 4.1 MESFET OU HEMT POUR L'UTILISATION EN MELANGEUR

Parmi les premiers transistors à effet de champ réalisés pour fonctionner aux fréquences élevées, le MESFET sur arséniure de gallium (AsGa) s'est rapidement imposé par

d'intéressantes performances hyperfréquences. Ceci grâce à la mobilité élevée des électrons dans le composé III-V et à la faible valeur de la capacité de la barrière de Schottky [10]. C'est donc tout naturellement que les premiers mélangeurs à TECs sont apparus à base de MESFETs [11]-[14]. Ce type de composant est d'ailleurs encore largement utilisé aujourd'hui (le procédé de fabrication est bien stabilisé) pour des applications micro-ondes inférieures à environ 25 GHz

Au début des années 80, une nouvelle variante de TECs est apparue. Les transistors de la famille des HEMTs (High Electron Mobility Transistor). Fabriqués sur des matériaux à hétérojonctions, ils ont une plus grande vélocité et mobilité des porteurs et par là même permettent de répondre aux besoins des applications aux fréquences millimétriques.

Quand on compare les structures d'un MESFET et d'un HEMT sur la figure I-10, on observe que pour ce dernier le canal ne se situe plus directement sous la grille mais à l'interface GaAlAs/GaAs (sur ce type d'exemple de HEMT) et qu'il est constitué par un gaz d'électrons libres (appelé ainsi gaz 2D). Ce gaz présente une forte concentration de porteurs qui est fonction du potentiel appliqué sur la grille. Ce type de structure permet soit un enrichissement, soit une déplétion des porteurs ce qui le différencie du MESFET qui fonctionne toujours par déplétion du canal.

Pour monter en fréquence, dans le cadre de cette étude, nous avons utilisé, un autre type de HEMT. Le PMHEMT (HEMT pseudomorphique) qui présente la même structure qu'un HEMT classique mais avec un composé III-V présentant une mobilité intrinsèque supérieure, tel que l'InGaAs.

Bien que les réseaux I/V d'un MESFET et d'un HEMT soient différents, leur schéma équivalent reste identique. Le HEMT présente néanmoins une résistance drain-source inférieure. La différence la plus frappante se situe au niveau de la transconductance G_m (figure I-11). Pour un HEMT la transconductance présente une pente plus raide et passe par une valeur maximum en fonction de la tension grille-source V_{gs} . Ce qui implique que ce composant est plus fortement non linéaire que le MESFET. Son utilisation pour la fonction mélange sera d'autant plus aisée qu'elle requiert un niveau de puissance de l'oscillateur local relativement plus faible.

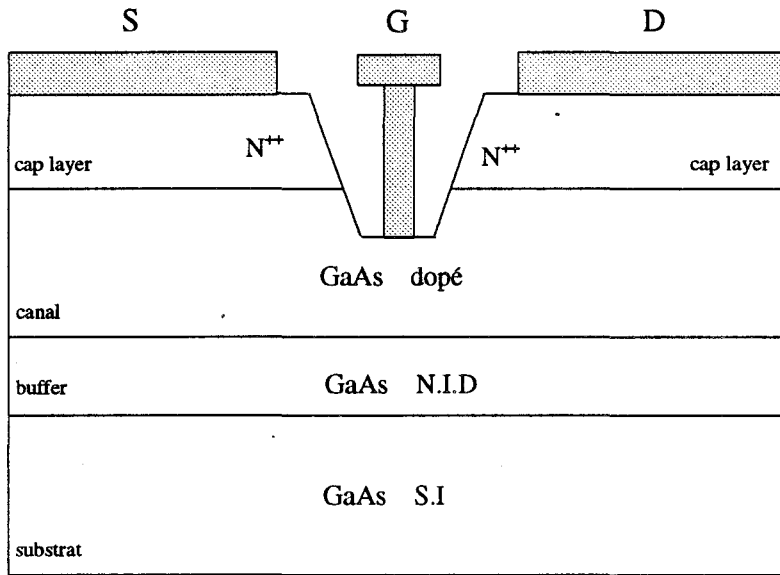


Figure I-10a : Structure type d'un MESFET GaAs

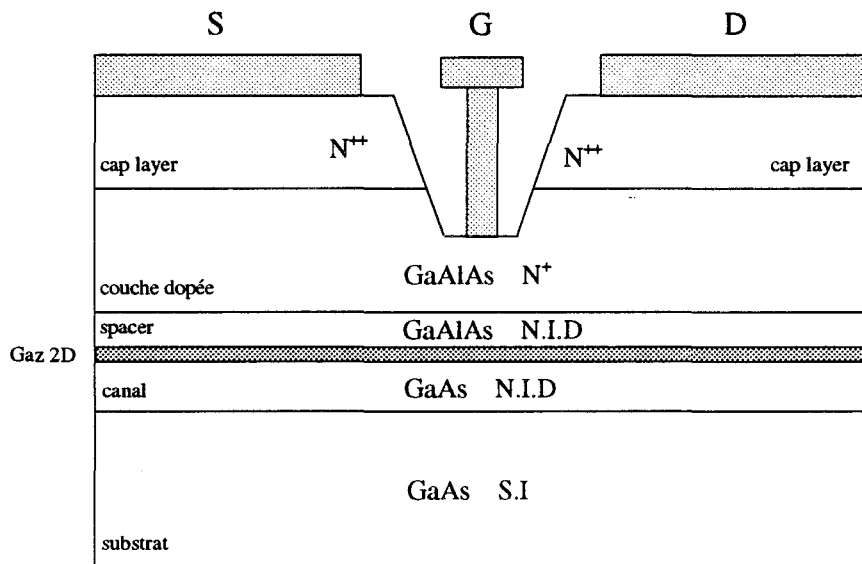


Figure I-10b : Structure type d'un HEMT monopuit conventionnel

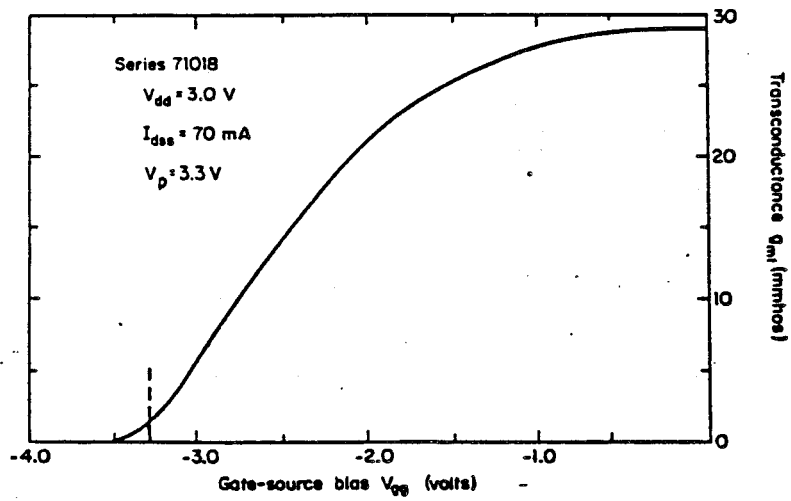


Figure I-11a : Transconductance du MESFET utilisé par Pucel pour un mélangeur en bande X [11].

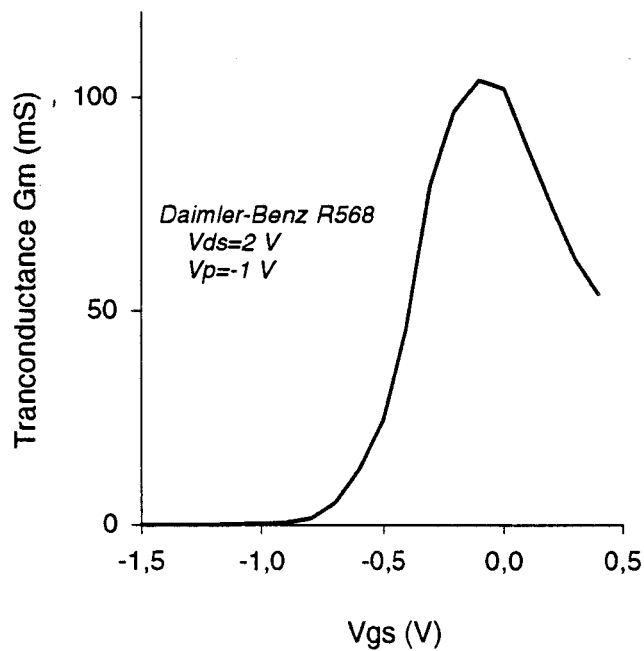


Figure I-11b : Transconductance du HEMT DB R568 ($0.25 \times 120 \mu\text{m}^2$) utilisé dans la réalisation du mélangeur 30/4 GHz décrit dans le chapitre III

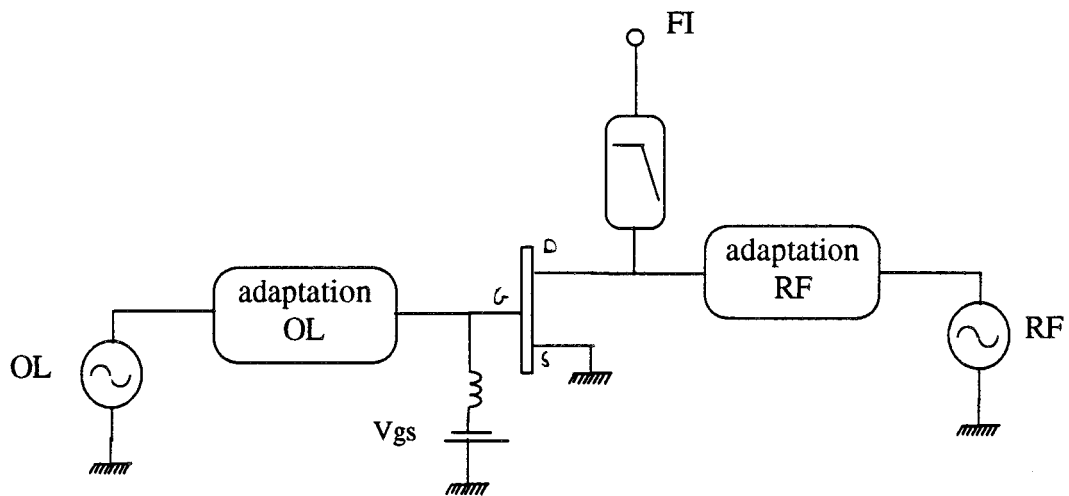


Figure I-12 : Schéma de principe d'un « résistive mixer »

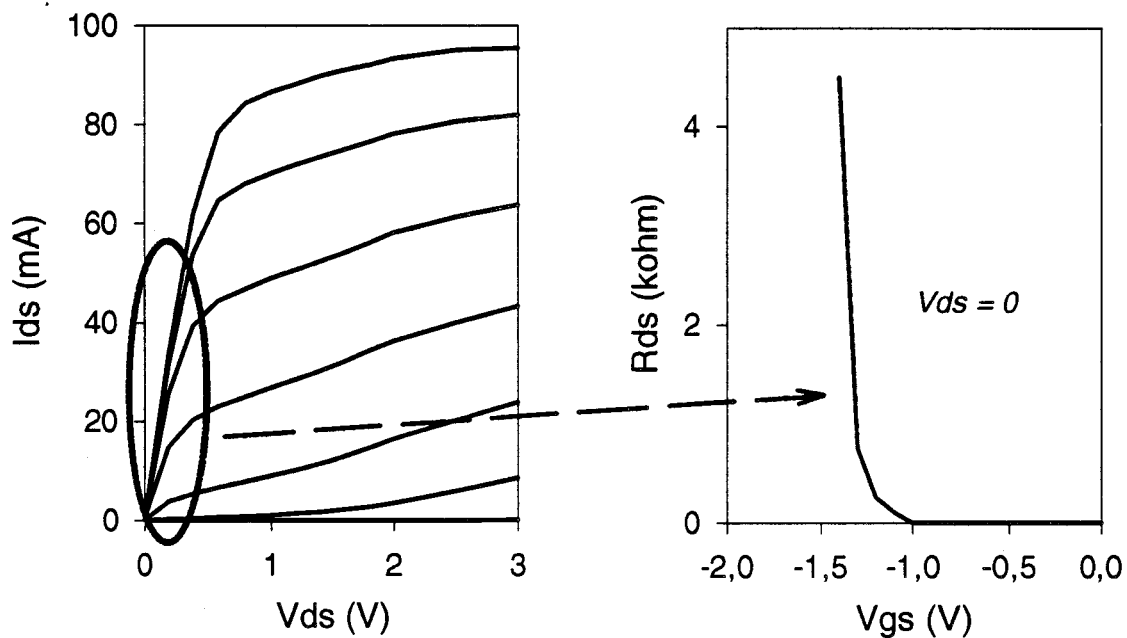


Figure I-13 : Caractéristique I/V pour différentes valeurs de V_{gs} associée à l'évolution de la résistance de sortie du transistor à $V_{ds} = 0$ V: zone de fonctionnement du « résistive mixer ».

Nous allons maintenant décrire brièvement les principaux types de fonctionnement de mélangeurs à TECs, mettre en évidence la principale non linéarité utilisée et en déduire les qualités premières de chaque sorte de mélangeurs ainsi réalisés.

I- 4.2 UTILISATION EN TEC FROID

La configuration la plus utilisée pour le mélange à partir d'un TEC froid ($V_{ds} = 0$ V) est celle appelée «résistive mixer». Comme le montre la figure I-12, le signal RF est appliqué sur le drain, l'oscillateur local OL sur la grille et le signal FI est récupéré sur le drain.

L'évolution de la caractéristique I/V reste très linéaire tant que la tension drain-source V_{ds} est, en règle générale, inférieure à environ 0,5 V (figure I-13). Le composant se comporte alors comme une résistance. On peut faire varier cette résistance en appliquant le signal OL sur la grille. Cette tension change la profondeur de déplétion sous la grille et ainsi la résistance du canal. Quand la tension de grille passe sous la tension de pincement V_p la résistance devient virtuellement infinie, alors qu'elle est très faible (la valeur dépendant de la géométrie du composant) lorsque V_{gs} devient positif. Cette plage de variation de la résistance permet d'obtenir de bonnes performances de conversion en configuration résistive mixer. C'est en fait très différent d'un fonctionnement en mélangeur à diode Schottky.

D'un point de vue conception, ce type de structure nécessite un filtrage approprié afin de bien séparer la RF de la FI. Le problème majeur se situe au niveau de l'isolation OL-RF. Le drain n'étant pas polarisé la capacité grille-drain C_{gd} est plus élevée que dans les applications plus conventionnelles. Il est donc nécessaire de bien court-circuiter l'OL sur le drain du transistor pour prévenir les fuites de pompe vers la RF ou vers la FI.

De plus, il faut aussi éliminer la RF sur la grille afin de ne pas augmenter la génération de produits d'intermodulation [15].

Le principal avantage de ce mélangeur est une très faible distorsion harmonique, due à la faible non linéarité de la caractéristique modulée. Signalons de plus, des pertes de conversion comparables à celles obtenues avec des mélangeurs à diodes et un bruit en $1/f$ faible.

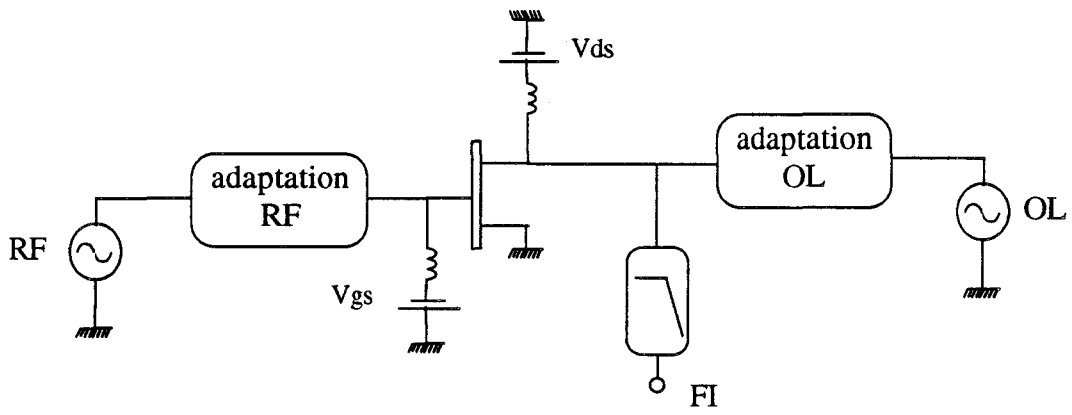


Figure I-14 : Schéma de principe d'un mélangeur par drain

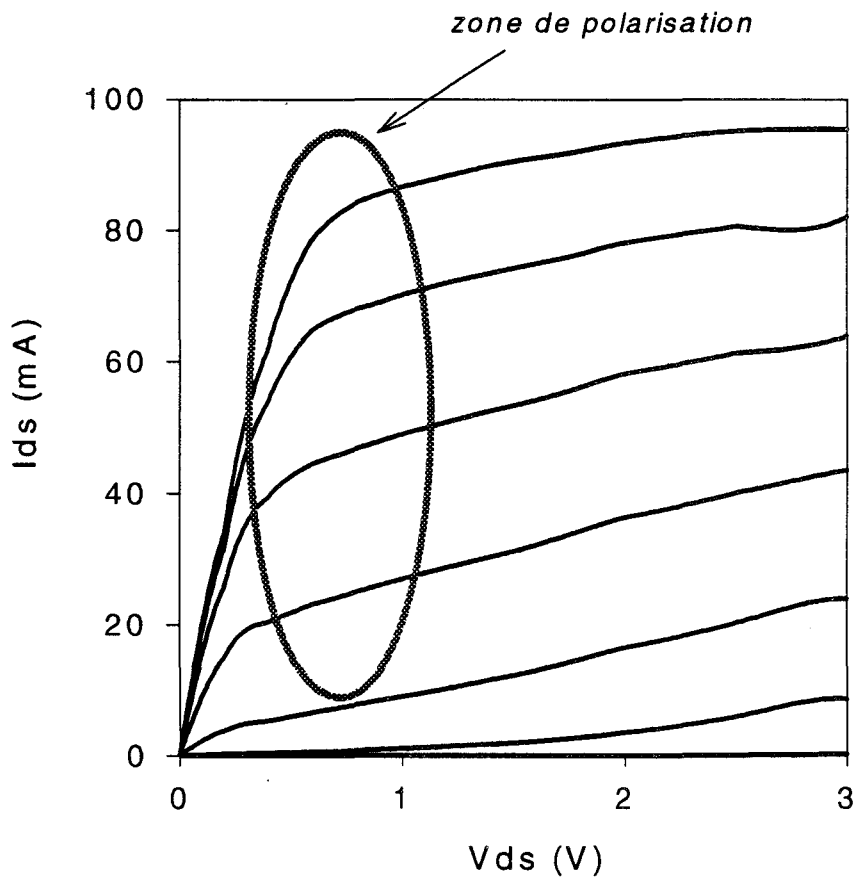


Figure I-15 : Caractéristique I/V pour différentes valeurs de V_{gs} : zone de polarisation du mélangeur par drain

I - 4.3 UTILISATION EN TEC CHAUD

I - 4.3.a Le mélangeur par drain

Dans cette configuration, illustré par la figure I-14, l'OL est appliquée sur le drain d'où la dénomination, mélangeur par drain ou «drain-mixer», la RF est appliquée sur la grille et la FI est récupérée sur le drain.

L'injection du signal d'oscillateur local sur le drain provoque la modulation de la caractéristique non linéaire $I_{ds} = f(V_{ds})$. Pour ce faire le drain est polarisé dans le coude de cette caractéristique (figure I-15).

La transconductance G_m et la conductance de sortie G_{ds} sont alors modulées. A travers ces non linéarités, c'est le facteur d'amplification en tension $\mu = G_m R_{ds}$ qui devient une fonction dépendante du temps.

La formulation du gain de conversion est donnée par [16].

$$G_c = \frac{\mu_1^2}{4 \omega_{RF}^2 \cdot C_{gs_0}^2 (R_g + R_i + R_s) (R_d + R_s + R_{ds_0})}$$

Où :

- μ_1 est la composante fondamentale du facteur d'amplification en tension μ , à la fréquence F_{OL} .
- R_g, R_s, R_i, R_d sont les résistances d'accès à la zone active du composant.
- C_{gs_0} la valeur moyenne capacité grille-source modulée à la fréquence F_{ol} .
- R_{ds_0} la valeur moyenne de la résistance intrinsèque du canal modulée à la fréquence F_{ol} .

Du point de vue conception, il convient principalement de bien isoler la voie FI et la voie OL afin de minimiser les fuites de signal OL vers la sortie.

Compte tenu de la polarisation qui implique une conductance de sortie G_{ds} assez forte et une transconductance G_m moyenne, le gain de conversion obtenu avec ce type de structure est généralement inférieur au mélangeur par grille.

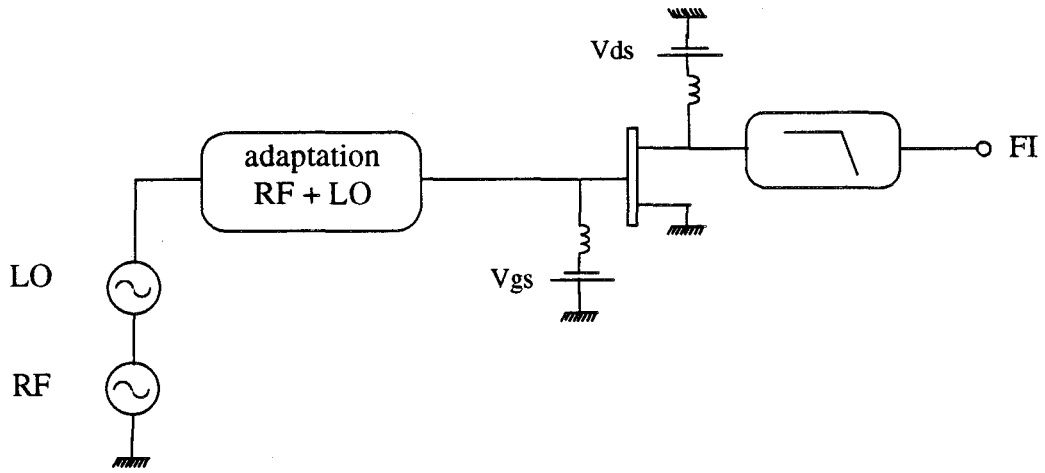


Figure I-16 : Schéma de principe d'un mélangeur par grille

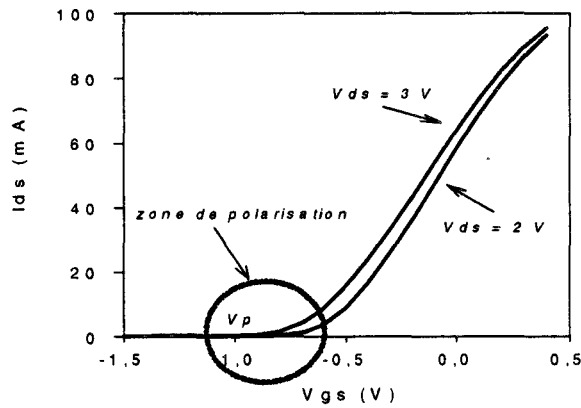


Figure I-17 : Caractéristique $I_{ds} = f(V_{gs})$ à $V_{ds} = V_{ds_{sat}}$: zone de polarisation du mélangeur par grille

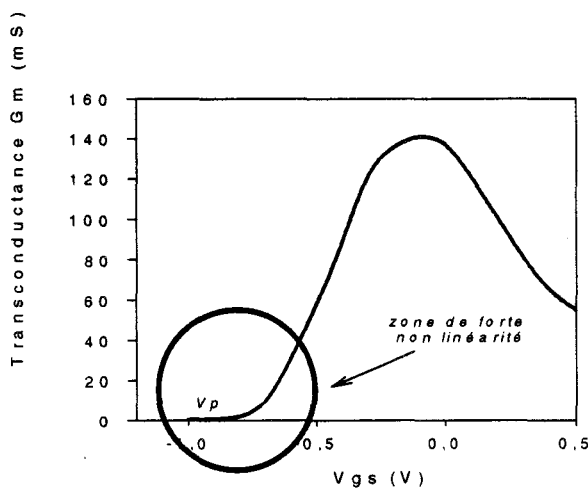


Figure I-18 : Evolution de la transconductance d'un HEMT en fonction de la tension grille-source. Mise en évidence de la forte non linéarité autour de la tension de pincement.

I - 4.3.b Le mélangeur par grille

Le schéma de principe de ce type de mélangeur est représenté figure I-16. Dans ce cas, les signaux RF et OL sont injectés simultanément sur la grille du composant. La FI est récupérée sur le drain.

Le transistor est polarisé à $V_{gs} = V_p$ (V_p = tension de pincement) et à $V_{ds} = V_{ds_{sat}}$ (Figure I-17).

La forte non linéarité de la transconductance G_m dans cette région (figure I-18) va alors permettre le mélange. L'injection d'un large signal OL sur la grille se traduit par une variation de la transconductance au court du temps, $g_m(t)$, avec une période égale à celle de l'OL [voir annexe I-2].

En prenant ω_0 comme pulsation de l'OL, on peut écrire par décomposition en série de Fourier :

$$g_m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_k e^{jk\omega_0 t}$$

où

$$g_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(t) e^{-jk\omega_0 t} d(\omega_0 t)$$

Si l'on écrit les premiers termes de la série on obtient :

$$g_m(t) = g_0 + g_1 \cos\omega_0 t + g_2 \cos 2\omega_0 t + g_3 \cos 3\omega_0 t + \dots$$

On voit dès à présent que c'est la composante fondamentale de la transconductance, à la pulsation ω_0 , qui est le facteur déterminant dans le processus de conversion.

Notons que compte tenu du facteur d'amplification $\mu = G_m R_{ds}$, il conviendrait de prendre en compte l'évolution temporelle de R_{ds} , $r_{ds}(t)$. Or si les conditions de conception, que nous allons définir et qui sont indispensables au bon fonctionnement du mélangeur, sont respectées (ce qui est généralement le cas) nous pouvons négliger les composantes de $r_{ds}(t)$ et écrire : $\mu(t) \approx g_m(t) R_{ds_0}$, où R_{ds_0} est la valeur moyenne de la résistance intrinsèque du canal modulée à la fréquence OL.

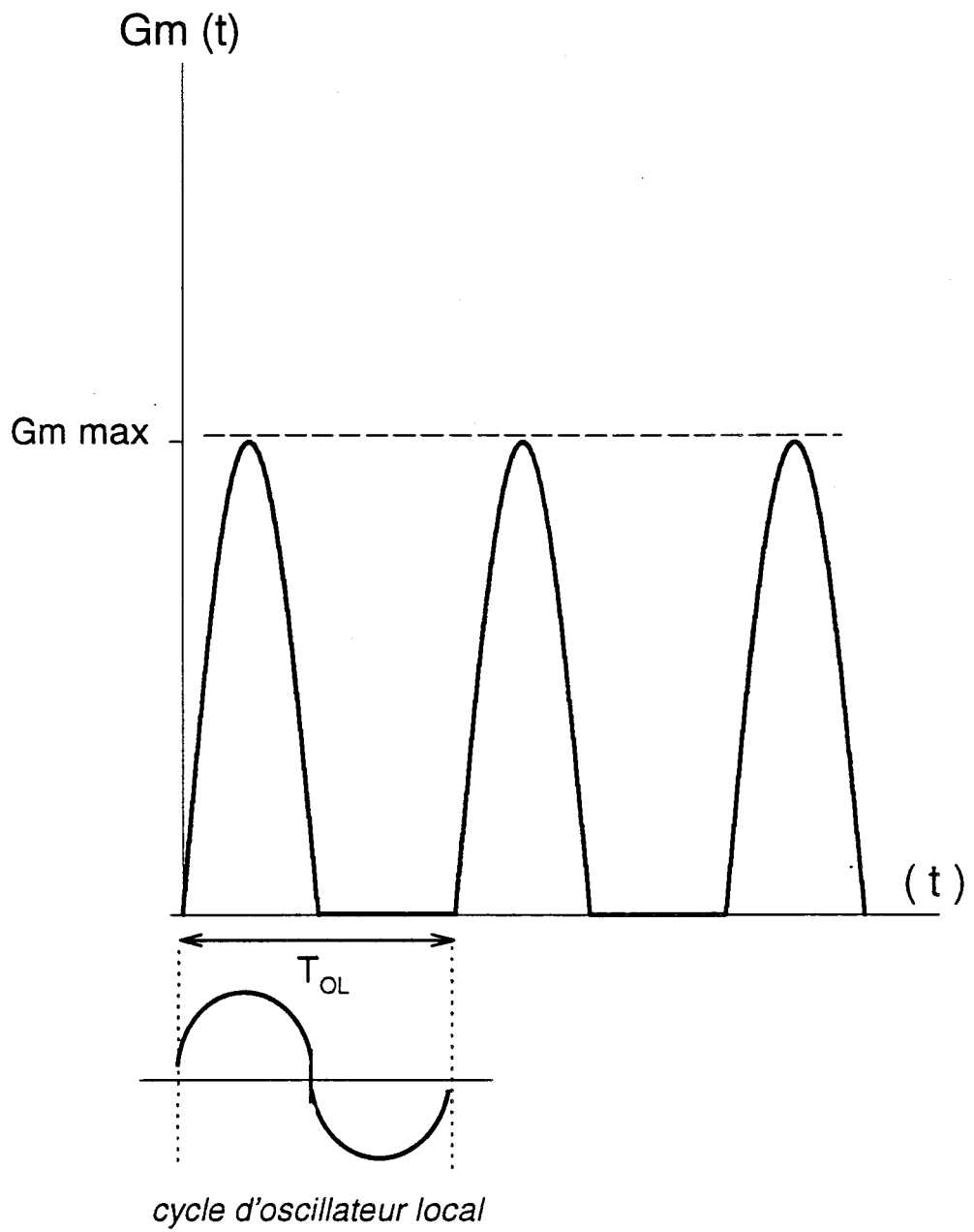


Figure I-19 : Evolution de $G_m(t)$ pour un mélangeur par grille polarisé au pincement.
Corrélation avec la tension de l'oscillateur local

Le gain de conversion est donné comme suit [11]:

$$G_c = \frac{g_1^2 R_{ds0}}{4 \omega_{RF}^2 C_{gs_0}^2 R_{in}}$$

avec g_1 = composante fondamentale à F_{OL} de la transconductance

$$R_{in} = R_g + R_i + R_s$$

Les autres éléments sont ceux définis précédemment.

Une autre formulation découlant de celle-ci a été proposée par S. MAAS [17]. Etant donné que la grille est polarisée près du pincement, on peut assimiler l'évolution de $g_m(t)$ à une demi sinusoïde sur une période (figure I-19). La décomposition en série de Fourier d'un signal sinusoïdal redressé en monoalternance permet alors d'écrire .

$$g_m(t) = \frac{g_{m_{max}}}{\pi} + \frac{g_{m_{max}}}{2} \sin \omega t - \frac{2g_{m_{max}}}{3\pi} \cos 2\omega t + \dots$$

En prenant $g_1 \# \frac{g_{m_{max}}}{2}$ on obtient :

$$G_c = \frac{g_{m_{max}}^2}{16 \omega_{RF}^2 C_{gs_0}^2} \frac{R_{ds0}}{R_{in}}$$

Dans la majorité des cas nous avons R_{ds0} très élevée. Pour des raisons de stabilité du mélangeur il est impossible d'adapter la sortie du transistor. MAAS a montré qu'une résistance de charge R_L très inférieure à R_{ds0} permettait d'assurer la stabilité. Dans ce cas, c'est R_L qui est traversée par le courant de sortie et la formule de gain de conversion théorique devient :

$$G_c = \frac{g_{m_{max}}^2}{16 \omega_{RF}^2 C_{gs_0}^2} \frac{R_L}{R_{in}}$$

Pour obtenir le maximum de gain de conversion avec ce type de mélangeurs, il est donc nécessaire d'avoir un $g_{m_{max}}$ le plus élevé possible et de minimiser les résistances d'accès du composant. Remarquons aussi que le gain de conversion est inversement proportionnel à la fréquence du signal à convertir RF, comme dans le cas du mélangeur par drain.

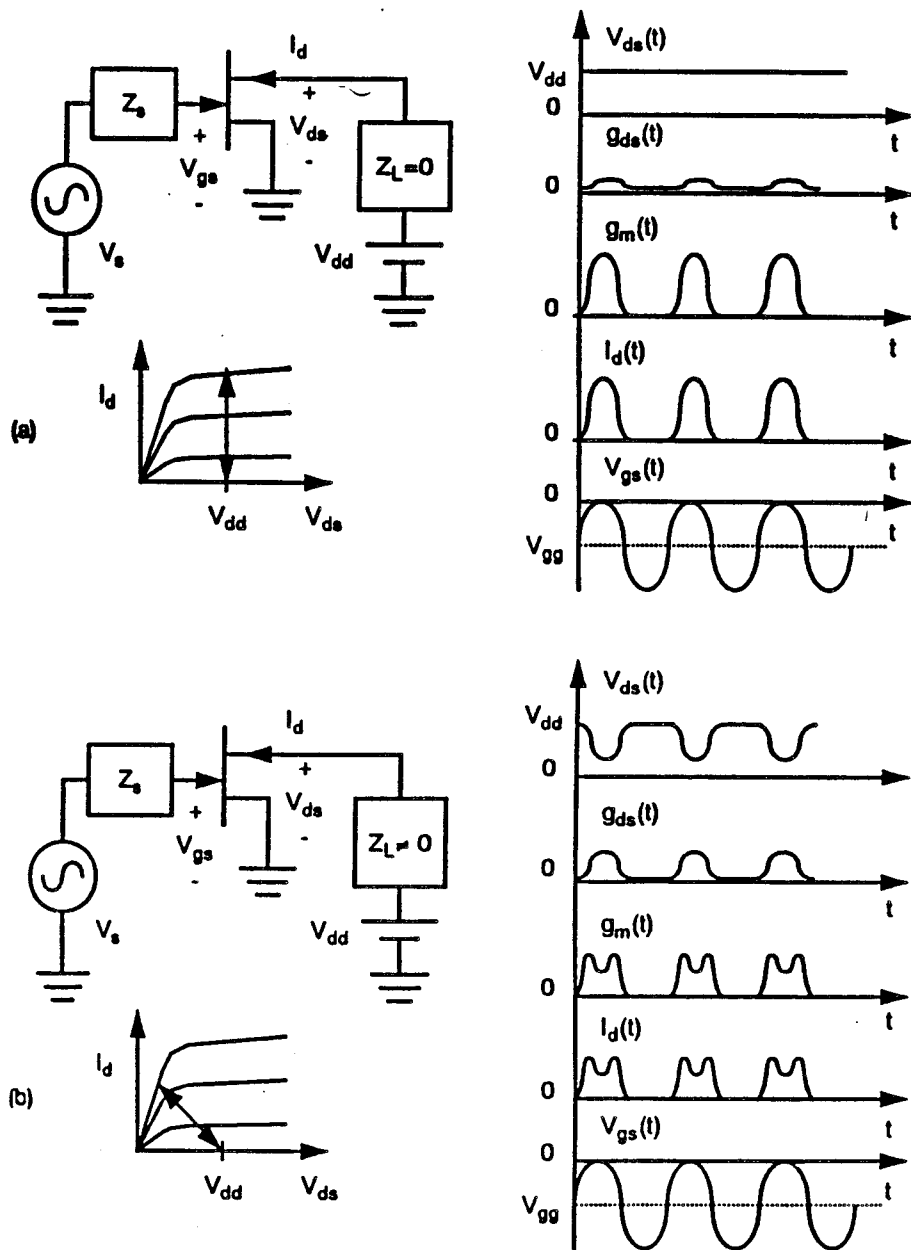


Figure I-20 : Evolution des caractéristiques du FET quand (a) le drain est court-circuité pour la fréquence LO et ses harmoniques et (b) quand le drain n'est pas court-circuité [8].

Du point de vue conception, la première condition à respecter impérativement est le court-circuit du drain pour la fréquence OL et ses harmoniques. Il est même très important de court-circuiter le maximum de composantes fréquentielles indésirables.

La figure I-20, tirée de l'ouvrage de référence de S. MAAS [8], illustre parfaitement les phénomènes se produisant lorsque l'on respecte ou non ces conditions de court-circuit. Dans le premier cas (figure I-20a), on observe que la tension V_{ds} reste constante à V_{dd} pendant le cycle complet de l'OL. On a alors un $g_m(t)$ maximal de forme quasi sinusoïdale. Nous sommes bien dans les conditions décrites précédemment et on pourra donc tirer le maximum de gain de conversion du mélangeur.

Dans le cas de la figure I-20b, l'évolution du cycle de charge atteint le coude de la caractéristique I/V du TEC. Le phénomène le plus frappant est l'effondrement du $g_m(t)$ et l'augmentation de $g_{ds}(t)$ par rapport au cas précédent. Le gain de conversion est alors fortement affecté par la variation de $g_{ds}(t)$. De plus cette augmentation de $g_{ds}(t)$ a pour conséquence d'élever la température du bruit dans le canal et donc de détériorer le facteur de bruit du mélangeur.

D'après Maas, une autre conséquence de ce dysfonctionnement est l'instabilité du système. En effet, lorsque V_{ds} vient à passer en dessous du coude de I/V , la capacité grille-drain C_{gd} croît rapidement et contribue à l'instabilité du mélangeur.

Maas et plusieurs autres auteurs s'accordent à dire que même si les terminaisons de grille aux harmoniques indésirables ne sont pas cruciales (tant que le drain est correctement court-circuité), l'impédance vue par la grille à la fréquence FI est parfois très importante. Compte tenu qu'en régime pompé le TEC a une transconductance moyenne non nulle, celui-ci peut fonctionner aussi bien en amplificateur qu'en mélangeur et alors amplifier les signaux FI se trouvant au niveau de l'entrée. Par ailleurs, le fait de court-circuiter la grille pour la fréquence FI permet de minimiser le bruit généré aux fréquences basses.

L'inconvénient majeur de ce type de mélangeur est l'isolation OL-FI. Le signal OL étant amplifié par le transistor, cette isolation est forcément plus mauvaise que dans les configurations précédentes ou dans les mélangeurs à diodes. Le rôle du filtre passe-bas sera

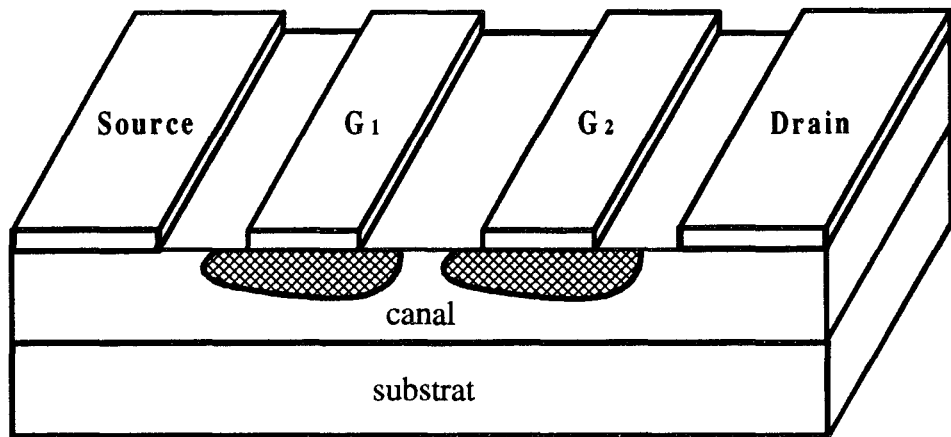


Figure I-21.a

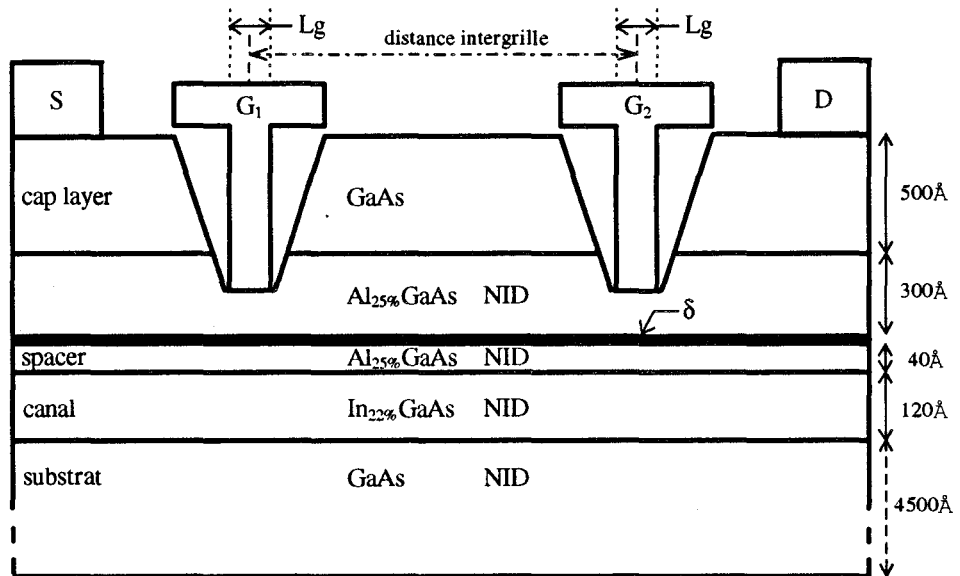


Figure I-21.b

Figure I-21 : Structures d'un TEC bigrille : (a) Schéma simplifié ; (b) Vue en coupe d'un DG-FET pseudomorphique

prépondérant pour ce paramètre. Ajoutons que l'injection de 2 signaux RF et OL, sur la grille nécessite l'usage d'un coupleur annexe, celui-ci devant être parfaitement optimisé pour ne pas dégrader les performances intrinsèques du mélangeur.

Si les règles de conception décrites ci-dessus sont respectées, le mélangeur par grille sera donc une configuration à grand gain de conversion tout en présentant un facteur de bruit relativement modeste.

Signalons qu'au regard de ces considérations, c'est cette topologie que nous avons retenu pour la réalisation du circuit hybride qui sera décrit dans les chapitres suivants.

I - 4.4 LE TEC BIGRILLE

I - 4.4.a Description

D'utilisation relativement rare, le TEC bigrille a donné lieu à des premières applications en hautes fréquences dans les années 60. Il était, et est encore, utilisé dans les systèmes de réception VHF et UHF.

Ce composant a une structure voisine de celle d'un TEC simple grille excepté qu'il dispose de deux grilles de commande. Sur la figure I-21 on peut voir que la grille 1 est celle située près de la source et la grille 2 est située près du drain, la distance intergrilles étant un paramètre supplémentaire à définir suivant le cahier des charges de l'application souhaitée. Le fait de pouvoir faire varier la transconductance du TEC à partir d'une tension appliquée sur la seconde grille permet son utilisation en mélangeur.

Le fonctionnement du transistor double grille étant très complexe, il n'est pas envisageable de le décrire en quelques lignes dans le contexte de ce travail, nous nous limiterons donc à une description relative à une application en mélangeur. Néanmoins ce composant ayant fait l'objet de plusieurs études approfondies, notamment dans notre laboratoire, de plus amples informations concernant son fonctionnement pourront être trouvées en [18] et [19].

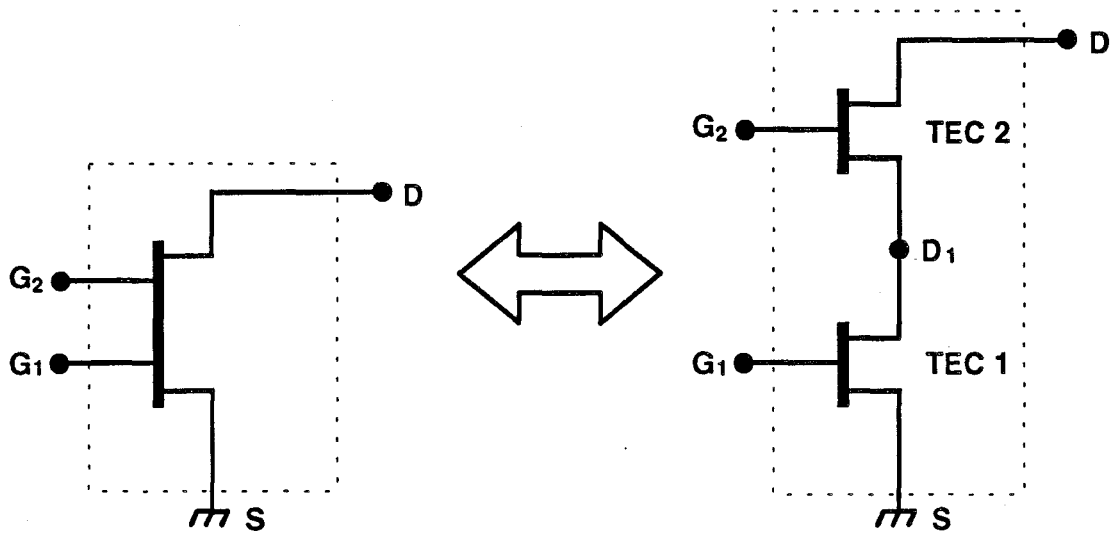


Figure I-22 : Configuration équivalente au transistor bigrille composée de 2 TECs simple grille montés en configuration cascode

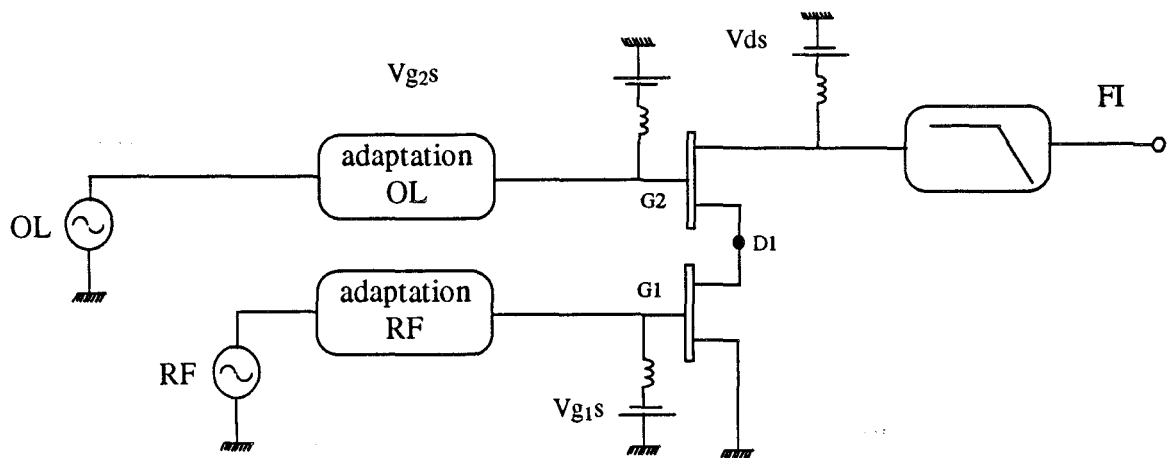


Figure I-23 : Schéma de principe d'un mélangeur à TEC double grille

Le bigrille est généralement considéré comme étant l'association en cascade de 2 transistors simple grille (figure I-22). Ce montage dit "configuration cascode" est fréquemment employé car il est pratique et permet l'obtention de bonnes modélisations [20] - [23].

I - 4.4.b Principe de l'utilisation en mélangeur

La figure I-23 illustre le mode opératoire d'un mélangeur à TEC bigrille. Le signal RF est appliqué sur la première grille et l'oscillateur local sur la seconde. La FI est alors récupérée sur le drain.

Avant de décrire le processus de mélange, il convient de mettre en évidence le comportement non linéaire du bigrille. La structure étant symétrique par rapport au potentiel flottant intergrilles D1, le réseau I/V est obtenu par superposition des réseaux de chacun des monogrilles équivalents (figure I-24), la somme des tensions drain-source des 2 composants étant toujours égale à Vds. Le courant Ids du double grille, est obtenu à l'intersection de ces 2 caractéristiques. Pour un point donné du réseau on obtient donc la valeur du courant en fonction des différentes tensions de commandes (V_{g2d1} , V_{g1s} , V_{dd1} , V_{d1s}). Le désavantage de cette représentation est qu'elle fait appel à la tension V_{g2d1} qui n'est pas directement accessible sur le composant. C'est pourquoi une autre représentation faisant apparaître la tension accessible V_{g2s} est plus facile à utiliser. Ce nouveau réseau composite découle directement du premier en utilisant la relation suivante :

$$V_{g2s} = V_{g2d1} + V_{d1s}$$

En déterminant les couples de valeurs V_{g2d1} , V_{d1s} , qui donnent $V_{g2s} = \text{constante}$, on peut alors tracer le réseau illustré figure I-25 [18].

Tsironis et al [24] ont montré que si l'on veut faire fonctionner le bigrille en mélangeur, il faut se situer dans la zone hachurée représentée figure I-26. Dans ce cas, le mélange se fait au niveau du 1^{er} transistor. Durant un cycle de l'OL la tension drain-source du 1^{er} TEC (V_{d1s}) va évoluer. Quand elle sera faible, la transconductance g_{m1} sera faible et la conductance de sortie g_{ds1} sera élevée. L'augmentation du niveau OL va entraîner le TEC dans sa zone saturée, la transconductance g_{m1} est alors relativement grande et la conductance g_{ds1} plus

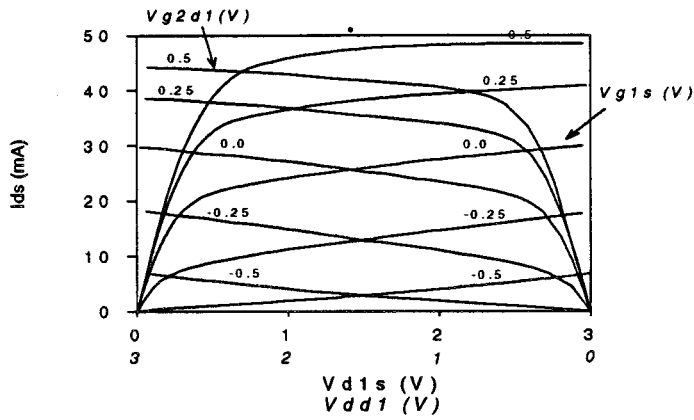


Figure I-24 : Exemple de réseau I/V d'un TEC bigrille obtenu par superposition des réseaux des 2 transistors équivalents qui le constitue.

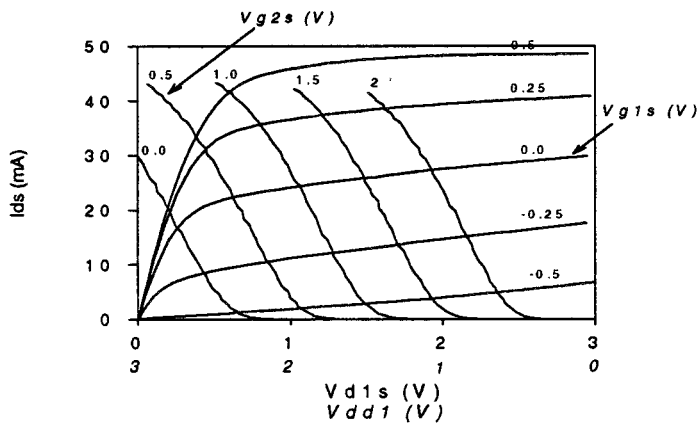


Figure I-25 : Exemple de réseau composite du bigrille en fonction des tensions accessibles aux bornes du composant.

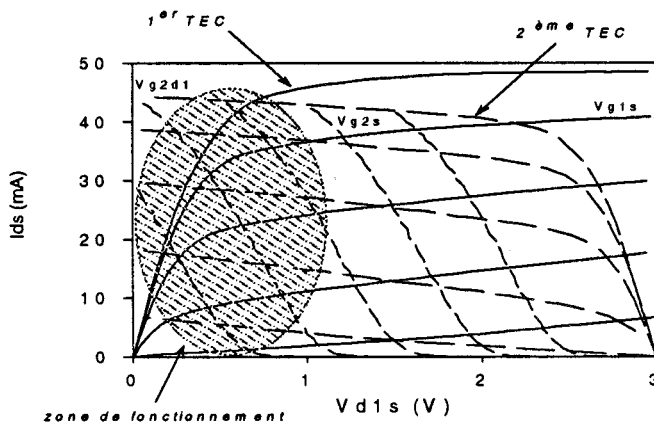


Figure I-26 : Zone de fonctionnement en mélangeur pour le 1^{er} TEC équivalent dans une configuration à transistorbigrille

petite. Le second transistor reste quant à lui, dans la région saturée pendant toute la durée du cycle de pompage. Il se comporte alors comme un amplificateur à grille commune au regard de la fréquence FI.

Le fait de moduler g_{m1} et g_{ds1} simultanément et de faire évoluer le point de polarisation du 1^{er} transistor entre les zones linéaires et saturées, réduit les performances en gain du mélangeur. En effet, comme nous l'avons décrit au paragraphe précédent cela tend à augmenter la valeur moyenne de $g_{ds1}(t)$ et à diminuer la valeur maximum de $g_{m1}(t)$. L'amplification du signal FI par le 2^{ème} TEC permet de masquer quelque peu ces effets mais ne permet pas toutefois l'obtention de performances égales ou supérieures à un mélangeur par grille.

Sur le plan de la conception, il est nécessaire de court-circuiter les fréquences OL, RF et leurs harmoniques sur le drain du bigrille, cela afin d'assurer une tension V_{ds} constante. Il faut aussi pour réaliser l'amplificateur grille-commune court-circuiter la grille 2 à la fréquence FI.

C'est d'ailleurs cet amplificateur qui est l'origine du principal inconvénient de ce type de structure car il est, dans la plupart des cas, dans des conditions de stabilité précaires. Il n'est donc pas rare de présenter des parties réelles négatives à F_{FI} sur les grilles du TEC.

L'utilisation de ce type de composant présente le gros avantage d'avoir une isolation naturelle élevée entre les voies OL et RF. L'injection séparée de signaux OL, RF facilite les adaptations en entrée et évite l'ajout de coupleurs externes qui dégradent les performances.

Tout en présentant des caractéristiques d'intermodulation, de facteur de bruit équivalentes et un gain de conversion légèrement inférieur au TEC monogrille, le transistor bigrille a de grandes facilités d'intégration, ce qui en fait un très bon élément actif pour les circuits intégrés monolithiques micro-ondes.

I - 4.4.c Les différents modes opératoires

Compte tenu de la complexité du réseau I/V du bigrille, un grand nombre de modes opératoires peuvent être définis suivant les conditions de polarisation choisies. Par exemple

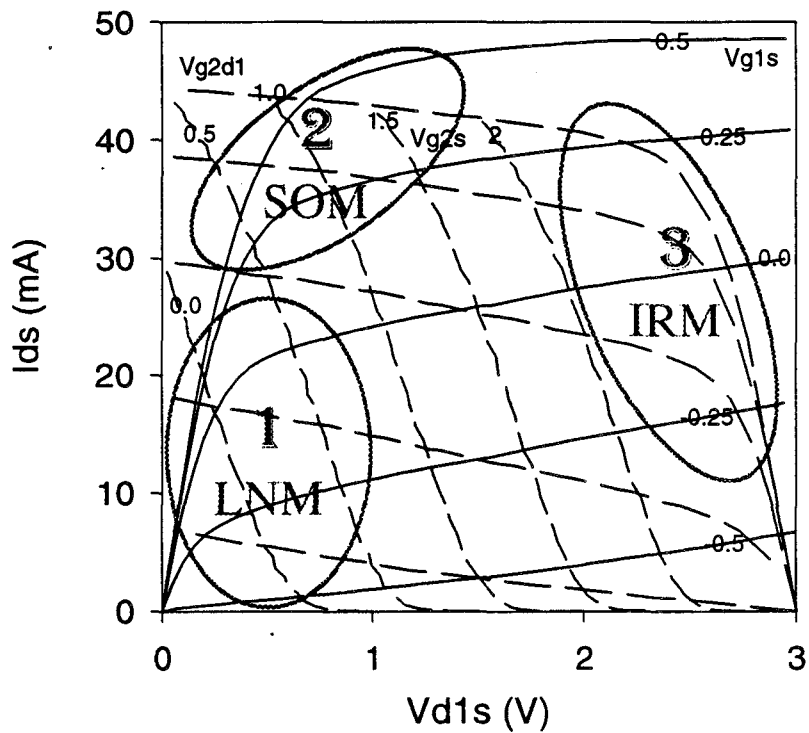


Figure I-27 : Représentation des 3 principales zones de fonctionnement en mélangeur avec un transistor bigrille (zone 1 : fonctionnement en faible bruit ; zone 2 : fonctionnement en self oscillateur ; zone 3 : fonctionnement en réjecteur d'image)

ASHOKA et al [25] ont définis 6 zones de fonctionnent. Il existe en fait 3 principales régions de mélange que nous allons décrire maintenant.

a) Mélangeur faible bruit

La zone de fonctionnement de ce mode (appelé aussi Low Noise Mixer, LNM, en terminologie anglo-saxonne) est représentée sur la figure I-27.

Dans ce cas les non linéarités principales se situent au niveau du premier transistor et le mélange est rendu possible par la modulation de g_{m1} et g_{ds1} comme nous l'avons vue au paragraphe précédent. Le premier transistor fonctionne en mélangeur et le second en amplificateur FI. Le fait d'avoir un courant de polarisation relativement faible permet d'obtenir un facteur de bruit relativement faible, la contrepartie étant un gain de conversion assez peu élevé [24].

Notons que c'est cette configuration que nous avons retenue pour la réalisation de nos MMICs fonctionnant autour de 60 GHz.

b) Mélangeur en self oscillateur

La région de polarisation de ce mélangeur auto-oscillant (ou Self Oscillating Mixer) est représentée figure I-27.

Les non linéarités utilisées sont identiques au cas précédent mais avec des valeurs de transconductances plus élevées, ce qui rend le composant instable. On peut alors exploiter ce phénomène en plaçant une impédance convenablement choisie sur la deuxième grille afin de contrôler la fréquence d'oscillation [24]. On évite ainsi l'emploi d'un oscillateur externe. Le rôle joué par les deux transistors équivalents est le même que dans le cas du mélangeur faible bruit. La polarisation à courant fort permet l'obtention d'un gain de conversion plus élevé que précédemment mais dégrade fortement le facteur de bruit.

c) Mélangeur à réjection d'image

L'utilisation en réjecteur de fréquence image (ou Image Rejection Mixer, IRM) nécessite l'ajout d'un circuit résonnant LC entre les 2 grilles afin d'éliminer cette fréquence image indésirable.

Transistor Bigrille										
<i>types de mélangeurs</i>	<i>réf.</i>	<i>techno.</i>	<i>objectif visé</i>	<i>caractéristiques du composant</i>	<i>fonderie</i>	<i>bande de fréquence</i>	<i>fréquence FI</i>	<i>Gain max.</i>	<i>Facteur de bruit minimum</i>	<i>IMP3 ou P_{C1dB}</i>
Mélangeur faible bruit	[40]	MMIC	gain bruit	MESFET 1*320 μm^2	NEC	bande X	0.9-1.4 GHz	-6.5 dB	11.1 dB	—
	[24]	hybride	gain bruit	MESFET MGF 1303	LEP	bande X	2 GHz	5 dB	8 - 9 dB	—
	[43]	MMIC	gain	PM-HEMT	Daimler-Benz	bande Ka	0.1 GHz	4 dB(400 Ω) -3 dB(50 Ω)	>10 dB	
	[36]	hybride	gain bruit	MESFET	—	bande X	1.4 GHz	6 dB	9 dB	—
	[33] [37]	MMIC	gain bruit	PMHEMT 0.15*75 μm^2	Thomson TCS	bande V	5 - 6 GHz	-3 dB	11 dB	-1.5 dBm
	[38]	MMIC	gain	PMHEMT 0.1*45 μm^2	University of Michigan	bande W	6 GHz	-3 dB	—	—
Mélangeur self oscillateur	[24]	hybride	gain	MESFET MGF 1303	LEP	bande X	2 GHz	8 dB	12 dB	—
Mélangeur rejecteur d'image	[24]	hybride	réjection fréquence image	MESFET BRFET [39]	LEP	bande X	2 GHz	4 - 6 dB réj. F _{image} # 30 dB	12 - 13 dB	—

Tableau I - 28 b

Tableaux I-28 : Principaux résultats parus sur les mélangeurs à TECs : Etat de l'art .
(a) transistors monogrilles ; (b) transistors bigrilles

- La technologie de réalisation des circuits est mentionnée car compte tenu des effets de selfs de connexions des circuits hybrides, les performances peuvent parfois être dégradées.

- Le critère de référence qu'est la bande de fréquence RF est spécifiée car c'est celui-ci qui autorise ou non la comparaison des résultats (le gain de conversion est directement inversement proportionnel à F_{RF}^2 : $\Rightarrow G_C \approx 1/F_{RF}^2$)

Quelques constatations s'imposent à la lecture des tableaux I-28

a) Concernant les mélangeurs à TEC simple grille :

- Le transistor HEMT est toujours employé pour des fréquences supérieures à 20 GHz.

- Les configurations dites par grille ou par drain permettent quasi systématiquement l'obtention de gain de conversion même pour des fréquences avoisinant les 100 GHz.

- Quelque soient les configurations, le facteur de bruit est de l'ordre de 10 dB, valeur relativement modeste étant donné le fonctionnement très fortement non linéaire. De plus, ce facteur de bruit intrinsèque des mélangeurs peut être aisément masqué par l'utilisation d'amplificateur faible bruit sur l'accès RF.

- Le montage en « resistive mixer », tout en ayant un facteur de bruit et un gain de conversion de l'ordre de grandeur de ceux obtenus avec des diodes, présente de très bonnes caractéristiques d'intermodulation.

b) Concernant les mélangeurs à TEC double grille

- La configuration faible bruit est la plus utilisée.

- Il est plus difficile d'obtenir du gain en très haute fréquence (bande V-W) par contre les isolations et plus particulièrement entre voie OL et voie RF sont, comme nous l'avons dit précédemment, nettement supérieures à celles obtenues sur des mélangeurs par grille. A titre

d'indication, une isolation OL vers RF supérieure à 17 dB a été obtenue par [38] et 30 dB ont été obtenus par [33]. Il paraît difficile d'atteindre de telles performances aux fréquences utilisées avec l'emploi d'un coupleur externe qui de plus complique l'intégration des systèmes.

- Notons enfin, que les mélangeurs à transistor bigrille sont peu répandus, ceci étant très certainement dû à la complexité de leur fonctionnement. En tout état de cause l'état de l'art nous indique qu'ils permettent l'obtention de performances proches de celles obtenues avec des monogrilles.

I - 6 CONCLUSION

Au cours de ce premier chapitre nous avons, dans un premier temps, décrit et démontré brièvement les grands principes de la fonction mélange. Les principales grandeurs caractéristiques ont été définies en expliquant l'intérêt et le rôle de chacune.

Nous avons ensuite expliqué les principes de fonctionnement de chaque type de mélangeurs à TECs monogrille et bigrille.

La conception de circuits, qui fait partie intégrante de ce travail, a déjà été abordée en mettant l'accent sur les conditions à respecter pour optimiser les performances de chaque structure présentée.

Le fonctionnement des mélangeurs par grille à transistor monogrille et faible bruit à transistor bigrille a été plus largement explicité, car ce sont les configurations utilisées au cours de ce travail et que nous allons développer dans les chapitres suivants.

Enfin l'état de l'art proposé permet de confirmer, s'il en était besoin, que l'utilisation de transistors HEMTs, pour l'application mélange en très haute fréquence, est incontournable si l'on veut obtenir de bonnes performances.

CHAPITRE I BIBLIOGRAPHIE

- [1] **P.F. COMBES, J. GRAFFEUIL, J.F. SAUTEREAU**
« *Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes* »
Dunod Université 1985
- [2] **S.A. MAAS**
« *Nonlinear Microwave Circuit* »
Artech House, Norwood, MA, 1988
- [3] **R.S. TUCKER, C. RAUCHER**
« *modelling the third order intermodulation distortion properties of a GaAs FET* »
Electronics Letters, Vol. 13, pp 508-510, August 1977
- [4] **R. SOARES, J. OBREGON, J. GRAFFEUIL**
« *Applications des transistors à effets de champs en AsGa* »
Eyrolles, 1984
- [5] **J. GRAFFEUIL, K. TANTRARONCJOJ, JF. SAUTEREAU**
« *Low frequency noise physical analysis for the improvement of the spectral purity of GaAs FET oscillators* »
Solid State El., Vol. 25, , pp 367-374, 1982
- [6] **JL. PUISARD, A. ZYLBERZTEJN**
« *Microwave noise due to deeps levels in GaAs MESFETs* »
Proc. of Gallium Arsenide and Related Compounds, Oiso, Japan, , pp 438-444, 1981
- [7] **A. CAPPY**
« *Propriétés physiques et performances potentielles des composants submicroniques à effet de champ : Structures conventionnelles et à gaz d'électrons bidimensionnel* »
Thèse d'état, Lille, Dec. 1986
- [8] **S.A. MAAS**
« *Microwave Mixers* »
Second Edition, Artech House, INC, 1993
- [9] **FRISS H.T.**
Proc. IRE, 32, July 1944
- [10] **W. SCHOTTKY**
« *Halbleitertheorie des Sperrschicht* »
Naturwissenschaften, Vol. 26, pp 843, 1938,
- [11] **R. PUCCEL, D. MASSE, R. BERA**
« *Performances of GaAs MESFET mixers at X band* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-24, n°6, pp 351-360, June 1976
- [12] **B. LORIOU, J.C. LEOST**
« *Design and Performance of Low Noise C and X band GaAs FET mixers* »
Proc. of the 7th EuMC Conference, pp 95-100, 1977

- [13] **G. BERGEMAN, A. HECHT**
« *The conversion gain and stability of MESFET GaAs FET mixer* »
Proc. of the 9th EuMC Conference, pp 316-320, 1979
- [14] **S.A. MAAS**
« *Theory and Analysis of GaAs MESFET Mixers* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, n°10, pp 1402-1407,
Oct. 1984
- [15] **S.A. MAAS**
« *A GaAs MESFET Mixer with very low intermodulation* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-35, n°4, pp 425-429, April 1987
- [16] **G. BERGEMAN, A. JACOB**
« *Conversion Gain of MESFET drain mixer* »
Electronics Letters, Vol. 15, n°18, pp 567-568, August 1979
- [17] **S.A. MAAS**
« *Design and Performances of 45 GHz HEMT mixer* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-34, n°7, pp 799-803, July 1986
- [18] **D. LANGREZ**
Thèse de 3^{ème} cycle, à paraître
- [19] **F. DUHAMEL**
Thèse de 3^{ème} cycle, à paraître
- [20] **S. ASAI, F. MURAI, H. KODERA**
« *GaAs Dual-Gate Schottky-Barrier FET's for microwave frequencies* »
IEEE Trans. Electron. Devices, Vol. ED-22, pp 897-904, Oct. 1975
- [21] **T. FURUTSUKA, M OGAWA, N. KAWAMURA**
« *GaAs Dual-Gate MESFET's* »
IEEE Trans. Electron. Devices, Vol. ED-25, pp 580-586, June 1978
- [22] **C. TSIRONIS, R. MEIERER**
« *Microwave wideband model of GaAs Dual Gate MESFET's* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-30, n°3, pp 243-251, March 1982
- [23] **J.R. SCOTT, R.A. MINASIAN**
« *A simplified microwave Model of the GaAs dual-gate MESFET* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, n°3, pp 243-248, March 1984
- [24] **C. TSIRONIS, R. MEIERER, R. STAKLMANN**
« *Dual-Gate MESFET Mixers* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, n°3, pp 248-253, March 1984
- [25] **H. ASHOKA, R.S. TUCKER**
« *Modes of operation in Dual-Gate MESFET Mixers* »
Electronics Letters, Vol. 19, n°11, pp 428-429, May 1983

- [26] **I. ANGELOV, H. ZIRATH**
« *On the performances of different types of MESFET Mixers* »
Microwave and Optical Tech. Letters, Vol. 4, n°12, pp 517-521, Nov. 1991
- [27] **C.J. VERVER, M.G. STUBBS**
« *Development of 30 and 20 GHz MMIC mixers for miniaturized personal communications systems* »
IEEE Proc. of the GaAs 94, Turin, Italy, pp269-272, April 1994
- [28] **C. KOLANOWSKI, R. ALLAM, Y. CROSNIER**
« *Design procedure of a 30 GHz HEMT hybrid gate mixer* »
Microwave and Optical Tech. Letters, Vol. 7, n°17, pp 809-810, Dec. 1994
- [29] **T. SAITO, N. HIDAKA, Y. OHASHI, T. SHIMURA, Y. AOKI**
« *60 GHz MMIC Downconverter using a HEMT active-gate mixer* »
Proc. of the Asia Pacific Microwave Conference, Tokyo, Japan, pp 299-302, Dec. 1994
- [30] **P.D. CHOW, D. GARSKE, J. VELEBIR, E. HSICH, Y.C. NGAN, H.C. YEN**
« *design and Performance of a 94 GHz Hemt mixer* »
IEEE MTT-S Digest, pp 731-734, 1989
- [31] **P.D. CHOW, K. TAN, D. STREIT, D. GARSKE, P. LIV, H.C YEN**
« *Ultra low noise high gain W-band InP-Based HEMT downconverter* »
IEEE MTT-S Digest, pp 1041-1044, 1991
- [32] **Y. KWON, D. PAVLIDIS, P. MARSH, G.I. NG, T.L. BROCK**
« *Experimental Characteristics and Performance Analysis of Monolithic InP-Based HEMT mixers at W-band* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-41, n°1, pp 1-8, Jan. 1993
- [33] **C. KOLANOWSKI, R. ALLAM, JC. DE JAEGER, P. BOURNE-YAONABA, C. DOURLENS, J. FAVRE**
« *V-band MMIC mixers using AlGaAs/InGaAs/GaAs PMHFET* »
Proc. of the 25th EuMC Conference, Bologna, Italy, pp 299-303, Sept. 1995
- [34] **C. DOURLENS, M. CAMIADE, P. BOURNE-YAONABA**
« *Mélangeur MMIC à PMHEMT pour applications en bande millimétrique* »
Proc. des 9^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, Paris, France, Avril 1995
- [35] **I. ANGELOV, H. ZIRATH, N. RORSMAN, E. KOLBERG**
« *Characteristics of a millimeter wave drain mixer* »
Proc. of the 22th EuMC Conference, Copenhagen, Denmark, pp 987-990, Sept. 1992
- [36] **S.E. MOORE**
« *A Dual-Gate MESFET mixer using a simplified experimental Design approach* »
Microwave Journal, pp 195-200, Nov. 1987

- [37] **C. KOLANOWSKI, R. ALLAM, JC. DE JAEGER, P. BOURNE-YAONABA, G. SALMER**
« *Mélangeur à transistor bigrille en technologie MMIC pour application en bande V* »
Proc. des 9^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, Paris, France, Avril 1995
- [38] **Y. KWON, D. PAVLIDIS, P. MARSH, G.I. NG, T. BROCK, D. STREIT**
« *A miniaturized W-band Monolithic Dual-Gate InAlAs/InGaAs HEMT mixer* »
Proc. of the GaAs IC Symposium, San Jose, CA, pp 215-218, Oct. 1993
- [39] **C. TSIRONIS**
« *BRFET : A band rejection for amplifier and mixer applications* »
IEEE MTT-S Int. Symp. Digest, Dallas, Tx, pp 271-273, 1982
- [40] **T. SUGIURA, K. HONJO, T. TSUJI**
« *12 GHz-Band GaAs Dual-Gate MESFET Monolithic Mixers* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-33, n°2, pp 105-110, Feb. 1985
- [41] **M. MATTHES, JM. DIEUDONNE, W. STIEBLER, L. KLAPPROTH**
« *A PM HFET based MMIC Gate Mixer for Ka Band Applications* »
IEEE MTT-S Int. Symp. Digest, Orlando, Fl, pp 123-126, May 1995
- [42] **R. ISOBE, C. WONG, A. POTTER, L. TRAN, M. DELANAY, R. RHODES, D. JANG, L. NGUYEN, M. LE**
« *Q-Band and V-Band MMIC Chip set using 0.1 μ m Millimeter-Wave Low Noise InP HEMTs* »
IEEE MTT-S Int. Symp. Digest, Orlando, Fl, pp 1133-1136, May 1995
- [43] **JM. DIEUDONNE, B. ADELSECK, P. NAROZNY, H. DAMBKES**
« *Advanced MMIC components for Ka-Band communications systems. A survey* »
IEEE MTT-S Int. Symp. Digest, Orlando, Fl, pp 409-412, May 1995

CHAPITRE II

*« Modélisation non linéaire du TEC monogrille pour
l'application en mélangeur par grille »*

CHAPITRE II

II - 1 INTRODUCTION

Toute conception de circuits intégrés, hybrides ou monolithiques, nécessite une description exacte du ou des composants actifs utilisés. Cette description passe donc par une modélisation électrique rigoureuse. Les applications non linéaires, tels que les amplificateurs de puissance, les oscillateurs et plus particulièrement les mélangeurs nécessitent l'emploi de modèles grand signaux de TECs.

Ces modèles phénoménologiques, c'est à dire reposant sur le schéma équivalent, doivent traduire de façon la plus simple possible, les évolutions des divers éléments intrinsèques qui composent le schéma équivalent du composant. Ce sont les paramètres principaux I_{ds} , C_{gs} , C_{gd} qui sont décrits dans la majorité des cas.

La mise en oeuvre d'un modèle non linéaire doit être la plus aisée possible tout en étant rigoureuse. Ce qui revient à dire qu'il est souhaitable d'utiliser des expressions mathématiques simples pour décrire les variations des paramètres. Ces expressions n'ont d'ailleurs pas forcément de significations physiques directes, mais elles permettent une représentation globale du fonctionnement.

Ces modèles sont destinés à être implantés dans un logiciel de CAO (Conception Assistée par Ordinateur). On comprend alors facilement qu'il ne soit pas concevable, pour des raisons de temps de calcul et de convergence, d'avoir des modélisations complexes prenant en compte chaque effet physique du composant. D'autant plus que la simulation d'un fonctionnement non linéaire, à l'aide de méthode d'équilibrage harmonique, demande un grand nombre d'itérations car elle est elle-même complexe.

Néanmoins, ce n'est pas parce qu'un modèle non linéaire doit être simple qu'il est facile à réaliser. Pour preuve, de nombreux travaux ont déjà été publiés sur la modélisation et tous ne

sont pas bien adaptés à décrire le comportement des TECs et plus particulièrement des HEMTs.

A l'origine ces modèles, conçus principalement pour des MESFETs [1]-[6], reposaient sur une description du réseau I/V obtenu par des mesures statiques c'est à dire en appliquant des tensions continues aux accès du transistor et en mesurant les courants continus résultants. Les variations des capacités C_{gs} et C_{gd} étant quant à elles le plus souvent modélisées à partir de la loi de variation de la capacité d'une diode Schottky polarisée en inverse.

La technique de mesure statique du réseau I/V pose 2 problèmes majeurs car elle ne tient pas compte des effets suivants :

- ⇒ auto échauffement du transistor.
- ⇒ problèmes de piégeage des électrons dans les TECs.

Les modélisations les plus récentes, mieux adaptées aux HEMTs [7]-[8], permettent de s'affranchir de ces problèmes en s'appuyant sur des caractérisations impulsionnelles du réseau I/V et des paramètres S. Toutefois les relations qui régissent les modèles ne permettent pas toujours d'obtenir les bonnes correspondances modélisations - caractérisations souhaitées. Le cadre de ce travail, n'est pas le lieu pour détailler les principaux défauts des modèles existants. Quelques travaux auxquels nous nous sommes référés, permettent d'en avoir une idée claire [9]-[11].

Lorsque nous avons commencé ce travail nous ne disposions pas de caractérisations impulsionnelles systématiques et automatisées pour nos composants.

Toutes ces raisons nous ont donc amené à proposer un modèle spécifique original qui repose sur l'idée suivante :

- ⇒ obtenir un réseau I/V basé sur les caractéristiques expérimentales dont nous disposons, c'est à dire à partir des évolutions de la transconductance et de la conductance de sortie extraites de mesures hyperfréquences. Nous avons également modélisé les capacités C_{gs} et C_{gd} à partir de l'extraction hyperfréquence de celles-ci.

Nous allons aborder maintenant la description détaillée de notre travail de modélisation.

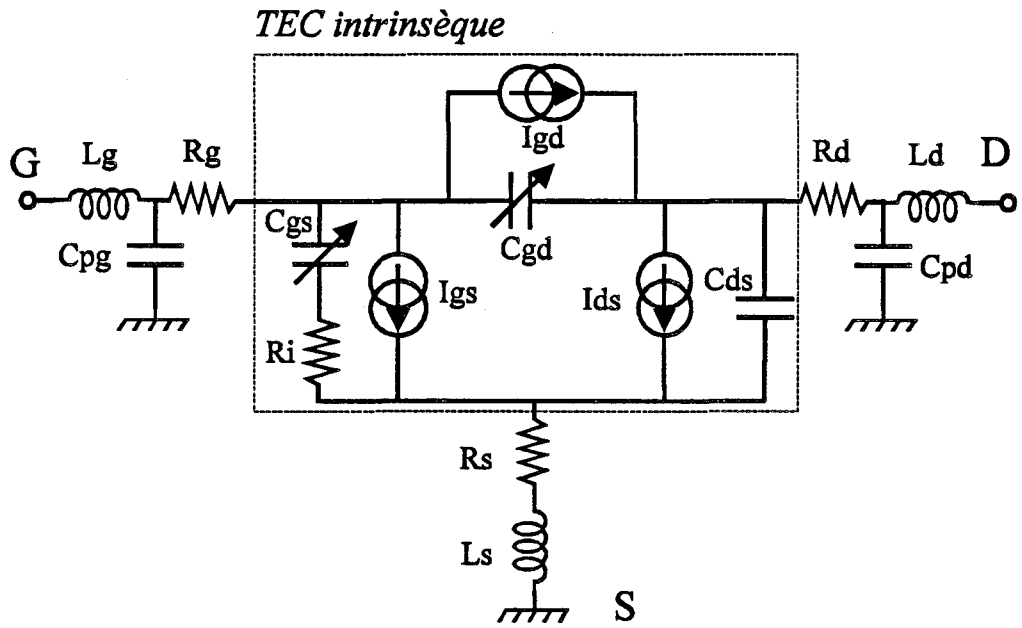


Figure II-1 : Le schéma électrique équivalent du FET (les éléments non linéaires sont barrés d'une flèche).

II - 2 PRINCIPALE SPECIFICITE DE NOTRE MODELISATION

Le modèle que nous proposons est très spécifique car il est destiné à un fonctionnement en mélangeur par grille.

Comme nous l'avons vu au cours du premier chapitre, la tension drain-source V_{ds} reste très voisine de sa valeur initiale V_{ds0} en fonctionnement grand signal (si évidemment les règles de conception sont respectées, c'est à dire un quasi court-circuit pour les fréquences RF et OL sur le drain).

Dans ce cas, cela permet de s'affranchir des évolutions en fonction de V_{ds} et donc de réduire à la seule variable V_{gs} la modélisation grand signal. Par conséquent, quelque soit les paramètres non linéaire du modèle, il seront tous décrit en fonction de V_{gs} et valable uniquement à $V_{ds} = V_{ds0} \pm \Delta V_{ds}$ (avec ΔV_{ds} faible).

II - 3 LE SCHEMA EQUIVALENT UTILISE ; SIGNIFICATION PHYSIQUE

DES ELEMENTS

Le schéma électrique non linéaire que nous avons utilisé est celui représenté sur la figure II-1. Il est composé de 5 éléments non linéaires et de 10 éléments linéaires.

Avant de donner une description physique complète, signalons qu'au vu de certaines évolutions de paramètres, nous pourrions simplifier le schéma équivalent en linéarisant certains éléments.

II - 3.1 LES ELEMENTS NON LINEAIRES

II - 3.1.a Le générateur de courant I_{gs}

La liaison grille-source est une jonction type Schottky. Pour des tensions de grille positives élevées, la jonction entre en conduction et limite ainsi l'excursion de tension V_{gs} disponible. Cela affecte donc le fonctionnement du composant. La modélisation de ce

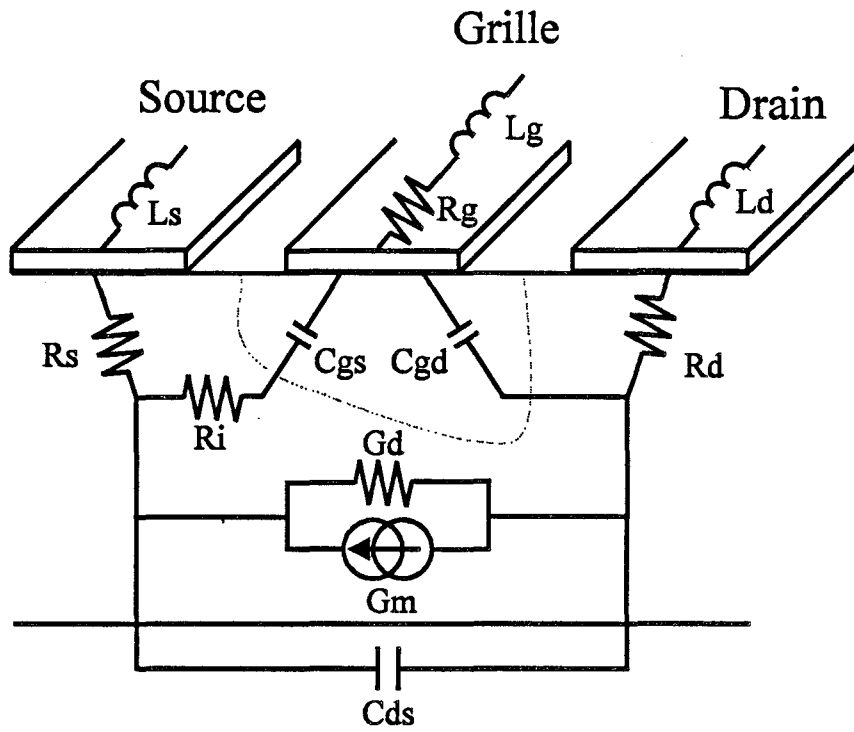


Figure II-2 : Localisation des principaux éléments du schéma équivalent du TEC

générateur permettra de prendre en compte cet effet et ainsi d'éviter les divergences que pourrait rencontrer le simulateur.

II - 3.1.b Le générateur de courant I_{gd}

Il permet de modéliser le phénomène d'avalanche qui se produit dans la région située entre la grille et le drain. Ce phénomène limite la puissance délivrée à la charge et écrête la forme d'onde de sortie.

II - 3.1.c Le générateur de courant I_{ds}

C'est la non linéarité fondamentale du transistor à effet de champ. Le courant I_{ds} traduit les effets de saturation de la vitesse des porteurs et de pincement du canal. C'est à travers ce générateur que sont définis la transconductance G_m et la conductance de sortie G_{ds} qui sont les dérivées locales partielles du courant I_{ds} .

II - 3.1.d Les capacités C_{gs} et C_{gd}

Ces capacités représentent les variations de charges accumulées dans la zone désertée sous la grille, côté source pour C_{gs} et côté drain pour C_{gd} .

II - 3.2 LES ELEMENTS LINEAIRES

On peut distinguer deux types d'éléments fixes, ceux qui font partie du composant intrinsèques (C_{ds} , R_i et τ , le temps de transit des porteurs inclus dans le générateur de courant I_{ds}) et ceux représentant la partie extrinsèque du transistor qui constituent les éléments d'accès (R_g , R_d , R_s , L_g , L_s , C_{pd} , C_{pg}). La localisation de ces éléments est représentée figure II-2.

II - 3.2.a Les éléments intrinsèques

La résistance R_i est la résistance de charge sous la grille. Bien qu'elle dépende du point de fonctionnement et qu'elle ne soit donc pas linéaire, nous la considérons tout de même constante. En effet les incertitudes de mesures sur cet élément, particulièrement dans la région

ohmique et en régime très pincé, sont telles qu'il nous est apparu plus judicieux de prendre la valeur moyenne mesurée dans la zone de saturation (cela correspond d'ailleurs à notre optique de modélisation).

La capacité C_{ds} provient de couplages entre les électrodes de drain et de source.

II - 3.2.b Les résistances d'accès

R_d et R_s représentent les résistances d'accès de Drain et de Source dues aux contacts ohmiques et au canal en dehors de la zone désertée. Elles dépendent de la géométrie du composant et sont inversement proportionnelles au développement total de grille.

R_g est la résistance dynamique de Grille, elle traduit l'effet distribué de la commande de grille.

Elle dépend également de la géométrie du composant.

II - 3.2.c Les selfs d'accès

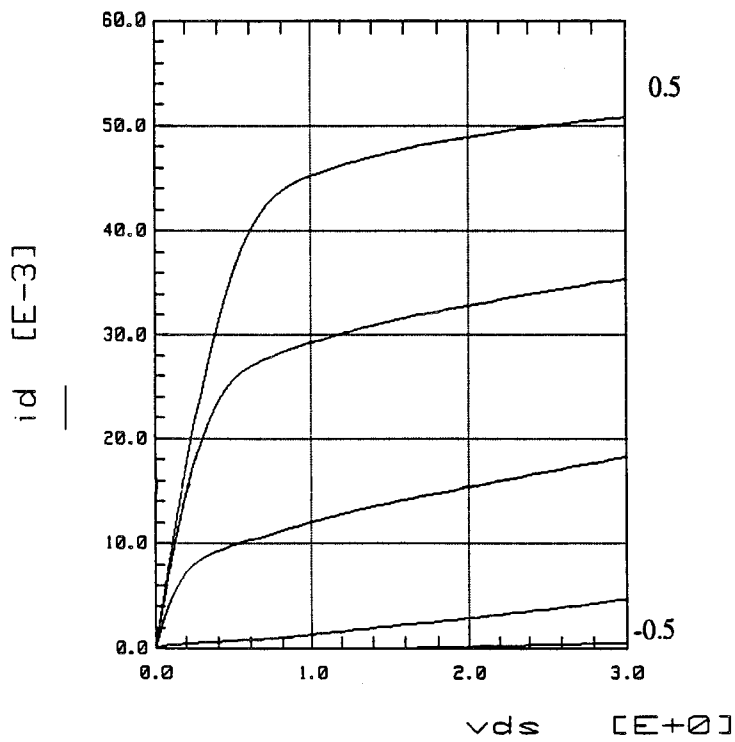
L_g , L_d représentent les selfs parasites de connexions de Grille et de Drain. L_s est principalement induite par la mise à la masse des métallisations de Source. Celle-ci s'opère par l'intermédiaire de pont à air entre les différents doigts de source associés à des fils de connexions à la masse où à des trous métallisés (via-hôles) si la technologie du TEC en comporte.

II - 3.2.d Les capacités de plots

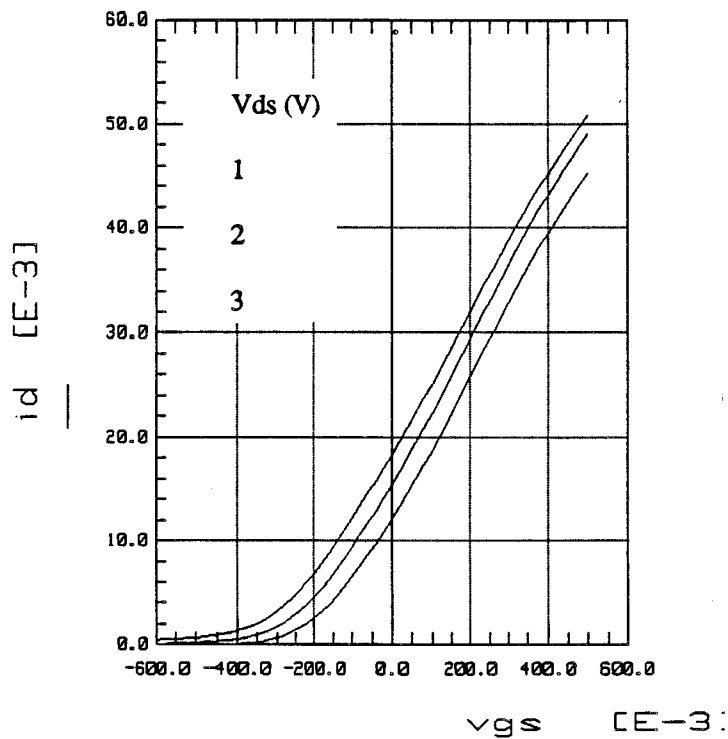
Les capacités parasites (C_{pd} , C_{pg}) d'origine électrostatique sont engendrées par les plots de métallisation de Drain et de Grille destinés à leur connexions extérieure. Elles résultent de la capacité plan par rapport au substrat et d'une capacité de bord [12].

II - 4 EXTRACTION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT

Afin de caractériser les différents TECs nous avons employé deux types de mesures couramment utilisées et automatisées dans notre laboratoire. Il faut préciser que dans la majorité des cas ces mesures ont été réalisées sous pointes.

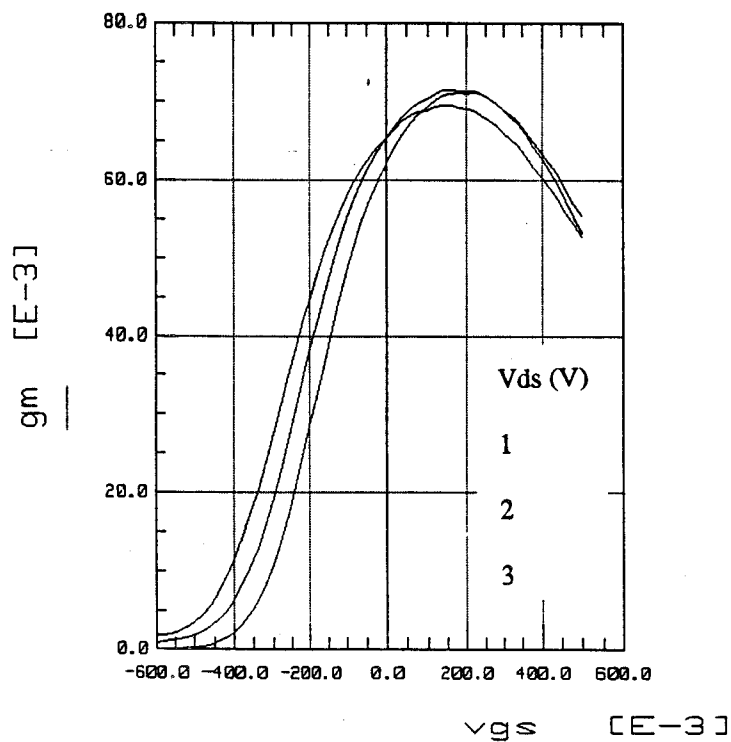


(a)

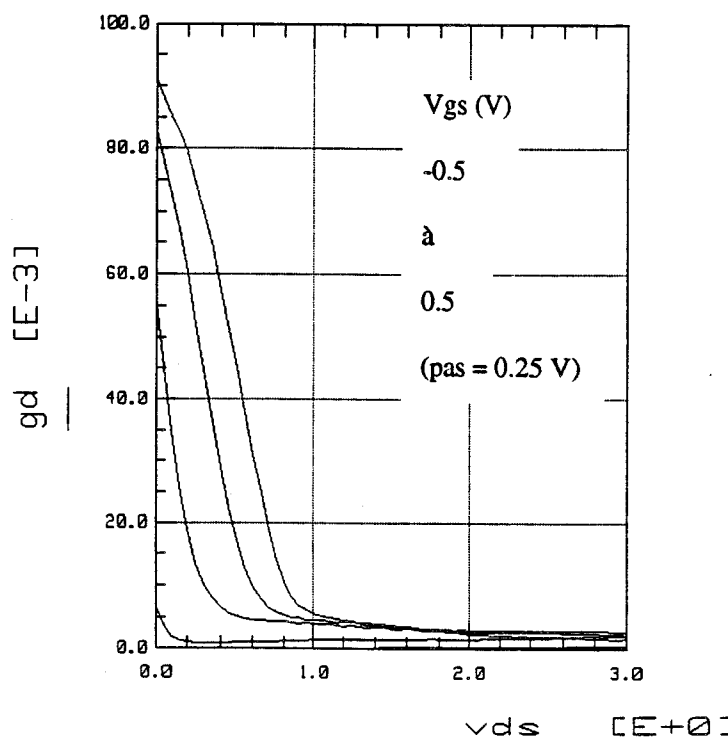


(b)

Figure II-3 : Réseaux statiques mesurés pour le HEMT DB R568 : (a) $I_{ds}=f(V_{ds})$ pour différentes valeurs de V_{gs} et (b) $I_{ds}=f(V_{gs})$ pour différentes valeurs de V_{ds}



(a)



(b)

Figure II-4 : (a) Evolutions de la transconductance statique G_m et (b) de la conductance de sortie statique G_d , mesurées à l'aide du logiciel ICCAP, pour le HEMT DB R568

II - 4.1 LES MESURES EN CONTINU

Les premières informations que l'on tire de ce type de mesures sont le réseau $I_{ds} = f(V_{ds})$ à différentes valeurs de V_{gs} et la caractéristique de transfert $I_{ds} = f(V_{gs})$ à différentes valeurs de V_{ds} . Cela permet de vérifier rapidement le bon fonctionnement du transistor et de connaître la tension de pincement V_p ainsi que le courant de saturation I_{dss} . De plus à l'aide du logiciel d'exploitation ICCAP utilisé sur le banc automatisé, on extrait les évolutions extrinsèques de la transconductance G_m et de la conductance de sortie G_{ds} .

Bien qu'elles ne soient pas directement utilisables pour notre modélisation, pour les raisons précisées dans l'introduction (piégeage et température), ces caractéristiques servent en tant qu'éléments de comparaison et donnent une information sur les limites d'utilisation du composant. Un exemple typique de relevé de ces réseaux est donné figure II-3 et figure II-4 pour le transistor DB R568 de la fonderie Daimler-Benz.

Le deuxième type d'information tiré des mesures statiques concerne les limites de fonctionnement du composant.

La caractéristique $I_{gs} = f(V_{gs})$ représentée figure II-5 montre la mise en directe de la jonction grille-source. Cette mesure s'effectue à drain ouvert et elle permet de déterminer la hauteur de la barrière de potentiel V_b de la jonction ainsi que son coefficient d'idéalité η . Elle est utilisée pour la modélisation du générateur de courant I_{gs} .

La caractéristique $I_{gd} = f(V_{gs}, V_{ds})$ représentée figure II-6 permet la modélisation du courant d'avalanche grille-drain. Notons que ce relevé est limité en courant à 1 mA par mm de largeur de grille afin de ne pas détruire le composant.

II - 4.2 LES MESURES EN HYPERFREQUENCE

Les mesures en hyperfréquence s'effectuent à l'aide de l'analyseur de Réseau HP 85107A. On effectue une mesure de paramètres S entre 45 MHz et 40 GHz pour différents points de polarisation. Une procédure automatisée de dépouillement permet de déterminer les valeurs de tous les éléments du schéma équivalent petit signal.

Ce sont ces évolutions d'éléments intrinsèques en fonction des tensions de polarisations que nous utiliserons pour établir le modèle grand signal.

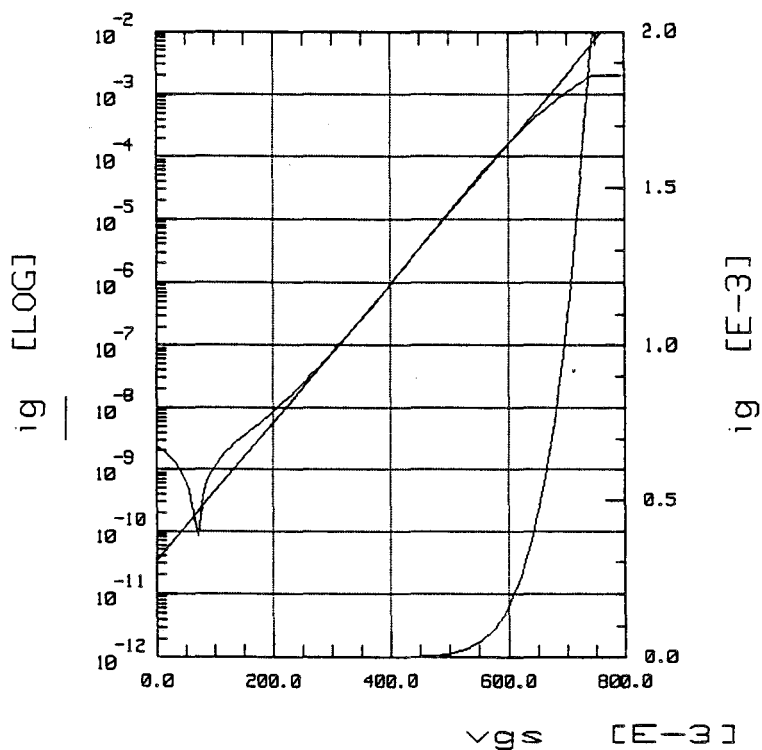


Figure II-5 : Evolution de la jonction grille-source mise en directe pour le HEMT DB R568. Représentations en échelle linéaire et en échelle log pour la détermination de V_b et de η

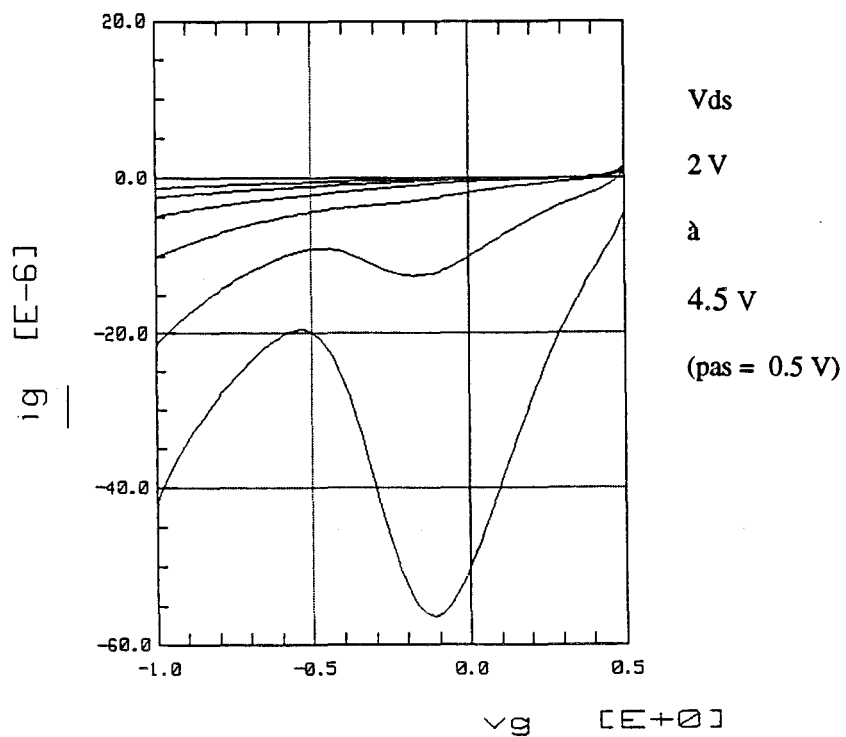
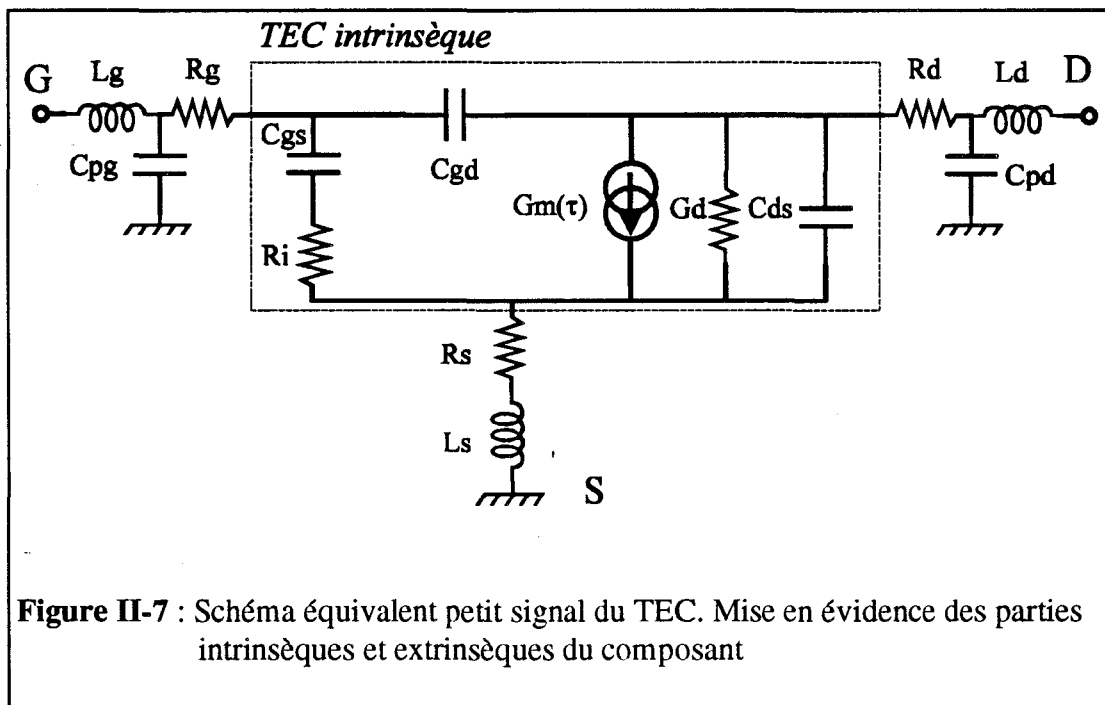


Figure II-6 : Evolution de I_{gd} en fonction de la tension V_{gs} pour différentes tensions V_{ds} pour le HEMT DB R568

Dans ce type de caractérisation, il faut définir 2 sortes de mesures :

- ⇒ les mesures relatives aux éléments extrinsèques, ceux-ci étant indépendant des tensions appliquées au composant, qui sont réalisées sous certaines conditions de polarisation.
- ⇒ les mesures relatives aux éléments intrinsèques qui vont permettre la modélisation de la zone active du composant en fonction des différentes tensions de polarisation.

Le schéma équivalent petit signal représenté figure II-7 permet de distinguer les éléments extrinsèques et les éléments intrinsèques.



II - 4.3 EXTRACTION DES ELEMENTS EXTRINSEQUES

II - 4.3.a Détermination des résistances et des selfs d'accès

Cette détermination est basé sur la méthode de F. Diamant [13] reprise par G. Dambrine [14]. Le transistor est polarisé à $V_{ds} = 0$ et on augmente suffisamment la tension V_{gs} pour que le contact grille-source soit conducteur.

Dans ces conditions l'analyse des paramètres de la matrice impédance Z donne :

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + \frac{nkT}{qI_g} + j\omega(L_s + L_g)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_c}{2} + j\omega L_s$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c + j\omega(L_s + L_d)$$

L'extrapolation de la courbe $Z_{11} = f(1/I_g)$ permet d'obtenir la quantité $R_s + R_g + R_c/3$. La résistance du canal R_c étant généralement connu, on déduit alors aisément les résistances d'accès du composant à partir des parties réelles de la matrice Z .

Les expressions des différentes parties imaginaires des paramètres Z montrent que celles-ci évoluent linéairement en fonction de la fréquence. Par conséquent les inductances d'accès sont directement extraites de ces parties imaginaires.

II - 4.3.b Détermination des capacités de plots

Cette détermination repose sur la procédure mise au point par G. Dambrine [14]. Le transistor est polarisé $V_{ds} = 0$ et à $V_{gs} < V_p$. Dans ces conditions la capacité intrinsèque sous la grille s'annule ne laissant que les capacités parasites.

La transformation des paramètres S mesurés en paramètres Y permet d'obtenir les équations suivantes :

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

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

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

Les relevés expérimentaux de ces paramètres évoluant linéairement avec la fréquence, les éléments C_{pg} , C_{pd} et C_b (capacité de bord due à l'extension de la zone désertée de chaque côté de la grille) sont directement obtenus.

Cette méthode simplifiée permet une première approximation de valeurs qui est largement suffisante dans notre cas. Notons simplement que d'autres méthodes ont été développées au laboratoire [15]-[16]. Ces méthodes sont applicables à des mesures sous pointes ou en cellules, elles permettent une détermination plus précise des capacités parasites mais elles sont assez lourdes à mettre en œuvre et ne se justifient pas pour notre application.

A titre d'exemple le tableau ci-dessous donne les valeurs des éléments extrinsèques ainsi obtenus pour le transistor HEMT pseudomorphique DB R568 ($L_g=0,25 \mu\text{m}$)

R_s (Ω)	R_d (Ω)	R_g (Ω)	L_s (pH)	L_d (pH)	L_g (pH)	C_{pd} (fF)	C_{pg} (fF)
3,8	5,7	1,2	6,5	35	35	25	13

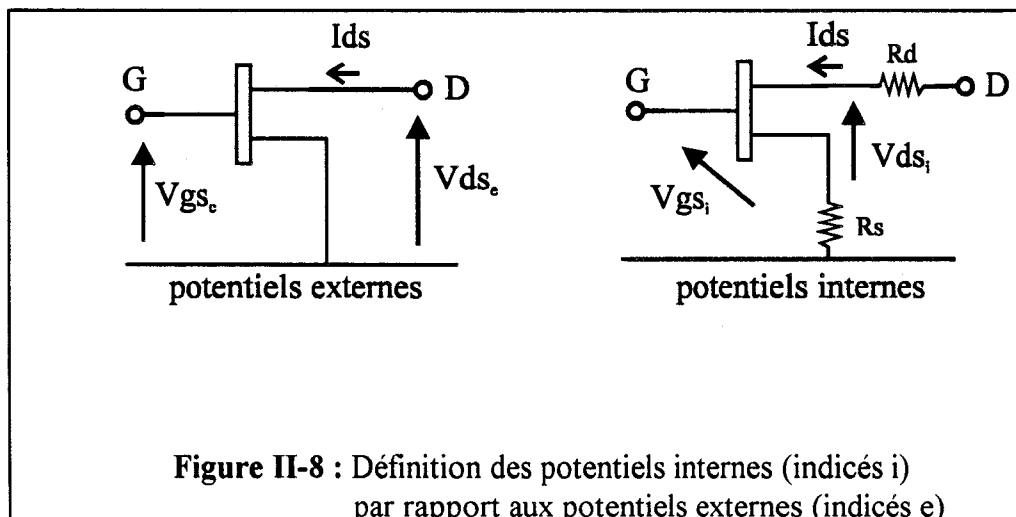
Les éléments extrinsèques du schéma équivalent étant maintenant déterminés, nous pouvons maintenant passer à l'extraction des éléments intrinsèques.

II - 4.4 EXTRACTION DES ELEMENTS INTRINSEQUES

II - 4.4.a Définition des tensions internes

Rappelons que l'objectif final à l'issue de la caractérisation est d'aboutir à la construction d'un modèle non linéaire facilement intégrable dans un logiciel de CAO.

Le logiciel MDS (Microwave Design System) de Hewlett-Packard que nous utilisons nécessite l'emploi d'un modèle non linéaire interne, c'est-à-dire que les évolutions des éléments intrinsèques dépendent des tensions internes directement appliquées à leurs bornes (figure II-8).



Par conséquent, il paraît normal de vouloir extraire les éléments intrinsèques du schéma équivalent en fonction des tensions internes.

Les relations liant les potentiels internes et externes sont définies par :

$$V_{gs_e} = V_{gs_i} + R_s I_{ds}$$

$$V_{ds_e} = V_{ds_i} + (R_s + R_d) I_{ds}$$

La résolution de ce système d'équations non linéaire implique de trouver le couple de tension externes V_{ds_e} , V_{gs_e} qui permet de tracer le réseau de sortie interne $I_{ds} = f(V_{ds_i}, V_{gs_i})$. A. Peden et R.A. Périchon [17] ont développé un algorithme permettant de résoudre ce système. Il a été ensuite introduit dans le programme qui pilote le banc de mesures automatiques du laboratoire [11]. On peut ainsi, en fixant les tensions V_{gs_i} et V_{ds_i} auxquelles on désire faire les mesures, aboutir aux tensions V_{gs_e} , V_{ds_e} qu'il faut réellement appliquer.

Notons que l'utilisation de cet algorithme suppose que les résistances d'accès soient déterminées et indépendantes de la polarisation.

II - 4.4.b Principe d'extraction

Le principe d'extraction des éléments intrinsèques du schéma équivalent est celui mis au point par G. Dambrine [14]. Il consiste à extraire les différents éléments à partir de la matrice admittance Y du fait de la topologie en Π du schéma intrinsèque (figure II-9).

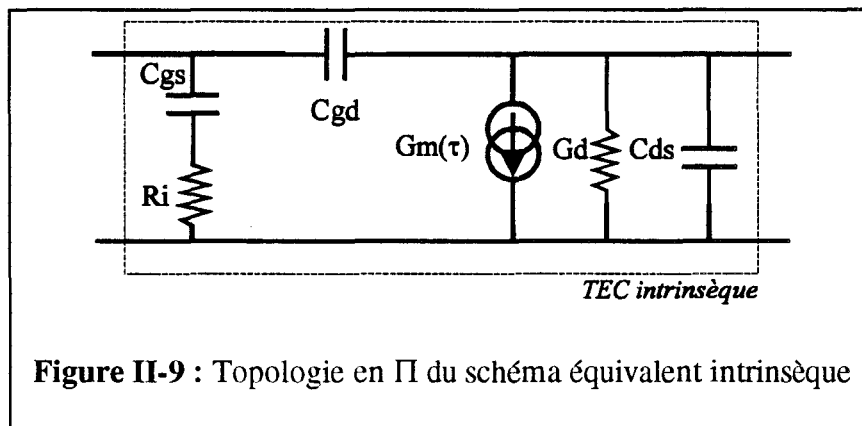


Figure II-9 : Topologie en Π du schéma équivalent intrinsèque

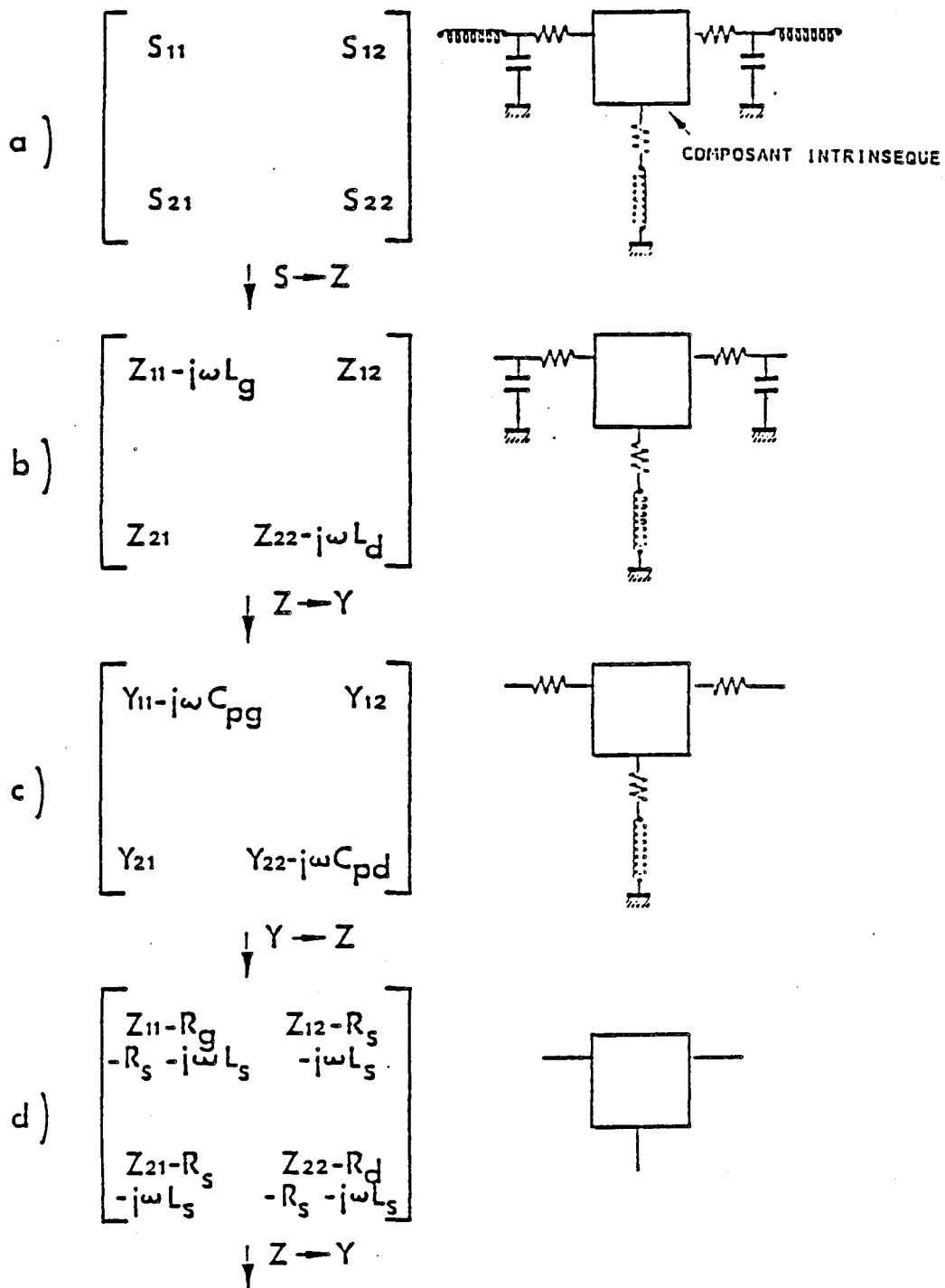


Figure II-10 : Procédure générale de détermination des paramètres intrinsèques

Pour accéder aux paramètres Y_{ij} , il convient de défalquer les divers éléments extrinsèques de la mesure de la matrice S (figure II-10). On peut alors exprimer chacun des éléments intrinsèques en fonction des paramètres Y_{ij} .

$$G_m = \sqrt{\left[\Re^2(Y_{21}) + (\Im(Y_{21}) - \Im(Y_{12}))^2 \right] (1 + Ri^2 C_{gs}^2 \omega^2)}$$

$$G_d = \Re(Y_{22}) + \Re(Y_{12})$$

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

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

$$Ri = \frac{\Re(Y_{11}) + \Im(Y_{12})}{\left[\Im(Y_{11}) + \Im(Y_{12}) \right] C_{gs} \omega}$$

$$C_{ds} = \frac{\Im(Y_{22}) + \Im(Y_{12})}{\omega}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arcsin \left[\frac{\Im(Y_{12}) - \Im(Y_{21}) - C_{gs} \omega Ri (\Re(Y_{21}) - \Re(Y_{12}))}{G_m} \right]$$

Par définition ces éléments définis à un point de polarisation déterminé doivent être indépendants de la fréquence.

La figure II-11 montre les résultats ainsi obtenus et amène quelques remarques.

- ⇒ Ri diverge en basse fréquence. Ce phénomène connu provient essentiellement du fait que pour des fréquences inférieures à environ 5 GHz, le module de S_{11} est proche de l'unité (figure II-12), par conséquent l'erreur de mesure commise sur ce paramètre est maximale [14].
- ⇒ Dans la bande 5-35 GHz, on a bien une quasi indépendance de tous les éléments en fonction de la fréquence.

On détermine alors la valeur des éléments intrinsèques du schéma équivalent en effectuant une moyenne dans la bande de fréquence où ils restent constants (généralement 5 à 35 GHz).

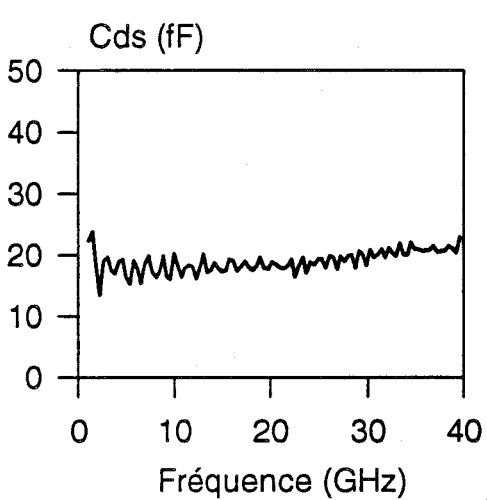
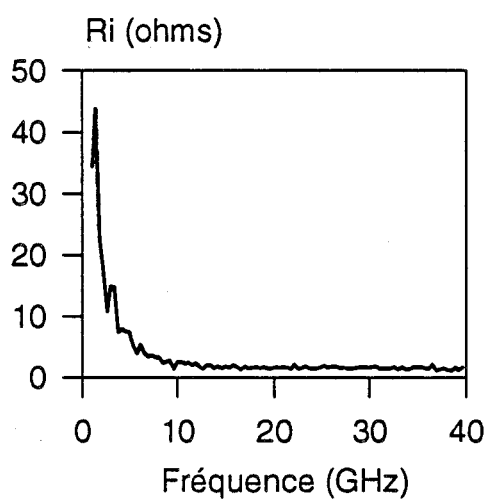
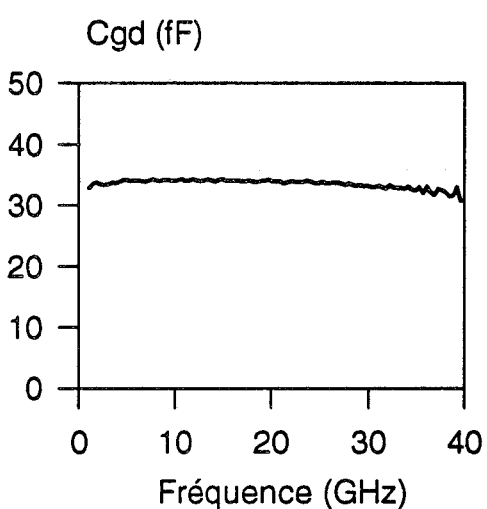
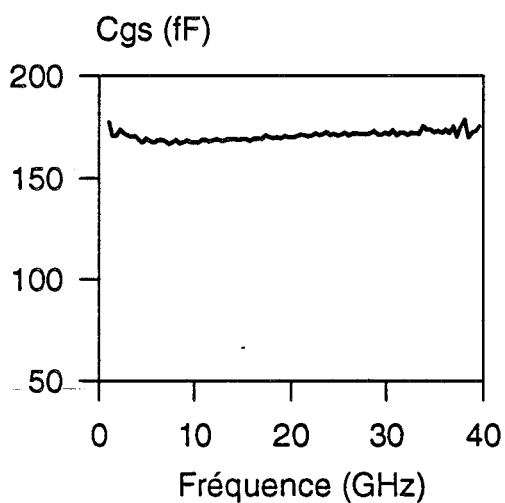
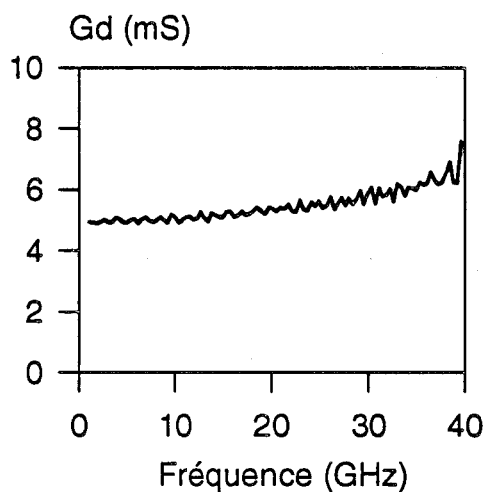
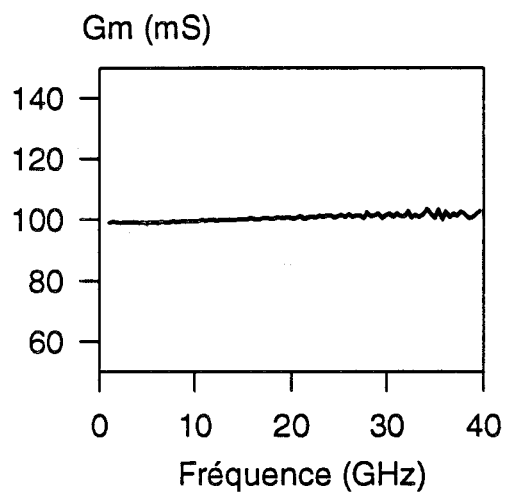


Figure II-11 : Evolutions des principaux paramètres intrinsèques en fonction de la fréquence pour le HEMT DB R568 ($V_{ds}=2$ V ; $V_{gs}=0$ V)

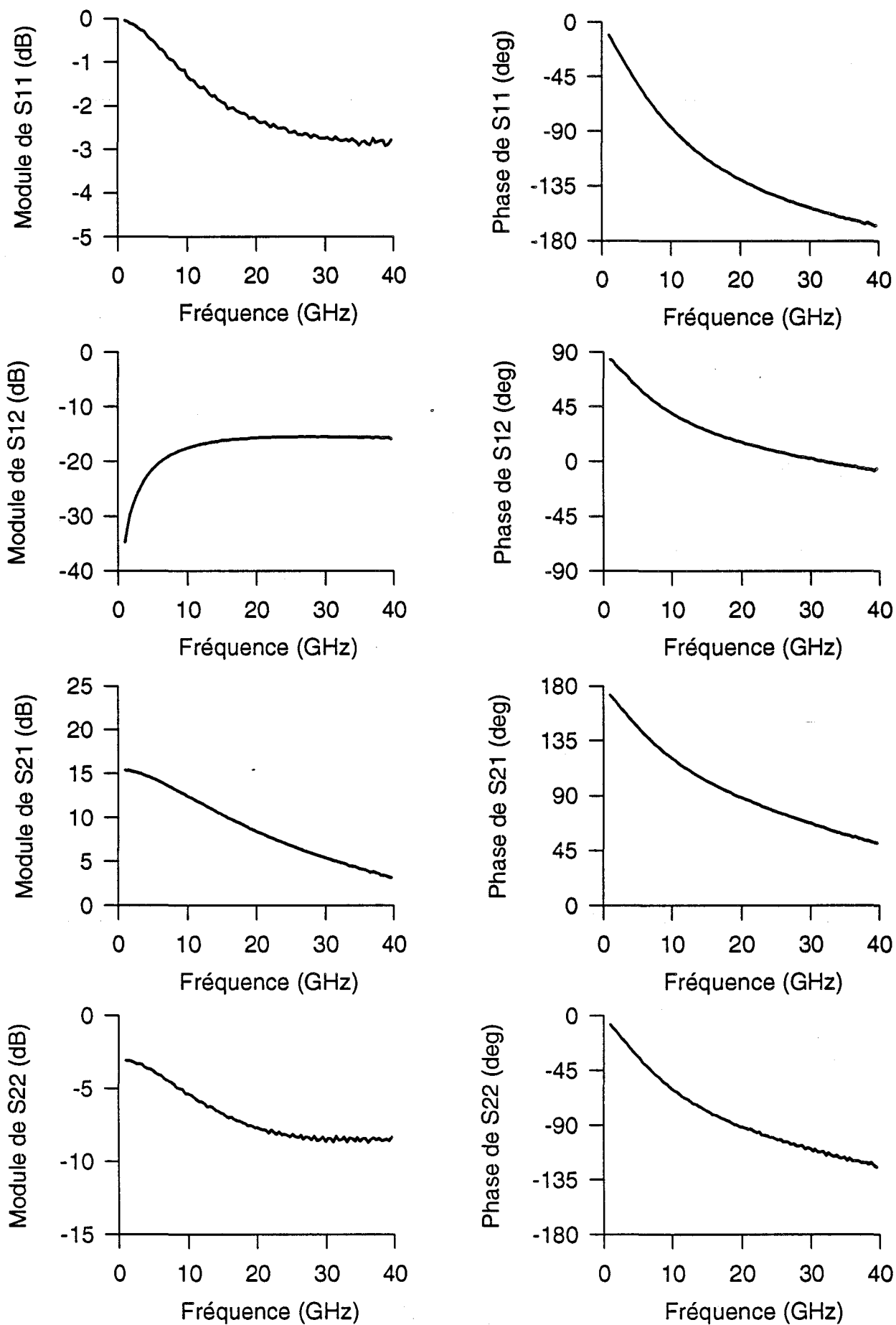


Figure II-12 : Evolutions des paramètres S du HEMT DB R568 mesurés sous pointes ($V_{ds}=2\text{ V}$; $V_{gs}=0\text{ V}$)

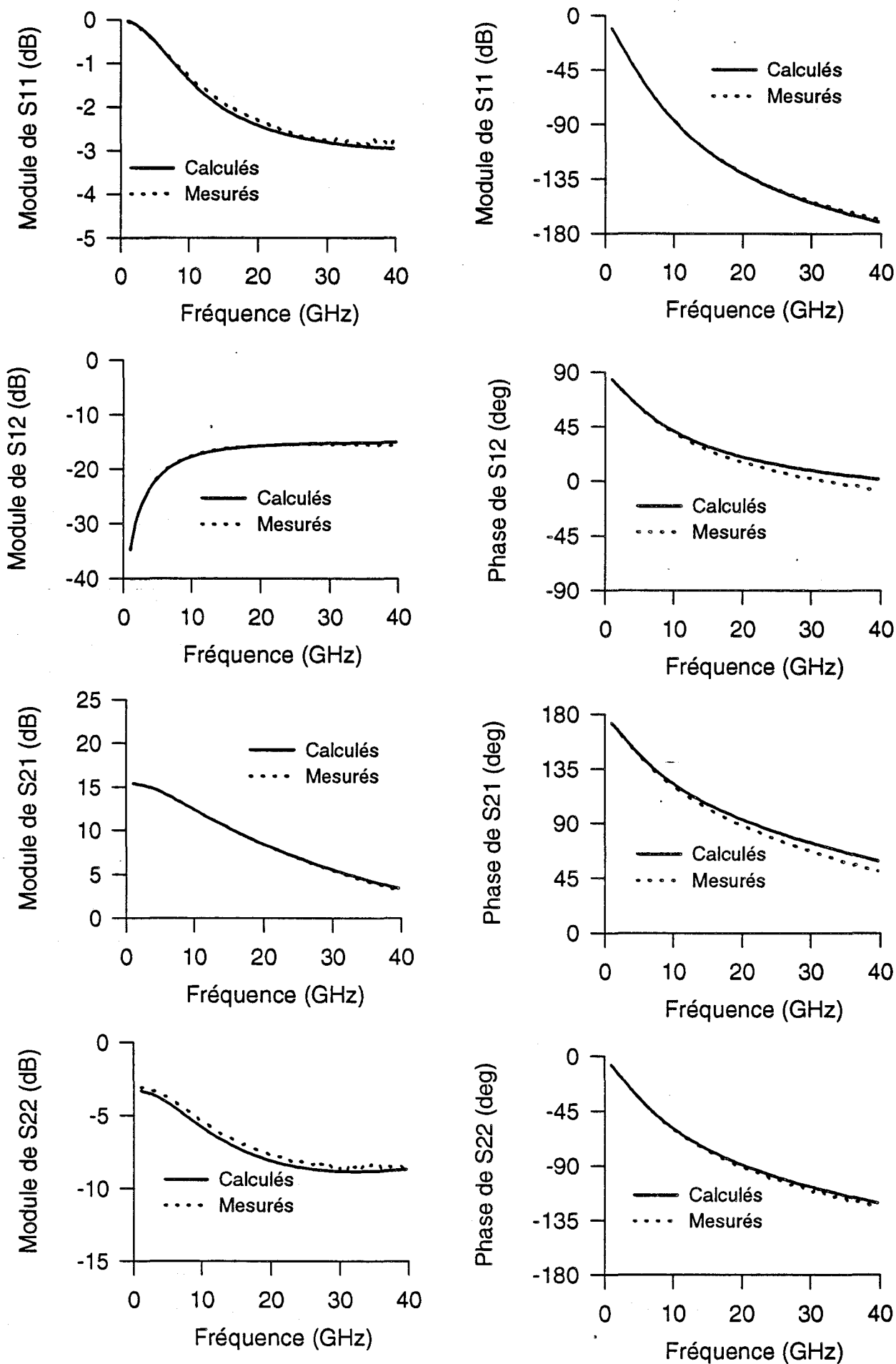


Figure II-13 : Evolutions des paramètres S du HEMT DB R568 mesurés sous pointes et recalculés à partir du schéma équivalent ($V_{ds}=2\text{ V}$; $V_{gs}=0\text{ V}$).

A titre d'exemple, le tableau ci dessous donne les valeurs des éléments intrinsèques ainsi obtenus pour le transistor HEMT DB R568 à $V_{ds}=2$ V et $V_{gs}=0$ V

Gm (mS)	Gd (mS)	Cgs (fF)	Cgd (fF)	Ri (Ω)	Cds (fF)
101	5,3	172	33,5	3,9	18

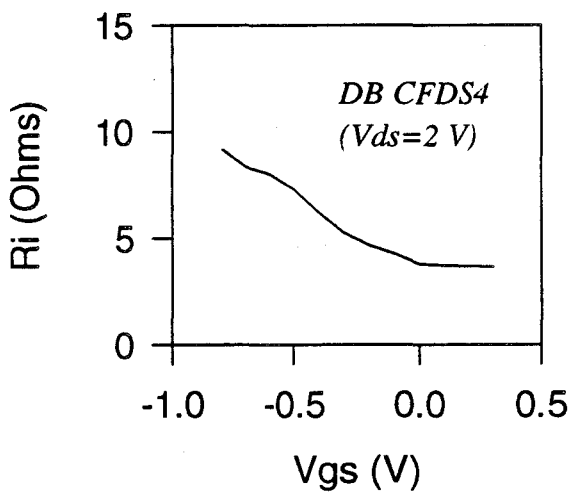
On dispose à présent de tous les éléments du schéma équivalent petit signal.

Afin de valider celui-ci on peut comparer les évolutions des paramètres S mesurés et ceux recalculés à partir du schéma obtenu. La figure II-13, montre pour $V_{ds}=2$ V et $V_{gs}=0$ V la comparaison entre paramètres mesurés et calculés. On observe une excellente concordance de ces évolutions, ce qui traduit une bonne reproduction du fonctionnement du composant en régime petit signal. Le léger écart que l'on peut distinguer sur $|S_{22}|$ provient essentiellement de la valeur de C_{pd} qui semble légèrement trop élevée (nous avons vu auparavant que nous utilisons une méthode simplifiée d'extraction des capacités extrinsèques).

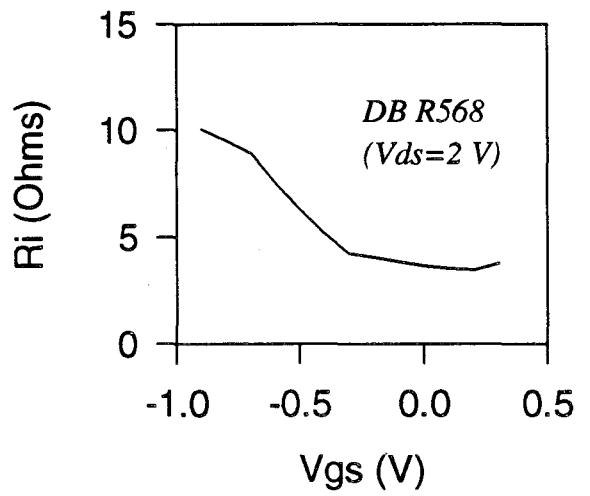
II - 4.4.c Remarques concernant les variations des éléments du schéma en fonction de la polarisation

En effet, nous avons constaté que sur plusieurs types de transistors caractérisés certaines évolutions en fonction des tensions de polarisation, n'étaient pas très cohérentes. Cela concerne les paramètres R_i , τ , C_{ds} .

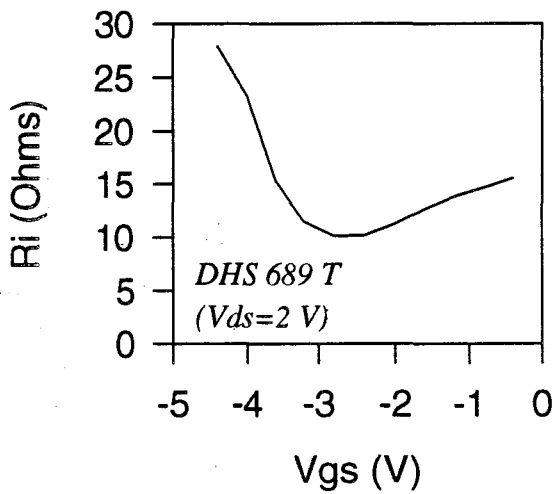
- ⇒ On a relevé des valeurs incohérentes ou voire négatives en zone ohmique. Etant donné que l'application visée concerne la zone saturée cet effet n'aura aucune répercussion sur notre modèle.
- ⇒ Quand le transistor est dans la région du pincement R_i a tendance à croître fortement (figure II-14). Cet effet n'est pas pris en compte par notre schéma équivalent. Notre point de repos en fonctionnement mélangeur se trouvant proche de V_p , il en résulte une incertitude sur la valeur moyenne de R_i à considérer.



a)



b)



c)

Figure II-14 : Evolutions de R_i mesurées à $V_{ds}=2\text{ V}$ pour 3 différents types de HEMTs
a) DB CFDS4 ; b) DB R568 ; c) DHS 689 T

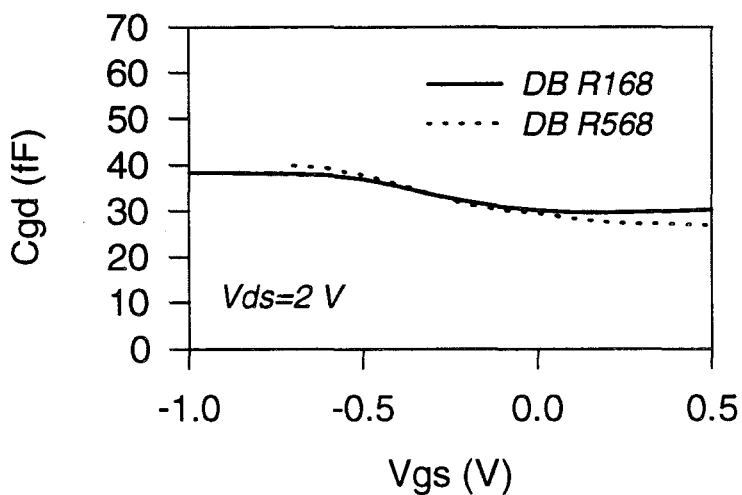
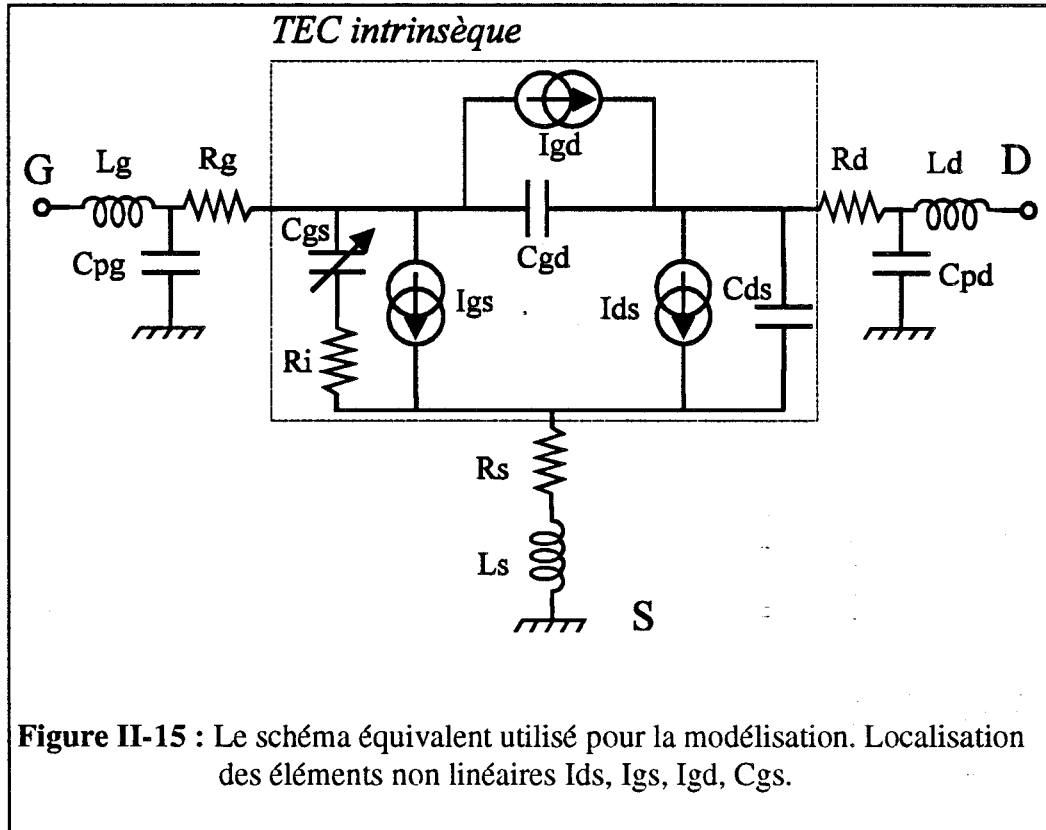


Figure II-16 : Evolution de la capacité C_{gd} en fonction de V_{gs} pour les HEMTs DB R168 et DB R568 à $V_{ds_0}=2\text{ V}$. Mise en évidence d'une très faible variation autour de $C_{gd_0}=35\text{ fF}$.

II - 5 FORMULATION MATHÉMATIQUE DU MODÈLE

Le schéma non linéaire modélisé est présenté figure II-15.



Il est quasiment identique à celui présenté figure II-1, sauf que la capacité C_{gd} est considérée comme étant fixe. En effet l'évolution de $C_{gd} = f(V_{gs})$ à $V_{ds} = V_{ds0}$ (figure II-16) permet de justifier ce choix pour les HEMTs DB R168 et DB R568 qui sont à la base de notre modélisation.

II - 5.1 LES SOURCES DE COURANT I_{GS} ET I_{GD}

La source I_{gs} est modélisée à l'aide d'un modèle pré défini pour l'utilisateur dans le logiciel MDS.

Il s'agit du modèle de la jonction PN en direct défini par :

$$I_{gs} = I_s \exp\left(\frac{V_{gs}}{N V_t} - 1\right) \quad \text{avec} \quad V_t = \frac{kt}{q} = 25.69 \text{ mV pour } T=25^\circ\text{C}$$

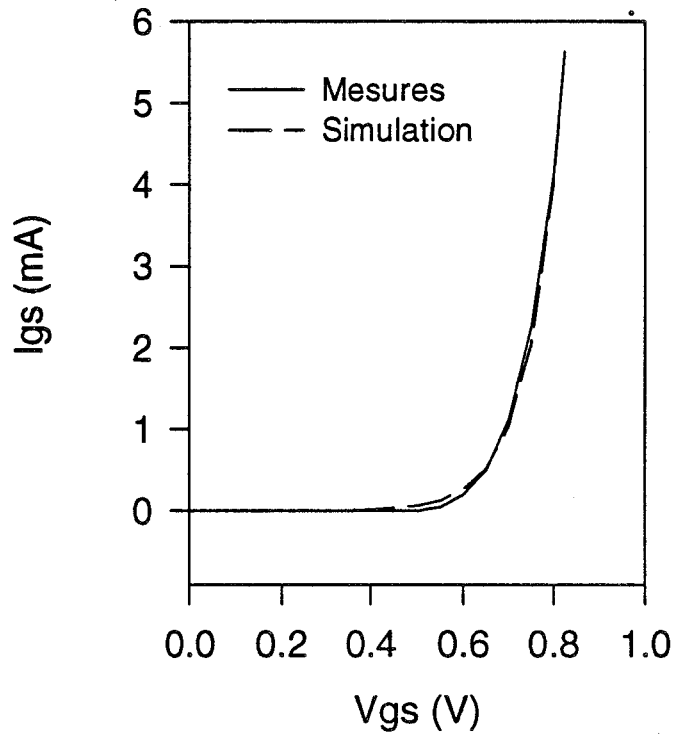


Figure II-17 : Comparaison entre la mesure et la simulation du générateur de courant I_{gs} , par le modèle de la jonction PN, pour le HEMT DB R568

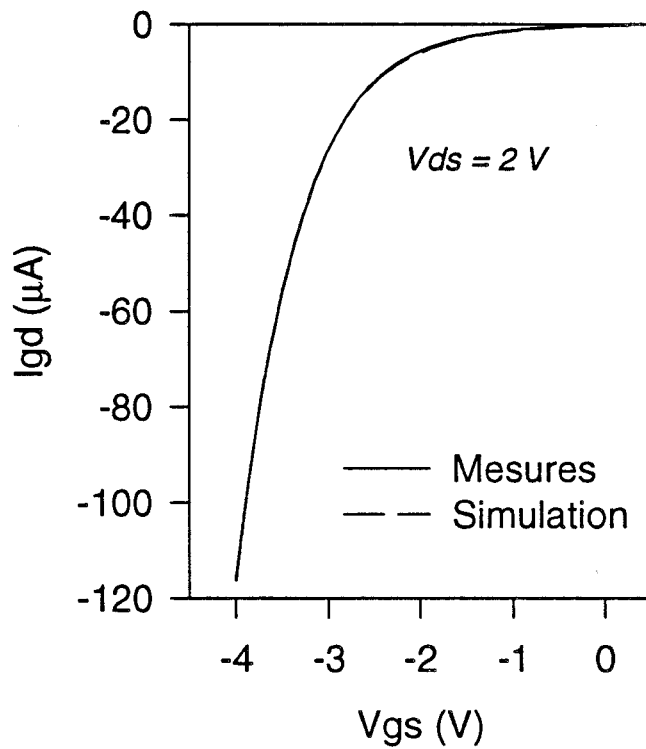


Figure II-18 : Comparaison entre la mesure et la simulation du générateur de courant I_{gd} par le modèle de HWANG pour le HEMT DB R568

Le courant I_s et le coefficient d'idéalité N étant les paramètres ajustables.

La figure II-17 compare les résultats obtenus avec ce modèle aux mesures. On note une excellente correspondance des évolutions.

La source I_{gd} est modélisée à l'aide de la formulation proposée par Hwang [18].

$$I_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) = I_r \exp(aV_{ds} + bV_{gs})$$

Appliqué à notre modélisation à $V_{ds}=V_{ds_0}$ cela devient :

$$I_{gd}(V_{gs}, V_{ds_0}) = I_r \exp(aV_{ds_0} + bV_{gs})$$

Les coefficients I_r , a , b étant ajustables.

La figure II-18 compare les résultats obtenus avec ce modèle aux mesures.

II - 5.2 LA SOURCE DE COURANT I_{ds}

Comme précisé dans l'introduction, la modélisation du courant I_{ds} repose sur l'utilisation de la transconductance hyperfréquence G_m et de la conductance de sortie hyperfréquence G_d . Par définition G_m est le gradient de I_{ds} avec V_{gs} en variable et G_d est le gradient de I_{ds} avec V_{ds} en variable.

A partir des paramètres petits signaux g_m , g_d il est possible par intégration d'obtenir le courant I_{ds} dynamique:

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}$$

$$g_d = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}}$$

Les limites d'intégration étant définies entre V_p et V_{gs_0} pour g_m et entre 0 et V_{ds_0} pour g_d on peut écrire :

$$I_{ds_0}(V_{gs}, V_{ds}) = \int_{V_p}^{V_{gs_0}} g_m(V_{gs}, V_{ds_0}) dV_{gs}$$

$$I_{ds_0}(V_{gs}, V_{ds}) = \int_0^{V_{ds_0}} g_d(V_{gs_0}, V_{ds}) dV_{ds}$$

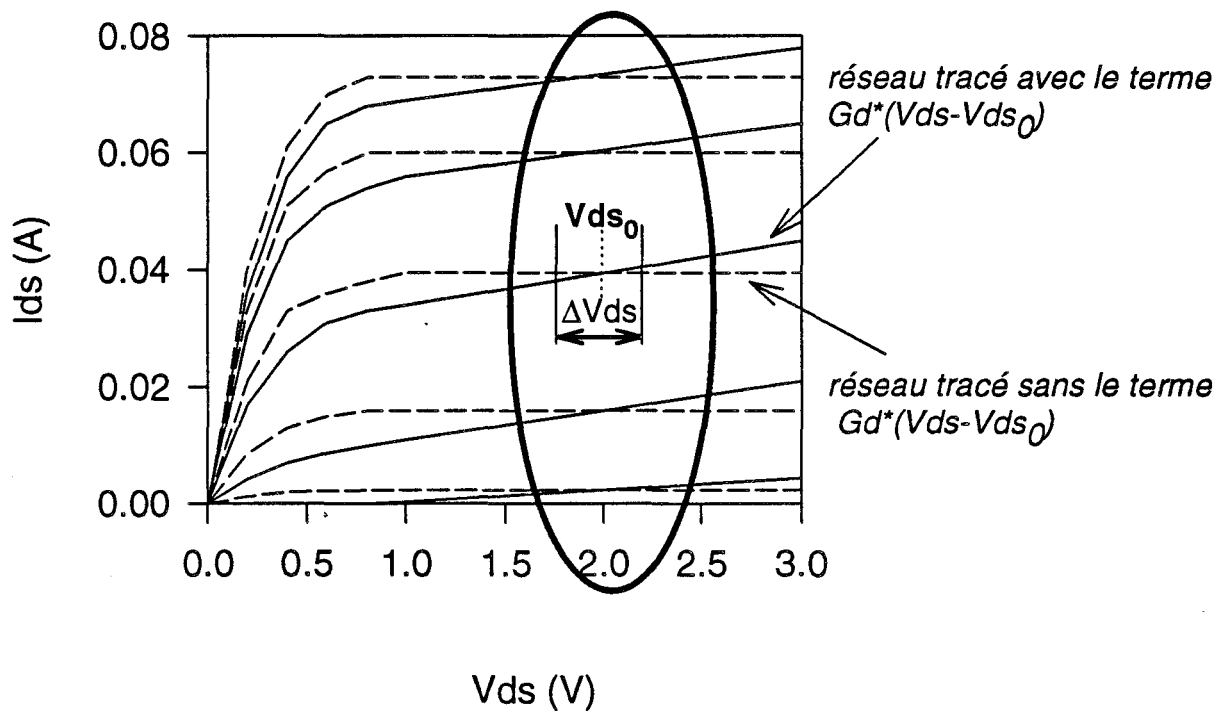


Figure II-19 : Mise en évidence de l'influence du terme $G_d^*(V_{ds} - V_{ds0})$ qui permet d'avoir une dérivée non nulle autour d'un point $I_{ds0}(V_{gs}, V_{ds0})$ du réseau

Le courant I_{ds} peut alors être défini soit par l'intégration de la transconductance g_m par rapport à V_{gs} , soit par l'intégration de la conductance de sortie g_d par rapport à V_{ds} .

L'extraction du paramètre g_m étant la plus fiable, nous avons utilisé la première intégration. L'expression de I_{ds} s'écrit alors sous la forme suivante :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds_0}) = \int_{V_p}^{V_{gs}} G_m(V_{gs}, V_{ds_0}) dV_{gs} + G_d(V_{gs}, V_{ds_0})(V_{ds} - V_{ds_0}) \quad (2-1)$$

avec V_p : tension de pincement
 V_{gs} , V_{ds} , V_{ds_0} tensions internes du composant
 G_m , G_d éléments hyperfréquences

Le terme $G_d(V_{gs}, V_{ds_0})(V_{ds}-V_{ds_0})$ permet de traduire la pente de la caractéristique I/V du composant autour de V_{ds_0} . En effet la formulation présentée est exacte uniquement à V_{ds_0} or nous avons vu que le fonctionnement en mélangeur implique un cycle de charge à $V_{ds_0} \pm \Delta V_{ds}$ avec ΔV_{ds} faible, il faut donc avoir $\Delta I_{ds}/\Delta V_{ds} \neq 0$ autour de V_{ds_0} . L'intérêt de ce terme est illustré par la figure II-19.

Si l'on dérive l'expression 2-1 on retrouve bien :

$$\left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right)_{V_{ds}=V_{ds_0}} = G_m(V_{gs}, V_{ds_0})$$

$$\left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right) = G_d(V_{gs}, V_{ds_0})$$

Les expressions G_m , G_d sont de formes polynomiales d'ordre élevé afin de décrire le plus fidèlement possible les évolutions issues de la caractérisation. Elles sont définies sous la forme suivante :

$$G_m(V_{gs}, V_{ds_0}) = (a_0 + a_1 V_{gs} + a_2 V_{gs}^2 + a_3 V_{gs}^3 + \dots + a_n V_{gs}^n) * F_1(V_{gs})$$

$$G_d(V_{gs}, V_{ds_0}) = (b_0 + b_1 V_{gs} + b_2 V_{gs}^2 + b_3 V_{gs}^3 + \dots + b_n V_{gs}^n) * F_2(V_{gs})$$

avec

$$F_1(V_{gs}) = \frac{1}{2} \left[1 + \tanh((V_{gs} - V_p)40) \right]$$

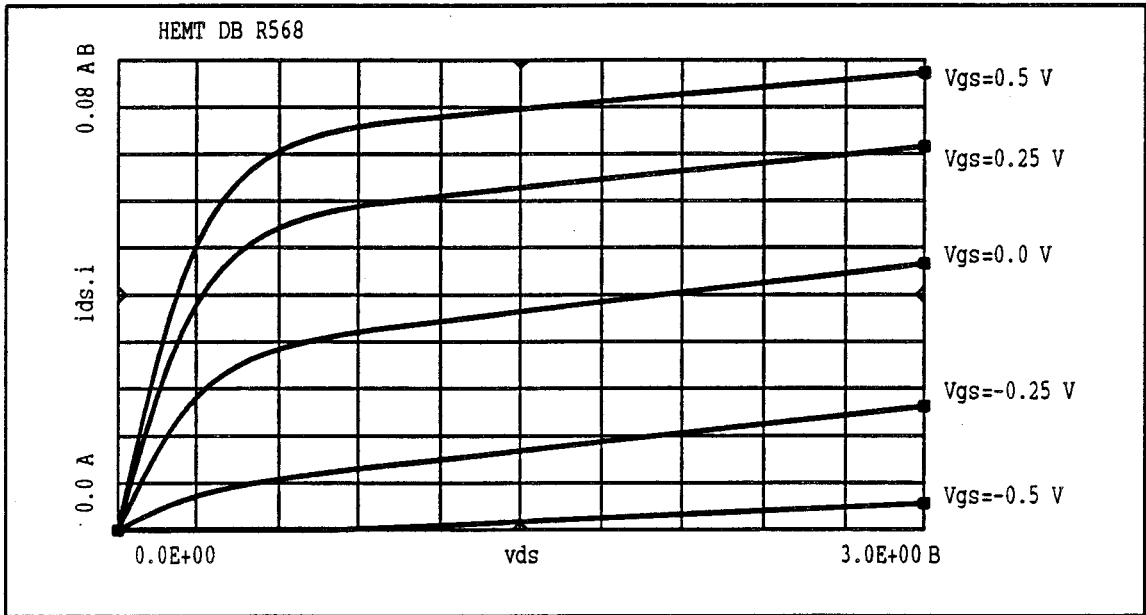


Figure II-20 : Réseau typique obtenu à partir de l'expression de I_{ds} (2-2).
Exemple du transistor pseudomorphique HEMT DB R568

Les fonctions F_i permettant d'assurer la continuité du modèle au delà du pincement V_p en gardant $I_{ds}=0$ pour $V_{gs}<V_p$. Notons que la version la plus récente, que nous utilisons depuis peu, du logiciel MDS permet l'emploi de la fonction « Step » définies par :

$$\begin{aligned} \text{Step}(x) &= 1 \text{ pour } x>0 \\ \text{Step}(x) &= 0,5 \text{ pour } x = 0 \\ \text{Step}(x) &= 0 \text{ pour } x<0 \end{aligned}$$

En écrivant $x = V_{gs}-V_p$ on peut remplacer $F_i(V_{gs})$ par $\text{Step}(V_{gs}-V_p)$.

Une bonne optimisation entre le temps de calcul du simulateur pour le fonctionnement non linéaire du mélangeur et l'ordre du polynôme donnant une bonne description des évolutions, nous amène à choisir un ordre d'environ 15 pour les expressions de G_m et de G_d .

Les constantes d'intégration de G_m et G_d sont déterminées en appliquant $I_{ds}=0$ pour les bornes d'intégration inférieures c'est à dire à $V_{gs} = V_p$.

Il importe de faire une remarque quant à la formulation de I_{ds} qui vient d'être présentée. Comme nous l'avons vu, le fonctionnement en mélangeur par grille implique que le point de fonctionnement reste de en zone saturée. C'est pourquoi la formulation mathématique (2-1) permet de décrire parfaitement cette région. Par contre, elle ne permet pas de décrire le comportement de la zone ohmique. Nous avons donc ajouté un terme $\tanh(\gamma V_{ds})$ à l'expression (2-1). Ce terme qui n'intervient en rien dans les simulations en régime établi du mélangeur a pour but de donner un réseau I/V physiquement plus réaliste lors de l'établissement de l'équilibrage harmonique. Dans ces conditions la formulation finale de I_{ds} s'écrit :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds_0}) = \tanh(\gamma V_{ds}) \left[\int_{V_p}^{V_{gs}} G_m(V_{gs}, V_{ds_0}) dV_{gs} + G_d(V_{gs}, V_{ds_0})(V_{ds} - V_{ds_0}) \right] \quad (2-2)$$

Notons néanmoins que le terme γ est ajustable de façon à pouvoir décrire un réseau simulé le plus proche possible du réseau mesuré.

La figure II-20 présente un réseau I/V typique obtenu avec cette nouvelle formulation de I_{ds} , pour le HEMT DB R568.

II - 5.3 LA CAPACITE GRILLE-SOURCE CGS

L'introduction d'un modèle non linéaire de capacité dans le logiciel MDS passe par les équations qui décrivent la charge de la capacité. Nous disposons, à travers la caractérisation du composant, de l'évolution de C_{gs} en fonction de V_{gs} pour $V_{ds}=V_{ds_0}$. Il convient donc de trouver une expression mathématique traduisant cette évolution, qui soit facilement intégrable pour l'implantation de la charge dans MDS.

MDS propose deux modèles non linéaires pré définis de capacité. Il s'agit du modèle de la capacité d'une jonction Schottky et du modèle de Statz [3]. S'ils sont relativement bien adaptés au cas des MESFETs, ces modèles ne conviennent plus aux évolutions particulières des HEMTs.

Nous avons donc proposé un modèle basé sur des expressions polynomiales. L'expression de la charge est la suivante :

$$Q_{gs} = \int_{V_p}^{V_{gs}} C_{gs}(V_{gs}, V_{ds_0}) dV_{gs} + KV_{gs}$$

avec

$$C_{gs}(V_{gs}, V_{ds_0}) = (c_0 + c_1 V_{gs} + c_2 V_{gs}^2 + c_3 V_{gs}^3 + \dots + c_n V_{gs}^n) * F_3(V_{gs})$$

F_3 , définie telle que les F_i utilisées précédemment, permet d'assurer $C_{gs} = K$ en dessous du pincement, K représente la valeur constante que prend C_{gs} pour $V_{gs} < V_p$.

Généralement un ordre de 10 à 12 pour $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds_0})$ donne une excellente correspondance avec la mesure et ne ralentit pas de manière significative le calculateur en simulation non linéaire de mélangeur.

II - 6 VALIDATION DU MODELE GRAND SIGNAL

II - 6.1 COMPARAISON SUR LES ELEMENTS NON LINEAIRES

MODELISES

Afin de valider nos expressions mathématiques de modélisation, nous allons confronter, dans ce paragraphe, les évolutions mesurées et celles simulées de différents types de transistors que nous avons modélisés.

Les comparaisons entre les mesures et les simulations sont représentés figure II-21 et figure II-22. Quatre exemples sont représentés.

Les transistors pseudomorphiques de chez Daimler-Benz (DB R168 et DB R568) sont les composants que nous avons utilisé pour la réalisation des circuits hybrides. On constate que quelque soit la non linéarité (G_m , G_d ou C_{gs}) l'équation de modélisation permet une excellente concordance entre les points de mesures et la simulation (figure II-21a et II-22a).

La même constatation peut être faite sur l'exemple de la figure II-21b où l'on montre les évolutions des non linéarités d'un transistor du laboratoire (DHS 689). Précisons que ce composant présente la particularité d'avoir une capacité intégrée entre drain et source et qu'il a servi à l'étude des structures particulières de HEMTs pour des applications en mélangeurs [19].

Le dernier exemple proposé figure II-22b est celui d'un MC-HEMT (HEMT multipuits) réalisé au laboratoire (CHS 520). Cette famille de composant présente une transconductance à 2 pics qui peuvent être ajustés [20]. L'emploi d'expressions polynomiales nous permet de modéliser ce type particulier d'évolution avec la même exactitude que pour les exemples précédents. Ce transistor présentant un G_d quasi nul, celui-ci n'a pas été modélisé.

Notons que ces composants sont utilisés pour des fonctionnement en mélangeurs subharmoniques [21].

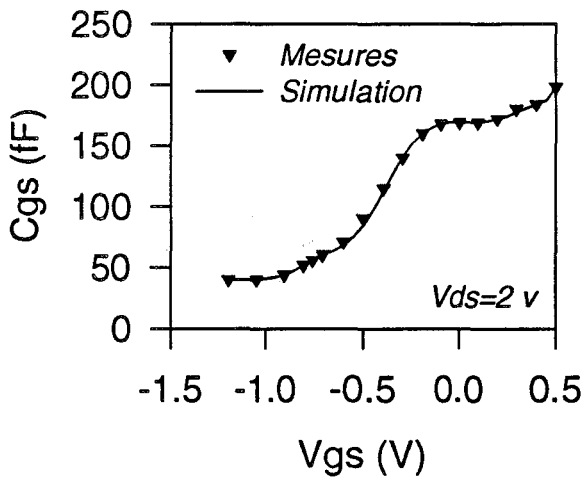
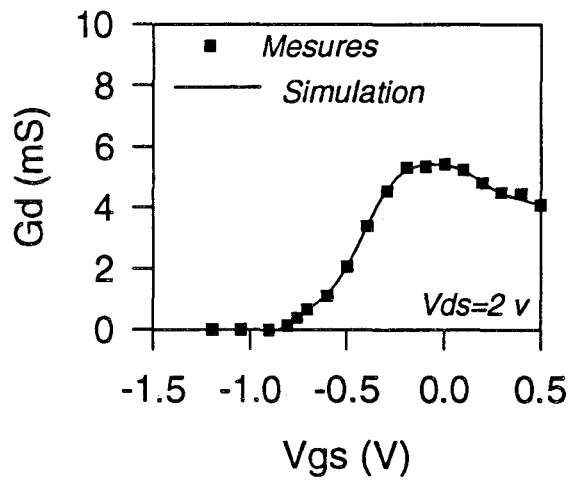
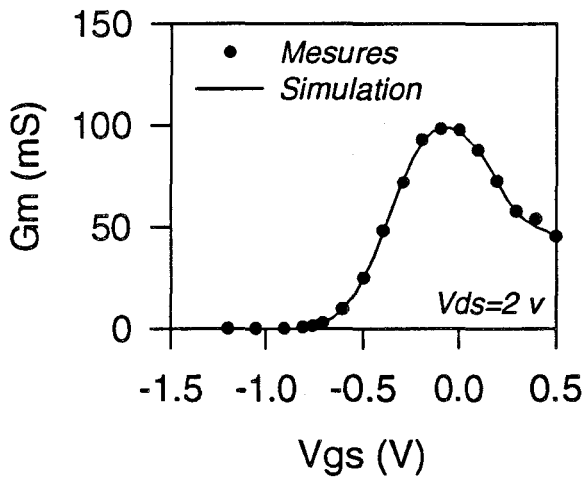


Figure II-21a : Comparaisons entre les non linéarités mesurées et simulées du HEMT pseudomorphique DB R568 ($W=6*20 \mu\text{m}$; $L_g=0.25 \mu\text{m}$)

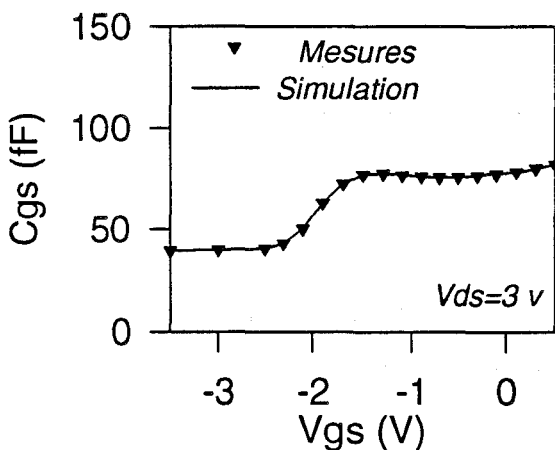
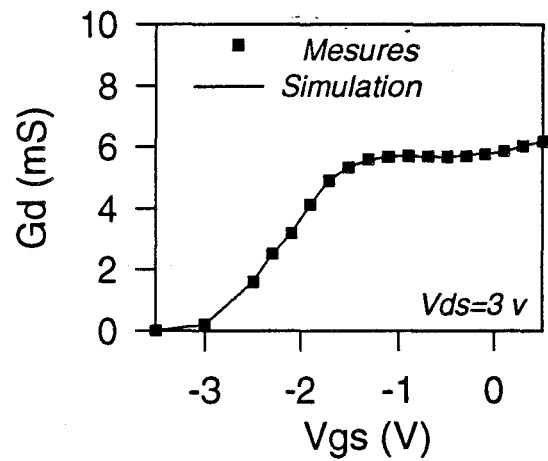
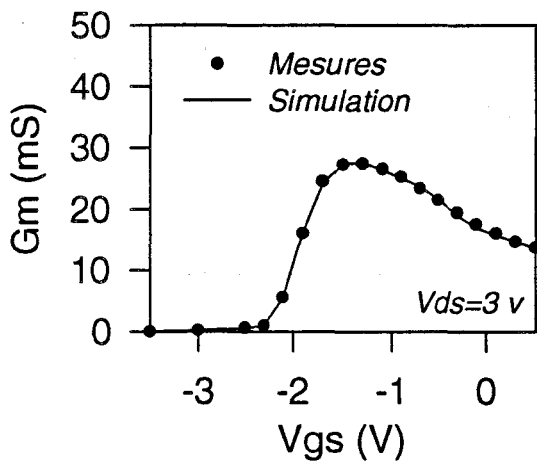


Figure II-21b : Comparaisons entre les non-linéarités mesurées et simulées du HEMT pseudomorphique DHS 689 ($W=2*50 \mu\text{m}$; $L_g=0.3 \mu\text{m}$)

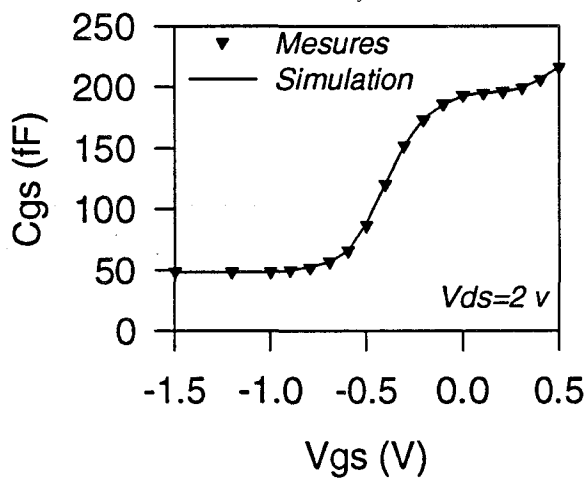
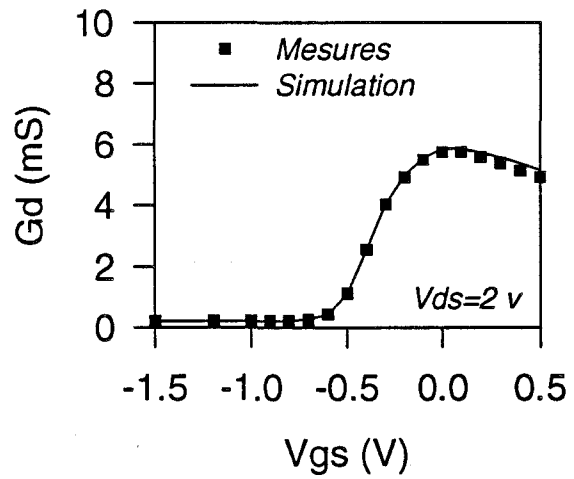
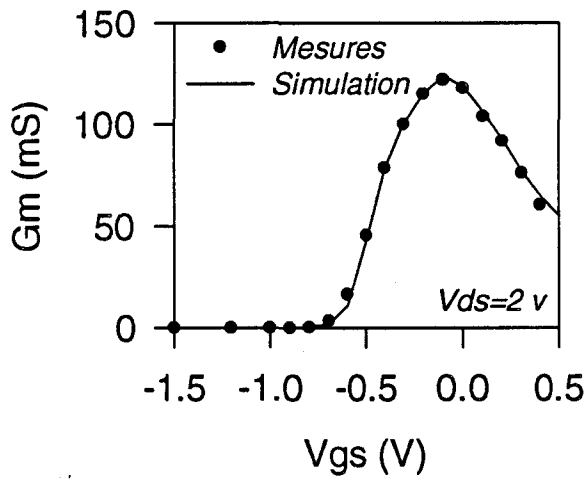


Figure II-22a : Comparaisons entre les non linéarités mesurées et simulées du HEMT pseudomorphique DB R168 ($W=6*20\text{ }\mu\text{m}$; $L_g=0.25\text{ }\mu\text{m}$)

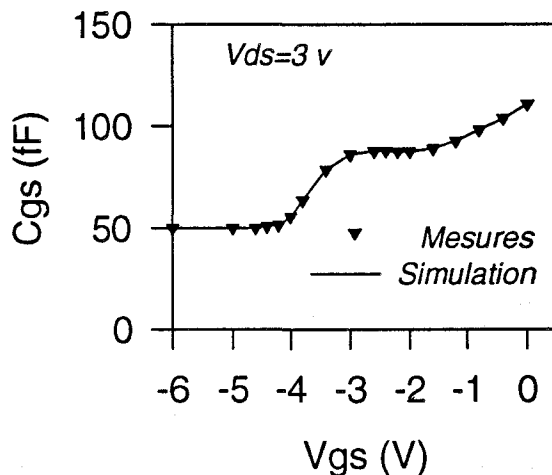
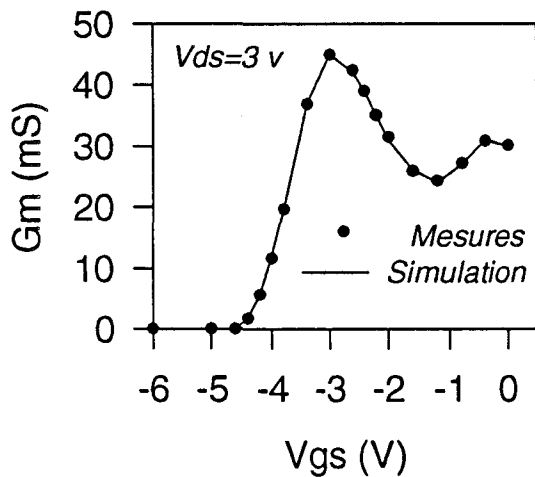


Figure II-22b : Comparaisons entre les non linéarités mesurées et simulées du HEMT double puits AlGaAs/GaAs à plan de dopage CHS 520 ($W=2*50\text{ }\mu\text{m}$; $L_g=0.35\text{ }\mu\text{m}$)

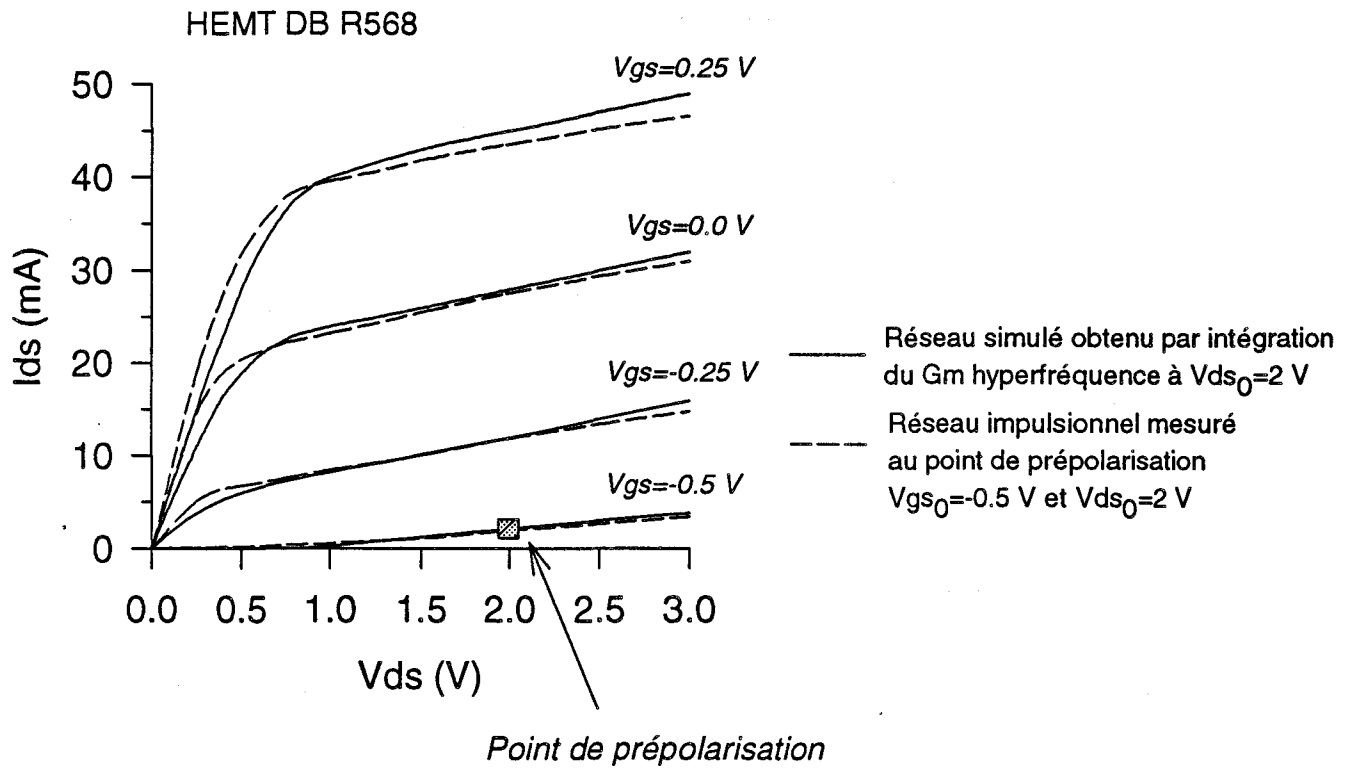


Figure II-23 : Validation de la modélisation non-linéaire basé sur l'intégration du Gm hyperfréquence par comparaison avec les mesures en impulsions.

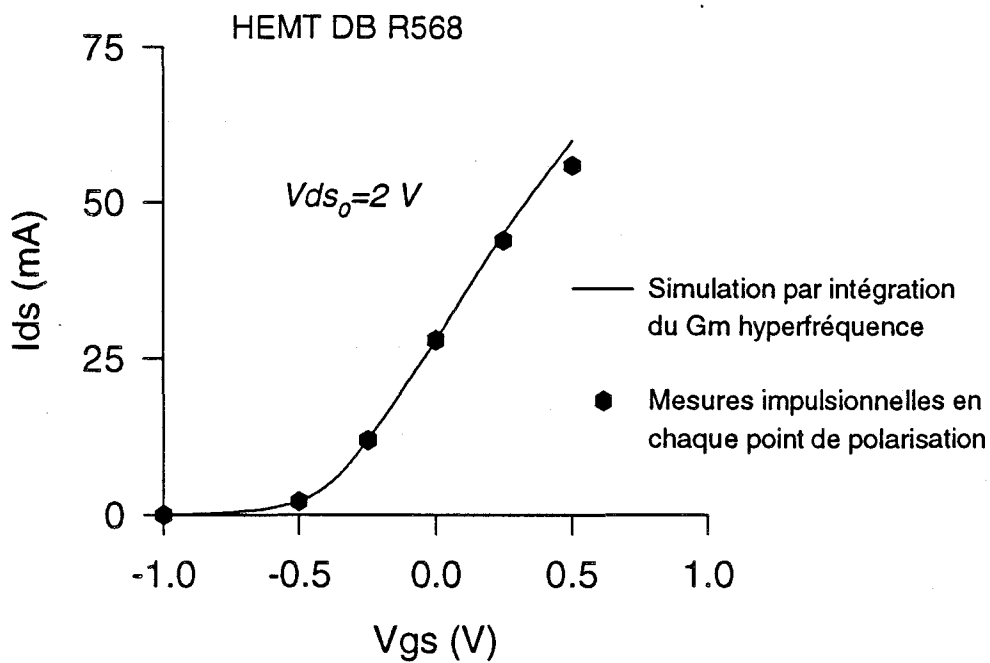


Figure II-24 : Comparaison entre la modélisation obtenue par intégration du Gm à $V_{ds0}=2\text{ V}$ et les mesures impulsionnelles à chaque point de polarisation.

II - 6.2 COMPARAISON PAR RAPPORT AU COURANT

IMPULSIONNEL

Un dernier élément de comparaison nous est fourni par le réseau de courant impulsionnel

Le banc que nous avons utilisé est maintenant entièrement automatisé au laboratoire [22]. Les caractéristiques courantes des impulsions utilisées sont :

- Temps de montée : 50 nS
- Temps de descente : 50 nS
- Temps de plateau : 300 nS (grille) ; 200 nS (drain)
- Période de répétition : 100 μ S

La comparaison présentée figure II-23 concerne le HEMT pseudomorphique DB R568. Pour les mesures au banc impulsionnel le point de repos est à $V_{gs} = -0,5$ V, c'est à dire légèrement au dessus du pincement et à $V_{ds_0} = 2$ V. On constate entre le réseau impulsionnel et le réseau obtenu par notre modélisation un accord tout à fait satisfaisant. La comparaison entre réseau impulsionnel et réseau de notre modélisation a également été effectuée en faisant varier le point de prépolarisation de la mesure impulsionnelle. Le résultat de cette comparaison est présenté figure II-24. Il montre une excellente concordance entre les deux techniques.

L'exemple de ce composant est particulièrement favorable. D'autres composants, présentant des effets thermiques et de pièges plus importants, ont conduit à des résultats moins concordants. La divergence pour le courant drain maximum pouvant atteindre jusqu'à 10 %.

On peut en conclure que notre modélisation est fiable car les évolutions simulées et mesurées étant quasi identique, le fonctionnement du transistor est donc bien décrit.

II - 7 CONCLUSION

Cette deuxième partie est consacrée à l'élaboration d'un modèle non linéaire spécifique pour la simulation de mélangeurs par grille.

Nous avons, pour ce faire, détaillé toutes les étapes nécessaires pour aboutir à un modèle fiable. Ces différentes étapes étant :

- ⇒ Une description physique du schéma équivalent utilisé
- ⇒ L'extraction de tous les éléments de ce schéma équivalent, nécessitant diverses techniques de mesures
- ⇒ L'élaboration d'équations mathématiques permettant une bonne description des évolutions des non linéarités
- ⇒ La validation du modèle ainsi établi par confrontation avec les caractéristiques expérimentales

Dans la première étape, nous donnons les origines physiques des différents éléments du schéma équivalent.

La deuxième étape constitue un point clé du travail de modélisation. Nous y décrivons la méthodologie employée pour aboutir à une caractérisation la plus exacte possible du composant. Notamment, l'extraction des éléments en fonctions des tensions internes permet d'obtenir un modèle directement intégrable sur notre logiciel de CAO.

Nous avons proposé, au sein de la troisième étape, un modèle spécifique original permettant de reproduire fidèlement les non linéarités des divers composants caractérisés. Basé sur l'intégration, pour un V_{ds} donné, de la transconductance hyperfréquence G_m , qui constitue l'élément prépondérant d'un TEC.

Nous avons montré lors de la dernière étape que notre modélisation pouvait s'appliquer avec succès sur des HEMTs pseudomorphiques et sur des HEMTs multicanaux.

Ce modèle a été implanté sur MDS pour la conception d'un mélangeur hybride décrite dans la partie suivante. Les résultats obtenus comparés aux simulations nous permettrons de valider notre modèle.

CHAPITRE II BIBLIOGRAPHIE

- [1] **W.R. CURTICE**
"A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits"
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-28, n°5, pp 448-456, May 1980.
- [2] **W.R. CURTICE AND M. ETTENBERG**
"A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers"
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol MTT-33, pp 1383-1394, Dec. 1985.
- [3] **H. STATZ, P. NEWMAN, I.W. SMITH, R.A. PUCCEL, H.A. HAUS**
"GaAs FET device and circuit simulation in Spice"
IEEE Trans. Electron Devices, vol.ED-34, n°2, pp 160-168, February 1987.
- [4] **A. MATERKA AND T. KACPRZAK**
"Computer Calculation of large-signal GaAs FET amplifiers characteristics"
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-33, n°2, pp 129-135, Feb. 1985.
- [5] **Y. TAJIMA, B. WRONA, K. MISHIMA**
"GaAs FET large-signal model and its application to circuit designs"
IEEE Trans. Electron Devices, vol.ED-28, pp 171-175, February 1985.
- [6] **I. ANGELOV, H. ZIRATH, N. RORSMAN**
"A new empirical nonlinear model for HEMT devices"
IEEE MTT-S Digest 1992, pp 1583-1586.
- [7] **I. ANGELOV, H. ZIRATH, N. RORSMAN**
« Validation of a nonlinear HEMT model by power spectrum Characteristics »
IEEE MTT-S Digest 1994, pp 1571-1574.
- [8] **J.P. TEYSSIER, J.P. VIAUD, R. QUERE**
« A New Nonlinear I/V model for FET Devices including breakdown effects »
IEEE Microwave and Guided letters, Vol.4, n°4, pp 104-106, April 1994
- [9] **I. TELLIEZ**
« Contribution à la modélisation non-linéaire de TECs en GaAs. Application à la conception d'un amplificateur arborescent 1W bande C en technologie monolithique »
Thèse de 3^{ème} cycle, Lille, Dec. 1991
- [10] **J. RODRIGUEZ TELLEZ, M.AL. DAAS, K.A. MEZHER**
« comparaison of nonlinear MESFET models for wideband circuit design »
IEEE Trans. Electron. Devices, Vol. ED-41, pp 288-293, March 1994
- [11] **Y. MOUQUET**
« Contribution à la modélisation non-linéaire des TECs pour amplification de puissance en classe B en Bande Ku et Ka »
Thèse de 3^{ème} cycle, Lille, Juillet 1995

- [12] **A. HIGASHISAH, F. HASEGAWA**
 « *Estimation of fringing capacitance of electrode on SI GaAs substrate* »
 Electronics Letters, Vol. 16, n°11, May 1980
- [13] **F. DIAMANT, M. LAVIRON**
 « *Measurement of the extrinsic series elements of a microwave MESFET under zero current conditions* »
 Proc. of the 12th EuMC Conference, pp 451-456, 1992
- [14] **G. DAMBRINE**
 « *caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent* »
 Thèse de 3^{ème} cycle, Lille, Mars 1989
- [15] **H. GERARD, Y. MOUQUET**
 « *New three configuration FET embedding method* »
 Microwave and Optical Tech. Letters, Vol. 6, n° 14, pp 823-826, Nov. 1993
- [16] **F. DIETTE, B. BONTE, C GAQUIERE, Y. CROSNIER**
 « *Etude de l'évolution des éléments d'accès des transistors à grand développement de grille* »
 Proc. des 9^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, Paris, France, Avril 1995
- [17] **A. PEDEN, R.A. PERICHON**
 « *Modélisation non-linéaire de transistor MESFET* »
 Annales des Télécommunications, 47, n°5-6, pp 180-192, 1992
- [18] **V.D. HWANG, Y. SHIH, H. MINH LE, T. ITOH.**
 "Nonlinear modeling and verification of MMIC amplifiers using the Waveform-Balance method"
 IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-37, pp 2125-2132, Dec. 1985.
- [19] **R. ALLAM, C. KOLANOWSKI, D. THERON, Y. CROSNIER**
 « *An HEMT with an integrated on-drain capacitor as bias of an hybrid mixer* »
 IEEE Microwave and Guided letters, Vol.4, n°3, pp 76-78, March 1995.
- [20] **T. COUPEZ**
 « *Etudes théoriques et expérimentales de transistors multipuits à effet de champ et à plan de dopage. Potentialité d'application a la multiplication de fréquence* »
 Thèse de 3^{ème} cycle, Lille, Septembre 1993
- [21] **R. ALLAM, C. KOLANOWSKI, D. THERON, Y. CROSNIER**
 « *Subharmonic Gate Mixer based on a multichannel HEMT* »
 IEEE Microwave and Guided letters, Vol.5, n°4, pp 122-124, April 1995.
- [22] **L. RULLIER**
 « *Contribution à la modélisation non-linéaire de TEC en AsGa ; Mise au point et utilisation d'un banc de mesure en impulsions* »
 DEA, Lille, Juillet 1993

CHAPITRE III

*« Conception et réalisation de mélangeurs par grille en
technologie hybride pour la bande Ka »*

CHAPITRE III

III - 1 INTRODUCTION

Nous nous proposons au cours de ce troisième chapitre de détailler la méthodologie que nous avons employée pour concevoir un mélangeur en technologie hybride et de présenter les résultats obtenus avec les circuits réalisés.

Le contexte de cette étude s'insère dans le cadre du contrat Européen ESPRIT « AIMS » (Advanced Integrated Millimeter wave Sub-assemblies).

Nous avons, dans ce contrat, à charge de concevoir et de réaliser une maquette de mélangeur « downconverter » avec Alcatel Espace Toulouse pour partenaire industriel.

Le module mélangeur 30/4 GHz devait faire partie d'une tête de réception dont le schéma block est présenté figure III-1. Les principales spécifications de ce mélangeur et de la configuration système, dans laquelle il s'intégrait sont données dans le tableau de la figure III-2 [1].

Le travail de conception consistait à déterminer les différents circuits entourant le composant, à savoir, les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie, le filtre de sortie et les circuits de polarisation, en visant à obtenir les performances optimales. Ceci se faisant dans le respect des conditions de fonctionnement grand signal et avec la modélisation du TEC décrite dans le chapitre précédent.

Nous avons adopté une méthode de conception reposant sur deux grandes étapes.

La première a fait appel à l'utilisation d'éléments localisés pour la réalisation des différentes fonctions d'adaptation. Cette méthode nous a permis, dans un premier temps, de comprendre les phénomènes se produisant en fonctionnement mélangeur et d'évaluer les performances que l'on pouvait espérer tirer du composant dans des conditions idéales.

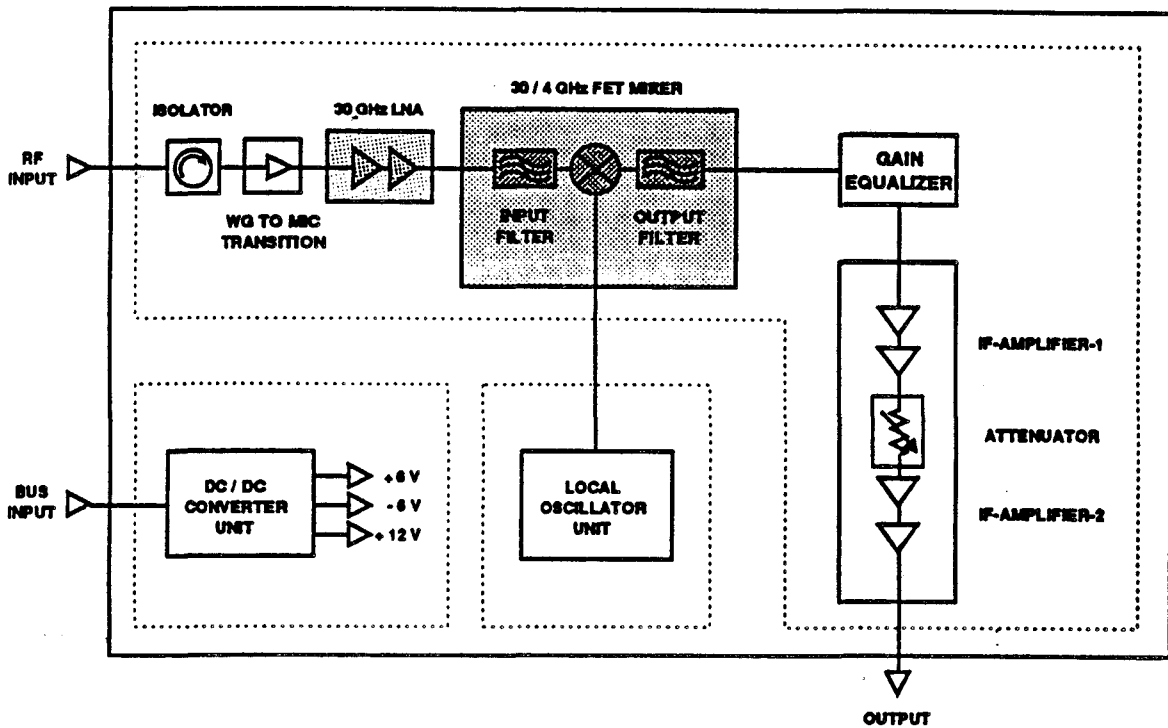


Figure III-1 : Schéma block du récepteur 30/4 GHz intégrant le mélangeur à TEC [1], réalisé dans le cadre du contrat « AIMS »

AIMS									
Receiver 30/4 GHz									
25 °C									
N°	Elements	Gain dB	NF dB	IMP3o dBm	Signal Level dBm	Cumul Gain dB	Cumul NF dB	Cumul IMP3o dBm	Cumul C/I dB **
	28 GHz input				-70,00				
1	RF two-stage LNA	20,00	2,80	20,00	-50,00	20,00	2,80	20,00	
2	RF Filter	-1,50			-51,50	18,50	2,81	-0,06	116,88
3	Mixer	-2,00	10,00	10,00	-53,50	16,50	3,09	-2,32	116,35
4	IF Filter	-0,50			-54,00	16,00	3,10	-4,65	112,71
5	IF Amplifier	23,00	4,00	20,00	-31,00	39,00	3,18	16,09	108,18
	Receiver 4 GHz output				-31,00	39,00	3,18	16,09	108,18

** C/I for 2 output carriers at -37 dBm each.

Figure III-2 : Spécifications individuelles et cumulées du système de réception [1] du contrat « AIMS »

L'utilisation sur le simulateur des éléments localisés est, en effet, très souple et permet d'obtenir des résultats très rapidement sans problèmes de convergence.

La seconde étape, plus réaliste mais plus longue et plus complexe, nous a conduit, grâce à l'utilisation d'éléments distribués, au « layout » complet de la maquette. Diverses solutions ont été envisagées dont nous décrivons les différentes spécificités et les performances attendues. Notons, que l'utilisation d'éléments distribués à la fréquence de 30 GHz ne pouvait se faire sans précautions et à nécessité la validation de la bibliothèque utilisée.

Ces travaux ont débouché sur la réalisation de plusieurs circuits prototypes. La caractérisation de ces circuits et l'analyse de leurs performances obtenues, par le biais de rétro-simulations, a permis de mettre en évidence les points forts et les points faibles de la conception et de la réalisation en technologie hybride.

L'expérience ainsi acquise nous a permis d'envisager de nouvelles solutions dont la description clôture ce chapitre.

III - 2 LE CAHIER DES CHARGES

III - 2.1 LES SPECIFICATIONS

Comme précisé dans l'introduction, c'est l'industriel Alcatel Espace qui a défini les spécifications propres à chaque étage de la tête de réception (figure III-2). Le cahier des charges concernant le mélangeur seul est précisé dans le tableau III-3 ci-dessous.

Bande de fréquence Entrée RF	28 - 29 GHz
Bande de fréquence Entrée OL	24,5 GHz
Bande de fréquence Sortie FI	3,5 - 4,5 GHz
Gain de Conversion	> - 2 dB
Coefficient de réflexion RF et OL	< - 15 dB
Ondulation max. dans la bande	< 0,3 dB
IMP ₃ de sortie	+ 10 dBm
Facteur de bruit maximal	10 dB

Tableau III-3 : Spécifications concernant le mélangeur 30/4 GHz

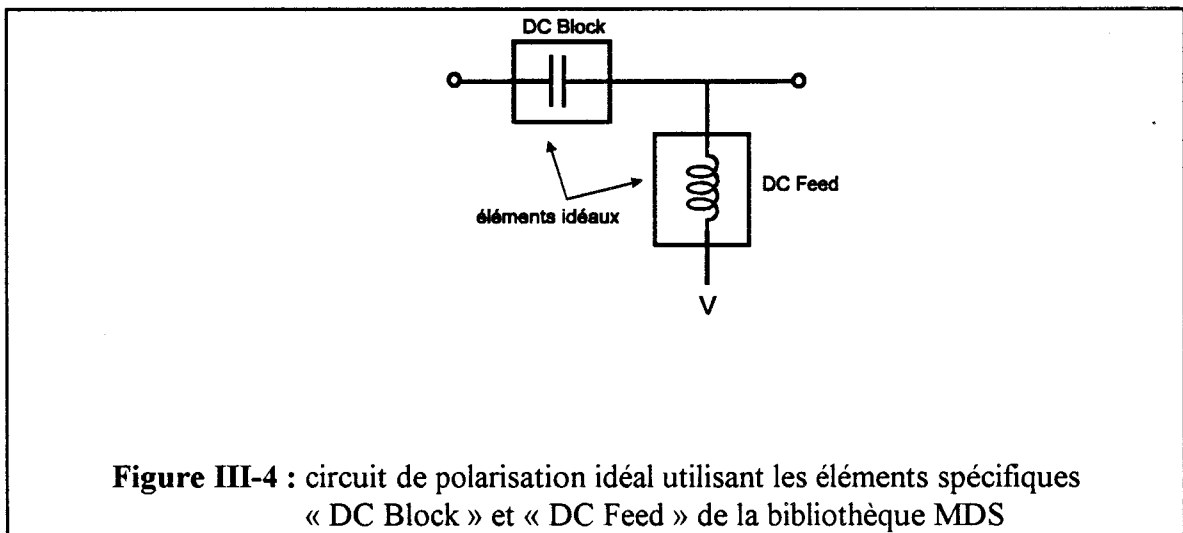
III - 2.2 LE TYPE DE COMPOSANT UTILISE

Les composants que nous avons utilisés provenaient, dans le cadre de partenariat et de collaboration du contrat AIMS, de la fonderie Daimler-Benz. Il s'agissait de HEMTs pseudomorphiques composés de 6 doigts de grille de 20 μm chacun ($W_T = 120 \mu\text{m}$) pour des longueurs de grille $L_g = 0,25 \mu\text{m}$. Les caractéristiques de ces transistors, nommés DB R168 et DB R568, ont été présentées dans le chapitre précédent. Rappelons simplement, qu'en moyenne, ces composants présentent les valeurs suivantes à $V_{ds}=2 \text{ V}$:

Vp # -0,8 v
 Gm max. # 100 mS
 Gd max. # 6 mS
 Cgs moyen # 120 fF
 Cgd moyen # 35 fF

III - 3 APPROCHE EN ELEMENTS LOCALISES

Dans toute cette approche, nous nous sommes placés dans des conditions de fonctionnement idéales. C'est à dire, sans prendre en compte les selfs de connexions des circuits au composant (« bonding »), et en supposant idéaux les circuits de polarisation de grille et de drain (figure III-4). Notons que les circuits à constantes localisées sont non dissipatifs, et assurent donc une transmission maximum du signal au composant.



III - 3.1 TOPOLOGIE DE BASE DU CIRCUIT DE SORTIE

Comme nous l'avons vu lors du premier chapitre, le circuit de sortie doit remplir plusieurs conditions simultanément :

⇒ Court-circuiter les signaux OL et RF et leurs harmoniques sur le drain du composant

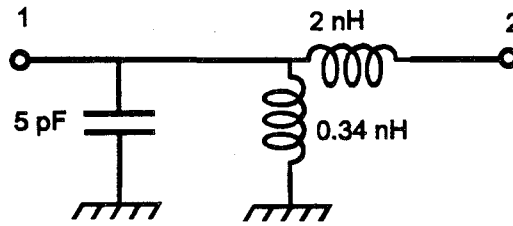


Figure III-5 : Structure de base du circuit de sortie

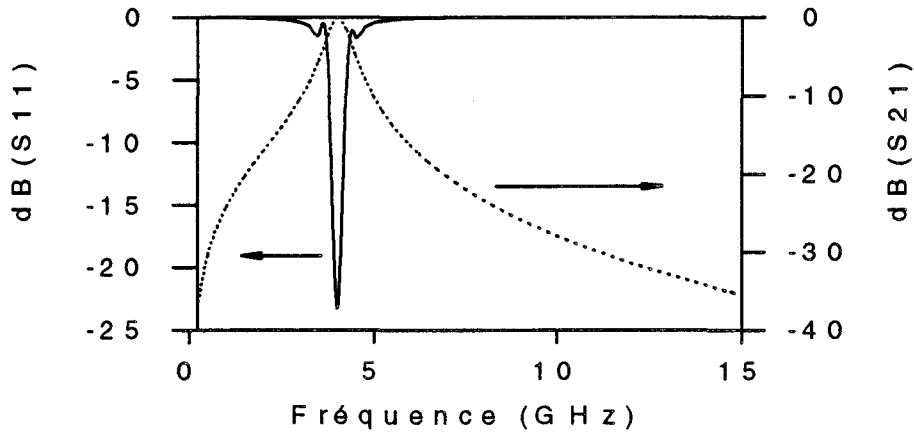


Figure III-6 : Paramètres de réflexion et de transmission du circuit de sortie en éléments localisés

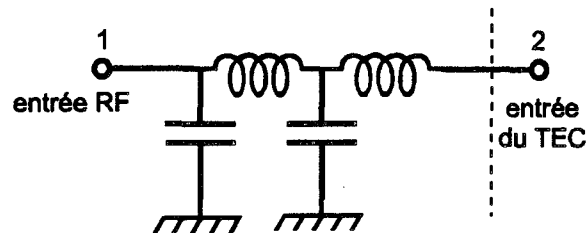


Figure III-7 : Structure de base du circuit d'adaptation en entrée

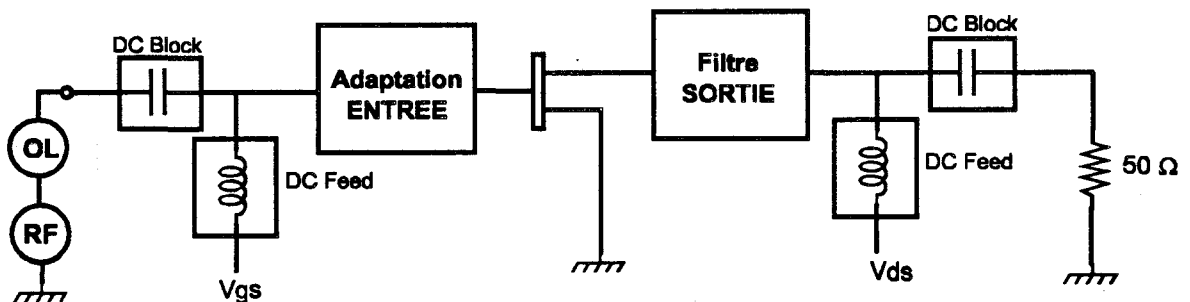


Figure III-8 : Schéma d'optimisation du circuit d'entrée

⇒ Ramener une impédance réelle sur le drain, celle-ci devant être élevée si l'on désire améliorer le gain de conversion. Nous avons choisi un compromis à 100Ω pour ne pas compromettre la stabilité [2].

La structure de base de ce circuit est présentée figure III-5. Il se décompose en 2 parties. La capacité joue un rôle de court-circuit aux fréquences OL et RF puisqu'elle présente une impédance de l'ordre de 1Ω à ces fréquences. Le filtrage et la transformation d'impédance sont réalisés par l'association de 2 selfs (série et parallèle), les valeurs de ces selfs étant calculées suivant le principe du transformateur d'impédance.

La figure III-6 donne les paramètres de réflexion (avec une impédance de 100Ω pour le générateur et de 50Ω sur la charge) et de transmission de ce circuit. On peut constater qu'il présente un $|S_{11}| < 20 \text{ dB}$ à $F_{FH} = 4 \text{ GHz}$ et qu'à $F = 2F_{FH} = 8 \text{ GHz}$, ce filtre atténue déjà le signal de plus de 20 dB. La contrepartie d'un filtre si sélectif est le problème de la bande passante car cette structure a le défaut d'être quasi monofréquence. Cette structure idéaliste convient uniquement pour ce type d'approche.

Le circuit de sortie ainsi réalisé, constituant un quasi court-circuit aux fréquences RF et OL, n'apporte pas d'effets néfastes, par contre réaction, sur la grille du transistor. On peut alors passer à l'étape suivante qu'est l'étude du circuit d'entrée.

III - 3.2 TOPOLOGIE DE BASE DU CIRCUIT D'ENTREE

Le rôle du circuit d'adaptation d'entrée est de ramener simultanément une impédance de 50Ω dans le plan des générateurs, aux fréquences OL et RF, à partir de l'impédance du transistor.

La topologie de base que nous avons utilisé est présentée figure III-7. Le circuit est composé de 2 cellules simples type capacité parallèle + self série. Les éléments sont optimisés de façon à être adaptés aux fréquences OL et RF.

Le schéma global utilisé pour l'optimisation du circuit d'entrée est représenté figure III-8.

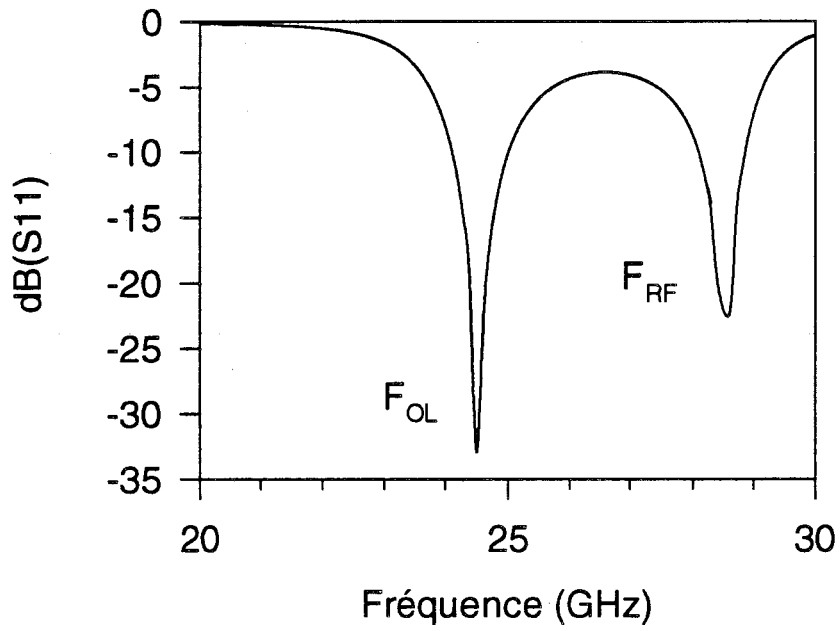


Figure III-9 : Coefficient de réflexion petit signal obtenus à l'aide du circuit d'adaptation en éléments localisés

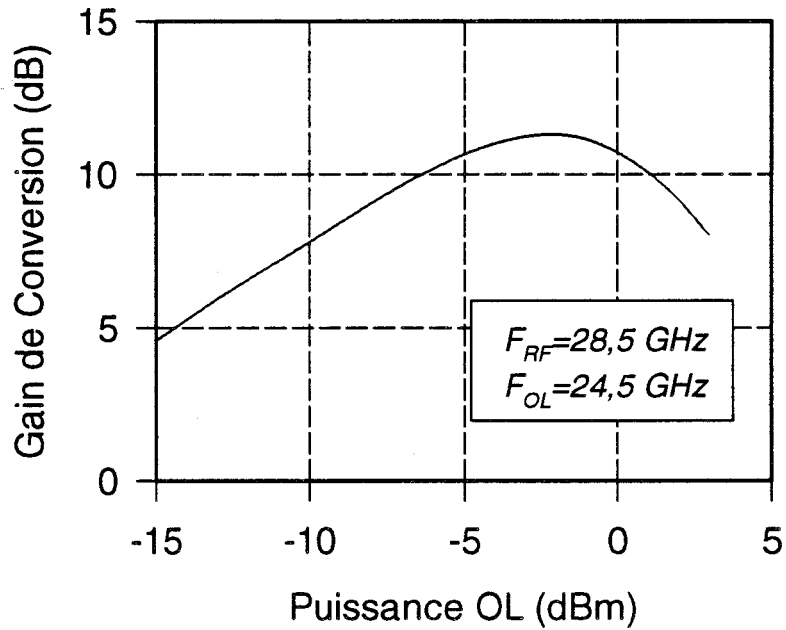


Figure III-10 : Evolution du Gain de Conversion en fonction de la puissance de l'oscillateur local à partir d'une adaptation petit signal

III - 3.3 EVALUATION DES PERFORMANCES OPTIMALES : CHOIX DE LA METHODE D'OPTIMISATION

L'injection du signal d'oscillateur local sur la grille du composant, provoque l'excursion dynamique du point de fonctionnement. On parcourt alors toutes les non linéarités du composant. Cela a pour effet de changer l'impédance d'entrée du transistor. Pour tirer le meilleur parti du processus de conversion, il conviendrait d'avoir un réseau d'adaptation valable à chaque niveau de puissance de l'oscillateur local. Cela n'est évidemment pas possible car il faut figer les circuits lorsque l'on désire faire une réalisation.

Dans ce cas, il est nécessaire de choisir une méthode d'optimisation adéquate. Il apparaît normal, et c'est d'ailleurs généralement fait pour les amplificateurs, d'opter pour une solution grand signal afin d'adapter le transistor pour une pleine puissance. Si l'on revient au contexte mélangeur, le principe d'adaptation est quelque peu différent dans la mesure où l'on a deux signaux de fréquences différentes en entrée et que l'on ne souhaite pas adapter la sortie.

Nous avons pour notre part, décider de faire le meilleur compromis possible pour l'optimisation des circuits d'entrée entre les performances, le temps de calcul et la validité du modèle grand signal.

Afin de pouvoir faire ce compromis nous avons comparé deux méthodes d'optimisation.

III - 3.3.a Optimisation en petit signal

Dans cette méthode on cherche à optimiser les paramètres S_{11} et S_{21} des circuits d'adaptations. Cela nécessite donc que l'on charge les circuits par les impédances présentées au point de repos, aux fréquences OL et RF. Les éléments localisés étant sans pertes et n'amenant pas de remontées parasites, le coefficient de transmission du filtre reste toujours $< -0,1$ dB si le paramètre $|S_{11}|$ est < -20 dB.

Dans ces conditions, notre critère principal d'optimisation est uniquement le coefficient de réflexion S_{11} . En optimisant directement sur le schéma de la figure III-8, l'évolution présentée sur la figure III-9, s'obtient dans un temps moyen d'environ deux minutes (les valeurs de départ sont celles précisées dans le paragraphe précédent). A partir de ce résultat,

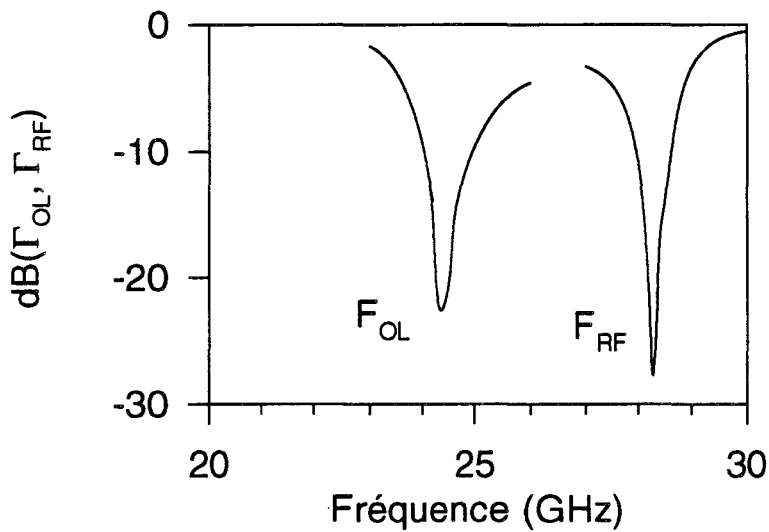


Figure III-11 : Coefficients de réflexion optimisés par équilibrage harmonique avec un circuit d'adaptation en éléments localisés

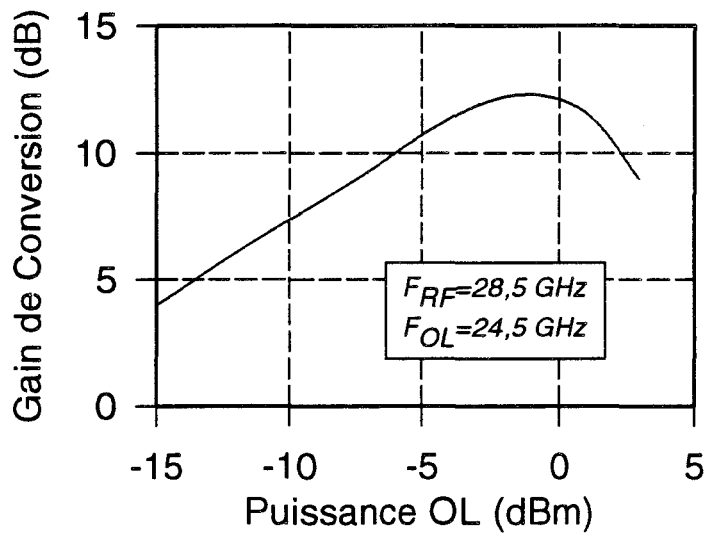


Figure III-12 : Evolution du Gain de Conversion en fonction de la puissance OL à partir d'une adaptation par équilibrage harmonique

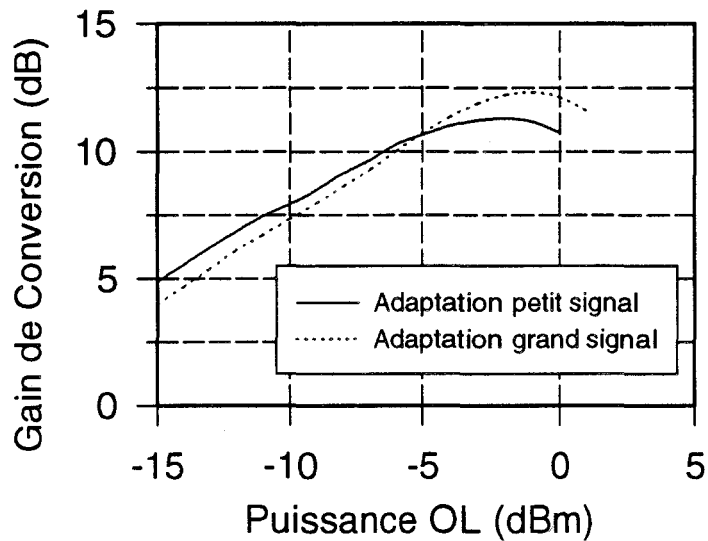


Figure III-13 : Comparaison de l'évolution du Gain de Conversion en fonction de la puissance de l'oscillateur local suivant le type d'adaptation d'entrée

une simulation en grand signal donne l'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance de l'oscillateur local représentée figure III-10. Un gain maximum de 11,3 dB est alors atteint.

III - 3.3.b Optimisation grand signal

Les simulateurs modernes offrent la possibilité de pouvoir faire de l'optimisation par équilibrage harmonique. On peut alors, pour une puissance d'entrée OL donnée, adapter le transistor aux fréquences OL et RF. La figure III-11 donne l'évolution du coefficient de réflexion du mélangeur obtenu après optimisation. A la puissance OL donnant le gain maximum on relève $|\rho|_{OL} \# -28$ dB et $|\rho|_{RF} \# -23$ dB. Avec ces résultats, un gain maximum de 12,3 dB est alors attendu (figure III-12). On note donc, ce qui est normal, une amélioration de 1 dB sur le gain max. par rapport au cas précédent. Par contre le temps d'optimisation du circuit d'entrée est d'environ de 10 à 12 minutes.

III - 3.3.c Choix de la méthode d'optimisation

Compte tenu de ce qui vient d'être développé, l'adaptation petit signal autour du point de fonctionnement nous paraît être le meilleur compromis. Nous restons néanmoins conscient du fait que le gain maximum obtenu n'est pas optimum (figure III-13) mais la différence reste faible pour des considérations types mélangeur. En effet l'obtention du gain de conversion maximal dépend beaucoup plus de l'efficacité des courts-circuits aux fréquences indésirables que de la désadaptation d'impédance qu'engendre l'augmentation du signal d'oscillateur local. De plus, le choix de l'optimisation petit signal permet un gain en temps de calcul non négligeable, car de très nombreuses simulations sont nécessaires pour la conception finale en éléments distribués comme nous le verrons dans les paragraphes suivants.

III - 3.4 LE POINT DE POLARISATION OPTIMAL

A partir du circuit mélangeur en éléments localisés, une étude rapide permet de déterminer quel est le point de polarisation optimal, assurant le maximum de gain de conversion. Compte tenu des considérations du premier chapitre sur la polarisation à

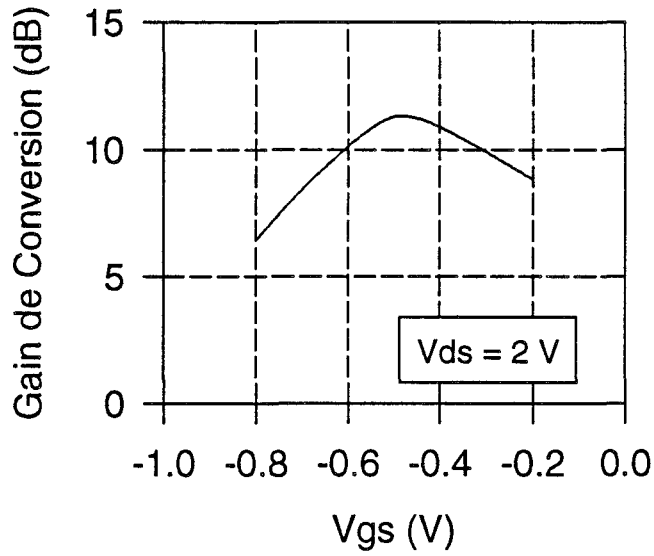


Figure III-14 : Evolution du gain de conversion maximum en fonction de la tension de polarisation V_{gs} (le transistor est réadapté pour chaque point de polarisation)

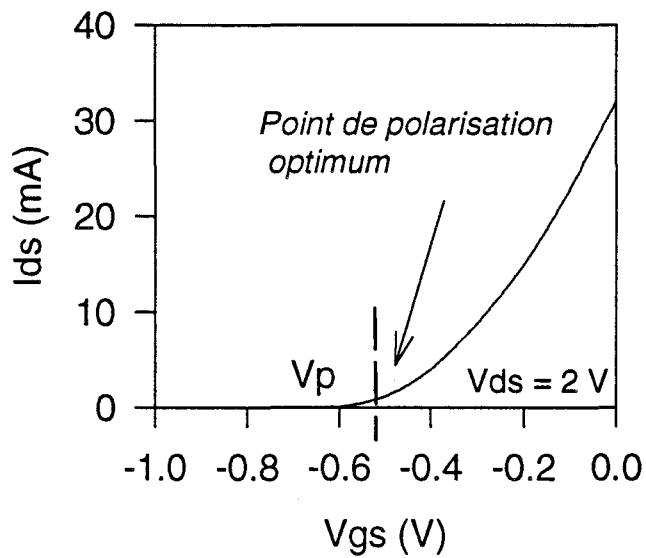


Figure III-15 : Evolution du courant I_{ds} correspondant aux résultats de la figure III-14

$V_{ds} = V_{ds_{sat}}$, nous étudions ici, uniquement la dépendance du gain de conversion en fonction de la tension V_{gs} .

La figure III-14 représente l'évolution du gain de conversion maximal en fonction de V_{gs} . Le transistor étant réadapté pour chaque valeur de cette tension. Le résultat est conforme à la théorie [3]-[4], à savoir que l'on obtient le gain maximum maximumorum pour une tension V_{gs} proche de V_p (figure III-15).

III - 3.5 CONCLUSION SUR L'ETUDE EN ELEMENTS LOCALISES

L'étude en éléments localisés permet, dans une première approche, de disposer rapidement d'informations sur les possibilités de performances à atteindre avec le composant utilisé.

Elle nous a permis notamment d'analyser le fonctionnement du mélangeur par grille et de choisir une méthode d'optimisation. Cette étape s'avère très utile pour le concepteur car elle permet d'avoir une vue générale des problèmes à résoudre afin d'optimiser au mieux le circuit final. De plus, elle est rapide à mettre en oeuvre et représente une faible consommation de temps calcul.

III - 4 APPROCHE EN ELEMENTS DISTRIBUES

Nous abordons maintenant la partie conception de circuits hybrides. L'emploi d'éléments distribués nécessite de disposer d'une bibliothèque d'éléments fiables au-delà de 30 GHz. Afin de valider la bibliothèque disponible sur MDS, nous avons entrepris de réaliser, en premier lieu, un filtre passif test et de comparer ainsi les résultats de mesures à ceux de simulations.

III - 4.1 VALIDATION DES ELEMENTS PASSIFS JUSQUE 40 GHZ

Cette première étape s'avère indispensable si l'on veut s'affranchir d'un maximum d'erreurs de simulation lors de la conception. Nous avons donc mis au point un filtre de sortie

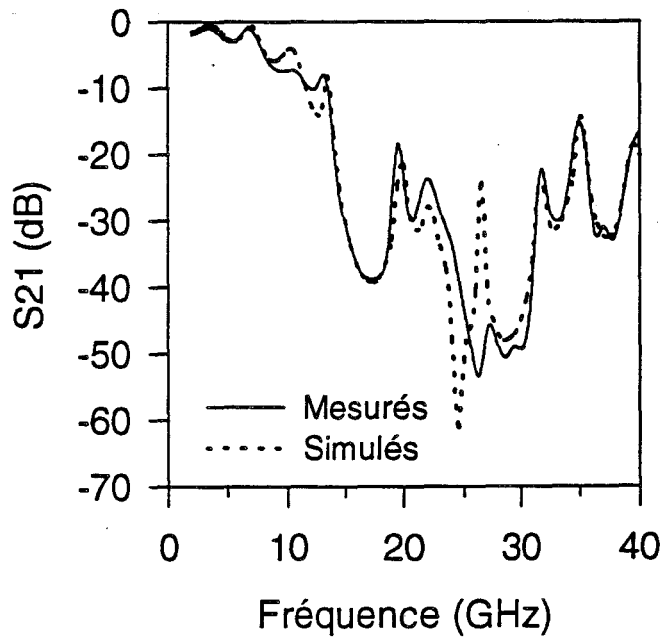
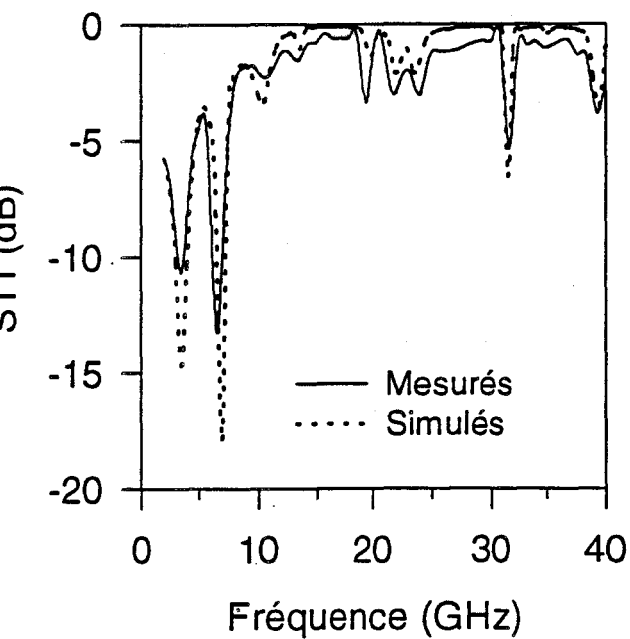


Figure III-17 : Comparaison entre les mesures et la simulation sur MDS du filtre de test

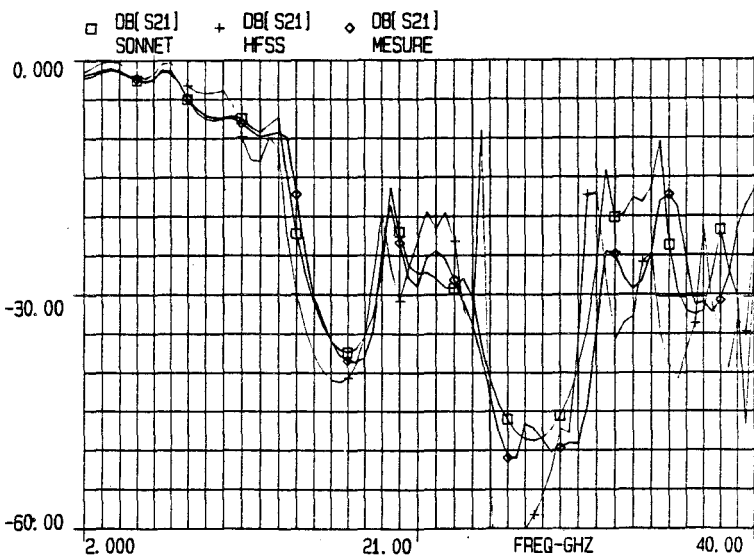
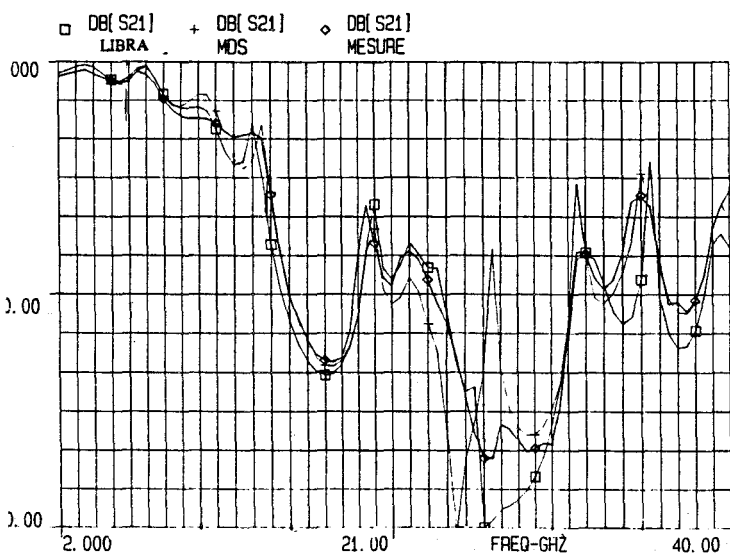
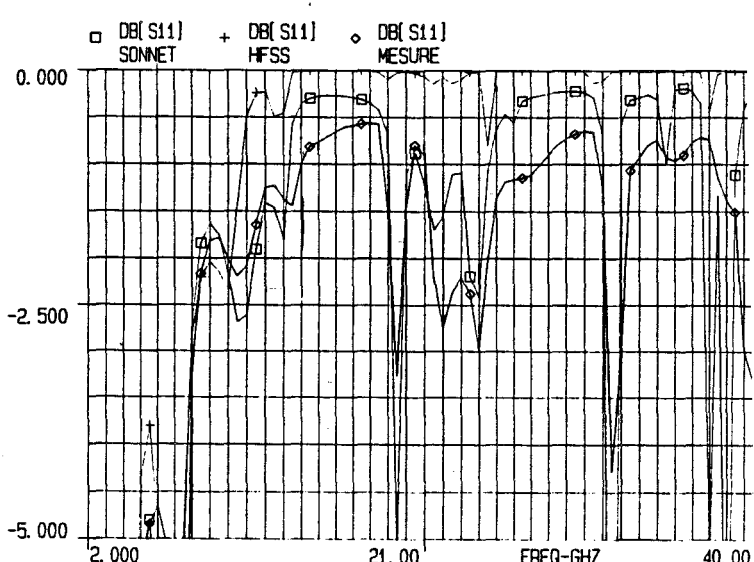
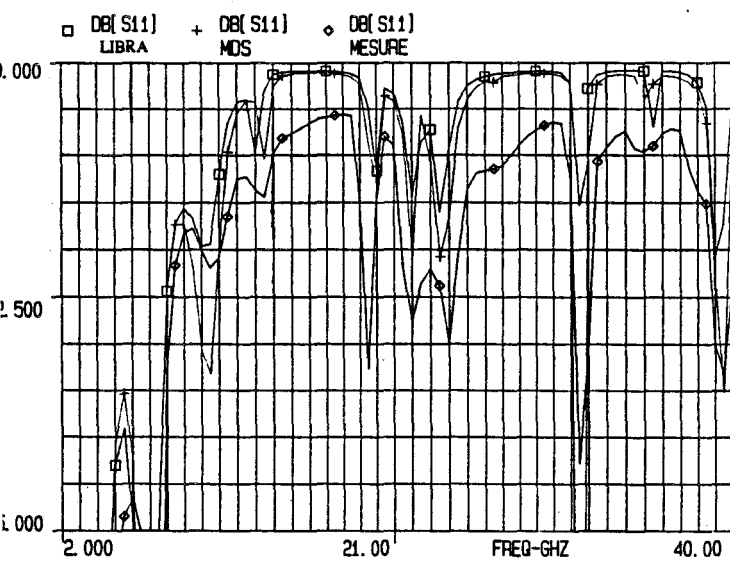
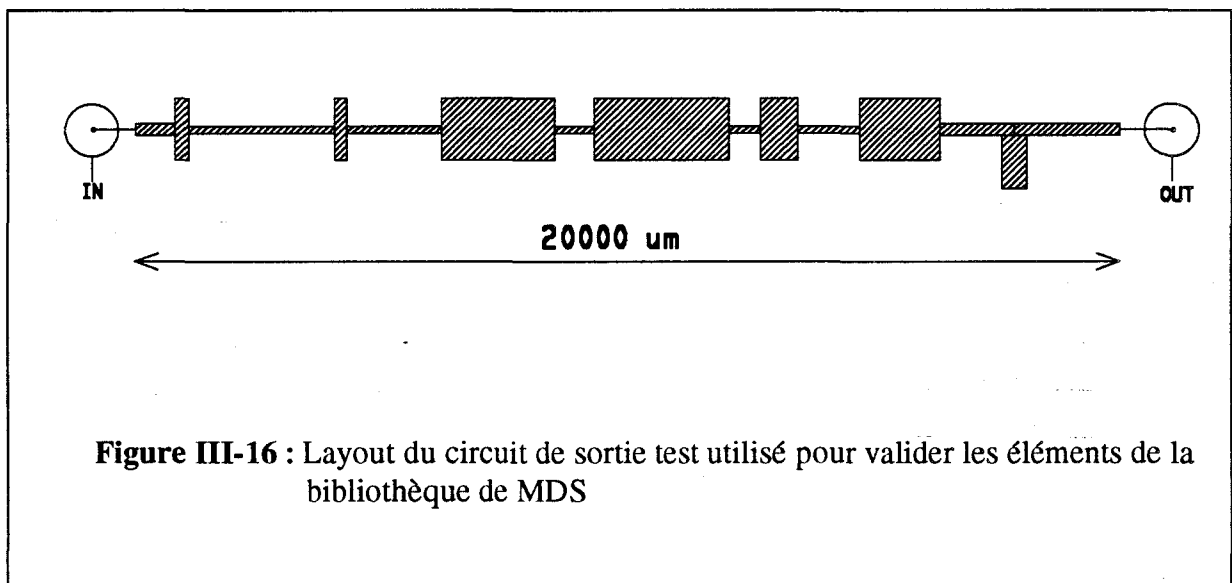


Figure III-18 : Comparaison entre les mesures et la simulation sur différents simulateurs électriques (LIBRA et MDS) et électromagnétiques (HFSS et SONNET)

dans la bande DC-40 GHz sur un substrat en alumine de 254 μm d'épaisseur identique à celui qui sera utilisé pour le circuit final. Le layout de ce filtre test est donné figure III-16. Le filtre est composé d'éléments de lignes de transmission de faibles et grandes largeurs ainsi que de stubs en circuit ouvert. Les différentes discontinuités sont prises en compte par des éléments de jonction appelés « Te cross », « Te junction » et « MS step » sur le logiciel. Ce circuit a été monté dans une cellule présentant moins de 0,2 dB de pertes de transmission sur la bande DC-40 GHz avec un coefficient de réflexion inférieur à -15 dB. Les mesures ont été effectuées sur un analyseur de réseau de type HP 85107 A.



Nous avons effectué deux types de comparaison mesure-simulation. Sur la figure III-17, une confrontation entre la mesure et la simulation sur MDS est présentée. On peut noter une très bonne concordance des courbes qui valide dès à présent la bibliothèque de notre logiciel.

Par l'intermédiaire d'Alcatel Espace qui dispose d'autres outils de simulations électriques et électromagnétiques, nous avons confronté nos résultats à ceux donnés par le simulateur électrique LIBRA (HP-EESof) et à ceux donnés par les simulateurs électromagnétiques HFSS (HP) et Sonnet (EESof). Dans tous les cas, on obtient des résultats comparables (figure III-18). Les légères différences que l'on peut noter sur le coefficient de réflexion proviennent du fait que l'influence de la cellule n'est pas prise en compte lors des

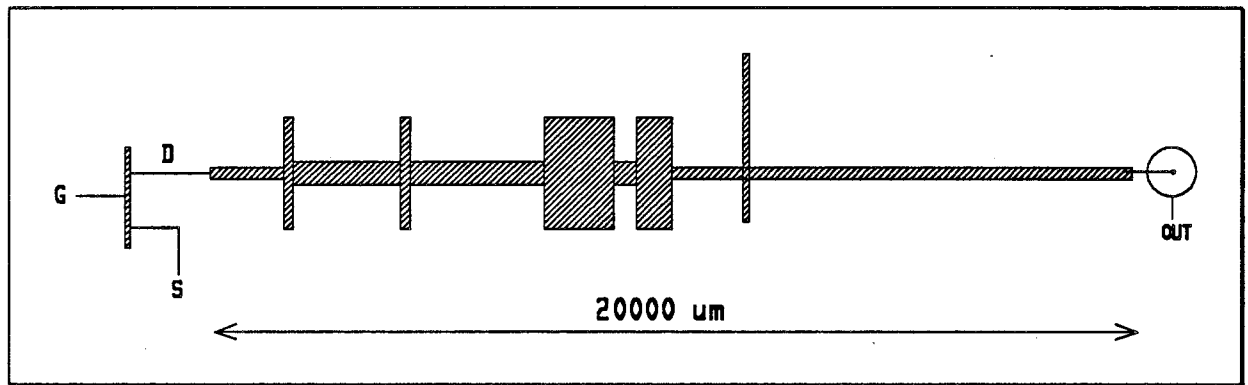


Figure III-19 : Layout du circuit de sortie

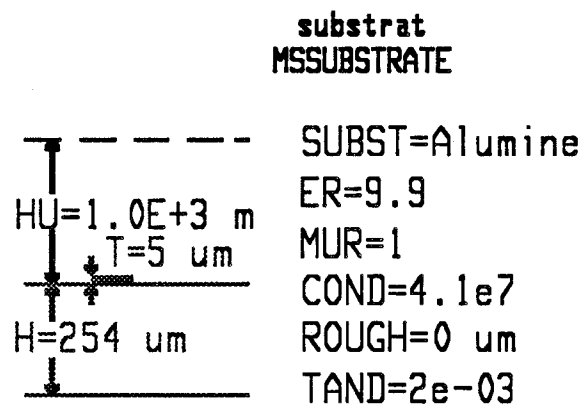


Figure III-20 : Caractéristiques du substrat

simulations. Les éléments passifs de notre bibliothèque étant validés, on peut alors passer à l'étape suivante qui est la conception des circuits de sortie et d'entrée.

III - 4.2 TOPOLOGIE DU CIRCUIT DE SORTIE

III - 4.2.a Layout

Le layout de circuit de sortie est donné figure III-19. C'est un filtre passe bas composé de 4 sections « haute impédance - basse impédance ». Il a été conçu à partir d'un modèle de Butterworth dont les valeurs ont été ensuite légèrement modifiées afin d'éliminer au maximum les harmoniques indésirables des fréquences OL et RF. Ce filtre a de plus la particularité de réaliser la transformation d'impédance nécessaire pour présenter une impédance réelle de l'ordre de la centaine d'Ohms sur le drain du TEC à la fréquence FI. C'est cette fonction qui modifie le plus le dimensionnement du filtre par rapport au calcul initial et qui nécessite un temps de calcul important. En effet, c'est la réalisation simultanée des 2 fonctions (transformateur d'impédance, filtre passe-bas) qui alourdit la conception en nécessitant de nombreuses simulations de mise au point.

Compte tenu de la faible longueur des premiers éléments basse impédance du filtre (ceux proche du drain), on peut se poser la question de la validité de leur traitement par MDS en tant que ligne de transmission dans le sens longitudinal. Leur remplacement par des stubs terminés par des CO, dans le sens transversal, n'a pas modifié de manière sensible les caractéristiques du filtre.

Le substrat utilisé est de l'alumine de 254 μm d'épaisseur possédant une couche résistive NiCr-50 Ω /carré recouvert d'une couche d'or de 5 μm d'épaisseur. Ces caractéristiques utilisées en simulation sont illustrées figure III-20.

III - 4.2.b Effet des impédances ramenées sur le drain

Comme nous l'avons montré précédemment, le circuit de sortie doit satisfaire à trois conditions. Par conséquent, cela rend le mélangeur très sensible en termes de performances, lorsque une des 3 conditions n'est pas parfaitement remplie.

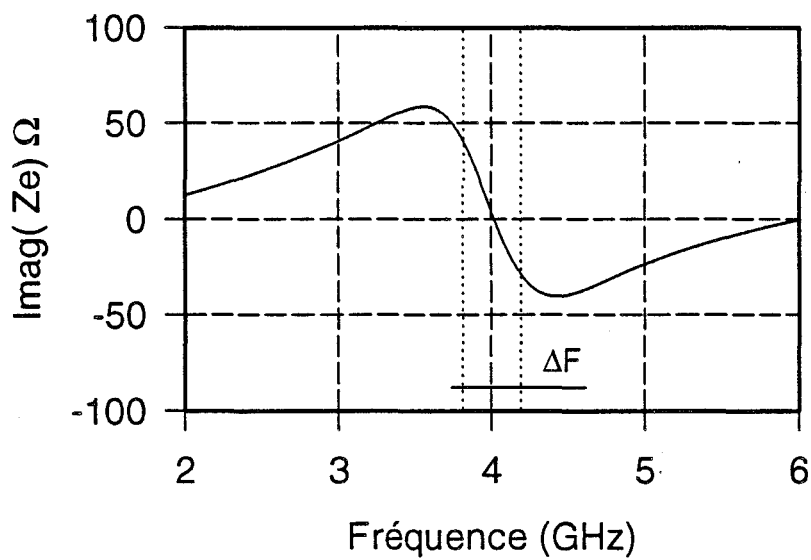
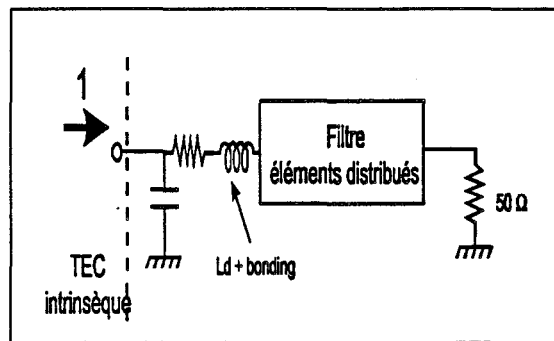
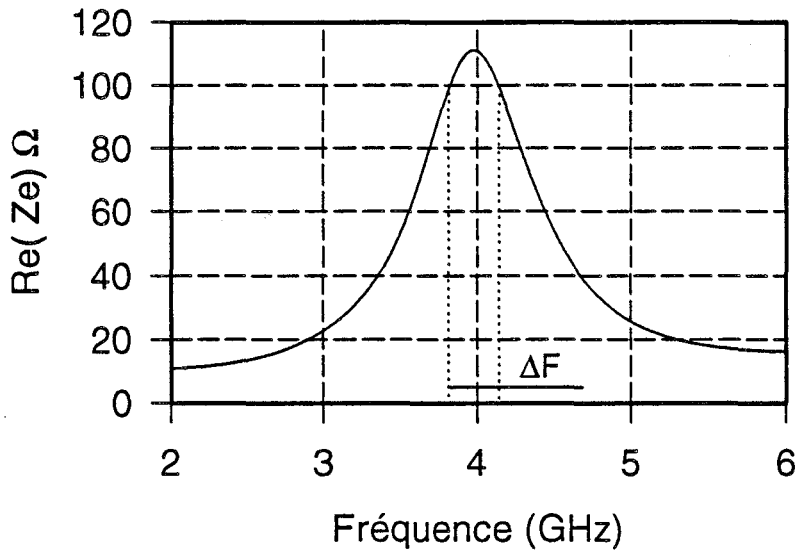


Figure III-21 : Impédance présentée au drain du transistor par le filtre de sortie autour de la fréquence FI

En particulier, de multiples simulations nous ont montré qu'une légère déviation des conditions d'impédance ramenée sur le drain dégradait très rapidement le gain de conversion. Cette dégradation est principalement due aux conditions de courts circuits pour les fréquences OL et RF [5]-[6].

III - 4.2.c Effet de la transformation d'impédance

Le fait d'imposer au filtre une transformation d'impédance permet d'améliorer considérablement le gain de conversion car celui-ci est directement proportionnel à la charge présentée au drain du transistor.

Par contre cela a pour effet de réduire la bande de fonctionnement du mélangeur car il n'est pas possible de réaliser une transformation large bande avec ce type de filtre passe-bas.

La figure III-21 montre l'impédance ramenée par le circuit de sortie vue du composant. On voit très bien la sélectivité de la transformation qui présente la centaine d'Ohms réelle uniquement sur quelques MHz. On peut donc déjà pressentir l'effet que cela entraînera sur la largeur de bande de conversion.

III - 4.2.d Prise en compte de la self de connexion L_d

On aborde ici l'un des problèmes majeurs de la réalisation de circuits hybrides, qui constitue d'ailleurs une limitation pour la montée en fréquence de cette technologie. En effet, le fait de relier le composant aux différents circuits d'entrée et de sortie, par des fils d'or thermocompressés (« bonding ») impose de prendre en compte l'effet selfique ramené par ces fils en haute fréquence. Si l'on veut s'affranchir au maximum de cet effet drastique, il est donc nécessaire de simuler ces « bonding » lors des optimisations de circuits. Le problème consiste alors à estimer au mieux la valeur de ces selfs parasites.

Compte tenu de l'expérience acquise au laboratoire, on peut estimer typiquement à 200 pH la valeur des selfs de connexions coté drain $L_{d_{bond}}$ et coté grille $L_{g_{bond}}$, les connexions étant effectuées aux moyens d'un ou deux fils d'or de 12 μm de diamètre. La mise en parallèle de deux fils permettant de réduire la self. Bien entendu, il est quasiment impossible d'en connaître la valeur exacte d'autant plus qu'elle sera toujours différente pour chaque circuit.

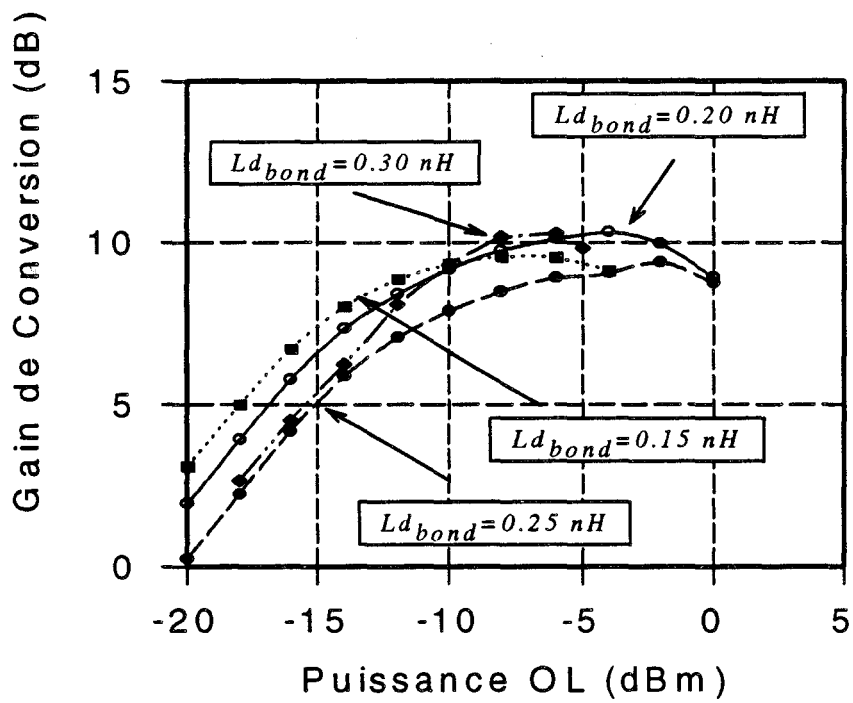


Figure III-22 : Sensibilité du gain de conversion par rapport à la self de connexion L_{dbond}
 ($L_{gbond}=0.2 \text{ nH}$; $L_{sbond}=0.01 \text{ nH}$)

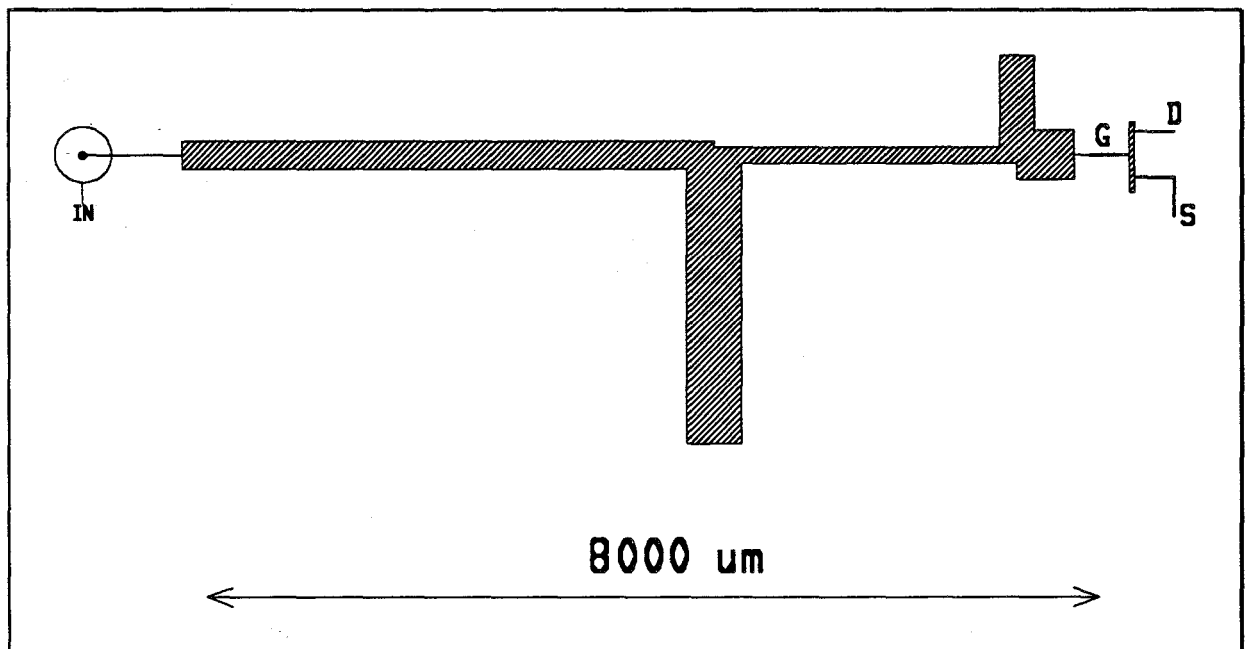


Figure III-23 : Layout du circuit d'entrée

Afin d'analyser l'effet de la self de drain sur le mélangeur, nous avons simulé le mélangeur en fixant $L_{g_{\text{bond}}}=200$ pH, $L_{s_{\text{bond}}}=10$ pH et en faisant varier $L_{d_{\text{bond}}}$ entre 150 pH et 300 pH.

Sur le résultat figure III-22, il apparaît qu'une déviation de 50 pH sur $L_{d_{\text{bond}}}$ peut se traduire par une chute de 1,5 dB du gain de conversion. Ce résultat illustre parfaitement ce qui a été décrit dans le paragraphe précédent (§ III-4.2.b) concernant la sensibilité sur les conditions de charge sur le drain du TEC.

III - 4.2.e Remarque sur la polarisation de drain

L'accès de polarisation de drain doit être transparent à la fréquence FI. A 4 GHz, la meilleure solution est d'utiliser une self de choc. L'emploi de self localisé en structure plaquée nécessite l'emploi d'un pont diélectrique ou à air. La technologie que nous avons employée pour faire ces circuits ne permettant pas la réalisation de tels ponts, nous avons décidé dans un premier temps d'utiliser un té de polarisation externe.

III - 4.3 TOPOLOGIE DU CIRCUIT D'ENTREE

III - 4.3.a Layout

Le premier layout que nous avons réalisé est présenté figure III-23. Ce circuit d'adaptation est constitué d'une section « haute-basse impédance » et de deux stubs en circuit ouvert. Cette structure permet d'adapter à la fois l'impédance d'entrée à la fréquence du signal RF et à la fréquence de l'oscillateur local. L'adaptation à la fréquence OL doit permettre de réduire la puissance maximum nécessaire à l'obtention du gain maximum.

Il faut noter que dans la littérature, on trouve très peu de réalisations incluant l'adaptation de l'oscillateur local. Cela constitue donc un avantage pour ce circuit.

Signalons que dans un premier temps nous n'avons pas inclus de circuit de polarisation. Le but de cette première maquette étant de simplifier le plus possible les circuits pour s'affranchir d'un maximum de problèmes et ainsi tirer le meilleur parti du composant pour la conversion.

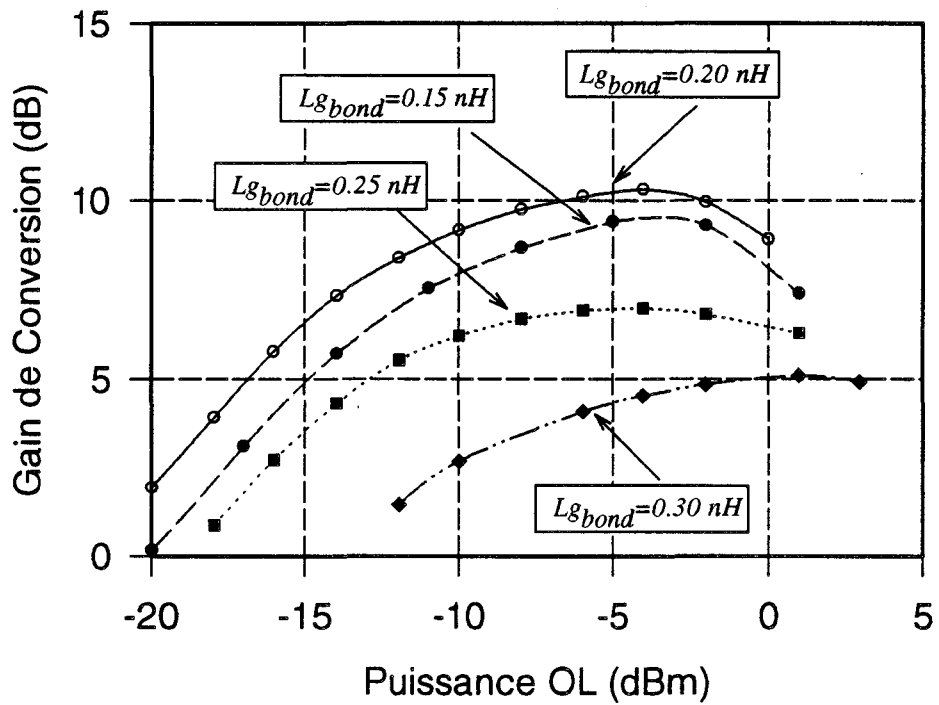


Figure III-24 : Sensibilité du Gain de Conversion par rapport à la self de connexion $L_{g_{bond}}$ ($L_{d_{bond}}=0.2 \text{ nH}$; $L_{s_{bond}}=0.01 \text{ nH}$)

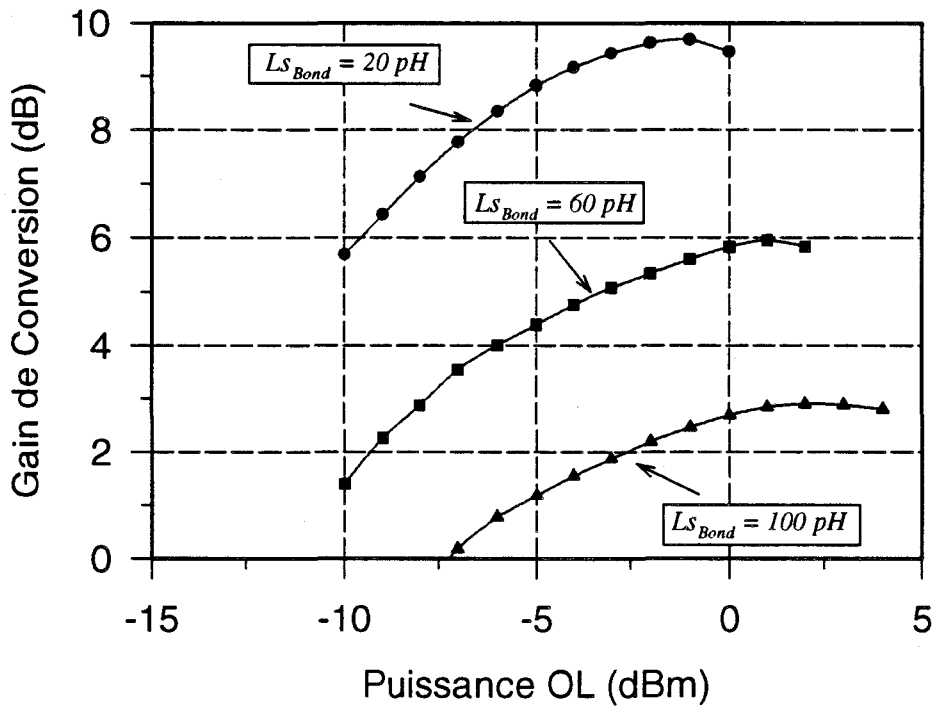


Figure III-25 : Influence de la self de connexion de source ($L_{s_{bond}}$) sur le Gain de Conversion ($L_{g_{bond}}=L_{d_{bond}}=200 \text{ pH}$)

Contrairement au circuit de sortie, où l'on ne recherche pas l'adaptation, le circuit d'entrée est optimisé sur l'ensemble du mélangeur, ce qui signifie que pour une adaptation optimum, les conditions sur le drain du transistor doivent être correctement remplies afin de présenter une impédance d'entrée correcte et de limiter ainsi les risques d'oscillation sur la grille par rétroaction. En effet, dans le cas contraire, on peut présenter une impédance trop faible voire négative et il est alors impossible d'adapter le transistor.

III - 4.3.b Prise en compte de la self de connexion L_g

De la même façon que nous avons analysé l'effet de la self de connexion de drain $L_{d_{bond}}$, on s'intéresse ici à la self de connexion de grille $L_{g_{bond}}$. Les plots d'accès grille et drain pour la thermocompression des fils étant quasi similaire (2 fils en parallèles peuvent être thermocompressés), nous estimons également la valeur de $L_{g_{bond}}$ à 200 pH.

On déduit de cette analyse (figure III-24) qu'une augmentation trop importante de $L_{g_{bond}}$ par rapport à la valeur estimée pour l'optimisation dégrade fortement le gain de conversion. Ce résultat est du à une désadaptation importante du circuit d'entrée.

Il apparaît alors clairement qu'une estimation précise des self de connexion ($L_{d_{bond}}$ et $L_{g_{bond}}$) doit être faite si l'on veut limiter l'influence de celles-ci.

III - 4.3.c Influence de la self de connexion de source L_s

L'élément le plus influent en terme de connexion est sans aucun doute la self de «bonding» de source $L_{s_{bond}}$. En effet, la perturbation amenée par cet élément parasite devient très importante lorsque la fréquence augmente. Afin d'évaluer l'influence de cet élément sur le fonctionnement du mélangeur nous avons effectué plusieurs simulations prenant en compte différentes valeurs de cette self. Compte tenu de la structure du TEC, qui dispose de 2 plots de source, notons qu'il est possible de réduire la self de connexion d'au moins un facteur 3 par rapport aux selfs de connexion de grille et de drain.

La figure III-25 montre clairement l'influence de $L_{s_{bond}}$ sur le gain de conversion. On note une chute de 7 dB du gain entre le cas où la self est minimisée au maximum (20 pH) et le cas où la connexion n'est pas soignée et donc où $L_{s_{bond}}$ est importante (100 pH).

Il faut remarquer que dans ce cas, le transistor n'est pas réadapté pour chaque valeur de $L_{S_{bond}}$, mais qu'il est adapté uniquement pour $L_{S_{bond}} = 60$ pH. Ceci dans le but de voir l'influence qu'aurait une mauvaise estimation de la self sur un circuit définitif, et donc la sensibilité du circuit aux éléments parasites de connexion. On peut alors logiquement penser que cette brutale chute du gain de conversion est due uniquement à la désadaptation d'entrée.

Nous avons ensuite fait le même type de simulation en réadaptant alors le composant pour chaque nouvelle valeur de $L_{S_{bond}}$, ceci afin d'étudier uniquement l'effet de l'augmentation d'une self de source sur le gain de conversion. Nous sommes arrivés aux mêmes résultats que précédemment; à savoir une chute importante du gain de conversion. Cela nous amène donc à conclure que c'est bien la self de source ($L_{S_{totale}} = L_{S_{bond}} + L_{S_{FET}} \# L_{S_{bond}}$) qui est responsable de la dégradation du gain de conversion.

Cette conséquence est due à l'augmentation de la résistance d'entrée du TEC, celle-ci comportant un terme de résistance pure $R = R_g + R_i + R_s$ et un terme de rétroaction $G_m L_s / C_{gs}$ induit par l'inductance de source [7]. Le gain de conversion étant directement inversement proportionnel à la résistance d'entrée, on peut ainsi expliquer cette dégradation.

Notons qu'une analyse de l'effet de l'inductance de source, liée uniquement au composant cette fois, a été faite au laboratoire pour des transistors à grand développement de grille. Cette étude qui portait sur les performances en puissance a abouti à une conclusion semblable à la nôtre [8].

III - 4.3.d Etude d'un circuit de polarisation de grille anti-oscillation

La tendance naturelle des HEMTs à être instable particulièrement en basse fréquence nécessite l'utilisation de circuits anti-oscillations placés le plus près possible du composant.

Le procédé classique pour résoudre ce problème de stabilité est de placer un élément résistif dans les circuits de polarisation. Du fait du risque plus important d'oscillations sur la grille, nous avons développé un circuit spécifique de polarisation. Ce circuit utilise le substrat à couche résistive employé pour les circuits d'adaptation (§ III-4.2.a). Le problème de ce type de substrat est le manque d'information du fabricant sur sa capacité à opérer jusque 30 GHz. Afin d'élucider cette question nous avons conçu un circuit test dont le principe de base est d'être

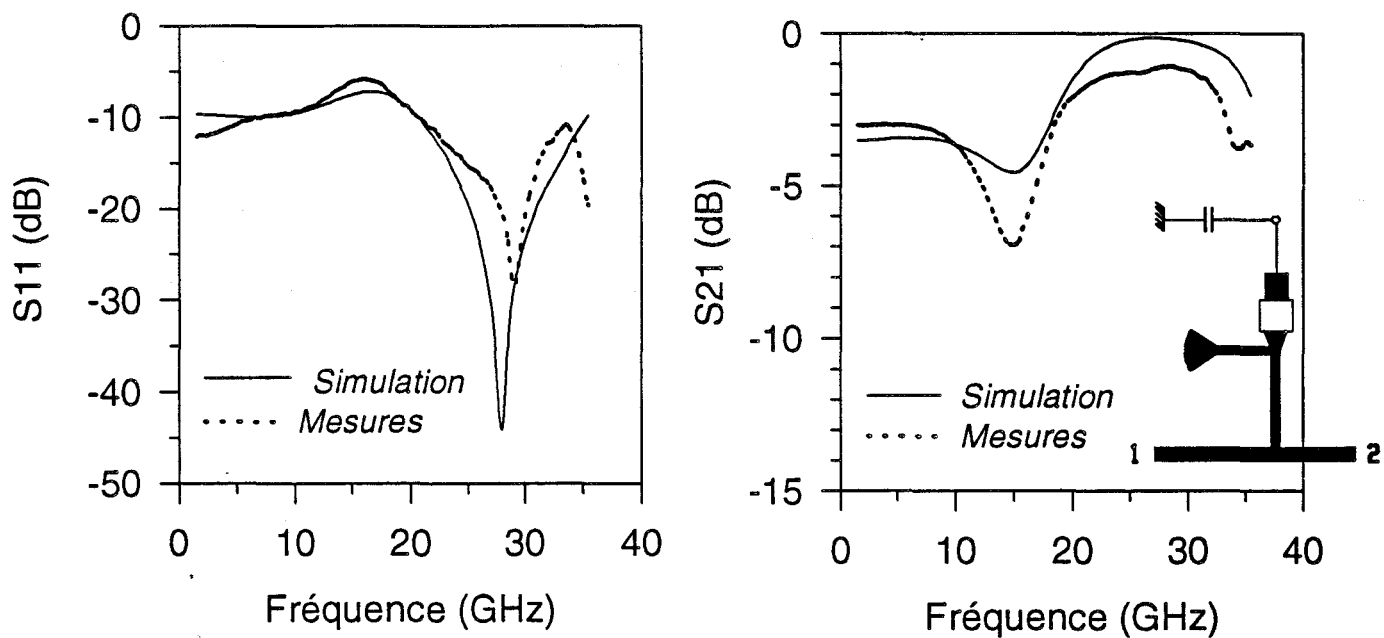


Figure III-26 : Comparaison entre simulations et mesures du circuit test de polarisation

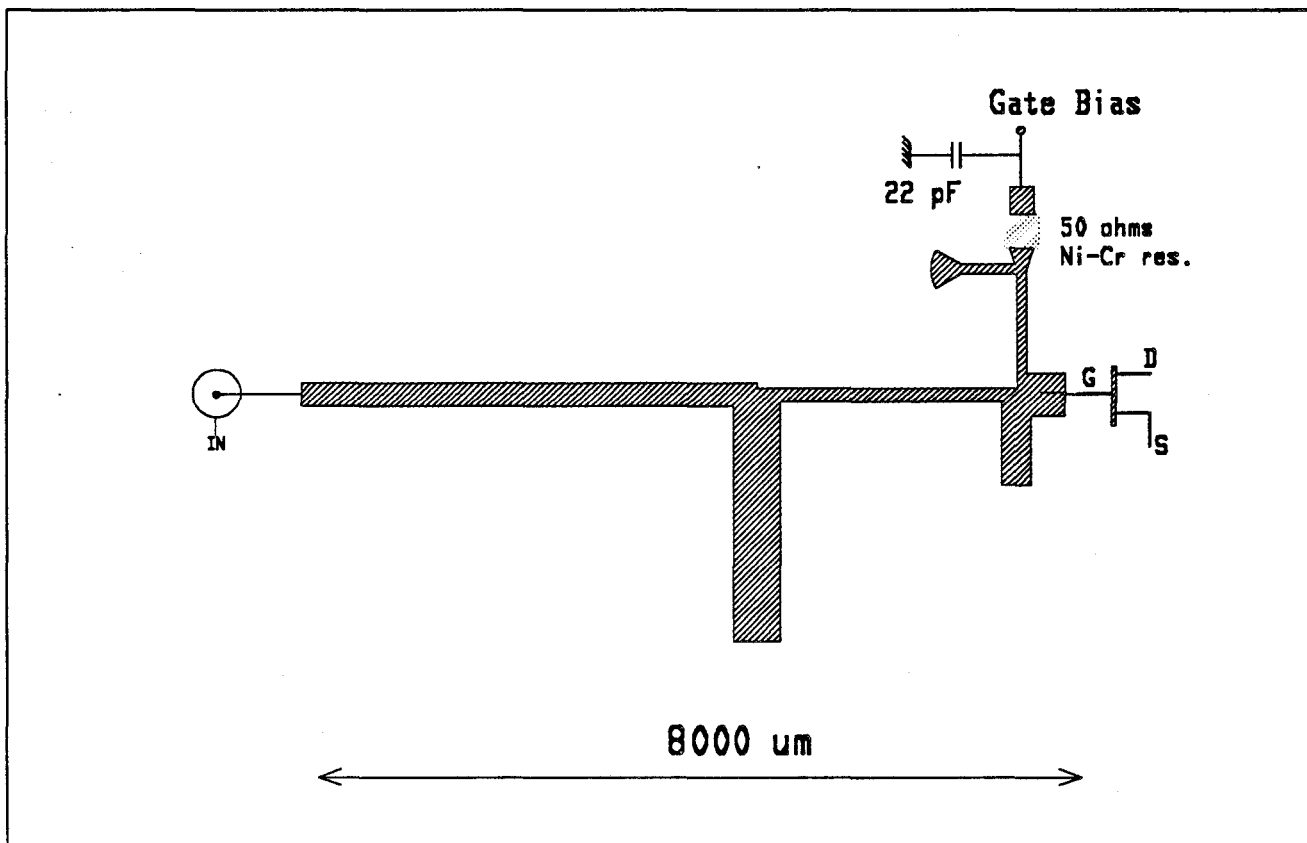


Figure III-27 : Layout final du circuit d'entrée incluant la polarisation anti-oscillation

transparent dans la bande 24-30 GHz (plage des fréquences d'entrée OL et RF) et de présenter un shunt résistif en basse fréquence.

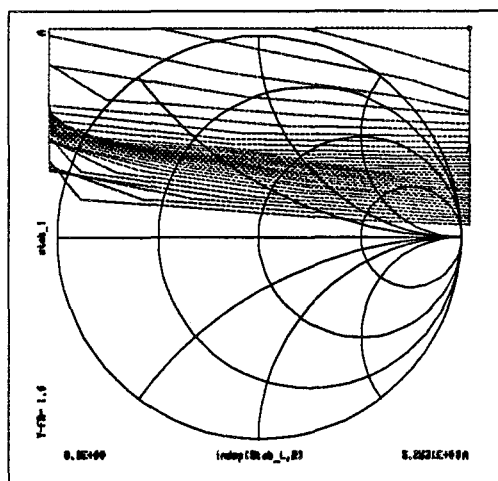
La comparaison entre la simulation et la mesure présentée figure III-26 valide la faisabilité et l'utilisation d'un tel circuit. Le circuit résistif en dérivation sur la ligne 50Ω est bien transparent dans la bande 24-30 GHz et atténue d'au moins 3 dB le signal dans la bande DC-18 GHz.

Il faut noter que la limite d'absorption se situe autour de 20 GHz pour ce type de structure à simple papillon et ce quelque soit la valeur de l'élément résistif, par contre le choix de cette structure s'impose du fait de sa bonne efficacité en basse fréquence [9]. Signalons que l'absorption mesurée de l'ordre de 1 dB dans la bande utile risque de modifier légèrement les performances du mélangeur. Cependant cette absorption est réduite lorsque ce circuit est intégré dans le filtre d'entrée compte tenu de la différence d'impédance par rapport au circuit test au point de jonction. Notons également que la position du circuit est optimisé de façon à présenter la meilleure atténuation possible en basse fréquence. Cette atténuation est de l'ordre de 6 dB sur le circuit final (figure III-27)

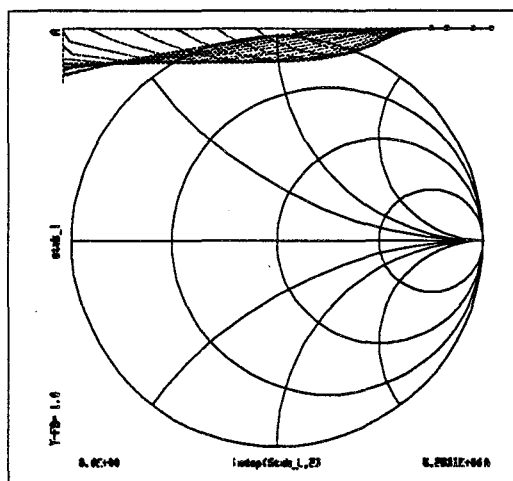
III - 4.3.e Amélioration de la stabilité

Afin de valider l'utilisation d'un tel circuit et d'en connaître réellement l'influence, une étude de stabilité a été faite. L'étude théorique de l'instabilité des circuits fortement non linéaire étant très peu développée, nous avons utilisé la théorie classique des systèmes linéaires. Bien qu'étant basé sur un fonctionnement petit signal, celle-ci permet d'avoir néanmoins une information sur les risques d'oscillation du mélangeur global d'autant que nous avons analysé le système pour différents point de repos.

Le quadripôle d'étude est constitué du transistor et du circuit d'entrée associé à son circuit de polarisation. Dans le cas où la stabilité n'est pas inconditionnelle ($K < 1$) il est nécessaire de tracer les cercles d'instabilité pour chaque fréquence désirée [10] afin de déterminer la charge de sortie, caractérisée par son coefficient de réflexion Γ_L qui rendrait l'entrée instable ($|S'_{11}| < 1$).



a)



b)

Figure III-28 : Zone d'instabilité en entrée du mélangeur : (a) polarisation classique
 (b) polarisation avec un élément résistif

Les résultats présentés sur la figure III-28 montrent clairement l'avantage d'utiliser un élément résistif dans le circuit de polarisation, puisque on a quasiment éliminé toutes les zones sensibles. Dans le cas d'une polarisation classique, presque toutes les charges inductives provoquent l'instabilité du système. Connaissant le Γ_L de la charge que nous présentons, l'analyse prévoit alors 2 zones à risques : une zone autour de 3 GHz et la seconde autour de 7 GHz. Dans le cas du circuit anti-oscillation les zones sensibles restantes sont dues aux fréquences 15 et 20 GHz (limite efficacité du circuit) mais la charge présentée à ces fréquences se trouve en dehors de ces zones, par conséquent, cela ne devrait pas poser de problèmes lors de la caractérisation en mélangeur.

III - 4.4 RESULTATS DE SIMULATION

III - 4.4.a Gain de conversion

L'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance de l'oscillateur local présente un maximum autour de 6 dB pour une puissance OL de 2 à 3 dBm (figure III-29), ceci pour les 2 versions étudiées (avec et sans circuit de polarisation de grille). Ces valeurs rentrent parfaitement dans le cahier des charges.

La bande de fréquence RF est de l'ordre de 500 MHz centrée sur 28,5 GHz, ceci reste inférieur au 1 GHz spécifié (figure III-30). Cette caractéristique sélective due au filtre de sortie (§ III-4.2.c) a été volontairement délaissée au profit du gain de conversion maximum.

L'évolution de G_c à fréquence FI fixe = 4 GHz nous donne la bande désirée avec une ondulation de l'ordre de 0,5 dB (figure III-31)

III - 4.4.b Coefficients de réflexion

Les coefficients de réflexion en entrée sont de -12 dB pour la fréquence OL et de -15 dB pour la fréquence RF (figure III-32). Cette caractéristique est déterminée en petit signal car elle sert de base pour notre optimisation. Afin de connaître l'évolution en fonctionnement fortement pompé, une comparaison est proposée figure III-33. On note que sur l'exemple présenté (circuit incluant la polarisation), tracé à $P_{OL} = 2$ dBm (G_c max.), les coefficients de

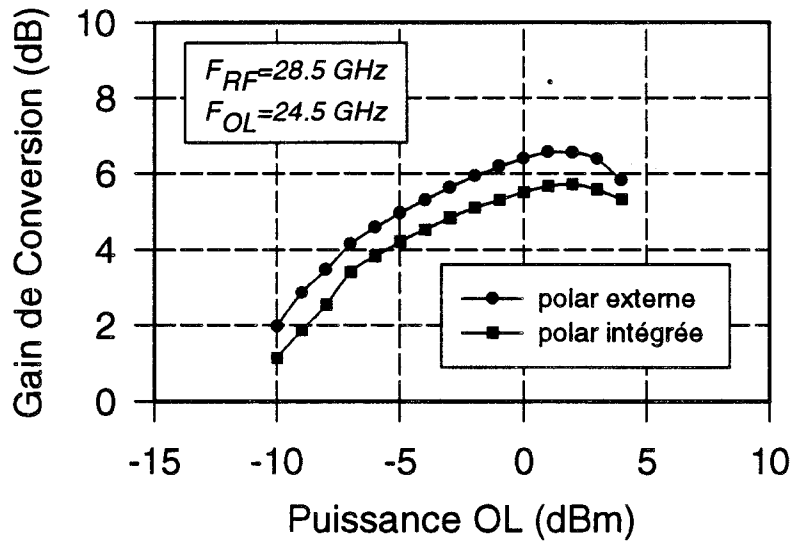


Figure III-29 : Simulations des circuits hybrides réalisés. Evolutions du Gain de Conversion en fonction de la Puissance OL

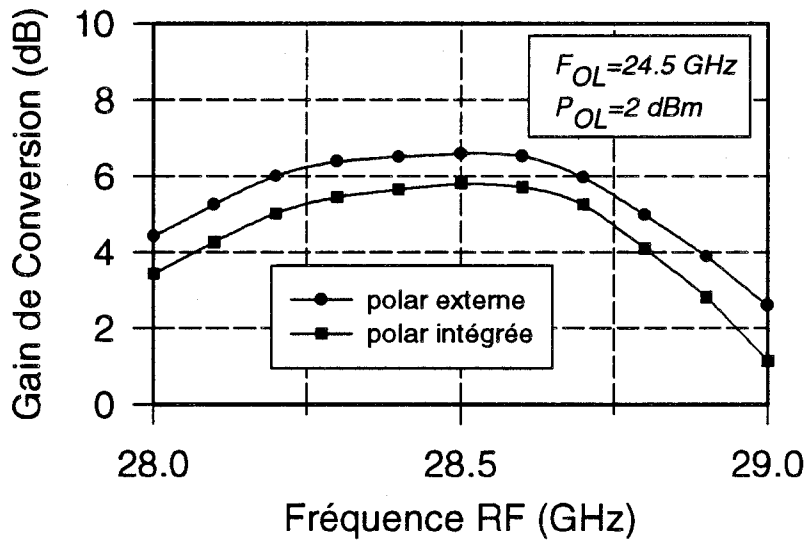


Figure III-30 : Simulations des circuits hybrides réalisés. Evolutions du Gain de Conversion en fonction de la Fréquence RF

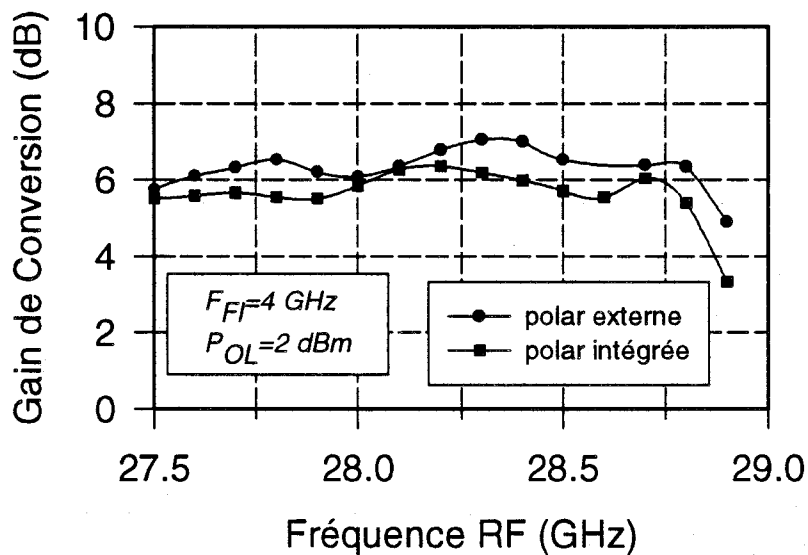


Figure III-31 : Simulations des circuits hybrides réalisés. Evolutions du Gain de Conversion en fonction de F_{RF} à F_{FI} fixe = 4 GHz

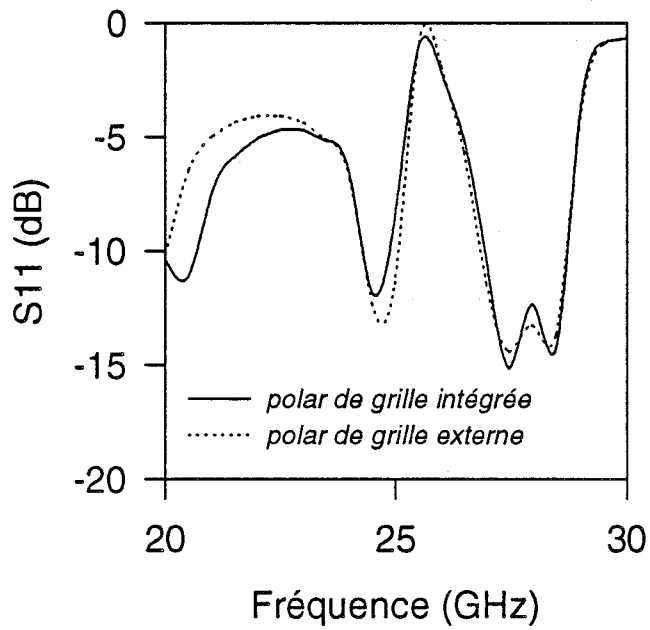


Figure III-32 : Coefficients de réflexion petit signal des 2 types de mélangeurs

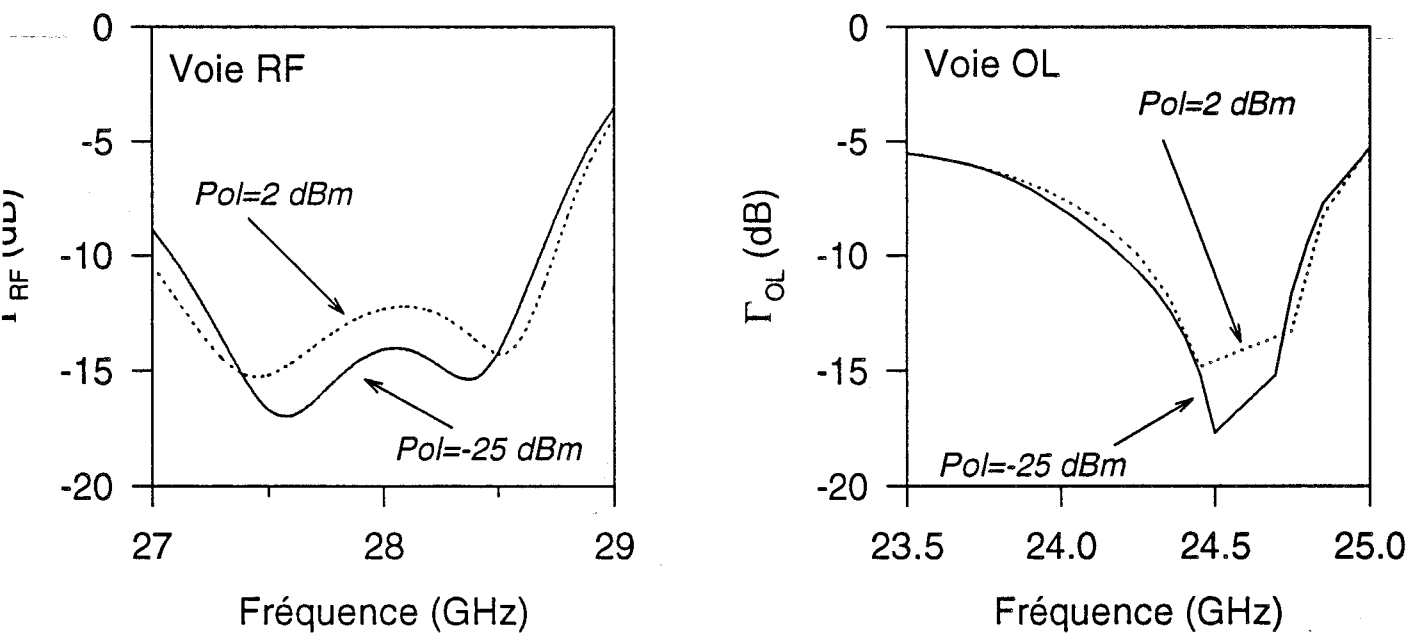


Figure III-33 : Comparaison de l'évolution des coefficients de réflexion entre un fonctionnement en petit signal et un fonctionnement en grand signal

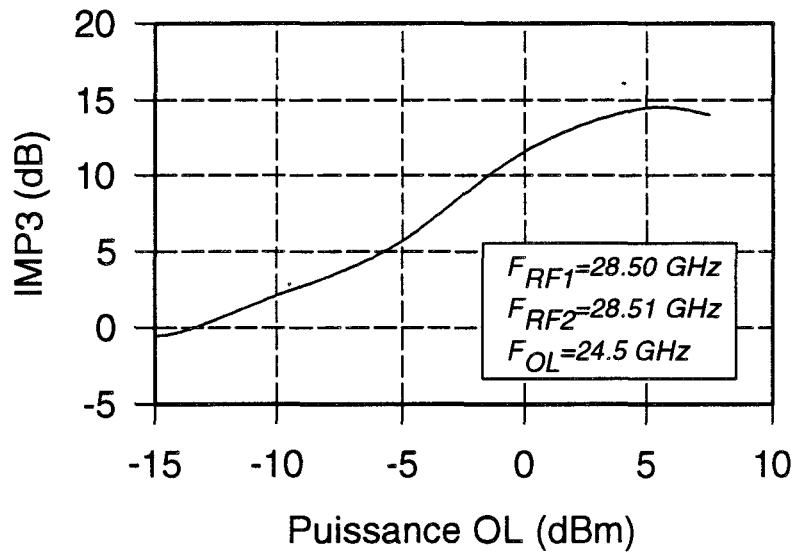


Figure III-34 : Simulation des circuits hybrides réalisés. Evolution du point d'interception d'intermodulation d'ordre en sortie, fonction de la puissance OL

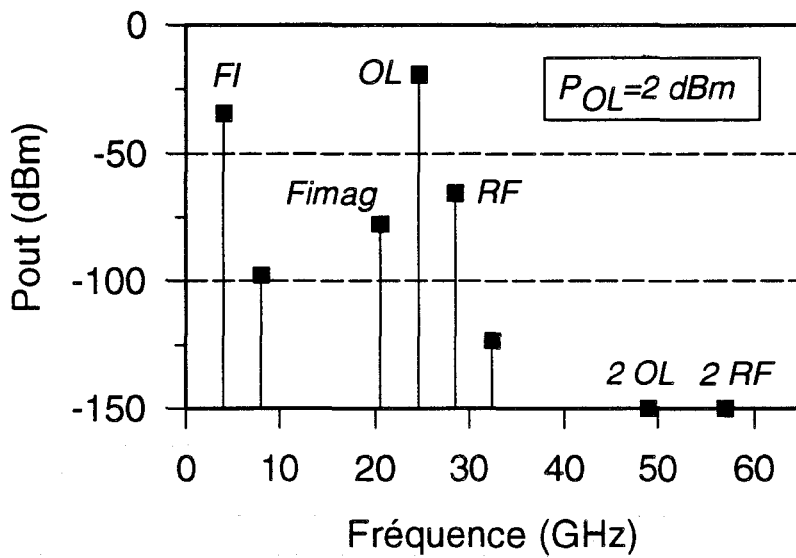


Figure III-35 : Simulation des circuits hybrides réalisés. Spectre de sortie

réflexion évoluent peu, on vérifie donc que le passage en fort signal ne dégrade pas l'adaptation, ceci étant dû à la faible évolution de l'impédance d'entrée du transistor.

III - 4.4.c Intermodulation d'ordre 3

La figure III-34 présente les résultats de simulation du point d'interception d'ordre 3 en sortie du mélangeur. Un maximum de 15 dBm est attendu.

Ce résultat est obtenu en appliquant 2 sources RF en entrée, distantes de 10 MHz ($RF_1 = 28,50$ GHz; $RF_2 = 28,51$ GHz) associées à l'oscillateur local.

III - 4.4.d Spectre de sortie

Les principales composantes fréquentielles en sortie du mélangeur sont présentées figure III-35. Le spectre est obtenu pour une $P_{OL} = + 2$ dBm et une $P_{RF} = - 40$ dBm. Les composantes harmoniques de l'OL et de la RF (2OL, 2RF ...) ainsi que les harmoniques croisées (F_{image} , ...) sont très fortement rejetées ($< - 50$ dB).

Le spectre de sortie nous permet également de déterminer les valeurs des isolations entrée-sortie :

- Isolation OL/FI = 20 dB
- Isolation RF/FI = 27 dB

Les principaux résultats sont rassemblés ci-dessous. La comparaison avec le tableau des spécifications nous indique que les performances attendues par les circuits mélangeurs devraient être supérieures à celles-ci avec néanmoins une bande de fonctionnement un peu plus réduite.

	Spécifications	Simulations	
		sans polar intégrée	avec polar intégrée
$F_{OL} = 24,5$ GHz			
Bande RF (GHz)	28-29	28-29	28-29
Bande FI (GHz)	4 ± 500 MHz	4 ± 250 MHz	4 ± 250 MHz
Gc (dB)	< -2	6,4	6
Coefficients de réflexion (dB)	< -15	OL $< -12,5$ RF < -14	OL $< -11,5$ RF $< -14,5$
IMP ₃ (dBm)	> 10	15	15
Facteur de bruit (dB)	< 10	--	--

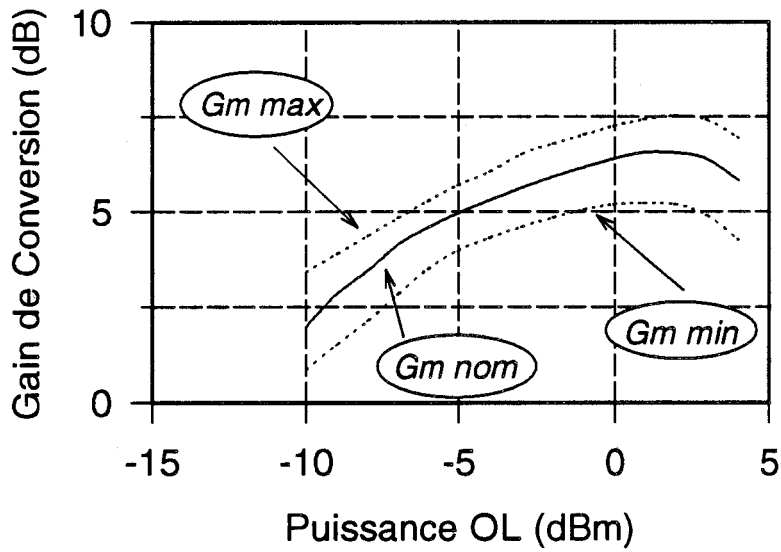


Figure III-36a : Sensibilité du Gain de Conversion à la variation de G_m ($\Delta G_m = \pm 20\%$)

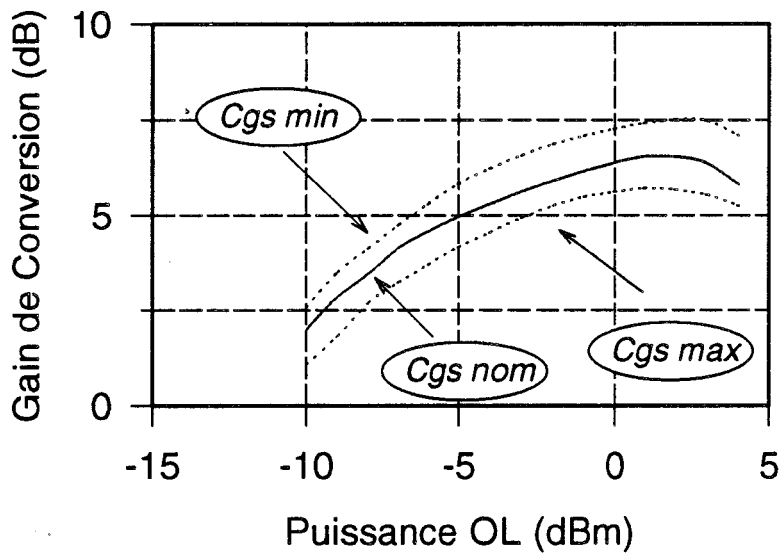


Figure III-36b : Sensibilité du Gain de Conversion à la variation de C_{gs} ($\Delta C_{gs} = \pm 20\%$)

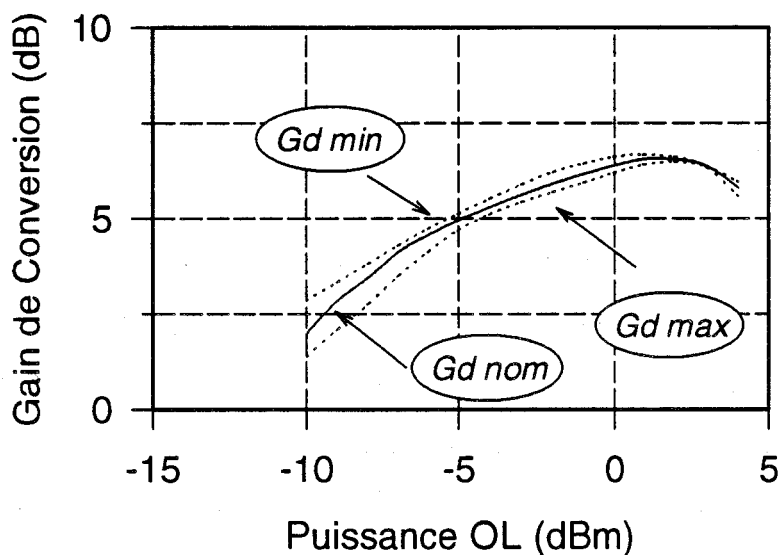


Figure III-36c : Sensibilité du Gain de Conversion à la variation de G_d ($\Delta G_d = \pm 20\%$)

La dernière étape de la conception est une analyse de sensibilité du circuit permettant ainsi de prévoir l'influence des dispersions technologiques d'un composant à l'autre.

III - 4.5 ANALYSE DE SENSIBILITE

L'analyse de sensibilité consiste à estimer l'influence de la dispersion technologique provenant des inhomogénéités éventuelles des épitaxies et des process technologiques sur une plaquette.

On s'intéressera, dans cette analyse, uniquement aux variations des éléments du schéma équivalent du TEC.

Afin de distinguer l'influence des éléments prépondérant en mélangeur par rapport aux éléments ayant un rôle plus secondaire, nous avons divisé cette étude en différentes parties.

Dans un premier temps, on s'intéresse aux non linéarités du schéma équivalent. On fait varier indépendamment la transconductance G_m , la conductance de sortie G_d et la capacité grille-source C_{gs} . Les plages de variations sur l'évolution de ces non linéarités sont les suivantes :

$$G_m \pm 20 \% \qquad C_{gs} \pm 20 \% \qquad G_d \pm 20 \%$$

Les résultats illustrés figure III-36 nous confirment que G_m ainsi que C_{gs} sont des éléments très influents sur le gain de conversion, alors que le G_d reste peu déterminant. On observe un écart de ± 1 dB autour de la valeur nominale dû uniquement à la variation du G_m et un écart de $\pm 0,7$ dB dû uniquement à C_{gs} . Les dispersions obtenues sur G_c restent toutefois acceptables mais il convient de porter une attention particulière lors de l'extraction et de la modélisation de ces paramètres pour réduire au maximum les différences.

La seconde partie concerne l'influence de R_i . En effet, comme nous l'avons précisé lors du 2^{ème} chapitre, il subsiste une incertitude sur la valeur déterminée lors de l'extraction du schéma équivalent. La figure III-37 montre clairement que le fait d'augmenter R_i et par conséquent l'impédance d'entrée, se traduit par une dégradation du gain. Si la valeur de 10Ω est certainement trop élevée pour notre composant, il faut néanmoins noter qu'une variation de 100 % sur notre valeur nominale ($2,5 \Omega$) engendre un écart supérieur à 1 dB sur le gain de conversion maximum.

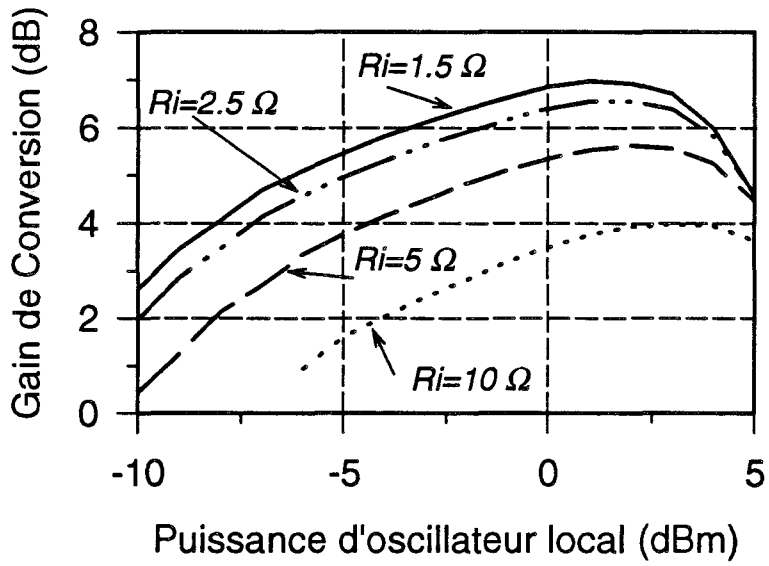


Figure III-37 : Sensibilité du gain de conversion à la variation de R_i

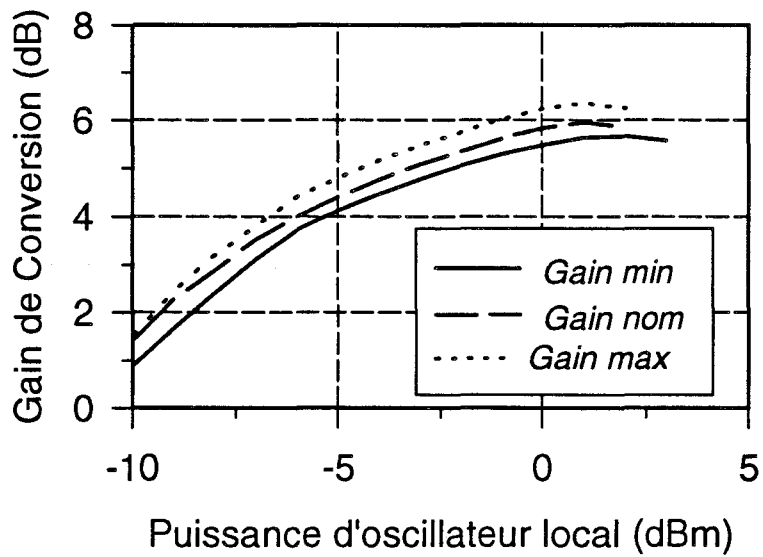


Figure III-38 : Sensibilité du gain de conversion à la variation des éléments linéaires du schéma équivalent (cas du mélangeur à polarisation intégrée)

Dans la dernière étape de cette étude, nous avons fait varier les autres paramètres du schéma équivalent. On utilise dans ce cas, une analyse du type Monté-Carlo (disponible sur MDS) qui consiste à faire varier ces paramètres de façon aléatoire. Chaque variable suit une loi Gaussienne permettant de reproduire au mieux les dispersions de la technologie.

L'analyse est faite sur 100 tirs aléatoires. Les paramètres variant de la manière suivante :

$R_g = 1,2 \Omega \pm 30 \%$	$L_g = 0,045 \text{ nH} \pm 40 \%$	$L_s = 60 \text{ pH} = \text{constante}$
$R_d = 5,7 \Omega \pm 30 \%$	$L_d = 0,035 \text{ nH} \pm 40 \%$	
$R_s = 3,8 \Omega \pm 30 \%$	$C_{ds} = 0,025 \text{ pF} \pm 40 \%$	
$C_{pg} = 13 \text{ fF} \pm 50 \%$	$C_{gd} = 0,035 \text{ pF} \pm 30 \%$	
$C_{pd} = 25 \text{ fF} \pm 50 \%$		

La figure III-38 montre les résultats de la dispersion technologique sur le fonctionnement du mélangeur. Ils confirment le rôle secondaire joué par ces éléments puisque l'on note un écart de l'ordre de 0,5 dB entre les valeurs maximum et minimum du gain de conversion.

L'ensemble de ces résultats confirme le bon fonctionnement du mélangeur. On peut raisonnablement penser qu'après la réalisation de notre circuit, les performances devraient se situer dans fourchette de ± 1 dB autour des valeurs simulées pour les 2 types de circuits.

La conception des circuits étant maintenant terminée, on peut alors passer à l'étape suivante qui concerne la réalisation technologique.

III - 5 REALISATION TECHNOLOGIQUE ET MISE EN BOITIER DES CIRCUITS

III - 5.1 REALISATION TECHNOLOGIQUE

Les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie sont réalisés sur un substrat en alumine dont les caractéristiques ont été décrites au paragraphe III-4.2.a.

III - 5.1.a Photographie

Le layout obtenu sur MDS est reproduit à l'échelle 10 sur une feuille de mylar. A l'aide d'un banc de réduction photographique, on obtient un masque sur plaquette de verre, à l'échelle 1.

L'utilisation d'un élément résistif pour la polarisation de grille implique l'emploi d'un second masque en inversé par rapport au premier.

III - 5.1.b Lithographie

La lithographie se fait suivant un processus classique :

- Enduction de résine positive (skiplej 1400-37 J) à l'aide d'une tournette (vitesse = 4000 tr/mn ; accélération = 4000 tr/mn/s)
- Séchage en étuve à 60°C pendant 20 mn
- Insolation aux rayons ultraviolets
- Révélation (AZ développer)
- Rinçage au jet d'azote
- Recuit en étuve à 90°C pendant 40 mn

III - 5.1.c Gravure chimique

La gravure se fait en 2 étapes : une attaque Or (solution KI-I₂ - H₂O) et une attaque NiCr (solution HNO₃-H₂O). Lors du second passage de la plaquette en lithographie et en

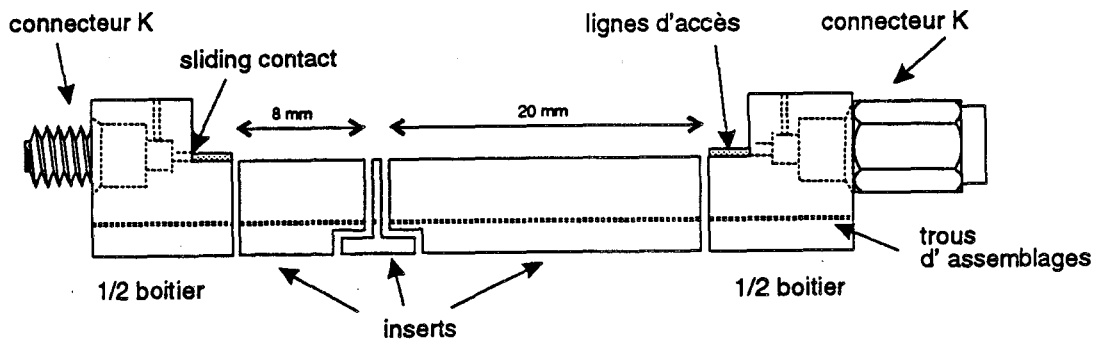
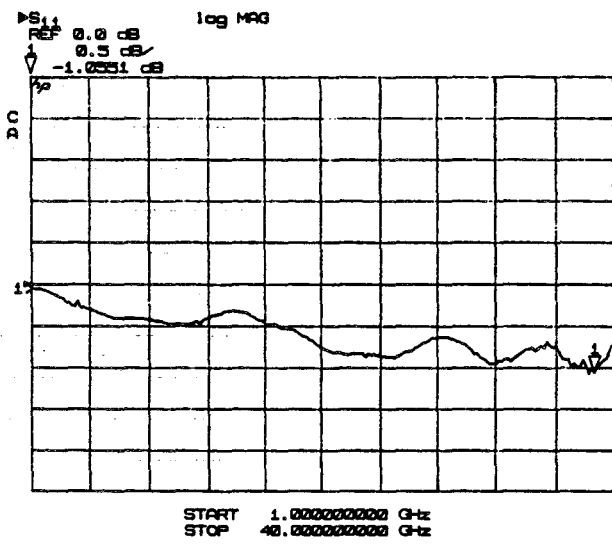
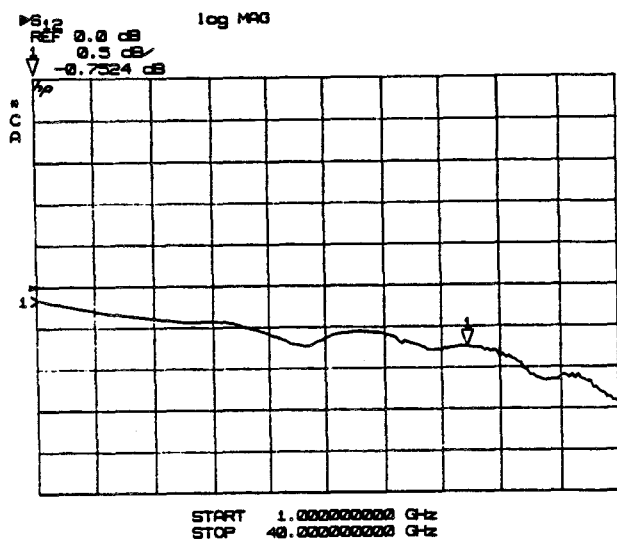
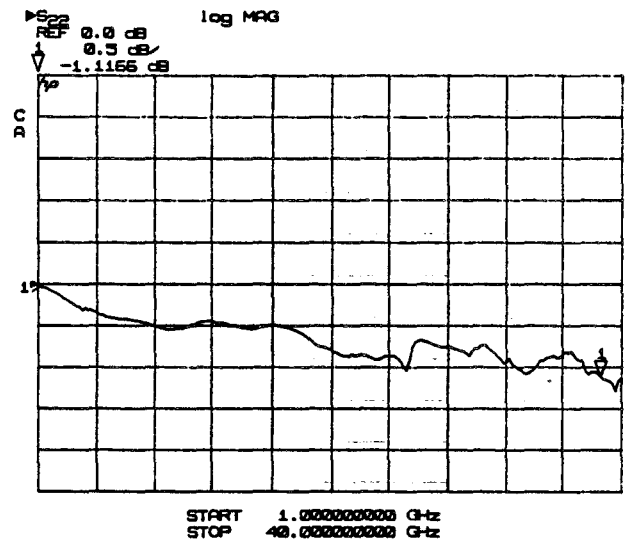


Figure III-39 : Cellule de mesure du mélangeur hybride



(a)



(b)

Figure III-40 : Evolution fréquentielle des paramètres de la cellule de mesure :
 (a) demi-boîtiers en CO ; (b) cellule en thru

gravure, seule l'attaque Or est réalisée afin de conserver la couche résistive NiCr.

Il faut noter que la gravure est l'étape la plus cruciale car il faut éviter au maximum les phénomènes de sous-gravure. Cela suppose de disposer d'une attaque suffisamment rapide pour éviter la sous-gravure et suffisamment lente pour permettre le contrôle visuel.

La dernière étape est la stabilisation en température de la couche résistive par un recuit en étuve à 300°C pendant 2 heures.

Les plaquettes sont alors passées en découpe pour extraire les différents circuits gravés avant le montage en cellule.

III - 5.2 LA CELLULE DE MESURES

Les circuits sont collés avec de la colle chargée à l'argent (époxy) sur une cellule similaire à celle développée au laboratoire par G. Dambrine [11], que nous avons adaptée à nos besoins (figure III-39).

Celle-ci se compose de 4 parties :

- Deux 1/2 boîtiers mécaniques identiques servant de transitions
- 1 insert servant de support au composant
- 1 insert pour le circuit d'entrée
- 1 insert pour le circuit de sortie

III - 5.2.a Les 1/2 boîtiers

La transition coaxiale/microruban est assurée par un connecteur de type K (Wiltron). Pour des raisons de calibrages de mesures sur l'analyseur de réseau (pour les mesures des paramètres S des circuits), nous avons utilisés un connecteur K en entrée et sortie, alors qu'a priori un connecteur type SMA suffirait sur la voie FI.

Les lignes microrubans d'accès sont réalisées sur le même substrat que nos circuits. Ces lignes de 254 μm de largeurs, de 2,4 mm de longueurs et d'impédance caractéristique 50 Ω permettent l'accès aux inserts des circuits d'entrée et de sortie. Le contact entre les

connecteurs et ces lignes se fait par un contact glissant (sliding contact) dont l'extrémité plate repose sur la ligne microruban.

III - 5.2.b Les inserts

On dispose de 3 inserts. Les inserts des circuits d'entrée et de sortie n'ont pas des tailles optimisées pour nos circuits, car ils sont plus long. Cette cellule a été développée en premier lieu pour des premiers circuits de tests à des fréquences plus basses et pour des raisons de contraintes de temps de réalisations des pièces mécaniques, nous avons préféré utiliser ces mêmes inserts en rallongeant nos circuits par des lignes d'impédance caractéristiques 50Ω . L'insert central est réservé au composant.

Le fait d'avoir divisé en trois, la partie support de circuit, permet de changer rapidement de composant (remplacement d'un insert) lors de problèmes en mesures.

Les performances de cette cellule sont très bonnes jusque 30 GHz et bonnes jusque 40 GHz. La cellule est vérifiée par une mesure en CO des demi-boîtiers et une mesure en « Thru » (connexion directe des demi-boîtiers). Les résultats de cette mesure sont présentés figure III-40. On obtient moins de 0,4 dB de pertes en entrée (coté grille, bande 24-29 GHz) et environ 0,15 dB de pertes en sortie (coté IF, bande 3-4 GHz), les coefficients de réflexion étant inférieurs à -15 dB.

Une photographie du mélangeur dans sa cellule de mesure est présentée figure III-41. On peut distinguer les différentes parties de l'ensemble et notamment le circuit de polarisation de grille.

III - 6 DESCRIPTION DES DIFFERENTS BANCS DE MESURE UTILISES

Afin de caractériser les performances du circuits, nous avons utilisés 3 types de bancs de tests spécifiques pour mesurer le gain de conversion, l'intermodulation d'ordre 3 et le facteur de bruit. On se propose de les décrire dans ce paragraphe avant de présenter les différents résultats ainsi obtenus.

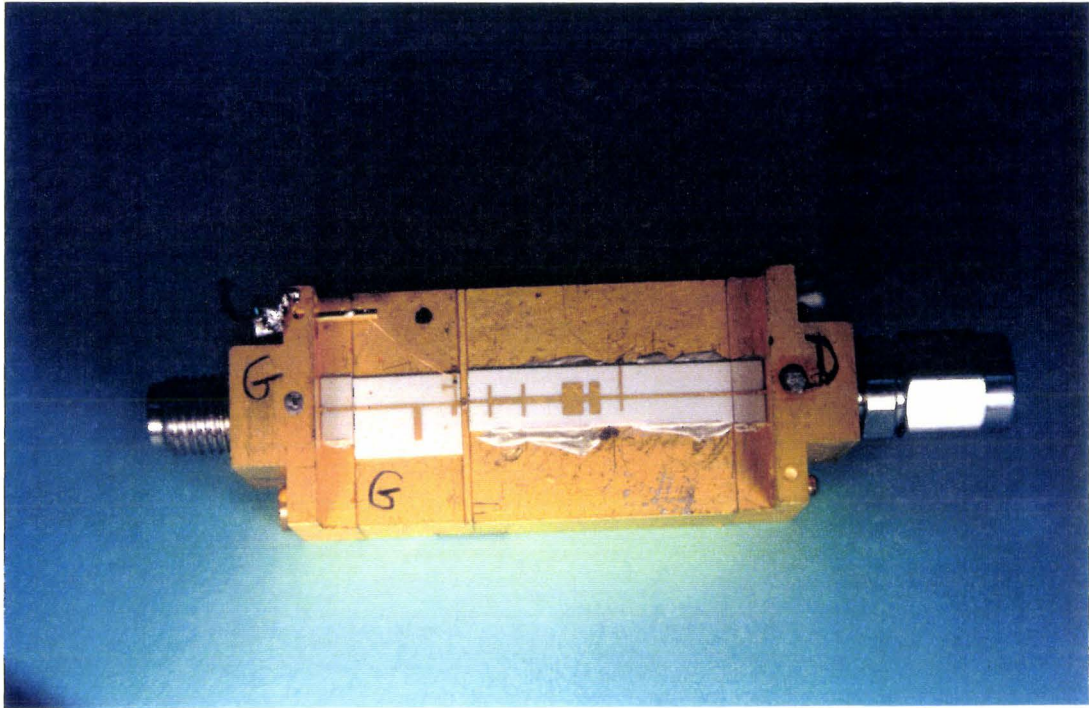


Figure III-41 : Photographie du mélangeur dans sa cellule de mesure

III - 6.1 MESURES DE GAIN DE CONVERSION

La figure III-42 présente le dispositif de mesure utilisé pour le relevé du gain de conversion des mélangeurs. Il est constitué des éléments suivants :

- 2 générateurs de puissance hyperfréquence
- 2 doubleurs de fréquence permettant de travailler en bande Ka : le doubleur Phiteq, utilisé sur la voie OL possède un contrôle de gain en tension, et permet de disposer de plus de puissance d'oscillateur local qu'avec le générateur seul.
- Des atténuateurs variables utilisés pour régler les niveaux de puissance désirés.
- Des coupleurs 10 dB permettant le couplage des accès RF et OL et la mesure des puissances injectées au circuit (milliwattmètre W).
- 1 té de polarisation sur le drain du TEC. (Dans le cas où la polarisation de grille n'est pas intégrée sur le circuit, un té de type Wiltron DC-40 GHz est placé en amont de la cellule sous test).
- 1 analyseur de spectre est utilisé pour le relevé des signaux en sortie et la mesure de la composante FI.

Dans la caractérisation des dispositifs, il convient de tenir compte des erreurs introduites par les différents éléments du montage. Ces erreurs étant dues aux imperfections des divers éléments constitutifs du dispositif telles que :

- Les pertes et les coefficients de réflexion des coupleurs, des diverses transitions, des câbles coaxiaux
- La directivité des coupleurs
- Les erreurs d'étalonnage des appareils de mesures

Par conséquent, nous avons effectué un calibrage, du banc de mesure aux différents points du montage afin de connaître précisément les niveaux de puissance injectés et récupérés dans les plans A et B d'accès du circuit. Ce calibrage a été fait pour toutes les fréquences dans la bande RF afin d'avoir un relevé de $G_c = f(F_{RF})$ qui tiennent compte des variations des éléments (principalement la puissance délivrée par les générateurs) en fonction de la fréquence.

La lecture de la composante FI est faite directement sur l'analyseur de spectre après un calibrage de celui-ci.

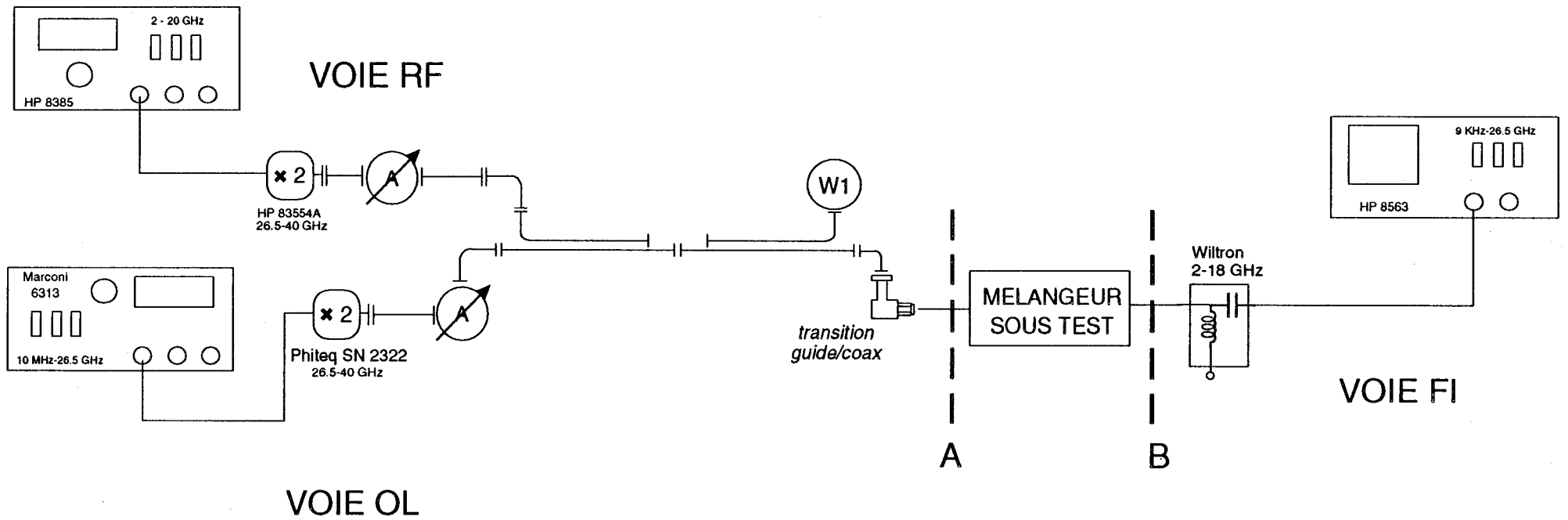


Figure III-42 : Dispositif de mesure du gain de conversion

III - 6.2 MESURE DE L'INTERMODULATION D'ORDRE 3

Le dispositif de mesure est présenté figure III-43. La mesure d'intermodulation nécessite l'emploi de 3 sources hyperfréquences. 2 sources sont utilisées sur la voie RF, avec des fréquences distantes de quelques MHz et des amplitudes égales. Le réglage s'effectue à l'aide d'atténuateurs variables et du milliwattmètre W_1 . Pour cette mesure il est impératif de disposer de source RF très pures afin de n'injecter que les signaux désirés.

Les raies d'intermodulations sont relevées sur l'analyseur de spectre, calibré sur toute la bande FI utile.

La mesure à faible puissance d'oscillateur local nécessite de disposer d'une dynamique importante sur l'analyseur de spectre afin de faire des relevés fiables.

Le calibrage du banc a été effectué dans les mêmes conditions que pour la mesure précédente.

Dans ces conditions, nous déterminons, à partir des raies d'intermodulation, le point d'interception de sortie d'ordre 3.

III - 6.3 MESURE DU FACTEUR DE BRUIT

Le banc de mesure utilisé est présenté figure III-44.

- La source de bruit est de type HP R347B présentant un ENR (Excess Noise Ratio) de 12,38 dB à 28 GHz.

- Un isolateur faible bande (autour de la FI) permet d'éliminer les composantes harmoniques qui pourraient affecter la mesure.

- La mesure de bruit repose sur l'utilisation du « Noise Figure Meter » HP8970B fonctionnant entre 10 et 1600 MHz. Pour mesurer le facteur de bruit à 4 GHz on lui associe un mélangeur de type HP8971C ayant pour oscillateur local le synthétiseur HP8673G. Ces 2 derniers appareils sont pilotés par le « Noise Figure Meter ».

Afin de s'affranchir des pertes et des erreurs de mesures introduites par le té de polarisation de drain, l'isolateur et le câble coaxial, le mesureur de bruit a été calibré dans le plan A. Ce calibrage s'effectue dans la bande FI.

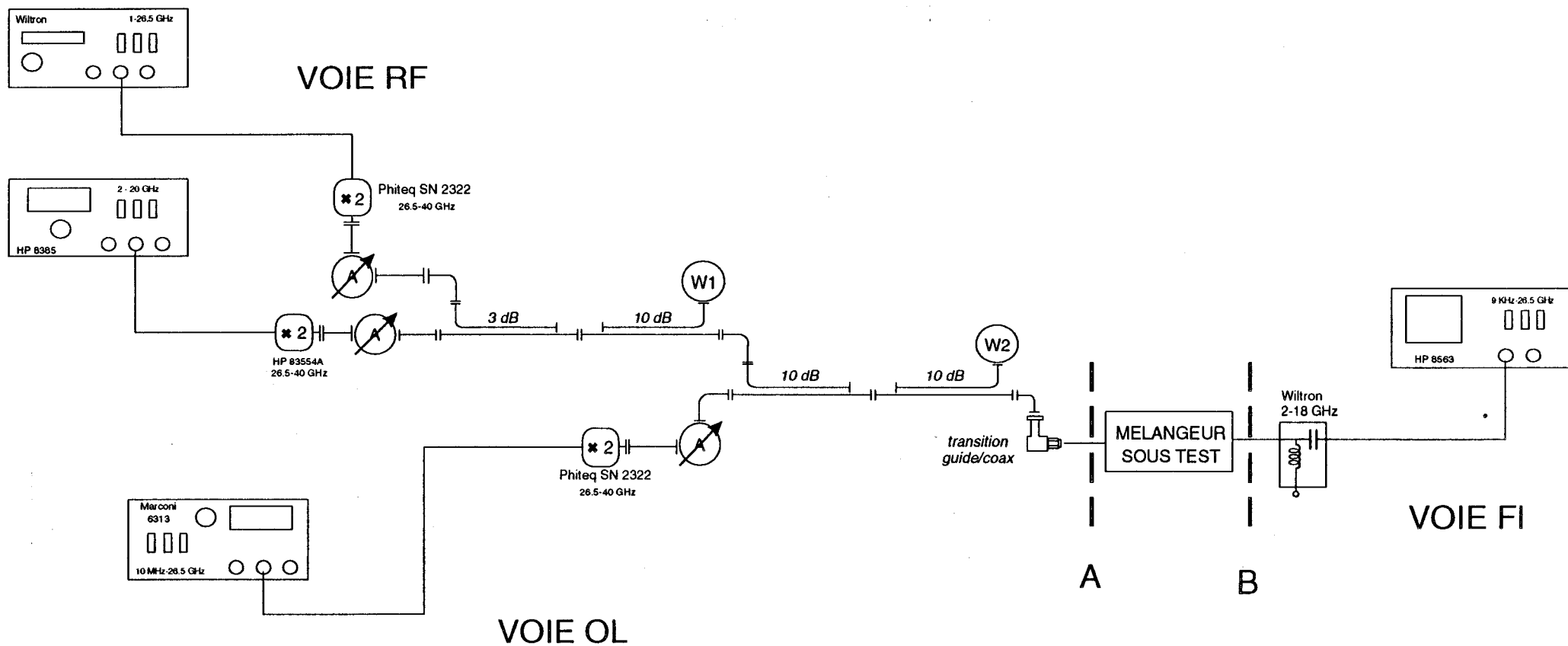


Figure III-43 : Dispositif de mesure de l'intermodulation d'ordre 3

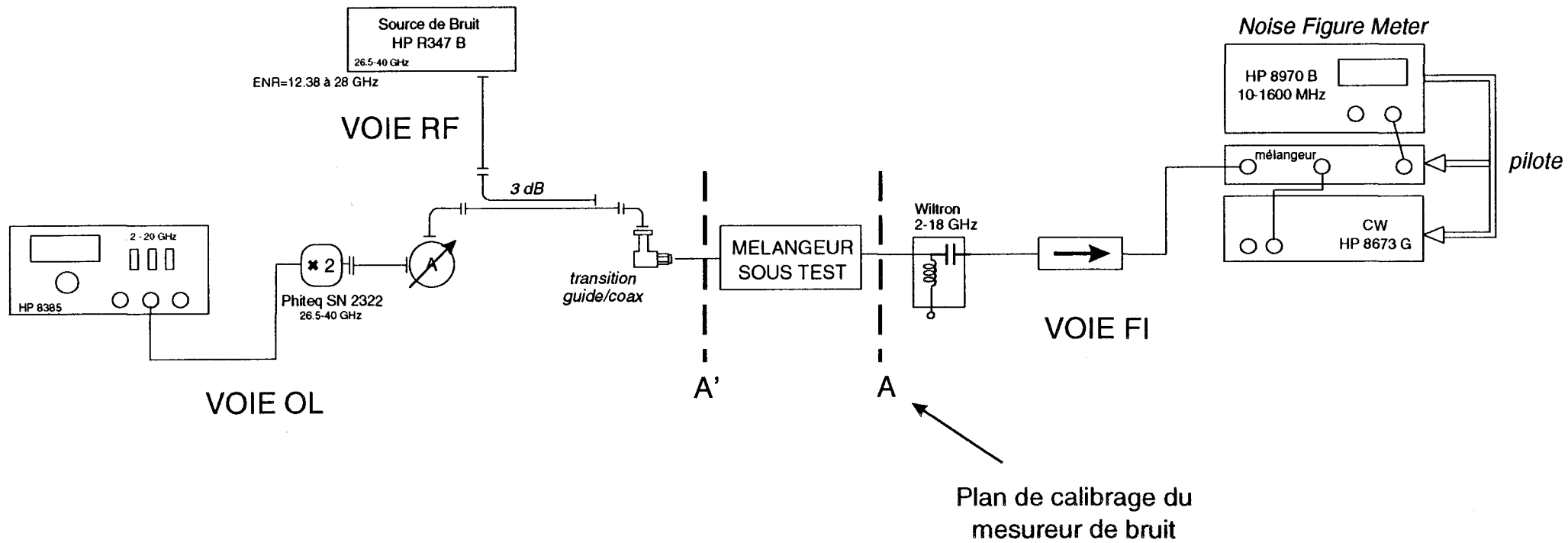


Figure III-44 : Dispositif de mesure du facteur de bruit

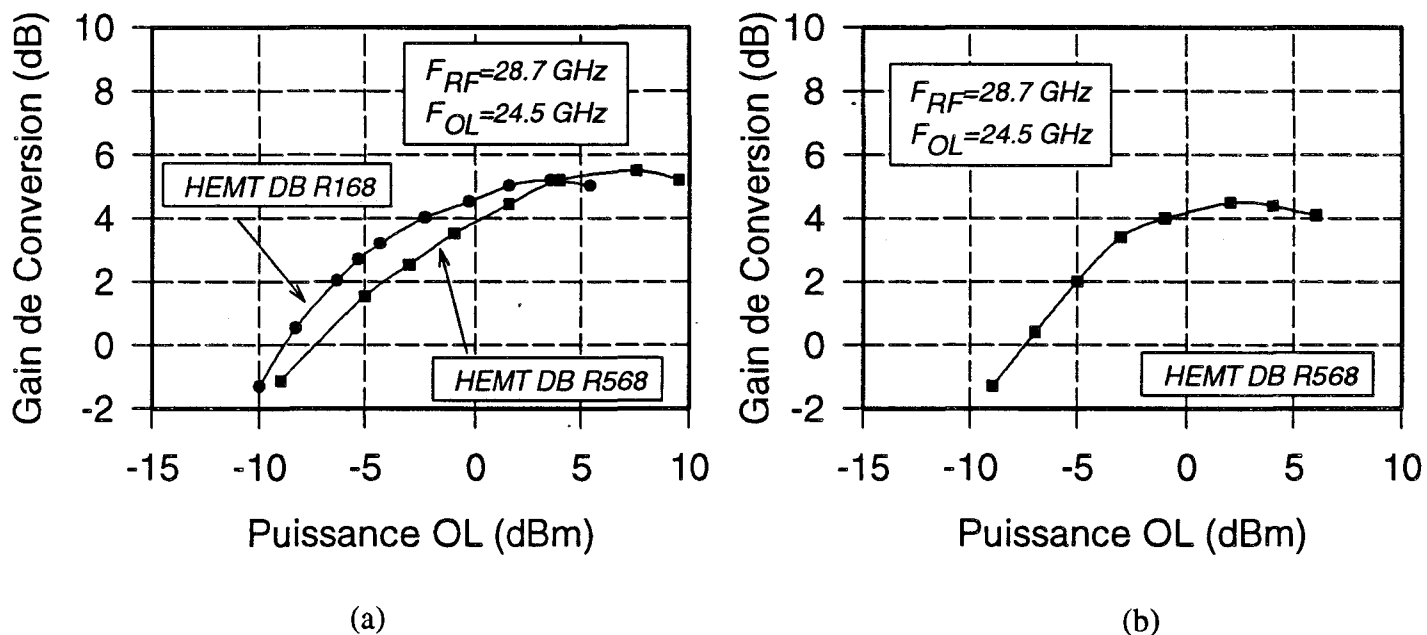


Figure III-45 : Gain de Conversion en fonction de la puissance OL du mélangeur hybride obtenu pour 2 types de composants (DB R168 et DB R568) (a) et incluant la polarisation de grille intégrée (b)

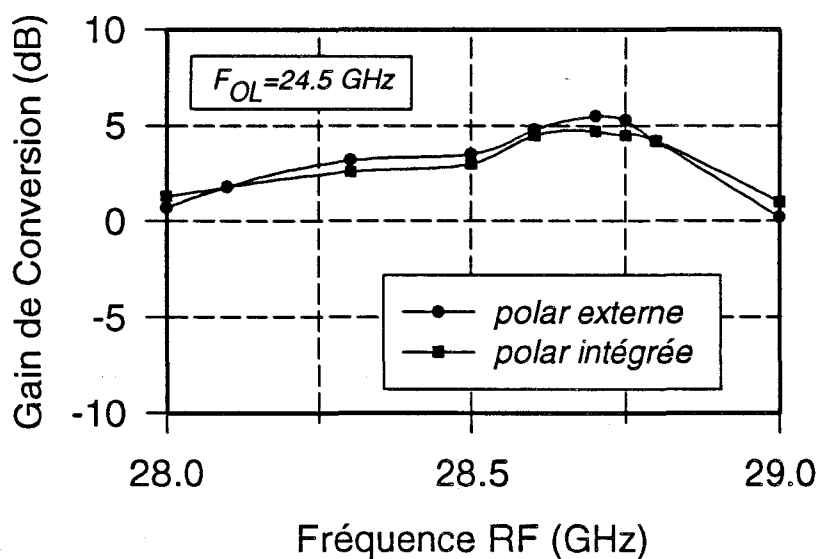


Figure III-46 : Gain de Conversion en fonction de la fréquence RF du mélangeur hybride incluant (Pol=4 dBm) ou non (Pol=6 dBm) la polarisation de grille intégrée (cas du transistor HEMT DB R568)

Un second calibrage du « Noise Figure Meter » est nécessaire, dans la bande de la source de bruit RF. Il consiste à programmer l'ENR de celle-ci dans l'appareil pour permettre le calcul direct du facteur de bruit.

Une détermination précise des pertes en entrée est effectuée (calibrage aux différents points du banc) afin de connaître précisément la puissance de bruit (et d'oscillateur local) injectée dans le plan A' d'entrée du circuit sous test.

III - 7 PERFORMANCES

Nous présentons maintenant les résultats obtenus par les différents circuits. Les mesures ont été faites dans les bandes spécifiées par le cahier des charges à savoir :

- $F_{RF} = 28,5 \text{ GHz} \pm 1 \text{ GHz}$
- $F_{OL} = 24,5 \text{ GHz}$
- Source P_{OL} disponible jusque +15 dBm
- $P_{RF} = -20 \text{ dBm}$
- Point de polarisation : $V_{gs} = -0,47 \text{ V}$; $V_{ds} = 2 \text{ V}$; $I_{ds} = 3 \text{ mA}$

III - 7.1 GAIN DE CONVERSION

III - 7.1.a En fonction de la puissance d'oscillateur local

Nous présentons figure III-45a, les résultats obtenus avec les 2 types de composants utilisés. La série DB R568 étant la série de remplacement de la précédente DB R168. Ces 2 séries présentent sensiblement les mêmes caractéristiques (voir chapitre II), et l'on observe des résultats très voisins en gain de conversion.

Le mélangeur hybride présente un gain de conversion maximum de 5,5 dB à une puissance d'OL de 7 dBm, dans sa version la plus simple et un gain de conversion maximum de 4,5 dB pour une P_{OL} de 2 dBm pour la version intégrant la polarisation de grille (figure III-45b). Malgré la dispersion sur les différents composants et des éléments de «bonding» différents pour chaque circuit mesuré (on observe quelques différences de niveau de

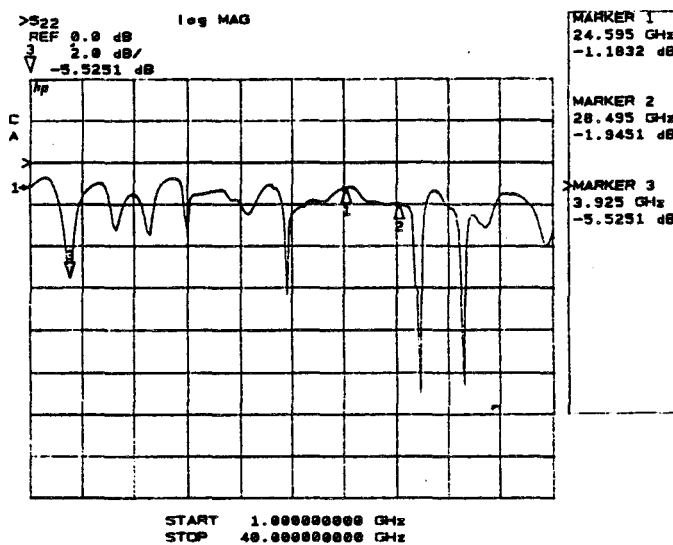
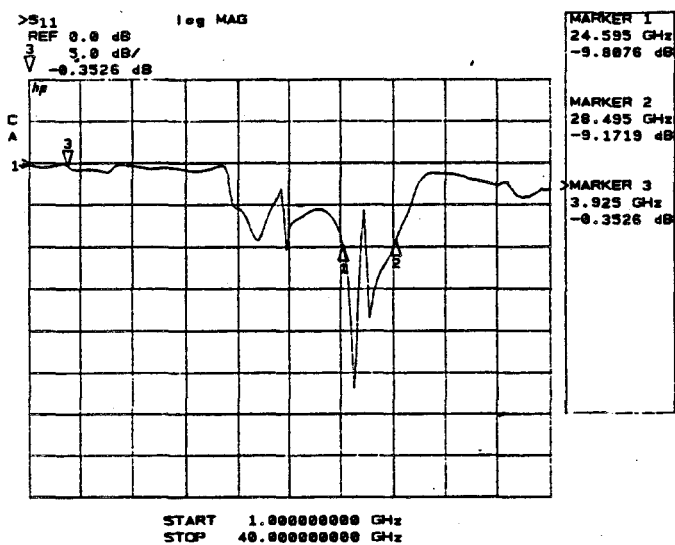


Figure III-47 : Coefficient de reflexion petit signal du mélangeur sans polarisation de grille intégrée ($V_{ds}=2\text{ V}$; $V_{gs}=-0.47\text{ V}$)

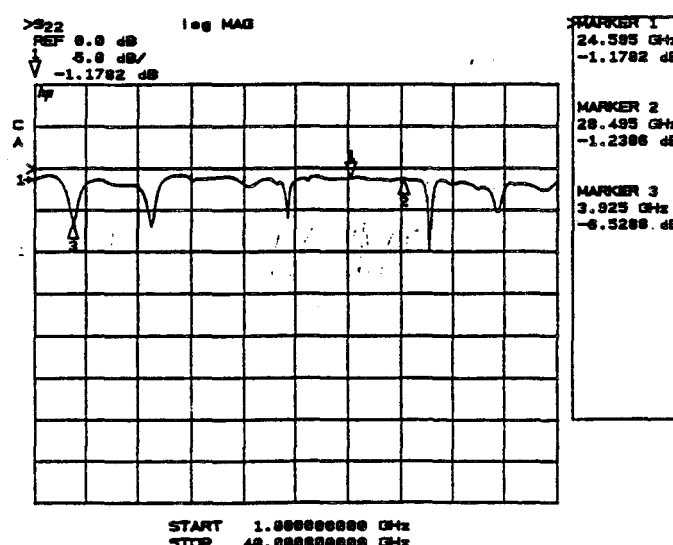
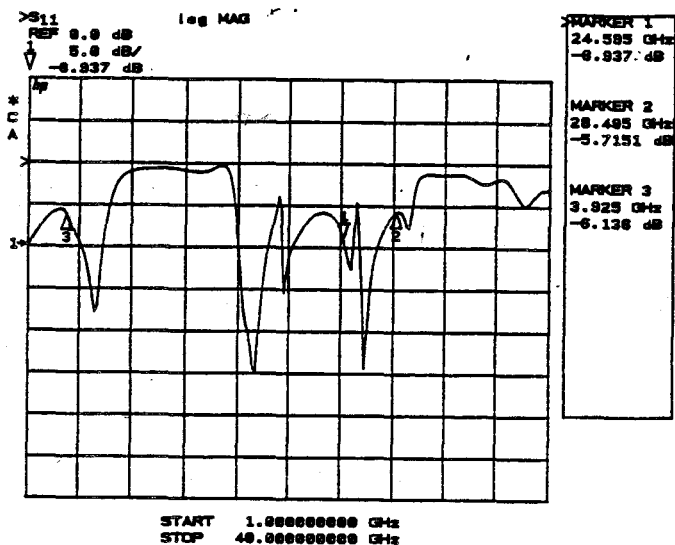


Figure III-48 : Coefficient de reflexion petit signal du mélangeur incluant une polarisation de grille anti-oscillation ($V_{ds}=2\text{ V}$; $V_{gs}=-0.47\text{ V}$)

puissance), on montre que globalement le montage en cellule permet d'obtenir des résultats reproductibles.

III - 7.1.b En fonction de la fréquence RF

Les résultats sont présentés figure III-46. On observe une bande de fonctionnement assez réduite, légèrement décalée en fréquence par rapport à nos prévisions. Ce résultat confirme la grande sensibilité du gain de conversion à la charge de drain ramenée à la fréquence FI. Comme nous l'avons montré précédemment (§ III-4.2.c), le fait de choisir de ramener une impédance élevée (100Ω) pénalise la bande de fonctionnement. Néanmoins, il faut noter que le gain max. obtenu se trouve bien dans la bande RF désirée.

III - 7.2 COEFFICIENTS DE REFLEXION

Il était intéressant de voir dans quelle mesure les bonnes performances en gain de conversion pouvaient être corrélées avec le comportement des circuits d'entrée et de sortie. C'est pourquoi nous avons mesuré les coefficients de réflexion petit signal des mélangeurs sur un analyseur de réseau de type HP 85107A, sans oscillateur local. Les informations obtenues par ces mesures se sont avérées satisfaisantes.

Dans le cas du circuit n'ayant pas de polarisation de grille intégrée, on relève des coefficients de réflexion S_{11} de l'ordre de -10 dB aux fréquences OL et RF et un S_{22} d'environ -6 dB à la fréquence FI (figure III-47). Ce dernier résultat n'est pas surprenant compte tenu du fait que la sortie du composant n'est pas adaptée mais seulement accordée.

Les résultats obtenus par le circuit incluant une polarisation anti-oscillation de grille sont similaires (figure III-48). On obtient un S_{11} de -9 dB à F_{OL} , de -6 dB à F_{RF} (légèrement dégradé dû à une remontée plus rapide que précédemment) et un S_{22} de -6 dB. Le tracé entre 1 et 40 GHz nous permet d'observer le comportement du circuit en dehors de la bande utile, en particulier on peut noter l'amélioration apportée en basse fréquence (zone la plus sensible aux oscillations) par l'élément résistif du circuit de polarisation de grille.

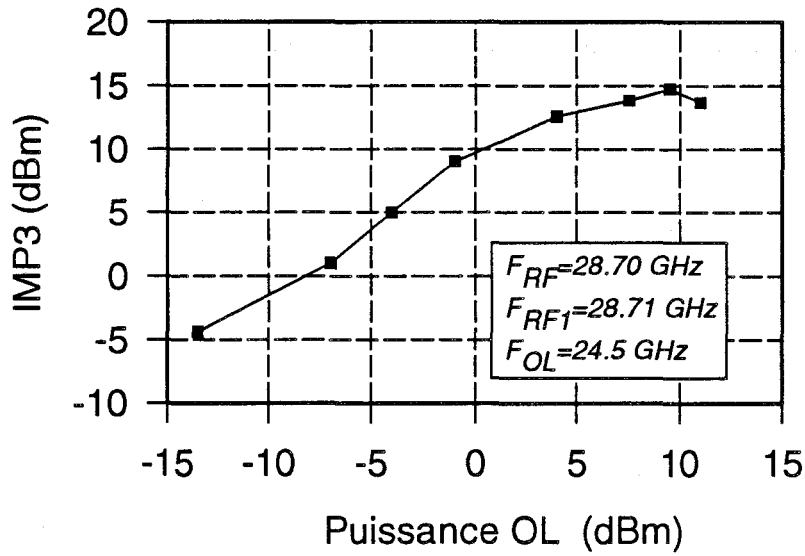
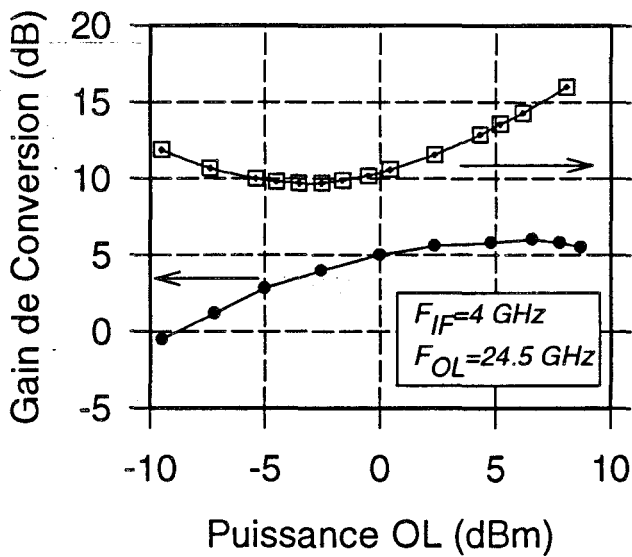
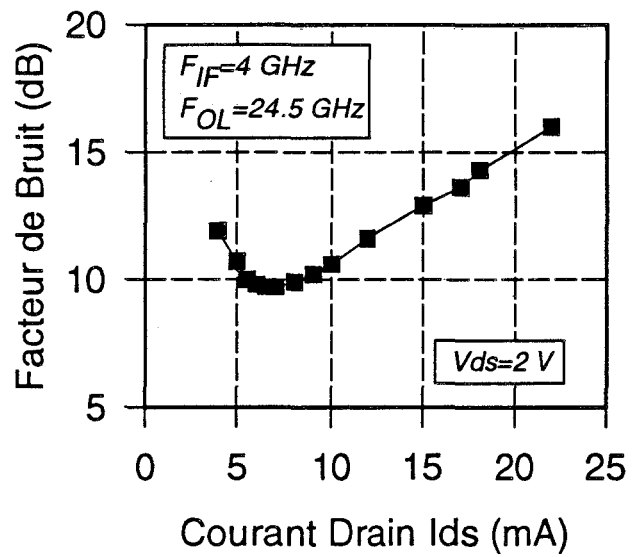


Figure III-49 : Evolution du point d'interception d'intermodulation d'ordre 3, en sortie du mélangeur, en fonction de la puissance OL



(a)



(b)

Figure III-50 : (a) Comparaison du facteur de bruit et du gain de conversion du mélangeur en fonction de la puissance OL, et (b) facteur de bruit en fonction du courant de drain moyen Ids

III - 7.3 INTERMODULATION D'ORDRE 3

Les raies d'intermodulation d'ordre 3 sont relevées en sortie par rapport à deux sources RF en entrée distantes de 10 MHz. L'évolution obtenue est similaire à celle obtenue par S. MAAS, qui a été l'un des premiers à faire cette mesure sur les mélangeurs [12].

On relève un point d'interception en sortie de +15 dBm à une puissance OL de 9,5 dBm (figure III-49). Il est intéressant de remarquer que l'on obtient le maximum d'IMP₃ à une puissance OL proche de celle donnant le gain de conversion maximum. Notons également que la variation obtenue est de l'ordre de 1 dB par dBm de P_{OL} jusqu'à la saturation.

III - 7.4 SPECTRE DE SORTIE - ISOLATION

L'ensemble des composantes fréquentielles est correctement réjecté sur la sortie FI. Le relevé de l'isolation OL/FI mesuré au gain de conversion maximum donne :

$$\text{Isolation OL/FI} = 32 \text{ dB}$$

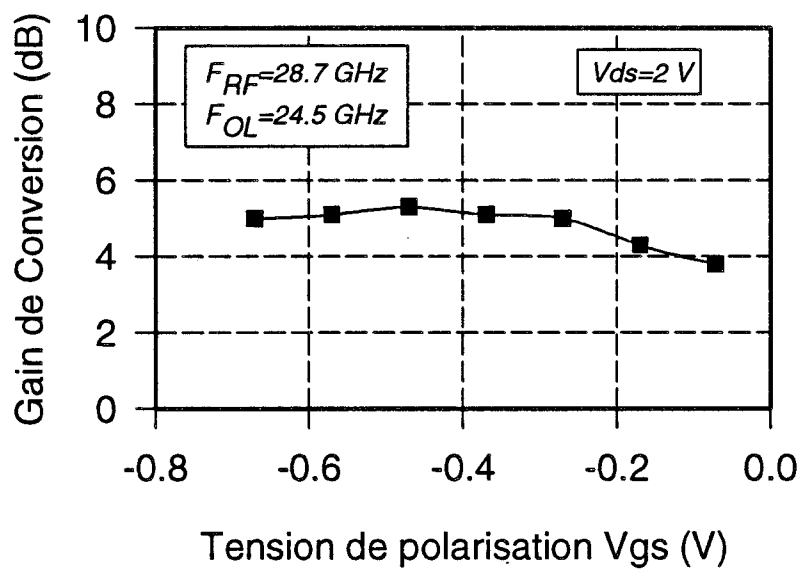
Compte tenu des limitations de l'analyseur de spectre à 26,5 GHz nous n'avons pas pu mesurer l'isolation RF/FI.

III - 7.5 FACTEUR DE BRUIT

L'évolution du facteur de bruit est représentée figure III-50a. On observe une valeur optimum de 10 dB pour une puissance OL de -3 dBm. Dans ce cas le gain de conversion est environ 2 dB en dessous de sa valeur max.

Pour cette puissance OL, le facteur de bruit minimum est atteint pour un courant I_{ds} moyen correspondant de l'ordre de 6,5 mA (figure III-50b)

Les mesures de bruit sont faites en simple bande (ou SSB « Single Side Band » en terminologie anglo-saxonne).



• **Figure III-51** : Gain de Conversion maximum en fonction de la tension de polarisation de grille V_{gs}

III - 7.6 INFLUENCE DU POINT DE POLARISATION

Afin de confirmer la simulation qui indiquait un point de polarisation optimum dans la région de pincement du transistor, on présente figure III-51 le relevé du gain de conversion max. en fonction de la tension Vgs. L'évolution est conforme à ce qu'on attendait puisque le maximum est atteint lorsque Vgs est autour de -0,5 V (tension de pincement du composant).

III - 7.7 RESUME

L'ensemble des performances obtenues par les circuits peut être jugé satisfaisant. Ces résultats sont conformes à nos prévisions et remplissent le cahier des charges, ce qui valide la méthode de conception développée au sein de ce chapitre. Un résumé des performances est présenté dans le tableau ci-dessous (tableau III-52) :

	SPECIFICATIONS	MESURES
F _{OL} = 24,5 GHz		
Gc	> -2 dB	+4,5 dB / +5,5 dB
Bande RF (GHz)	28,5 ± 500 MHz	28,7 ± 250 MHz
Coef. de réflexion	< -15 dB	#-10 dB
IMP ₃ de sortie	> +10 dBm	+15 dBm
Facteur de bruit minimal	10 dB	10 dB
Consommation	-	40 mW

Tableau III-52 : Résumé des performances des mélangeurs hybrides

La dernière étape consiste à confronter nos résultats à ceux de simulations et à faire une analyse de rétro-simulation.

III - 8 RETRO-SIMULATION

Connaissant la grande sensibilité du circuit aux éléments de connexions, il nous paraît très important de pouvoir préciser leurs valeurs réelles. Afin de faire une évaluation la plus

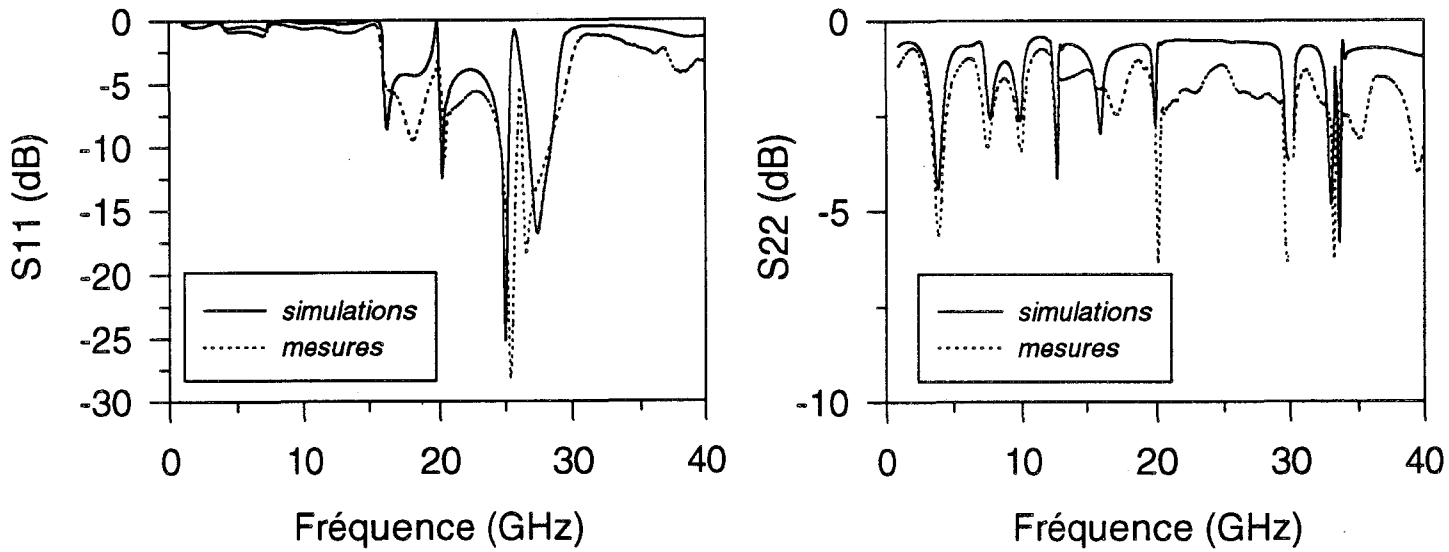


Figure III-53 : Comparaison mesures-simulations des paramètres S du mélangeur après corrections sur les selfs de connexion ($L_{g_{bond}}=200$ pH ; $L_{d_{bond}}=150$ pH ; $L_{s_{bond}}=65$ pH)

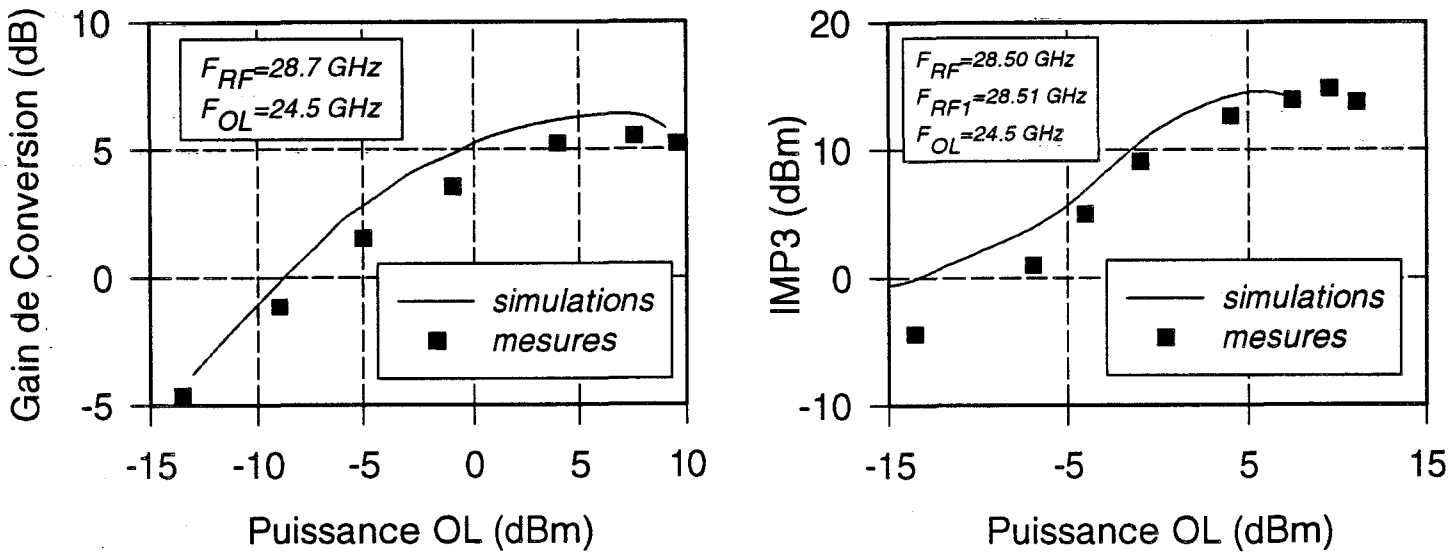


Figure III-54 : Comparaison mesures-simulations du gain de conversion et de l'intermodulation d'ordre 3 après corrections sur les selfs de connexion ($L_{g_{bond}}=200$ pH ; $L_{d_{bond}}=150$ pH ; $L_{s_{bond}}=65$ pH)

précise possible, nous avons utilisé les mesures des paramètres S que nous avons confrontées aux simulations, cela pour différents points de polarisation. En effet, de toutes les mesures effectuées sur les différents bancs de tests, c'est celle du mélangeur seul sur l'analyseur de réseau qui est la moins entachée d'erreurs.

A partir des mesures des paramètres S, nous avons donc rectifié les valeurs des différents éléments de connexions de façon à obtenir des évolutions les plus similaires possibles entre la mesure et la simulation.

On s'est fixé une marge de variation des « bondings » d'environ 30 % autour des valeurs estimées au départ de la conception (valeur de départ : $L_{g_{bond}} = L_{d_{bond}} = 200$ pH ; $L_{s_{bond}} = 60$ pH).

La confrontation des paramètres S simulés et mesurés (figure III-53) a montré qu'une bonne concordance pouvait être obtenue en prenant des selfs de connexions finalement proches des valeurs de départ, à savoir :

écart par rapport aux valeurs de départ

$$L_{g_{bond}} = 200 \text{ pH}$$

$$L_{g_{bond}} \Rightarrow 0 \%$$

$$L_{d_{bond}} = 150 \text{ pH}$$

$$L_{d_{bond}} \Rightarrow 25 \%$$

$$L_{s_{bond}} = 65 \text{ pH}$$

$$L_{s_{bond}} \Rightarrow 8 \%$$

L'utilisation de ces valeurs de selfs de connexions dans la simulation du gain de conversion et de l'intermodulation a conduit aussi à une correspondance assez remarquable avec les résultats de mesures (figure III-54).

Cette excellente concordance permet de valider notre méthodologie ainsi que la modélisation non linéaire du TEC. On démontre ainsi qu'en utilisant une approche de conception méthodique, il est possible de surmonter les principaux problèmes liés à la technologie hybride.

III - 9 FINALISATION DU PROJET

Le but du projet mélangeur en bande Ka au sein du contrat Européen AIMS, était de réaliser une maquette finale complète répondant au cahier des charges.

En nous appuyant sur la méthodologie développée pour la conception des structures simplifiées que nous venons de présenter, nous avons conçu un prototype final, en étroite collaboration avec le service de conception d'Alcatel Espace. Afin de répondre aux exigences du cahier des charges concernant la bande RF, nous avons choisi de remplacer la résistance de 100Ω , jusque là retenue comme charge FI du drain, par une résistance de seulement 50Ω . Bien entendu, cela se fait au détriment du gain de conversion.

La réalisation et la mise en boîtier ont été réalisées par Alcatel Espace. Le composant utilisé étant un PM HFET de la même technologie (Daimler-Benz de $0,25 \mu\text{m}$ de longueur de grille pour $6 \times 20 \mu\text{m}$ de largeur), et de mêmes caractéristiques que les composants utilisés dans les circuits précédents.

La photographie de la maquette est présentée figure III-55. Le circuit final inclue les polarisations de grille (anti-oscillation), de drain et un coupleur 3 dB pour les voies OL et RF.

Les performances de ce circuit sont montrées figure III-56. Un gain de conversion maximum de l'ordre de -1,7 dB a été obtenu dans la bande 27,5 - 30 GHz avec une ondulation inférieure à 0,4 dB, pour une puissance OL de +10 dBm. L'IMP₃ maximum de sortie étant de +12,5 dBm à une puissance OL de +11 dBm.

Les résultats obtenus satisfaisaient le cahier des charges en terme de bande de fonctionnement et d'intermodulation d'ordre 3 mais au détriment du gain de conversion, quelque peu plus faible que prévu.

Il est clair qu'un compromis gain-bande est à faire suivant les critères spécifiés lors de la conception de mélangeurs en technologie hybride.

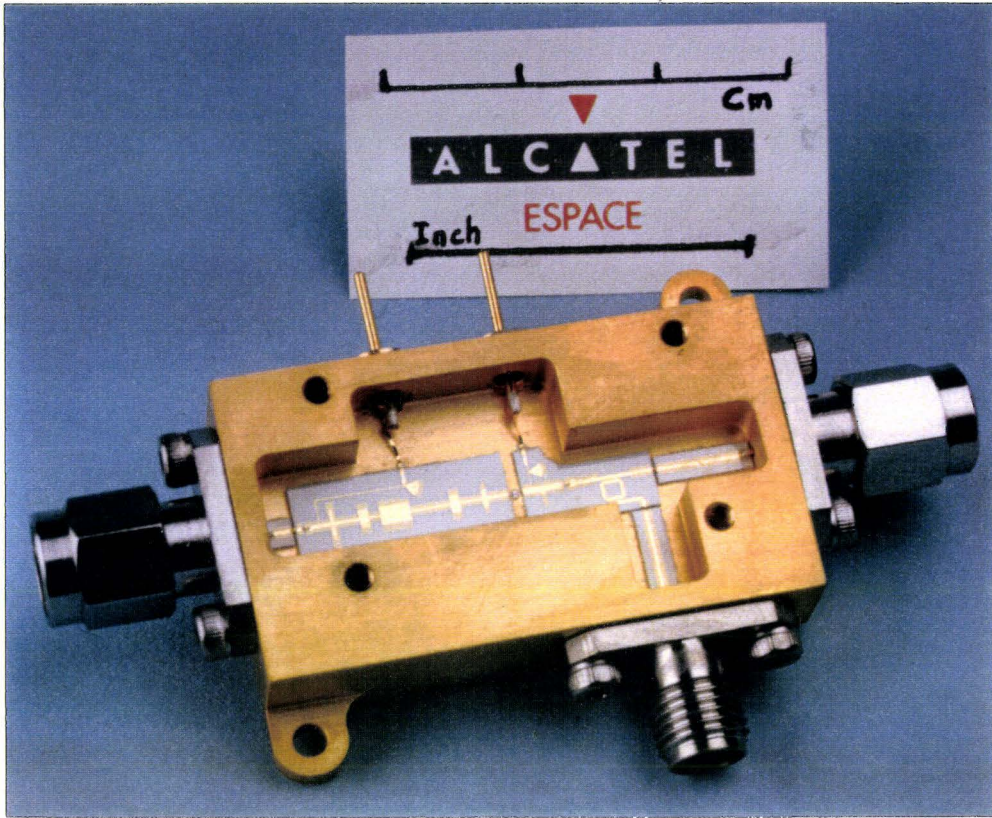


Figure III-55 : Photographie de la maquette finale

Conversion Gain (dB)

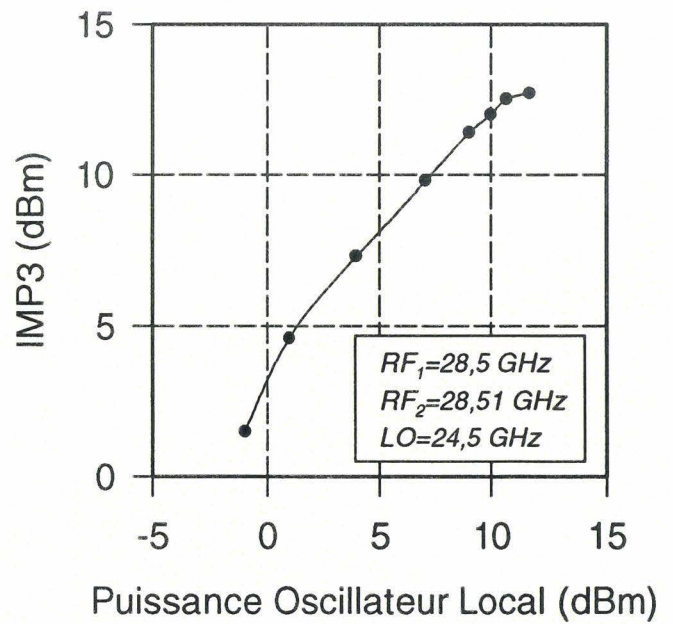
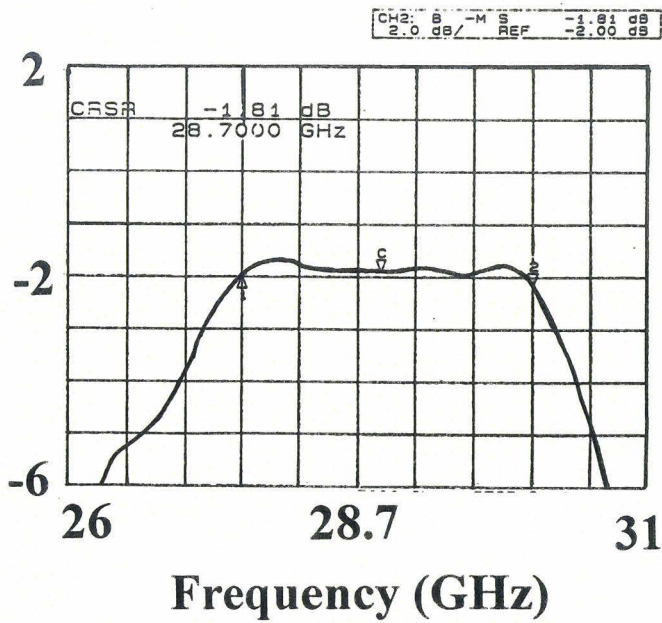


Figure III-56 : Performances en Gain de Conversion et en Intermodulation d'ordre 3 pour la maquette finale

III - 10 PROPOSITION D'UNE NOUVELLE STRUCTURE DE COMPOSANT **POUR L'UTILISATION EN MELANGEUR HYBRIDE**

Il est très difficile de concilier simultanément toutes les conditions requises pour optimiser les performances d'un mélangeur, surtout en technologie hybride. En effet, comme nous l'avons montré, il incombe au filtre de sortie de ramener une impédance réelle élevée à F_{FI} , de court-circuiter les signaux OL, RF et d'éliminer les harmoniques indésirables sur le drain du TEC. De plus les deux premières conditions doivent être réalisées sur le drain intrinsèque du composant, et nous avons démontré que la présence des fils de connexions constitue un obstacle supplémentaire à la réalisation de ces conditions de charge, notamment pour les courts-circuits des signaux OL et RF.

La solution proposée pour surmonter cette difficulté est la réalisation d'un transistor possédant une capacité directement intégrée entre drain et source. Le rôle de cette capacité est de court-circuiter les signaux OL et RF.

Dans ces conditions, le rôle dévolu au filtre passe-bas se limitera à la transformation d'impédance, pour la fréquence FI, nécessaire à l'obtention d'un gain de conversion satisfaisant.

A titre d'exemple, la simulation du mélangeur, dans le cas du transistor DB R568, en lui ajoutant une capacité de 0,5 pF sur le drain interne, a montré que l'on pourrait obtenir un gain de 5,5 dB (figure III-57) avec une ondulation de l'ordre de 0,4 dB dans une bande d'environ 3 GHz (27,5 - 30,5 GHz).

Une telle structure devrait ainsi permettre d'obtenir d'excellents résultats tout en simplifiant la conception du filtre de sortie.

Afin de vérifier la faisabilité de cette idée, un composant test a été réalisé au laboratoire (figure III-58). Sur la même plaquette, deux sortes de composants ont été fabriqués : la première incluant une capacité de drain de l'ordre de 0,7 pF, la seconde ne possédant pas de capacité afin de pouvoir juger de l'effet de celle-ci.

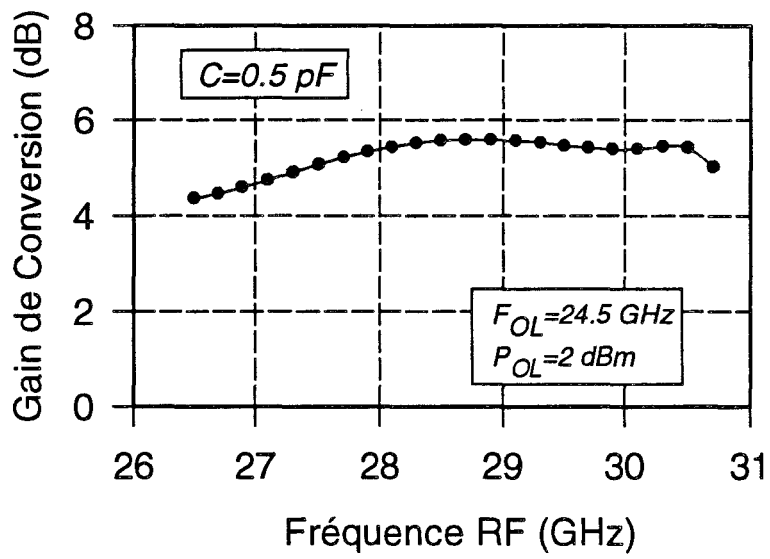


Figure III-57 : Simulation du gain de conversion en fonction de la fréquence RF avec une capacité intégrée sur le drain du TEC (basé sur le DB R568)

Des mesures ont été faites à 18 GHz (la technologie utilisée présentant une longueur de grille de 0,35 μm) avec des adaptateurs externes en entrée et en sortie.

Ces mesures ont donné des résultats très prometteurs (figure III-59), avec une amélioration de 4 à 5 dB du gain de conversion et une largeur de bande RF de près de 2 GHz [13]-[14].

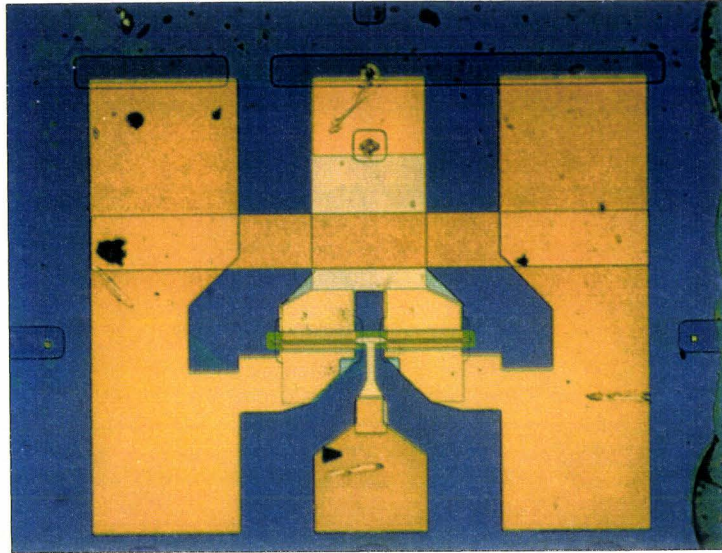
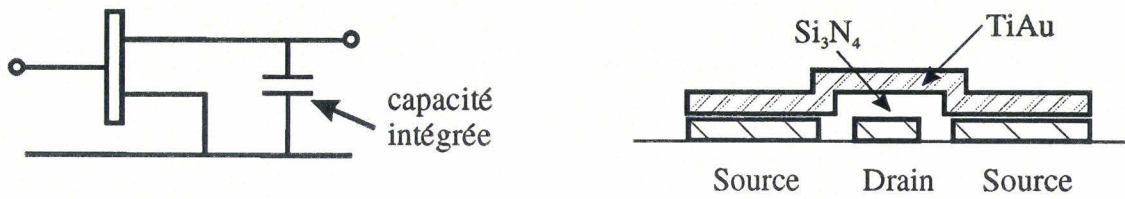


Figure III-58 : HFET CHS 689 intégrant une capacité entre drain et source

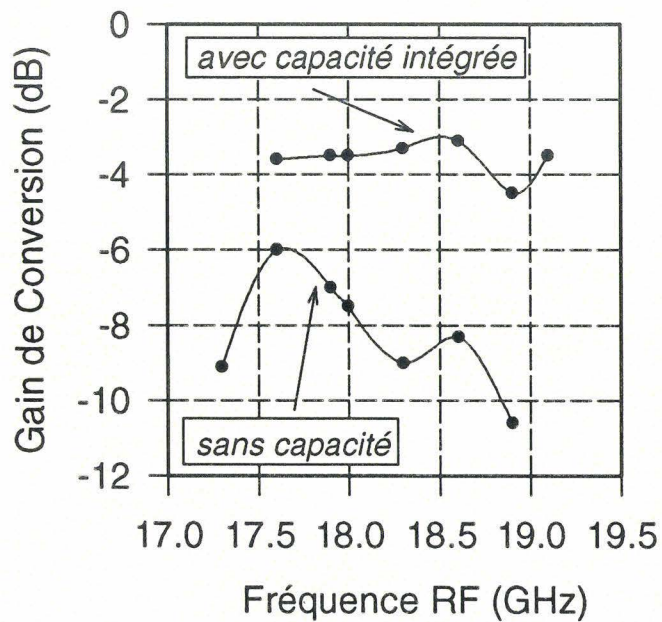


Figure III-59 : Gain de Conversion en fonction de la fréquence RF pour transistor CHS 689 incluant et n'incluant pas de capacité intégrée sur le drain

III - 11 CONCLUSION

Nous avons au cours de ce troisième chapitre présenté une étude complète de mélangeurs par grille en technologie hybride pour la bande Ka.

Une méthodologie de conception spécifique a été développée afin de résoudre au maximum les problèmes liés au fonctionnement d'une part et à la technologie d'autre part. Notamment, la grande sensibilité du mélangeur à l'impédance ramenée sur le drain du TEC a été mise en évidence.

Le second point important de la conception repose sur une bonne évaluation des éléments de connexion et plus particulièrement de la self de connexion de source. Nous avons montré le rôle prépondérant joué par cet élément parasite.

Une étude de sensibilité sur les éléments du TEC a montré l'influence majeure des éléments G_m et C_{gs} en terme de gain de conversion du mélangeur.

Différentes réalisations technologiques ont été présentées. Les résultats de mesures sont très satisfaisants, compte tenu des nombreux paramètres intervenant et de la fréquence élevée de fonctionnement. Ces résultats correspondent aux ordres de grandeurs prévus par la simulation. Cela permet de valider notre méthodologie et de montrer ainsi qu'avec une approche de conception méthodique il est possible de surmonter les principaux problèmes inhérents à la technologie hybride en bande Ka.

Enfin, nous avons proposé une structure nouvelle de composants à capacité intégrée sur le drain, spécifiquement conçus pour la fonction mélangeur par grille. Les bons résultats obtenus à 18 GHz laissent présager que l'application de cette technique en bande Ka est tout à fait possible, et permettrait d'alléger de manière significative la conception du circuit de sortie en facilitant la réalisation du compromis gain-bande.

CHAPITRE III BIBLIOGRAPHIE

- [1] **ESPRIT 5032 AIMS**
« *Final Project Report, part II* »
pp 182-194 , April 94
- [2] **S.A. MAAS**
« *Theory and Analysis of GaAs MESFET Mixers* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, n°10, pp 1402-1407,
Oct. 1984
- [3] **R. PUCEL, D. MASSE, R. BERA**
« *Performances of GaAs MESFET mixers at X band* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-24, n°6, pp 351-360, June 1976
- [4] **P. BURA, B. VASSILAKIS**
« *A Balanced 11 GHz HEMT up-converter* »
IEEE MTT-S Digest, 1989
- [5] **C. KOLANOWSKI, R. ALLAM, Y. CROSNIER**
« *Design procedure of a 30 GHz HEMT hybrid gate mixer* »
Microwave and Optical Tech. Letters, Vol. 7, n°17, pp 809-810, Dec. 1994
- [6] **ESPRIT 5032 AIMS**
« *6th six-monthly report* »
pp198-210, July-Dec. 1992
- [7] **Y. CROSNIER**
« *Power FET families capabilities and limitations from 1-100 GHz* »
Proc. of the 24th EuMC Conference, Cannes, pp 88-101, Sept. 1994
- [8] **C. GAQUIERE, B. BONTE, D. THERON, Y. CROSNIER, J. FAVRE**
« *Analysis of the source inductance effect on the power performance of high development HEMT's in the Ka-band* »
IEEE Microwave and Guided letters, Vol.5, n°8, pp 243-245, August 1995
- [9] **L. RYS, L. FIALAIX**
« *mémoire d'ingénieur ISEN* »
Lille, Juin 1993
- [10] **R. BADOUAL**
« *Les Microondes, II § 8.3 Stabilité des quadripôles* »
Collection Technologies, Ed. MASSON
- [11] **G. DAMBRINE**
« *caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent* »
Thèse de 3^{ème} cycle, Lille, Mars 1989

- [12] **S.A. MAAS**
« *Theory and Analysis of GaAs MESFET Mixers* »
PhD dissertation 1984, University of California, L.A., UMI dissertation
- [13] **R. ALLAM, C. KOLANOWSKI, D. THERON, Y. CROSNIER**
« *An HEMT with an integrated on-drain capacitor as basis of an hybrid mixer* »
IEEE Microwave and Guided letters, Vol.4, n°3, pp 76-78, March 1995.
- [14] **R. ALLAM**
« *Etude comparative et méthodes de conception des mélangeurs à transistors à effet de champ en gamme millimétrique* »
Habilitation à diriger des recherches, Lille, Février 1996

CHAPITRE IV

*« Mélangeurs à transistor bigrille en technologie MMIC
pour applications en bande V »*

CHAPITRE IV

IV - 1 INTRODUCTION

Ce chapitre présente l'étude complète d'un mélangeur à transistor bigrille en technologie MMIC, pour la bande V.

Cette étude a été réalisée dans le cadre du contrat Européen ESPRIT « CLASSIC » (Components for Large Signal Sixty GHz GaAs Integrated Circuits) dont le but était l'établissement d'une technologie PM HFET pour la fabrication de circuits MMICs pour des applications spécifiques autour de 60 GHz. L'étude du mélangeur à TEC bigrille s'insère dans un vaste ensemble de travaux visant à la réalisation d'un module de réception pour des stations fixes ou mobiles, et mettant en compétition plusieurs topologies de mélangeurs afin de mettre en évidence les avantages et les défauts de chacune d'entre elles.

Dans un premier temps, le développement d'un modèle électrique non linéaire du transistor bigrille est présenté.

Nous présentons ensuite les différentes versions de mélangeurs que nous avons conçues, les performances attendues d'après les simulations, et une analyse du fonctionnement.

Puis, nous montrons les résultats de caractérisation obtenus sous pointes et en cellule spécifique pour les circuits réalisés.

Enfin une comparaison mesure-simulation est proposée à partir d'une étude de rétro-simulation

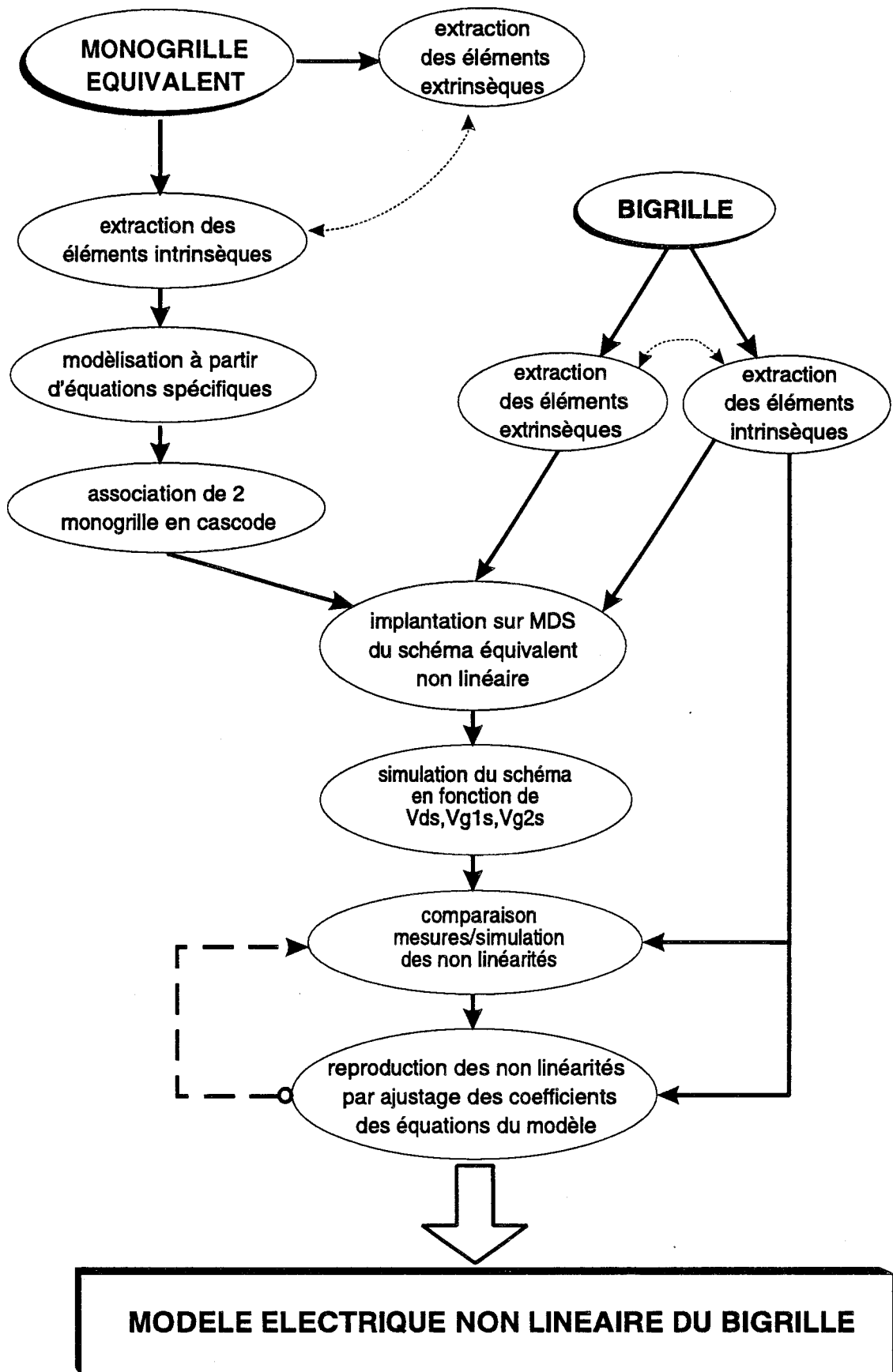


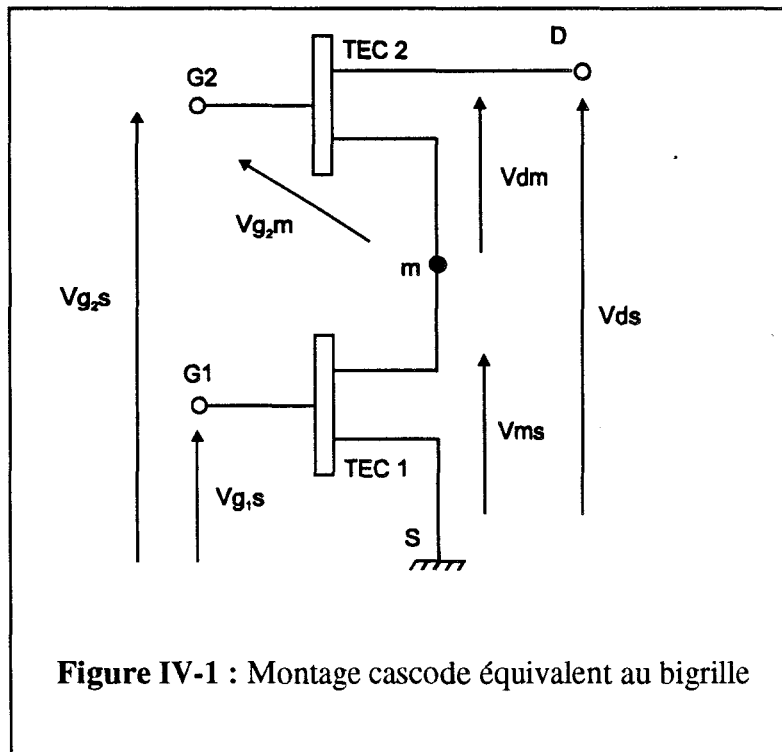
Figure IV-2 : Procédure de modélisation du bigrille

IV - 2 DEVELOPPEMENT D'UN MODELE ELECTRIQUE NON LINEAIRE

POUR LE TRANSISTOR BIGRILLE

IV - 2.1 DEMARCHE

La démarche que nous avons suivie pour aboutir à un modèle électrique non linéaire du bigrille est très spécifique. En effet, cette démarche nous a été dictée par le simulateur MDS qui impose les tensions de commande pour les équations de modélisation, dans la configuration que nous avons choisie. Le modèle direct de bigrille n'existant pas sur MDS nous avons retenu le montage cascode associant 2 transistors monogrilles équivalents. (figure IV-1).



Pour décrire correctement les évolutions des éléments intrinsèques nous avons besoin d'utiliser comme variables les tensions $V_{g2,m}$, V_{dm} , V_{ms} . Or le point M n'est pas accessible dans la réalité et ces évolutions nous sont données uniquement en fonction des tensions externes accessibles, c'est à dire $V_{g1,s}$, $V_{g2,s}$, V_{ds} .

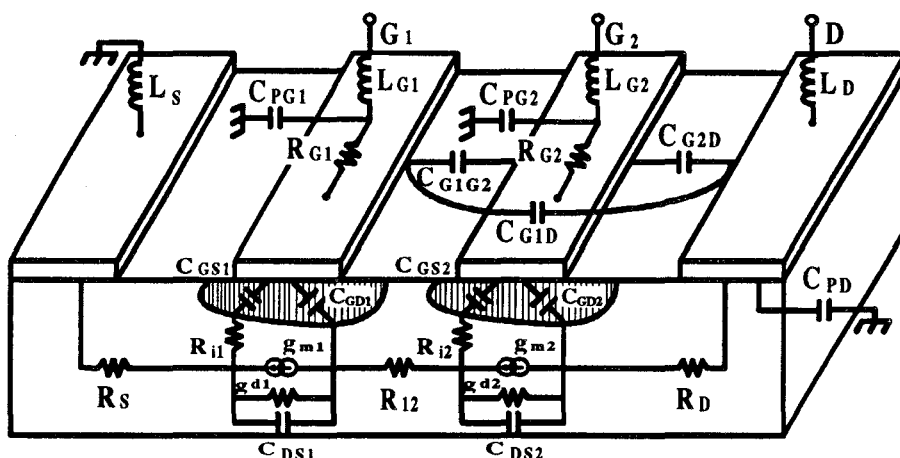


Figure IV-3 : Topologie générale d'un transistor bigrille

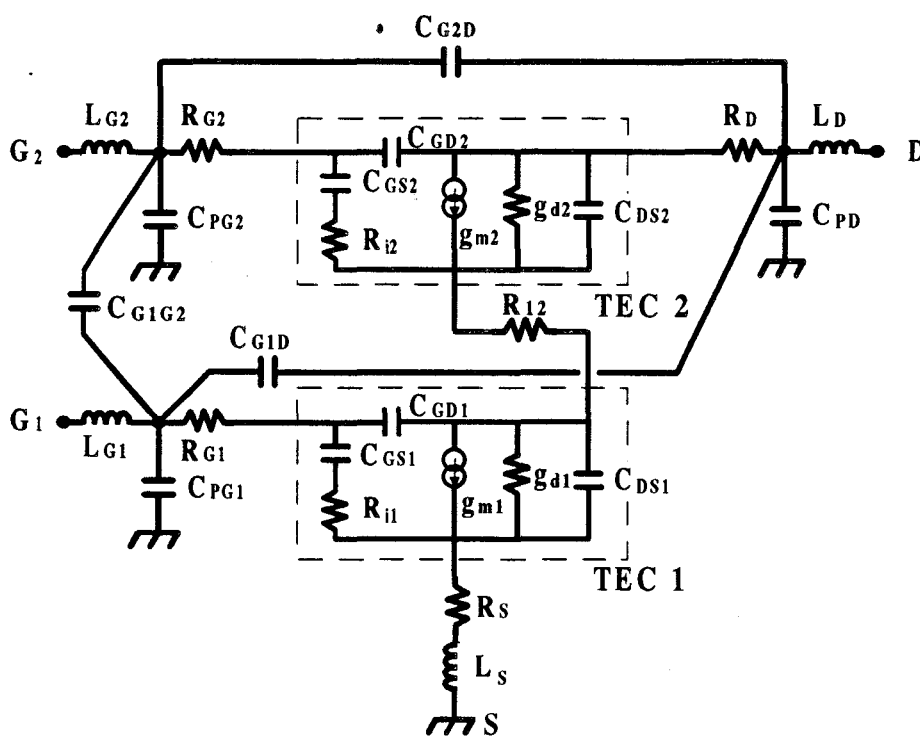


Figure IV-4 : Schéma équivalent du transistor bigrille

La procédure que nous avons employée pour contourner cet obstacle est schématisée figure IV-2. A partir d'un transistor monogrille, issu du même process et sur le même site que le bigrille, on aboutit grâce au montage cascode à un schéma non linéaire proche de celui du bigrille. Les évolutions ainsi obtenues par simulation sont ensuite comparées à celles extraites de la caractérisation du double grille. Les coefficients des équations qui régissent le modèle sont alors ajustés de façon à reproduire le plus fidèlement possible le comportement du bigrille intrinsèque. Notamment, il faut prendre en compte le fait que la transconductance G_{m2} du second transistor équivalent est toujours inférieure à celle du premier transistor (G_{m1}).

Il faut préciser que les éléments extrinsèques du bigrille sont introduits lors de l'implantation du schéma équivalent sur le simulateur.

Le modèle non linéaire du bigrille est alors opérationnel.

IV - 2.2 SCHEMA EQUIVALENT DU BIGRILLE

La figure IV-3 reporte la topologie générale d'un transistor bigrille sur laquelle on peut identifier l'origine physique des éléments électriques du schéma équivalent.

Le schéma équivalent qui en découle est présenté sur la figure IV-4. Il se compose de 8 éléments non linéaires (G_{m1} , G_{m2} , G_{d1} , G_{d2} , C_{gs1} , C_{gs2} , C_{gd1} , C_{gd2}) et de 19 éléments linéaires.

Des études sur les principaux paramètres physiques (concentration de porteurs et vitesse, champ électrique...) à l'intérieur de la structure du composant, ont montré que le champ électrique entre les 2 grilles reste faible le long de l'axe longitudinal et que par conséquent la variation de potentiel n'est pas importante dans cette zone [1]. Cela est bien sûr lié à la distance intergrille qui, dans notre cas, est suffisamment importante ($2,5\mu\text{m}$) pour découpler les 2 transistors équivalents. Ces résultats ont été obtenus par des simulations en quasi 2D à partir du logiciel HELENA développé dans notre laboratoire [2]. Ils permettent ainsi de valider la configuration cascode équivalente.

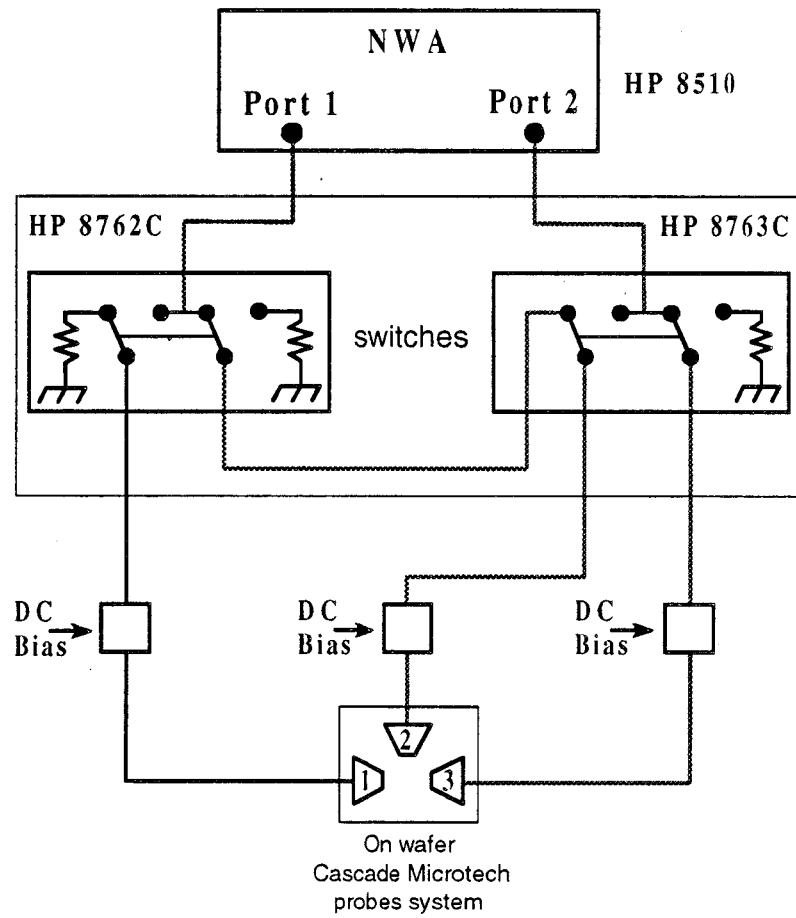


Figure IV-5 : Banc de mesure 3 ports utilisé pour l'extraction des éléments du schéma équivalent du transistor bigrille

IV - 2.3 EXTRACTION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT

Compte tenu du nombre important d'éléments et de la complexité du schéma équivalent du bigrille, cela a fait l'objet d'une thèse au laboratoire, effectuée par D. LANGREZ [3].

Nous ne détaillerons donc pas ici, toute la mise en oeuvre nécessaire, mais nous allons décrire brièvement la procédure utilisée.

2 grandes étapes régissent la méthode d'extraction :

- La première étape permet la détermination des éléments parasites
- La seconde étape détermine les éléments intrinsèques

Les mesures des paramètres S sont réalisées sous pointes entre 1,5 et 26,5 GHz sur un banc de test spécifique 3 ports. Il est composé de 2 commutateurs disposés entre les pointes et les 2 ports de l'analyseur de réseau (figure IV-5). Une procédure de correction développée par Rautio [4] est utilisée pour éliminer les erreurs introduites par les défauts des commutateurs.

IV - 2.3.a Détermination des éléments parasites

La méthode employée se divise en 2 parties et utilise les mêmes conditions de polarisation et d'extraction que pour les éléments d'un monogrille, décrites dans le second chapitre.

- les capacités de plots (C_{pg} , C_{pd}), les capacités de couplage et intergrille (C_{g1d} , C_{g2d} , C_{g1g2}) ainsi que les capacités de bords (C_b) sont déterminées en régime froid ($V_{ds} = 0$) et les 2 grilles fortement pincées ($V_{g1s} = V_{g2s} < V_p$).

- Les éléments d'accès (R et L) sont aussi déterminés en régime froid mais avec un courant grille identique sur chacune d'elle ($I_{g1} = I_{g2}$) pour assurer un potentiel nul dans la zone intergrille (point milieu M). Notons de plus, que pour une détermination précise des inductances, il faut tenir compte des capacités parasites, intervenant dans un terme du second ordre dans les équations des parties imaginaires Z_{ij} (effet important surtout en basse fréquence) [5].

IV - 2.3.b Détermination des éléments intrinsèques

La détermination des éléments intrinsèques se fait à partir des mesures des paramètres S où l'on soustrait les éléments parasites déterminés précédemment. A partir du montage cascode, on montre qu'il existe une relation simple qui relie les paramètres Z_{ij} d'une configuration 3 ports aux paramètres Z_{ij} d'une configuration 2 ports [6], ce qui permet d'extraire un des transistors équivalents, connaissant un état particulier du second.

Deux étapes sont de nouveau nécessaires pour déterminer tous les éléments à un point de polarisation V_{g2s} , V_{g1s} , V_{ds} donné.

La première étape nécessite d'avoir établi au préalable le réseau composite statique (cf. chap.I, § I-4.4.b), pour connaître les tensions internes de chaque composant équivalent (V_{dm} , V_{g2m} , V_{ms}). On peut alors polariser le premier transistor (TEC 1) en zone ohmique (faible V_{ms}) sans changer le régime du second (TEC 2). Le TEC 1 étant équivalent, en première approximation, à une résistance. Les paramètres du TEC 2 sont alors déduits de la transformation de la matrice S en Z et de la matrice Z en Y.

Dans la seconde étape, on détermine les paramètres du TEC 1, à partir de la mesure des paramètres S au point de polarisation considéré. Les éléments du TEC 2 étant connus, on déduit ceux du TEC 1 de la même manière que précédemment.

Cette procédure peut être représentée par la schématisation ci-dessous [7] :

- 1 TEC 1 : régime linéaire
- 2 $[S]_{3 \text{ ports}} \Rightarrow [Z]_{3 \text{ ports}} \Rightarrow [Z]_{2 \text{ ports}}^{\text{TEC2}}$
- 3 $[Z]_{2 \text{ ports}}^{\text{TEC2}} \Rightarrow [Y]_{2 \text{ ports}}^{\text{TEC2}} \Rightarrow \underline{\text{TEC 2}}$
- 4 $[S]_{\text{vds, vg1s, vg2s}}^{3 \text{ ports}} \Rightarrow [Z]_{3 \text{ ports}}$
- 5 $[Z]_{3 \text{ ports}} - [Z]_{2 \text{ ports}}^{\text{TEC2}} \Rightarrow [Z]_{2 \text{ ports}}^{\text{TEC1}}$
- 6 $[Z]_{2 \text{ ports}}^{\text{TEC1}} \Rightarrow [Y]_{2 \text{ ports}}^{\text{TEC1}} \Rightarrow \underline{\text{TEC 1}}$

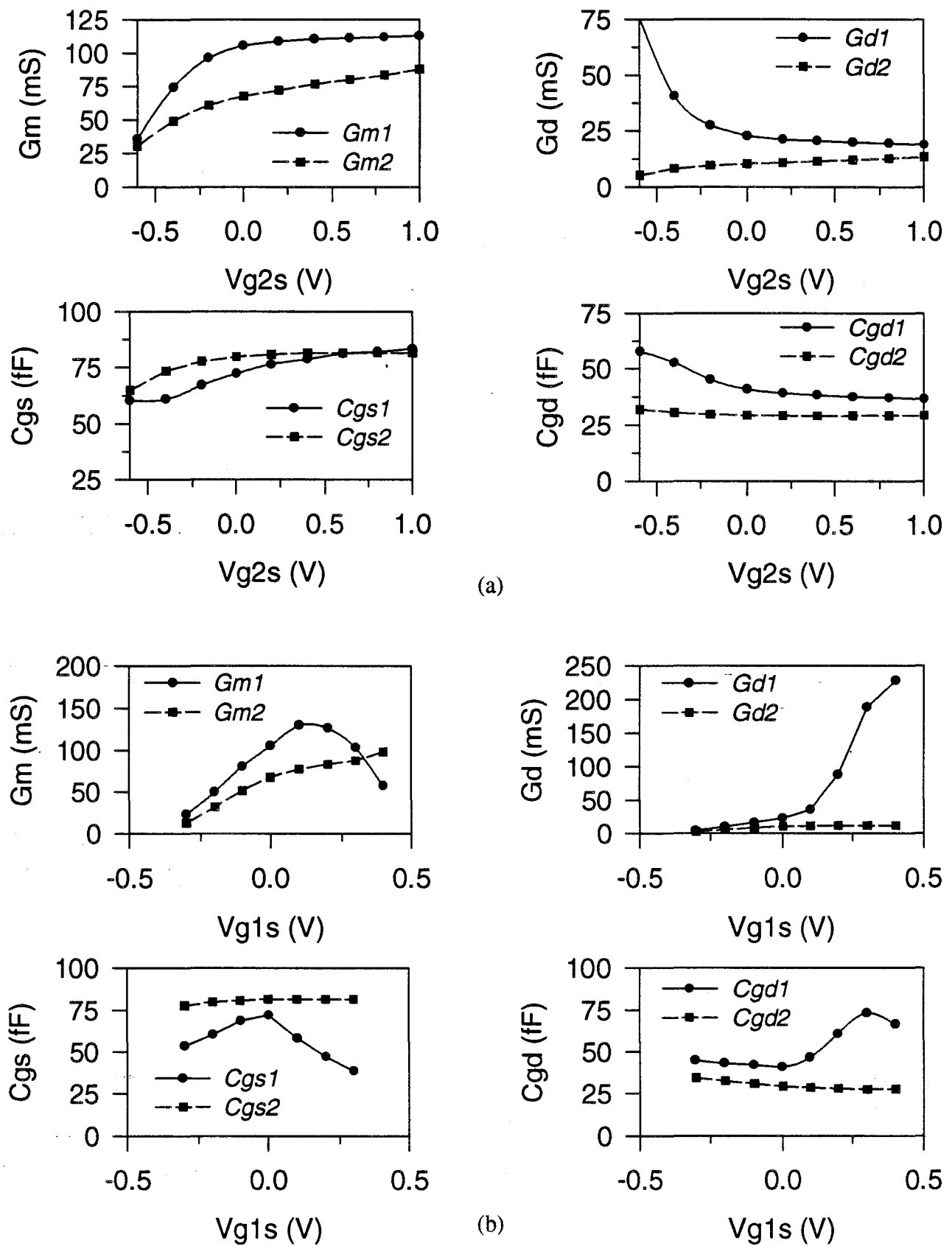


Figure IV-6 : Evolutions des principaux paramètres intrinsèques du TEC bigrille GRINGO : (Lg=0,15 μm ; Wt=3*50 μm) pour Vds=3 V et (a) Vg1s=0 V et (b) Vg2s=0 V

A titre d'exemple, les figures IV-6 et IV-7 donnent les évolutions des principaux éléments intrinsèques pour les transistors GRINGO (3 * 50) et QUATUOR (3 * 25) issus de la technologie THOMSON.

Ces exemples illustrent parfaitement le comportement typique d'un bigrille. Les évolutions en fonction de V_{g2s} confirment que le potentiel du point milieu (point M) suit bien la polarisation de la seconde grille. En effet, lorsque V_{g2s} décroît on voit, surtout sur les paramètres C_{gd1} et G_{d1} , que le premier transistor arrive en zone linéaire et donc que la tension interne V_{ms} décroît en même temps que V_{g2s} .

IV - 2.4 REMARQUE SUR UN POINT PARTICULIER DE LA

MODELISATION

Comme il est schématisé sur la figure IV-2, le point de départ de la modélisation est un transistor monogrille issu du même process technologique que le bigrille à modéliser. Le travail de modélisation consiste donc, dans un premier temps, à caractériser et à décrire le comportement d'un monogrille.

Concernant l'extraction des paramètres extrinsèques et intrinsèques du TEC, la procédure employée est celle définie dans le chapitre II.

Le modèle à mettre au point est destiné à l'application mélangeur de type LNM (Low Noise Mixer) où les TEC 1 et TEC 2 fonctionnent, respectivement, en zone ohmique et en zone saturée, avec des excursions de leurs tensions drain-source relativement importantes. Nous ne pouvons donc plus utiliser la modélisation développée au chapitre II pour le mélangeur à TEC monogrille chaud, celle-ci reposant sur l'hypothèse de très faibles variations de V_{ds} . Le cas du mélangeur LNM bigrille impose de décrire correctement tout le réseau I_{ds} (V_{gs} , V_{ds}) afin de concilier le régime linéaire et le régime saturé.

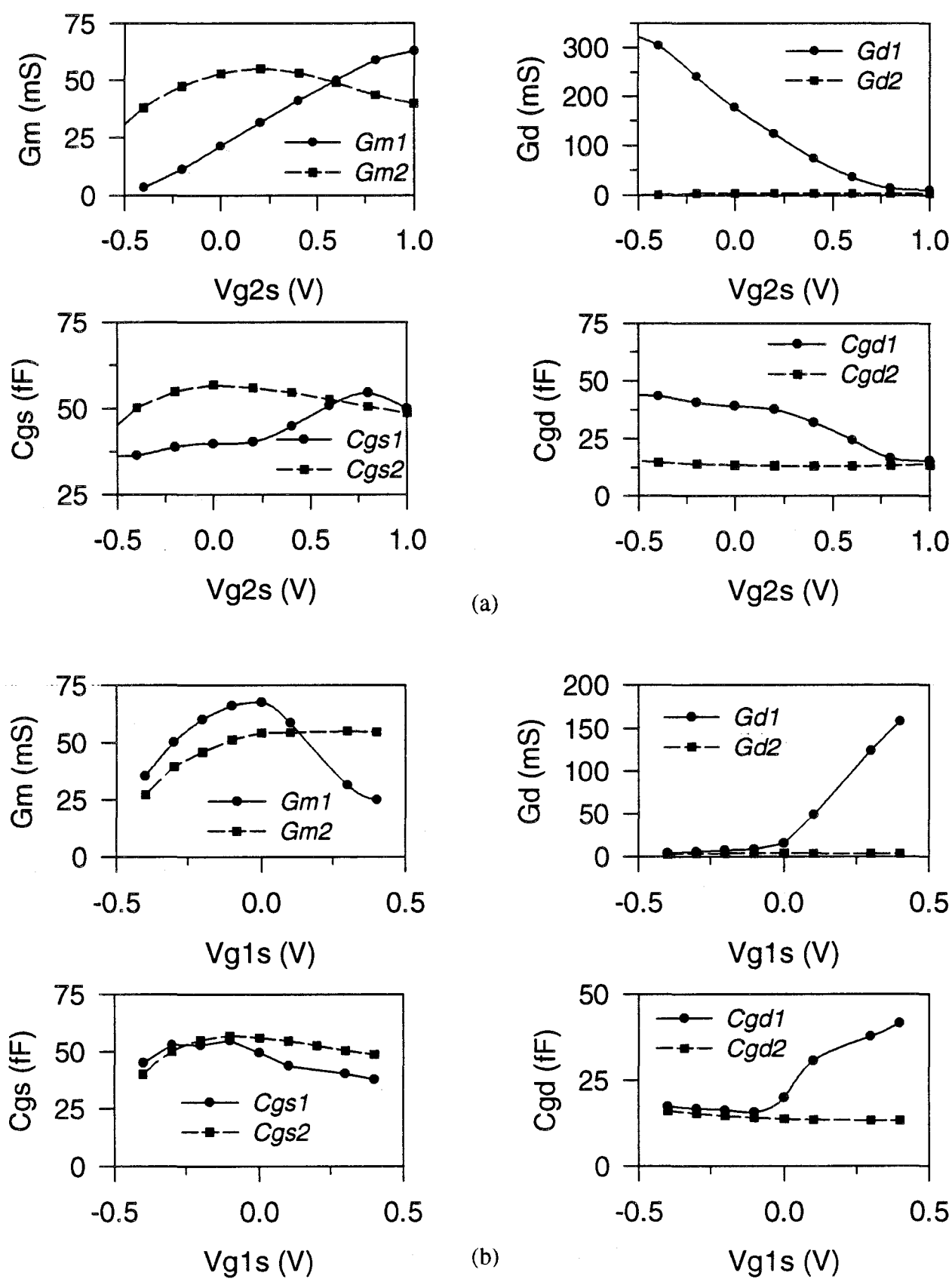


Figure IV-7 : Evolutions des principaux paramètres intrinsèques du TEC bigrille QUATUOR : (Lg=0.15 μm ; Wt=3*25 μm) pour Vds=3 V et (a) Vg1s=0,3 V et (b) Vg2s=0,2 V

IV - 2.5 FORMULATION MATHÉMATIQUE DU MODÈLE

IV - 2.5.a Modélisation du monogrille équivalent

Les éléments non linéaires modélisés sont le générateur de courant I_{ds} et les capacités C_{gs} et C_{gd} .

- Le générateur de courant I_{ds}

Comme nous l'avons précisé lors du second chapitre, le courant I_{ds} peut-être obtenu, à partir des mesures en paramètres S aux différents points de polarisation, par l'intégration de la transconductance G_m .

Le choix d'une expression mathématique qui soit représentative des évolutions de G_m en fonction de V_{ds} et V_{gs} , repose sur l'observation des tracés expérimentaux. Ces tracés ressemblent globalement à ceux d'un réseau I/V .

Nous avons donc utilisé une formulation développée au laboratoire pour l'amplification de puissance [8] incluant 2 types de termes (permettant de décrire les zones en deçà et au delà du coude de saturation). Nous l'avons modifiée de façon à traduire le plus exactement possible les parties du réseau G_m (V_{ds} , V_{gs}) les plus importantes pour le mélangeur bigrille.

L'expression retenue est la suivante :

$$G_m(v_{gs}, v_{ds}) = F_1(v_{gs}) * \tanh(\gamma V_{ds}) * (1 + \zeta V_{ds}) + F_2(v_{gs}) * V_{ds}$$

avec:

F_1 et F_2 fonctions polynomiales de V_{gs} de la forme

$$F_i(v_{gs}) = \sum_{p=0}^n a_p V_{gs}^p$$

Les coefficients a_p , γ , ζ sont optimisés sur le logiciel Sigmat Plot 5.0 dans un temps moyen de 30 minutes pour des polynômes d'ordre 6 à 8 suivant les cas.

La limitation volontaire des polynômes à des ordres peu élevés (pour obtenir des temps de calcul raisonnables en simulation mélangeur), ne permet pas d'assurer la continuité des fonctions pour des tensions V_{gs} inférieures à V_p .

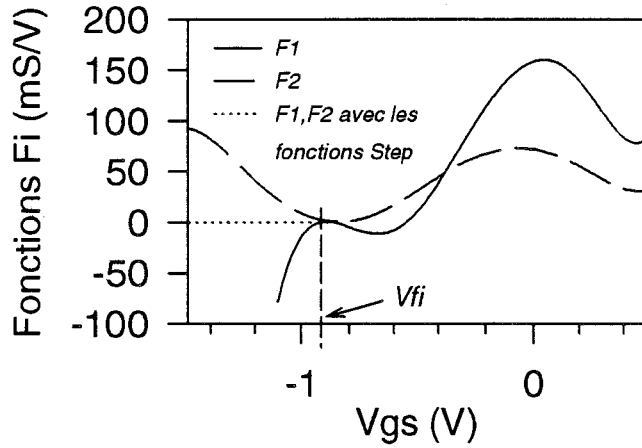


Figure IV-8 : Détermination des valeurs V_{FI} et évolution des fonctions F_I (monogrille Quatuor $2*75 \mu\text{m}$; $L_g=0.15 \mu\text{m}$)

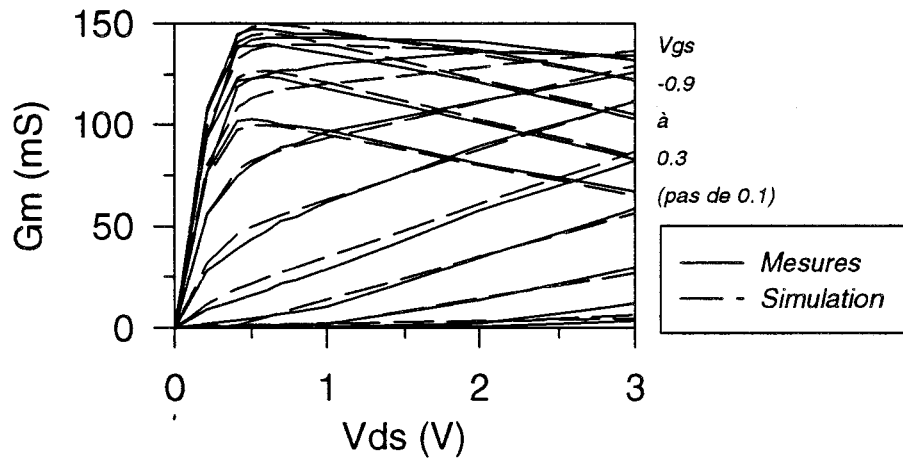


Figure IV-9 : Comparaison des évolutions expérimentales et simulées de la transconductance hyperfréquence, en fonction de Vds et de Vgs (monogrille Quatuor $2*75 \mu\text{m}$; $L_g=0.15 \mu\text{m}$)

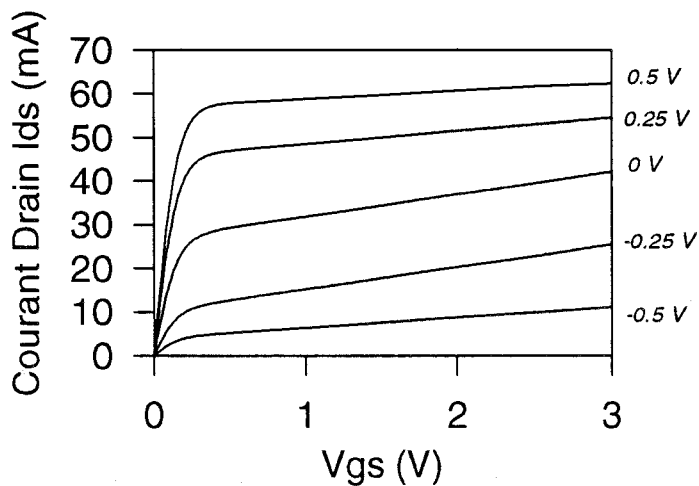


Figure IV-10 : Evolution du courant drain modélisé par l'intégration de G_m hyperfréquence (monogrille Quatuor $2*75 \mu\text{m}$; $L_g=0.15 \mu\text{m}$)

• Pour contourner cet inconvénient, nous avons utilisé les fonctions « Step » disponibles sur le simulateur MDS. La relation donnant $G_m(v_{gs}, v_{ds})$ s'écrit alors :

$$G_m(v_{gs}, v_{ds}) = F_1(v_{gs}) * \text{step}(V_{gs} + V_{F1}) * \tanh(\lambda V_{ds}) * (1 + \zeta V_{ds}) + F_2(v_{gs}) * \text{step}(V_{gs} + V_{F2}) * V_{ds}$$

Les valeurs V_{Fi} sont des valeurs particulières de V_{gs} en dessous desquelles les fonctions « Step » s'annulent et inhibent ainsi les termes F_i . Ces tensions V_{Fi} étant de l'ordre de la tension de pincement.

La figure IV-8 illustre le procédé de détermination des valeurs V_{Fi} et les fonctions F_i ainsi obtenues pour le transistor monogrille Quatuor 2*75. A titre d'exemple, la figure IV-9 donne une comparaison des évolutions expérimentales et simulées pour ce même composant. On peut noter une très bonne concordance des courbes sur tout le réseau.

A partir de la décomposition polynomiale de G_m , on déduit le courant I_{ds} par intégration en fonction de V_{gs} entre la borne inférieure correspondant au pincement jusqu'à la borne supérieure correspondant au point de fonctionnement souhaité.

On définit I_{ds} par :

$$I_{ds} = \int_{V_p}^{V_{gs}} G_m \partial V_{gs} = \tanh(\gamma V_{ds}) * (1 + \zeta V_{ds}) * \int_{V_{F1}}^{V_{gs}} F_1(v_{gs}) \partial V_{gs} + \int_{V_{F2}}^{V_{gs}} F_2(v_{gs}) \partial V_{gs}$$

Les constantes d'intégration sont déterminées en considérant que chaque intégrale est nulle pour la borne d'intégration inférieure car le courant est effectivement négligeable autour de la tension de pincement.

L'évolution du réseau I/V ainsi reconstitué est montrée figure IV-10. Cette caractéristique possède l'allure attendue.

- Les capacités C_{gs} et C_{gd}

L'introduction des modèles non linéaires de capacités dans MDS, s'effectue à partir des équations qui caractérisent les charges de ces capacités.

L'expérimentation nous fournit les évolutions des éléments capacitifs en fonctions des polarisations. Elles sont alors utilisées pour construire le modèle et traduites ensuite sous forme de variations de charge.

Nous avons basé notre modélisation sur les équations proposées par N. Scheinberg et E. Chisholm [9] données ci-dessous :

$$Q_{gs} = C_{gs0} * V_{gs} + \frac{C_f * \text{Ln} \left[\cosh \left(S_g (V_{gs} - D_c * \tanh(D_k V_{gd})) \right) \right]}{S_g}$$

$$Q_{gd} = C_{gd0} * V_{gd} + \frac{C_f * \text{Ln} \left[\cosh \left(S_g (V_{gd} - D_c * \tanh(D_k V_{gs})) \right) \right]}{S_g}$$

Afin d'améliorer les résultats obtenus par ces expressions, développées à l'origine pour des composants de types MESFETs, nous les avons modifiées comme il est indiqué ci-dessous :

$$Q_{gs} = \alpha C_{gs0} * V_{gs} + C_f * \text{Ln} \left[\cosh \left(S_g (V_{gs} - D_c * \tanh(D_k V_{gd})) \right) \right] / S_g$$

$$Q_{gd} = \beta C_{gd0} * V_{gd} + C_f * \text{Ln} \left[\cosh \left(S_g (V_{gd} - D_c * \tanh(D_k V_{gs})) \right) \right] / S_g$$

A partir des charges $Q_{gs}(V_{gs}, V_{gd})$ et $Q_{gd}(V_{gs}, V_{gd})$ on déduit les capacités par :

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}} + \frac{\partial Q_{gd}}{\partial V_{gs}}$$

$$C_{gd} = \frac{\partial Q_{gd}}{\partial V_{gd}} + \frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gd}}$$

soit:

$$C_{gs} = \alpha C_{gs0} + C_f * \tanh \left(S_g (V_{gs} - D_c * \tanh(D_k V_{gd})) \right) - \frac{C_f * D_c * D_k * \tanh \left(S_g (V_{gd} - D_c * \tanh(D_k V_{gs})) \right)}{\cosh^2(D_k V_{gs})}$$

$$C_{gd} = \beta C_{gd0} + C_f * \tanh \left(S_g (V_{gd} - D_c * \tanh(D_k V_{gs})) \right) - \frac{C_f * D_c * D_k * \tanh \left(S_g (V_{gs} - D_c * \tanh(D_k V_{gd})) \right)}{\cosh^2(D_k V_{gd})}$$

Les paramètres C_{gs0} , C_{gd0} correspondent aux valeurs respectives de C_{gs} et C_{gd} pour $V_{gs} = 0 \text{ V}$ et $V_{ds} = 0 \text{ V}$.

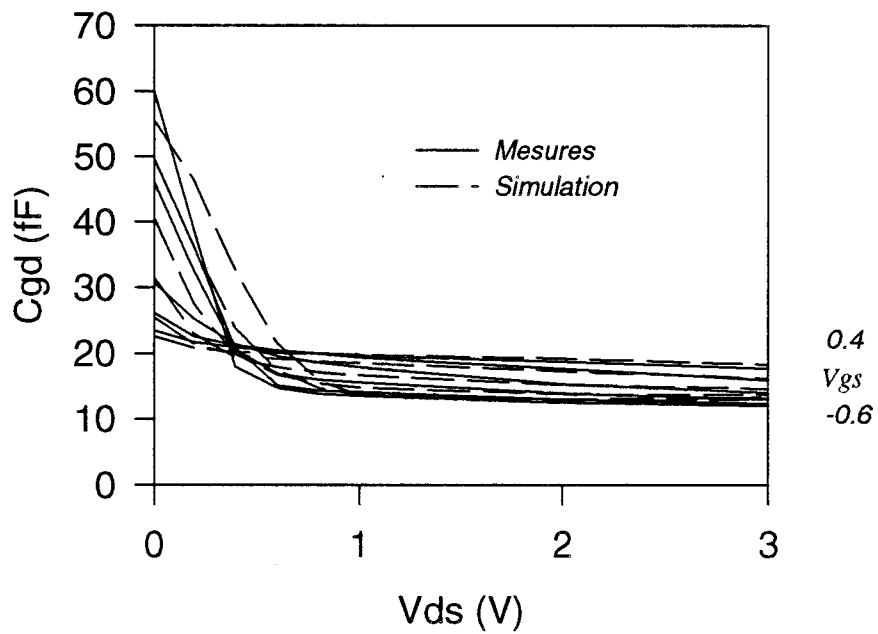
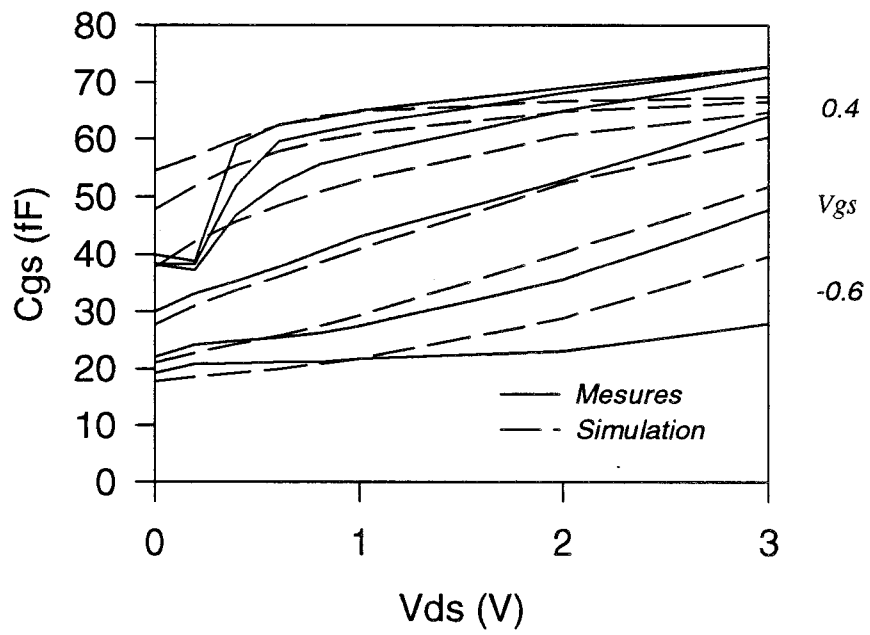


Figure IV-11 : Comparaison des évolutions expérimentales et simulés des capacités C_{gs} et C_{gd} du monogrille Quatuor ($2 \times 75 \mu\text{m}$; $L_g = 0.15 \mu\text{m}$)

Les coefficients α , β , C_f , C_{f1} , S_g , D_c , D_k , sont optimisés sur le logiciel d'optimisation Sygmat Plot 5.0.

La figure IV-11 présente les évolutions de C_{gs} et C_{gd} ainsi obtenues pour le transistor Quatuor 2*75. Globalement les variations simulées suivent les expérimentales et les ordres de grandeurs sont respectés.

A ce stade de la modélisation, ces résultats s'avèrent suffisants, étant donné que l'on ajustera ultérieurement les différents coefficients pour reproduire les évolutions plus spécifiques du bigrille.

IV - 2.5.b Modélisation du bigrille

Les deux monogrilles ainsi modélisés sont alors associés pour constituer un bigrille et on modifie légèrement leurs équations pour satisfaire la comparaison mesure-simulation en fonction des tensions d'accès du composant V_{g1s} , V_{g2s} , V_{ds} .

Le générateur de courant I_{ds}

On introduit les 2 générateurs de courant suivants :

$$I_{ds1} = \alpha_1 \left[IF_1(v_{g1s}) * \tanh(\gamma_1 V_{ms}) * (1 + \zeta_1 V_{ms}) + IF_2(v_{g1s}) * V_{ms} \right]$$

$$I_{ds2} = \alpha_2 \left[IF_1(v_{g2m}) * \tanh(\gamma_2 V_{dm}) * (1 + \zeta_2 V_{dm}) + IF_2(v_{g2m}) * V_{dm} \right]$$

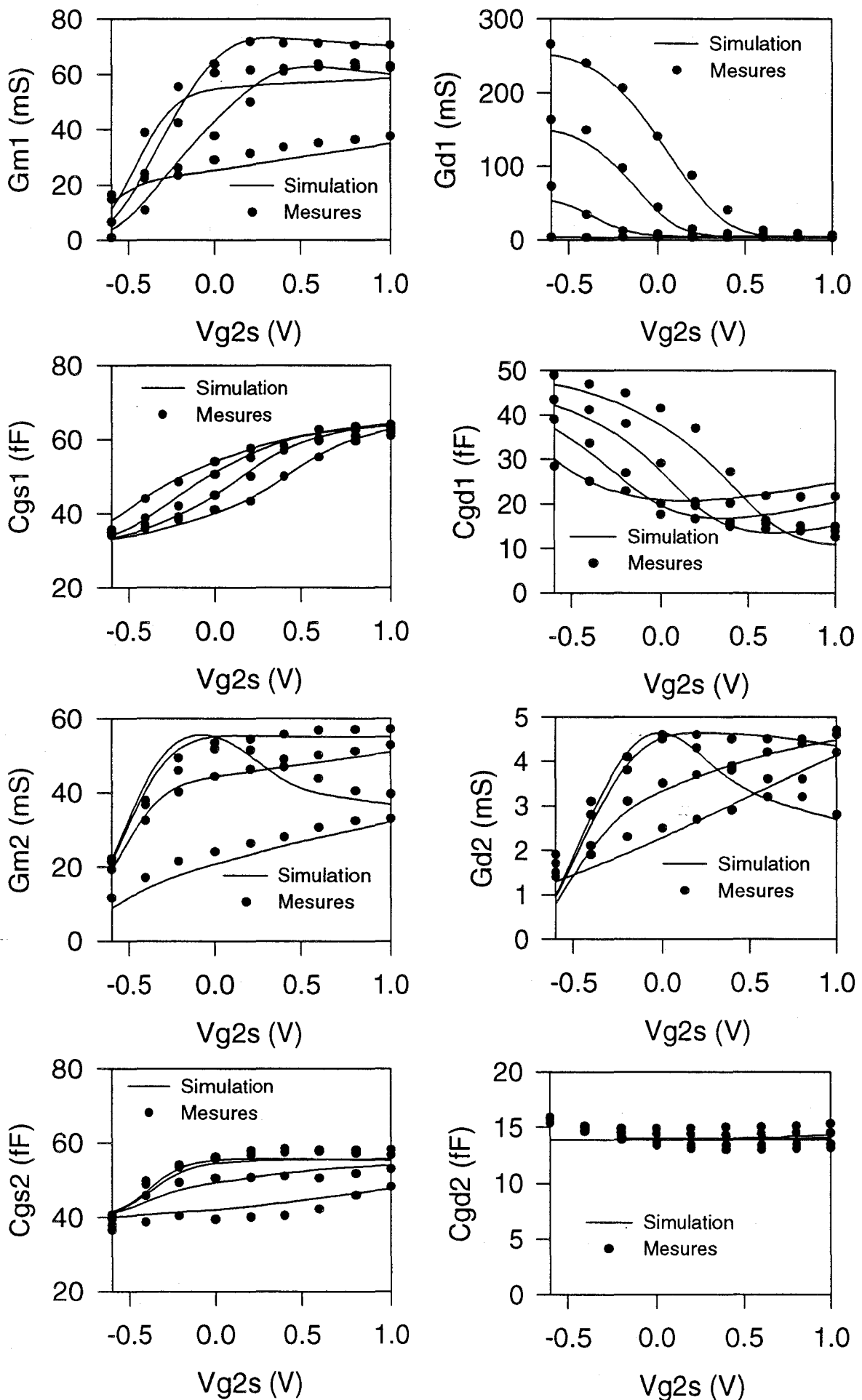
avec :

- α_1 et α_2 étant des coefficients supplémentaires permettant une correction de l'évolution du bigrille par rapport au monogrille de départ.

Pour simuler le modèle non linéaire du bigrille ainsi obtenu, on fixe les polarisations externes V_{g1s} , V_{g2s} , V_{ds} .

L'obtention du courant résultant I_{ds} et du potentiel au point M s'obtient par :

$$V_{g2s} = V_{ms} + V_{g2m}$$



V_{g1s} varie de -0.4 V à +0.2 V (pas de 0.2 V)

Figure IV-12 : Comparaisons mesures-simulations en fonction de la tension V_{g2s} , pour différentes tensions V_{g1s} , des non linéarités du transistor bigrille QUATUOR BA2A375 ($3 \times 25 \mu\text{m}$; $0.15 \mu\text{m}$), à $V_{ds}=3 \text{ V}$

$$V_{ds} = V_{ms} + V_{dm}$$

$$I_{ds1} = I_{ds2}$$

A partir de la résolution de ce système d'équation, le simulateur aboutit à une solution unique de la tension V_{ms} .

La dernière étape consiste alors à comparer les évolutions des éléments intrinsèques G_{m1} , G_{m2} , G_{d1} , G_{d2} simulées et mesurées et d'ajuster les coefficients α_i , γ_i , ζ_i afin d'obtenir un modèle valable dans la zone désirée.

Les capacités C_{gsi} et C_{gdi}

On introduit dans le simulateur les équations de charges suivantes, issues de celles décrites précédemment :

$$Q_{gs1} = \alpha_1 C_{gs0} * V_{g1s} + C_{f1} * \text{Ln} \left[\cosh \left(S_{g1} (V_{g1s} - D_{c1} * \tanh(D_{k1} V_{g1m})) \right) \right] / S_{g1}$$

$$Q_{gd1} = \beta_1 C_{gd0} * V_{g1m} + C_{f1a} * \text{Ln} \left[\cosh \left(S_{g1} (V_{g1m} - D_{c1} * \tanh(D_{k1} V_{g1s})) \right) \right] / S_{g1}$$

et

$$Q_{gs2} = \alpha_2 C_{gs0} * V_{g2m} + C_{f2} * \text{Ln} \left[\cosh \left(S_{g2} (V_{g2m} - D_{c2} * \tanh(D_{k2} V_{g2d})) \right) \right] / S_{g2}$$

$$Q_{gd2} = \beta_2 C_{gd0} * V_{g2d} + C_{f2a} * \text{Ln} \left[\cosh \left(S_{g2} (V_{g2d} - D_{c2} * \tanh(D_{k2} V_{g2m})) \right) \right] / S_{g2}$$

Les divers coefficients sont alors optimisés à partir des caractéristiques mesurées afin de décrire correctement le régime de fonctionnement propre à chaque transistor.

IV - 2.6 VALIDATION DU MODELE

Une comparaison des évolutions expérimentales et simulées de toutes les non linéarités modélisées est présentée sur les figures IV-12 et IV-13. Cette comparaison est donnée pour le composant Quatuor BA2A375 utilisé pour le mélangeur. On peut noter la bonne correspondance obtenue dans toute la zone de fonctionnement du mélangeur.

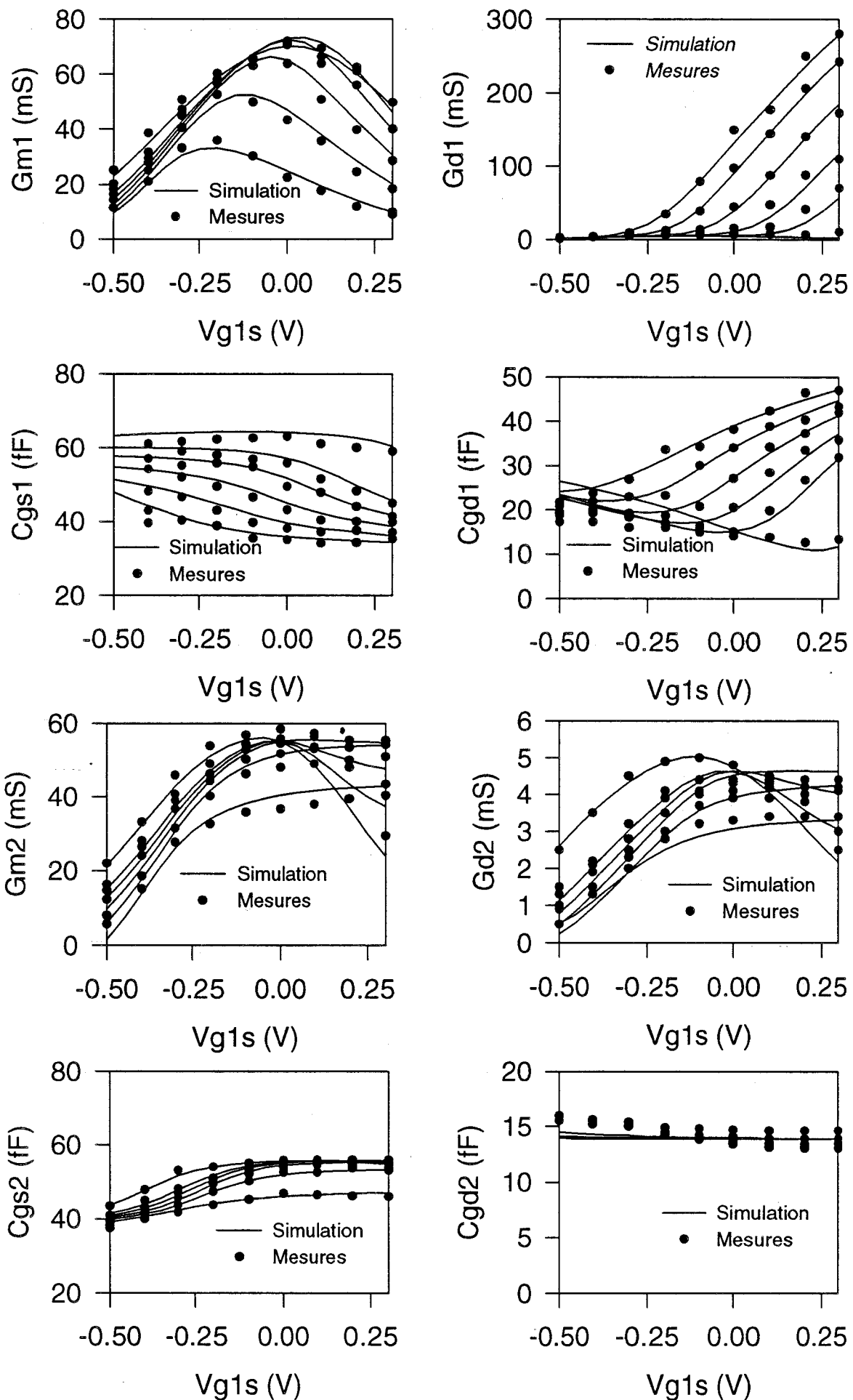


Figure IV-13 : Comparaisons mesures-simulations en fonction de la tension V_{g1s} , pour différentes tensions V_{g2s} , des non linéarités du transistor bigrille QUATUOR BA2A375 ($3 \times 25 \mu\text{m}$; $0.15 \mu\text{m}$), à $V_{ds} = 3 \text{ V}$

L'évolution des éléments intrinsèques en fonction de V_{g2s} avec V_{g1s} en paramètre (figure IV-12) permet de suivre le comportement du bigrille et donc des 2 monogrilles équivalents. Pour l'application en mélangeur, il est très important de bien modéliser ces évolutions car l'oscillateur local étant appliqué sur la seconde grille, la tension V_{g2s} va varier dans de larges proportions.

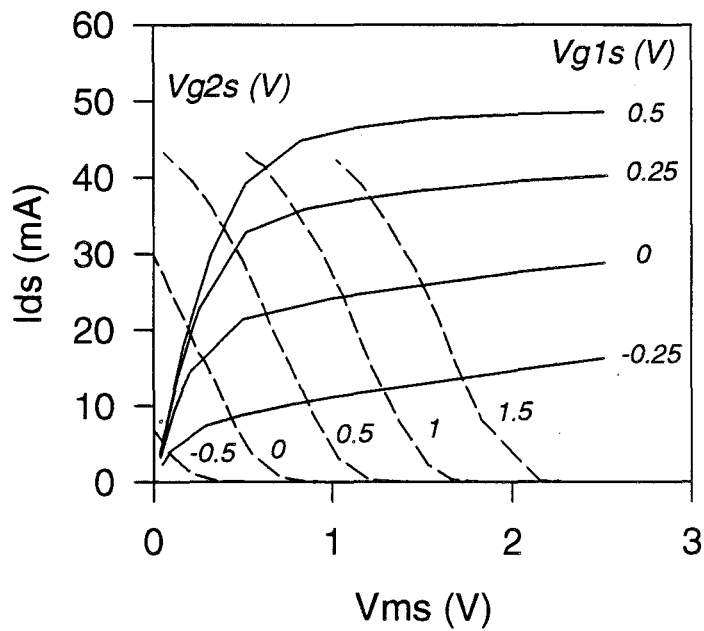
Sur ces caractéristiques, on reconnaît notamment le passage du régime ohmique au régime saturé pour le TEC 1, l'augmentation de V_{g2s} entraînant l'augmentation de V_{ms} . Le TEC 2 reste, quant à lui, dans le régime saturé. La diminution observée sur G_{m2} et G_{d2} à V_{g1s} élevée pour $V_{g2s} > 0,2$ V étant liée à un effet thermique du composant compte tenu du courant important dans ces zones de polarisation.

Enfin à titre indicatif, nous présentons figure IV-14 les réseaux composites du Quatuor BA2A375, issus des mesures statiques et obtenus par la méthode d'intégration du G_m hyperfréquence. Si une comparaison directe n'est pas significative compte tenu des différences entre les états du composant (extrinsèque/intrinsèque, températures, effets de pièges), il est néanmoins intéressant d'observer que globalement les variations du courant sont respectées.

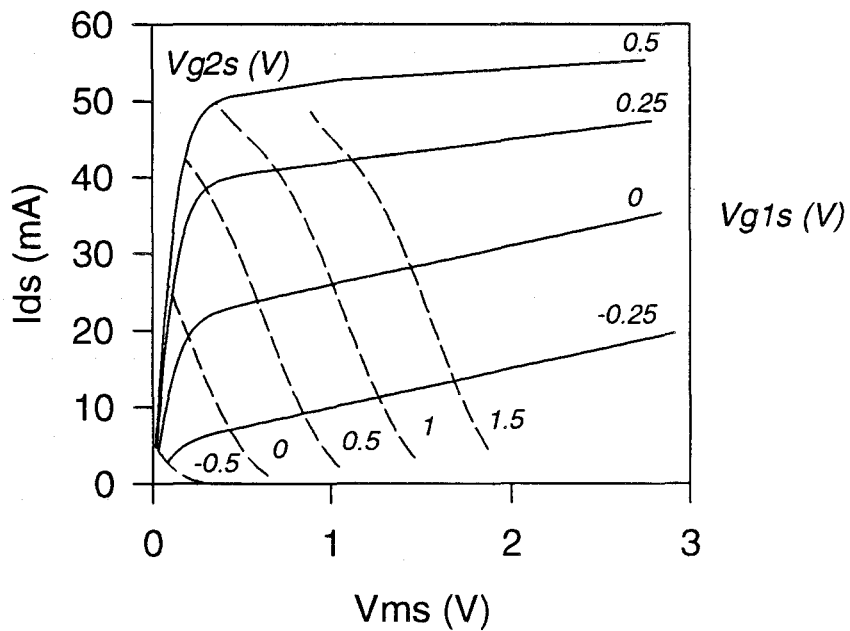
IV - 2.7 CONCLUSION

Nous avons mis au point un modèle électrique de transistor bigrille pour le régime non linéaire. Une méthodologie très spécifique a donc été développée. Compte tenu de la complexité du schéma équivalent du bigrille nous avons choisi de limiter la validité du modèle à la zone d'utilisation requise pour l'application en mélangeur. Cela a permis d'obtenir une très bonne concordance entre les évolutions mesurées et simulées et a donc montré une bonne prise en compte des relations d'association des TECs constitutifs.

Nous allons présenter maintenant les différentes étapes de la conception du mélangeur en technologie MMIC.



a) Réseau composite extrinsèque issu des mesures



b) Réseau composite intrinsèque obtenu à partir de l'intégration de la transconductance hyperfréquence

Figure IV-14 : Réseaux composites du transistor bigrille QUATUOR BA2A375
($L_g=0,15 \mu\text{m}$; $W_t=3*25 \mu\text{m}$) à $V_{ds}=3 \text{ V}$

IV - 3 CONCEPTION DES MMICS

IV - 3.1 LE CAHIER DES CHARGES

IV - 3.1.a Les spécifications

Les spécifications à tenir pour les MMICs sont issues des programmes européens DRIVE/COMIS (Communication using Millimeterwave Systems). L'objectif étant, à travers une étroite interaction entre les projets CLASSIC et COMIS, de réaliser les spécifications délivrées par COMIS en utilisant la technologie mise au point dans CLASSIC.

Ces spécifications sont présentées dans le tableau IV-15.

Fréquence RF	62-63 GHz
Fréquence OL	56,8 GHz
Fréquence FI	5,2 - 6,2 GHz
Coefficients de réflexion	RF > 10 dB OL > 10 dB FI > 15 dB
Gain de Conversion	> -10 dB
Puissance OL max.	≤ 10 dBm
Puissance RF	-60 à -30 dBm
Isolation OL/RF et RF/OL	> 20 dB
PC _{1dB}	> 5 dBm
Facteur de Bruit	< 10 dB

Tableau IV-15 : Spécifications du mélangeur MMIC

IV - 3.1.b Le choix du composant

Le transistor utilisé est un bigrille issu de la technologie pseudomorphique 0,15 μm de la fonderie THOMSON TCS. Notre choix s'est porté sur un composant de 3 doigts de 25 μm chacun. Il est issu du process QUATUOR dont la structure est donnée figure IV-16.

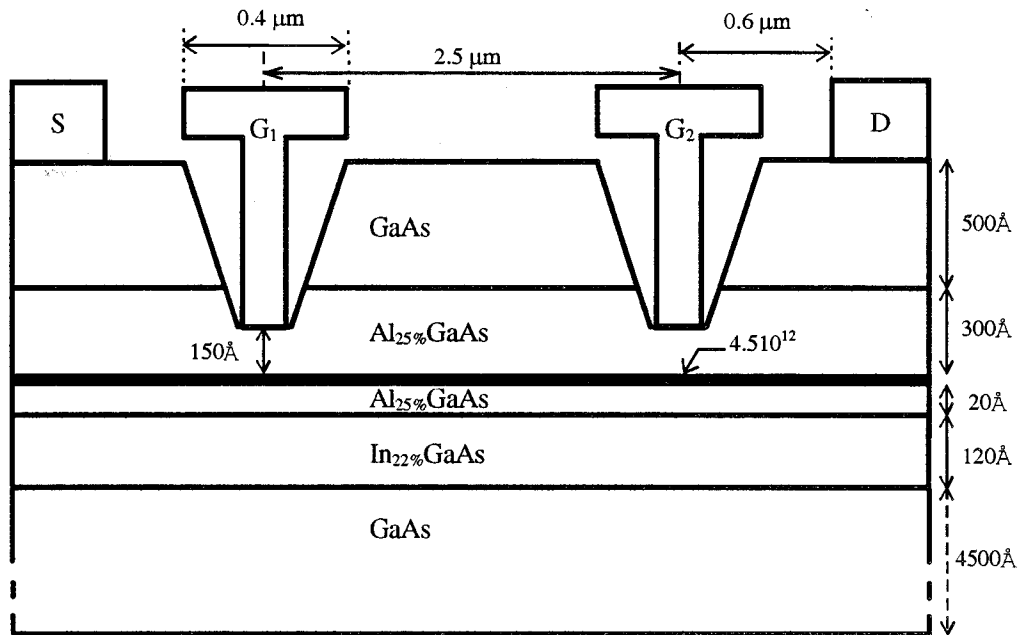


Figure IV-16 : Structures du PM-DGHFET du process QUATUOR de la fonderie THOMSON TCS

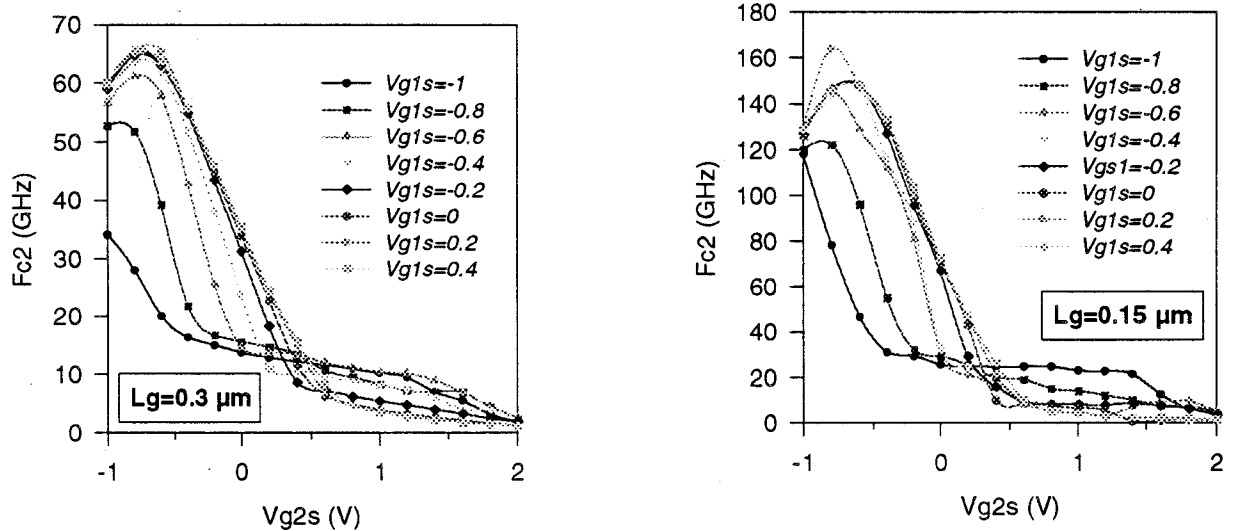


Figure IV-17 : Simulation physique de la fréquence de coupure du bigrille en fonction de la longueur de grille

Le choix de $L_g = 0,15 \mu\text{m}$ provient des simulations physiques effectuées au laboratoire sur les transistors bigrilles [1]. Ces simulations ont montré que pour obtenir une fréquence de coupure intrinsèque supérieure à 80 GHz, une longueur de grille de $0,15 \mu\text{m}$ était nécessaire (figure IV-17). Compte tenu des conditions de polarisation du mélangeur, où la transconductance du second TEC équivalent n'est pas optimum, la fréquence de coupure est trop faible dans le cas d'un composant avec $L_g = 0,25 \mu\text{m}$.

Un bon compromis sur les éléments d'accès, notamment R_g , nous a alors fait retenir la configuration $W_T = 3 \times 25 \mu\text{m}$.

A titre d'exemple, nous présentons ci-dessous les valeurs des éléments extrinsèques et intrinsèques extraits du composant QUATUOR BA2A375

- Eléments parasites

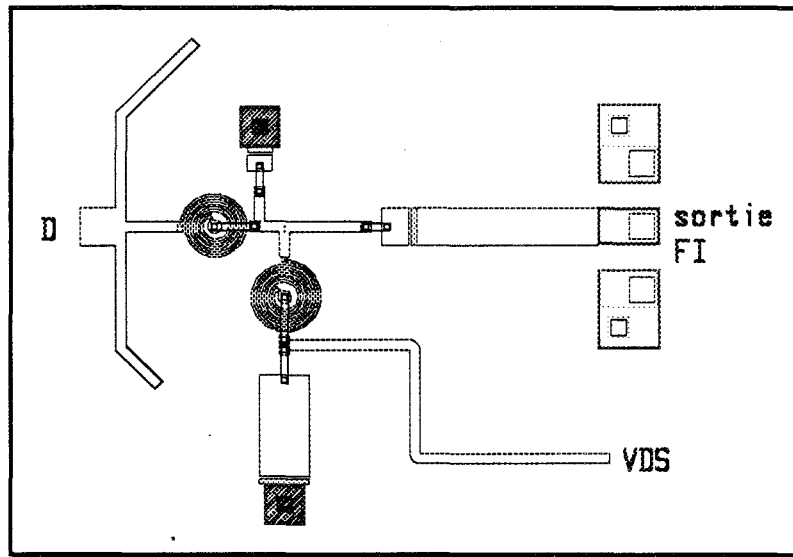
$R_{g1} (\Omega)$	$R_{g2} (\Omega)$	$R_d (\Omega)$	$R_s (\Omega)$	$R_{12} (\Omega)$	$L_{g1} (\text{pH})$	$L_{g2} (\text{pH})$	$L_d (\text{pH})$
4,3	5,6	3,5	3,6	5,1	43	45	108
$L_s (\text{pH})$	$C_{pg1} (\text{fF})$	$C_{pg2} (\text{fF})$	$C_{pd} (\text{fF})$	$C_{g1d} (\text{fF})$	$C_{g2d} (\text{fF})$	$C_{g1g2} (\text{fF})$	
60	37	37	45	9	14	0	

- Eléments intrinsèques (à $V_{ds} = 3 \text{ V}$; $V_{g1s} = 0 \text{ V}$; $V_{g2s} = 0 \text{ V}$)

$G_{m1} (\text{ms})$	$G_{m2} (\text{ms})$	$G_{d1} (\text{ms})$	$G_{d2} (\text{ms})$	$C_{gs1} (\text{fF})$	$C_{gs2} (\text{fF})$
62	53	42	4	43	54
$C_{gd1} (\text{fF})$	$C_{gd2} (\text{fF})$				
28	14				

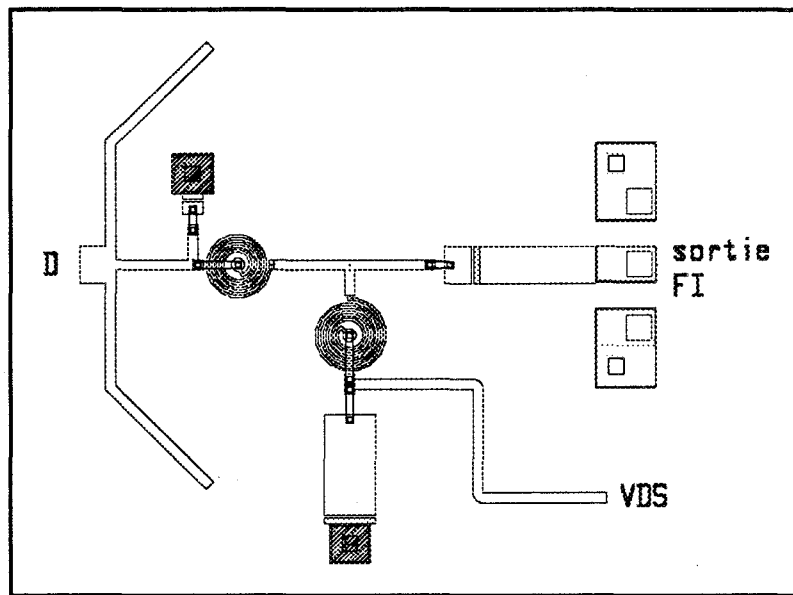
IV - 3.2 CONCEPTION DES DIFFERENTS CIRCUITS

A partir d'une étude préliminaire reposant sur des éléments localisés idéaux, nous avons décidé d'axer notre conception sur deux types de topologies. La première topologie retenue doit ramener une impédance réelle de 50Ω sur le drain du transistor et la seconde topologie doit ramener une impédance de l'ordre de la centaine d'ohm.



(a)

version « MIXNORM » ramenant 50Ω sur le drain du composant



(b)

version « MIX100 » ramenant 100Ω sur le drain du composant

Figure IV-18 : « Layout » des circuits de sortie pour les 2 topologies de mélangeurs

Ceci dans le but d'optimiser le compromis gain-bande des mélangeurs, sur le principe décrit au chapitre précédent.

La technique d'optimisation employée est la même que celle utilisée pour la conception des mélangeurs hybrides.

Les circuits étant réalisés par la fonderie THOMSON TCS, c'est donc la bibliothèque proposée par le fondeur que nous avons utilisée [10]. Notons que la validité des modèles, notamment concernant les éléments localisés, est garantie uniquement jusque 40 GHz, ceci due au caractère novateur de l'étude à 60 GHz.

Nous présentons maintenant les structures retenues pour les différents circuits d'adaptations.

IV - 3.2.a Circuits de sortie

La structure reste la même quelque soit la version (50 Ω ou 100 Ω sur le drain), la différence provenant uniquement du transformateur d'impédance.

Les courts-circuits RF, OL sont réalisés à l'aide de stubs en circuits ouverts. La transformation d'impédance et le filtre passe-bas sont réalisés à partir d'éléments distribués selfiques et capacitifs. Ces modèles d'éléments issus de la bibliothèque du fondeur tiennent compte des différents paramètres technologiques (épaisseur du substrat, résistivité etc..).

La polarisation du drain s'effectue via une self de choc présentant un circuit ouvert dans la bande FI utile. Une capacité pour le découplage de l'alimentation est aussi intégrée dans le circuit de polarisation.

Une capacité de liaison permet de s'affranchir de la fuite du continu vers l'extérieur.

Le « layout » de ces circuits est présenté figure IV-18.

IV - 3.2.b Circuits d'adaptation voie RF

L'accès RF se fait sur la première grille du composant. L'adaptation d'impédance est réalisé à l'aide de stubs en CO, montés en parallèle sur la ligne d'accès. La polarisation de la première grille se fait à travers une ligne haute impédance de longueur $\lambda_{gRF}/4$. Une résistance

de 50Ω est incluse afin de prévenir les oscillations basses fréquences. De plus, un montage à 2 capacités parallèles permet d'assurer un meilleur découplage de l'alimentation.

Une capacité de liaison est également insérée sur la voie RF.

IV - 3.2.c Circuits d'adaptation voie OL

L'accès OL se fait sur la seconde grille. Les principes d'adaptation par stubs et d'accès de polarisation sont identiques aux précédents.

De plus, la seconde grille est reliée à la masse du point de vue de la fréquence FI. Cela permet au second transistor équivalent de fonctionner en amplificateur à grille commune pour la fréquence intermédiaire. La structure retenue pour réaliser le court circuit est une association LC série utilisant une ligne haute impédance et une capacité reliée à la masse. L'utilisation d'une ligne distribuée à la place d'une self localisée permet de s'affranchir de la résonance propre de la self (due aux capacités parasites résultant des couplages inter-spores et du pont à air), qui apparaît dans la bande utile haute fréquence.

L'optimisation de ces différents circuits nécessite de très nombreuses itérations afin d'aboutir à une structure définitive. Il faut notamment répondre à plusieurs critères simultanément :

- les spécifications :

Il existe une forte interaction entre les circuits d'accès RF et OL, par conséquent pour respecter de façon raisonnable les spécifications, nous avons dû faire certains compromis. En particulier, sur les coefficients de réflexion RF et OL qui varient en sens inverse de l'isolation entre les 2 voies.

- l'espace disponible sur la plaquette :

Les dimensions nous ont été spécifiées par le fondeur suivant l'espace disponible sur le réticule.

- Les règles de fonderie :

Certaines discontinuités, surtout au niveau des courbures de lignes, sont soumises à des règles de dessins précises. Il en est de même pour les éléments localisés pour lesquels on ne dispose que d'une plage limitée de valeurs réalisables. De plus il est nécessaire de prendre en compte

les contraintes mécaniques en respectant les distances requises entre les via-holes.

IV - 4 RESULTATS DE SIMULATION

IV - 4.1 CONDITIONS DE SIMULATION

Avant de présenter les performances attendues des simulations, il est important de faire un rappel chronologique du projet CLASSIC. En effet, au début de la conception des MMICs, nous ne disposions pas de toutes les données concernant le composant bigrille. La caractérisation de ce dernier étant elle aussi en phase de démarrage (constitution d'un banc de mesure, mise au point de procédures d'extraction, etc...). Par conséquent, l'optimisation des circuits a dû se faire à partir d'un modèle approché, quelque peu différent de celui présenté précédemment, afin de respecter les délais impartis.

La procédure d'établissement de ce modèle approché a été identique à celle décrite aux paragraphes précédents. Les caractéristiques des transistors monogrilles ont été tirées du process GRINGO de THOMSON TCS dont la structure de couches était la même que pour le process QUATUOR (figure IV-16).

Concernant les caractéristiques des bigrilles, nous ne disposions que de très peu d'informations sur les éléments extrinsèques et intrinsèques, surtout dans la zone de fonctionnement désirée. C'est donc en nous aidant du modèle physique du bigrille que nous avons effectué cette première approche de conception du mélangeur.

Les éléments extrinsèques ont été estimés à partir des éléments des monogrilles et les variations des éléments non linéaires ont été déduites à partir des monogrilles et des simulations physiques des bigrilles.

Notre tâche a été compliquée par le fait que le bigrille et le monogrille sur lesquels nous nous basions avaient des topologies différentes et provenaient d'un process antérieur. Les conséquences engendrées par l'utilisation d'un modèle approché par rapport à un modèle plus réaliste seront exposées plus loin dans ce chapitre.

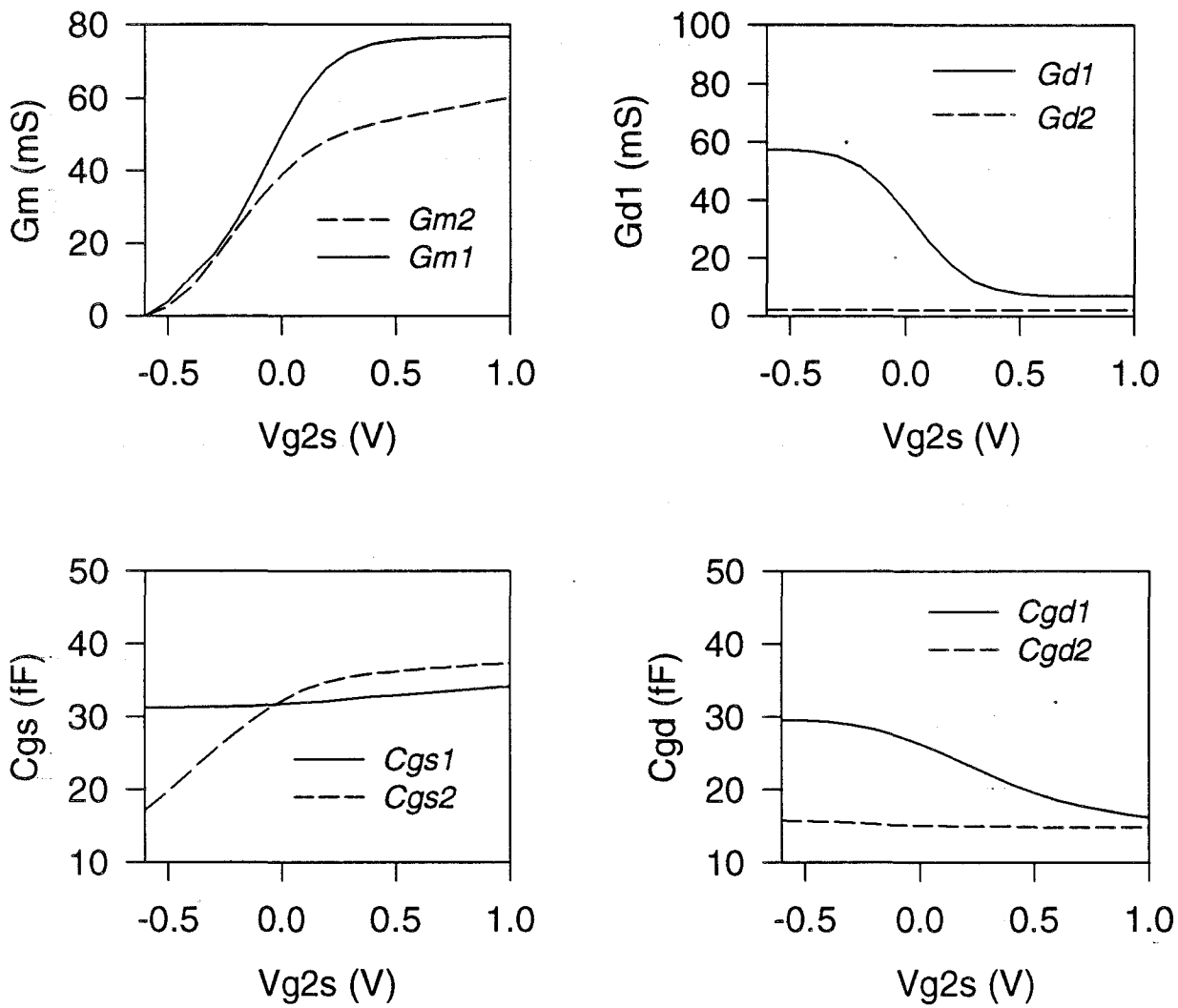


Figure IV-19 : Evolutions des non linéarités du modèle approché du transistor bigrille utilisé lors de la conception des MMICs, en fonction de la tension V_{g2s} ($V_{g1s}=0$ V ; $V_{ds}=3$ V)

Nous donnons maintenant à titre indicatif, les valeurs des différents éléments de ce modèle approché pour la polarisation $V_{ds} = 3V$, $V_{g1s} = 0V$, $V_{g2s} = 0V$

- Eléments parasites

Rg1 (Ω)	Rg2 (Ω)	Rd (Ω)	Rs (Ω)	R12 (Ω)	Lg1 (pH)	Lg2 (pH)	Ld (pH)
3,7	3,7	5	4	6	20	20	20
Ls (pH)	Cpg1 (fF)	Cpg2 (fF)	Cpd (fF)	Cg1d (fF)	Cg2d (fF)	Cg1g2 (fF)	
20	15	15	35	0	0	0	

- Eléments intrinsèques

Gm1 (ms)	Gm2 (ms)	Gd1 (ms)	Gd2 (ms)	Cgs1 (fF)	Cgs2 (fF)	Cgd1 (fF)	Cgd2 (fF)
50	39	36	2	31	32	26	15

La figure IV-19 présente les évolutions des éléments non linéaires ainsi modélisés en fonction de V_{g2s} . On peut y observer le passage de l'état linéaire à l'état saturé pour le TEC 1 lorsque V_{g2s} augmente.

L'essentiel de ce modèle approché étant ainsi défini, le « layout » final a été établi en tenant compte des éléments parasites liés au « packaging », à savoir :

- Les selfs de connexions

Elles sont utilisées pour connecter la puce lors du montage dans le boîtier. Nous avons retenu une valeur de 200 pH pour les 3 accès. Notons que l'influence de ces selfs de connexions est très limitée, contrairement à la technologie hybride, puisque la connexion se fait à l'entrée ou à la sortie des circuits et non pas directement sur le composant actif.

- Les selfs de plots d'accès

L'ensemble pointes ou fils d'or et plots pour l'accès de polarisation présente une valeur selfique dont il faut tenir compte. Cet effet variant selon le type de polarisation (sous pointes ou par fils d'or thermocompressés), il importe de s'assurer de sa faible influence sur la fonction du circuit. Par ailleurs, nous avons pris en compte la self présentée par les plots d'accès hyperfréquence RF et OL.

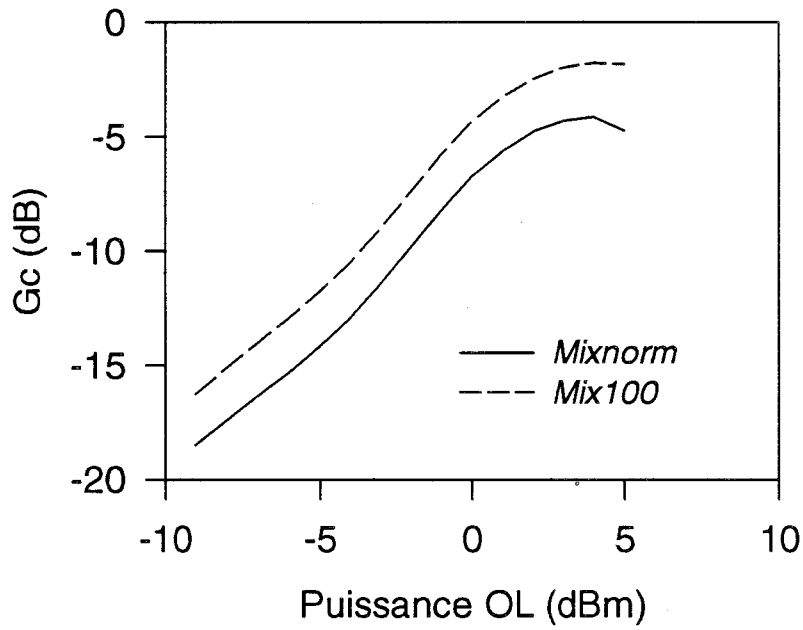


Figure IV-20 : Evolution de $G_c=f(P_{OL})$ simulé pour les 2 versions de mélangeurs (RF=62.5 GHz ; OL=56.8 GHz)

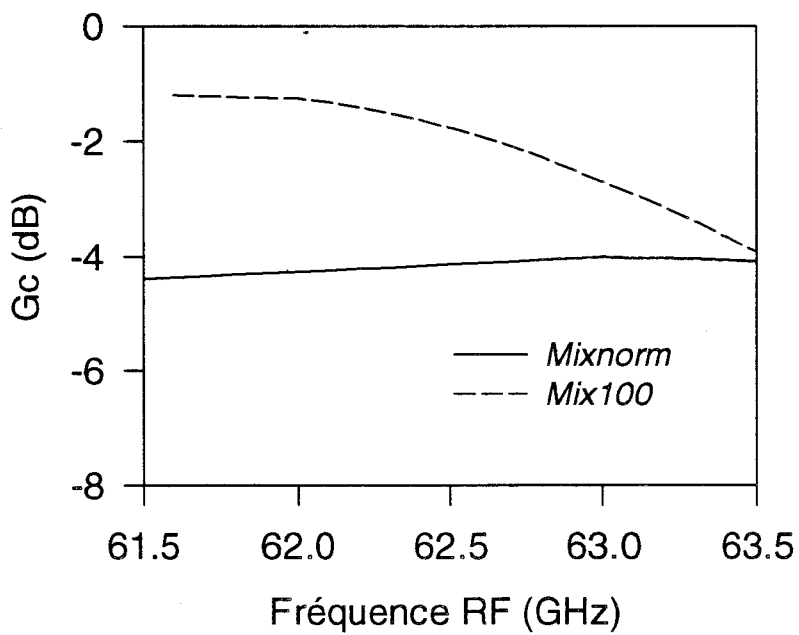


Figure IV-21 : Evolution de $G_c=f(RF)$ simulé pour les 2 versions de mélangeurs ($P_{OL}=4$ dBm)

Le schéma complet d'optimisation en éléments distribués est présenté dans l'annexe IV-1.

IV - 4.2 POINT DE POLARISATION OPTIMUM

Le choix du point de polarisation dépend fortement des spécifications visées. En effet, le point optimum est différent selon que l'on cherche à optimiser le gain de conversion, la linéarité ou le facteur de bruit.

Nous avons retenu un point de polarisation présentant le meilleur compromis possible entre le gain de conversion et la linéarité. Sachant que le facteur de bruit ne sera pas optimum mais que l'emploi d'un amplificateur faible bruit en amont du mélangeur permet de masquer le facteur de bruit de ce dernier.

Le point choisi est :

$$V_{gs1} = 0,25 \text{ V} ; V_{gs2} = 0 \text{ V} ; V_{ds} = 3 \text{ V} ; I_{ds} = 16 \text{ mA}$$

C'est dans ces conditions qu'on a été réalisées les simulations destinées à prédire les performances de la version présentant 50 Ω sur le drain, appelée « MIXNORM » et de la version présentant 100 Ω sur le drain, appelée « MIX100 ». Les fréquences de fonctionnement étant celles du cahier des charges, à savoir $F_{RF} = 62,5 \text{ GHz}$ et $F_{OL} = 56,8 \text{ GHz}$.

IV - 4.3 GAIN DE CONVERSION

L'évolution du gain de conversion des 2 versions en fonction de l'oscillateur local est présentée figure IV-20. Pour une $P_{OL} = 4 \text{ dBm}$, un maximum de -4 dB est atteint pour la version MIXNORM et un maximum de -2 dB est atteint pour la version MIX100.

Le gain de conversion atteint la saturation pour une puissance OL de +3 dBm.

Les bandes utiles associées à chaque version sont présentées figure IV-21. Le mélangeur MIXNORM présente un gain quasi-constant sur plus de 2 GHz avec une ondulation inférieure à 0,5 dB. La version MIX100 présente une bande plus réduite avec une ondulation de l'ordre de 1 dB dans la plage utile. On peut relever, dans ce cas, la limitation introduite par

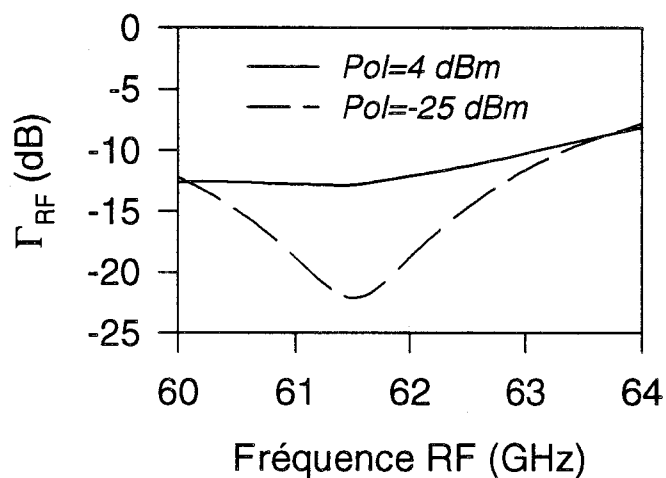
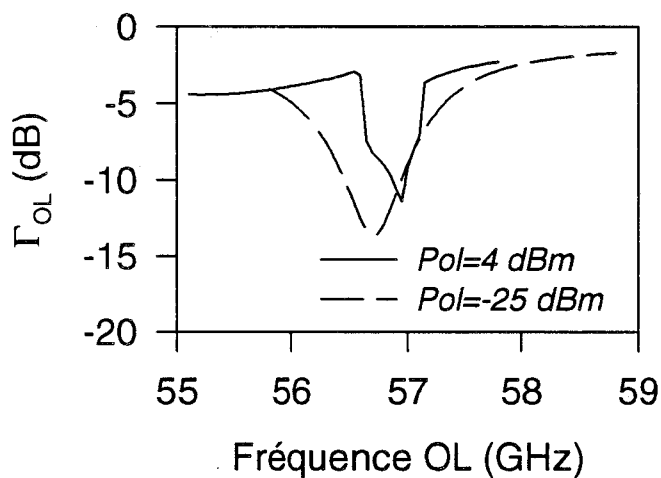


Figure IV-22 : Evolutions des coefficients de réflexion simulés sur les voies OL et RF pour 2 niveaux du signal d'entrée (exemple de la version Mixnorm)

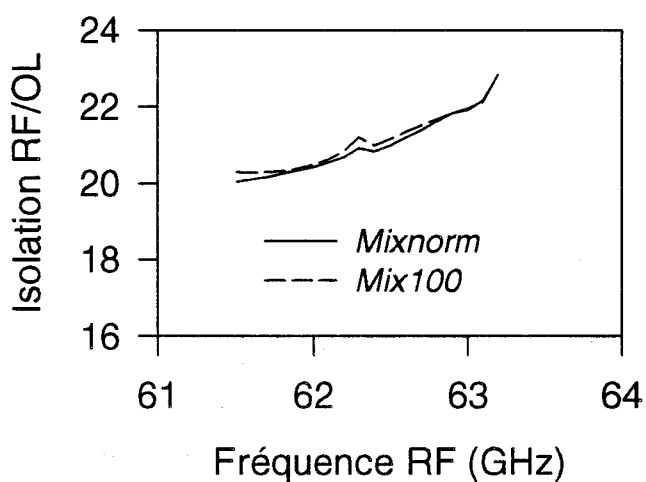
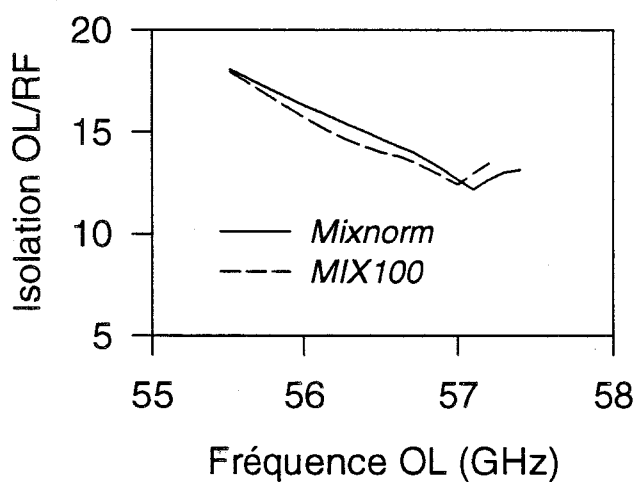


Figure IV-23 : Evolutions des isolations OL/RF et RF/OL simulées pour les 2 version de mélangeurs ($Pol=4\text{ dBm}$; $Prf=-30\text{ dBm}$)

le transformateur d'impédance permettant de ramener 100Ω sur le drain à partir de 50Ω à l'extérieur.

IV - 4.4 COEFFICIENTS DE REFLEXION

Le coefficient de réflexion sur la voie RF est inférieur à -12 dB dans la bande 62-63 GHz quelle que soit la version. Sur la voie OL le coefficient de réflexion est également inférieur à -12 dB pour chacune des versions. La plage de fréquence où il y a adaptation est plus étroite pour la voie OL que pour la voie RF. Cette caractéristique répond aux conditions imposées par le cahier des charges, à savoir : une fréquence OL fixe et une fréquence RF variable sur 1 GHz.

Une comparaison des évolutions des coefficients de réflexion correspondants en petit signal et à pleine puissance est présentée figure IV-22. On observe une légère dégradation lorsque l'on fonctionne en fort signal. Elle est due à la variation des impédances d'entrée. Néanmoins, on constate que l'on obtient des valeurs très acceptables, avec un $\rho_{RF} < -10$ dB dans la bande et un $\rho_{OL} \# -10$ dB à F_{OL} .

On montre ainsi qu'une optimisation initiale effectuée en petit signal avec les paramètres S du mélangeur permet d'aboutir à un circuit qui est également satisfaisant en fort signal. Cette méthode a déjà été utilisée dans le cas du mélangeur monogrille en bande Ka (cf chapitre III). Elle est très souple et permet un gain de temps considérable par rapport à une optimisation direct en forte puissance.

IV - 4.5 ISOLATIONS

Une isolation OL-RF de l'ordre de 13 dB et une isolation RF-OL > 20 dB sont attendues quelles que soient les versions (figure IV-23). Ces isolations sont simulées au gain maximum pour une puissance OL de 4 dBm.

On constate ici l'avantage procuré par l'isolation naturelle du bigrille. Ces résultats sont à relier à l'impédance présentée entre les 2 grilles du composant. Cette impédance étant

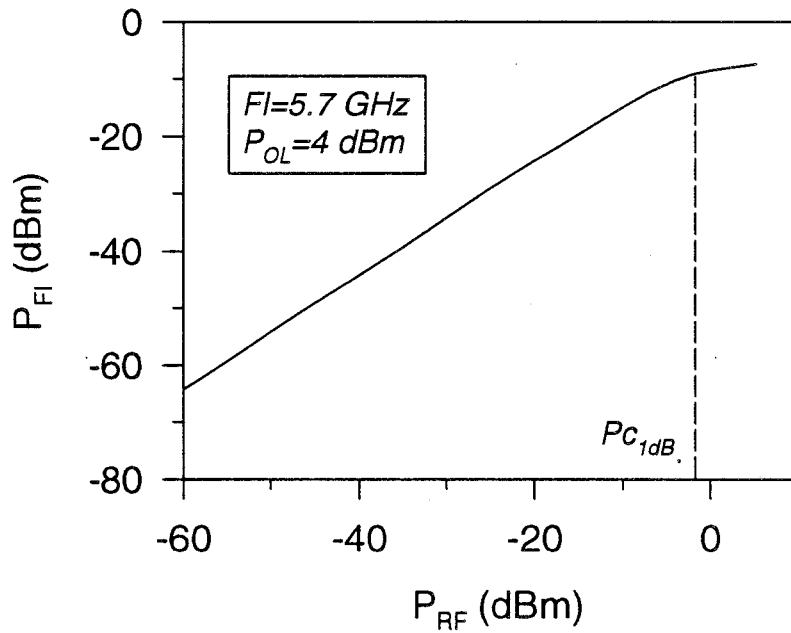


Figure IV-24 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée RF (exemple de simulation de la version Mixnorm)

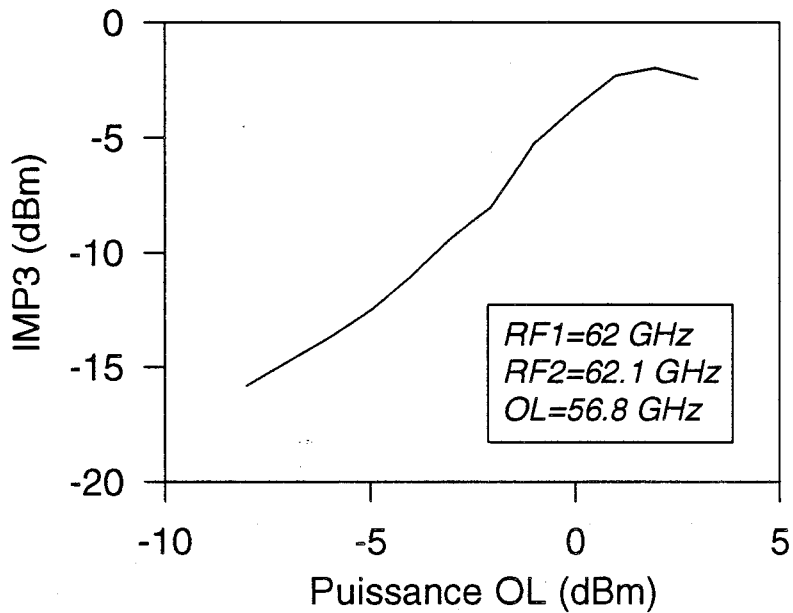


Figure IV-25 : Point d'interception d'intermodulation d'ordre 3 en sortie du mélangeur (exemple de simulation de la version Mix100)

principalement due à l'association en série des capacités C_{gd1} et C_{gs2} . La capacité équivalente étant faible, on dispose alors naturellement d'une haute impédance séparant les 2 voies.

D'autre part, les isolations OL-FI et RF-FI sont > 50 dB.

IV - 4.6 LINEARITE

La courbe $P_{FI} = f(P_{RF})$ est présentée figure IV-24. Un P_{c1dB} en entrée de l'ordre de -2 dBm est obtenu. Cette valeur relativement faible est liée au fonctionnement complexe, car très fortement non linéaire, du bigrille. De plus, les conditions de polarisation du second transistor équivalent, qui fonctionne en amplificateur à grille commune, ne sont pas optimales et limitent la linéarité du mélangeur.

Cette caractéristique illustre bien le compromis nécessaire sur les performances suivant le point de polarisation choisi. Nous montrerons dans la suite que l'on peut améliorer cette caractéristique au dépend du gain de conversion.

IV - 4.7 INTERMODULATION D'ORDRE 3

La simulation du point d'interception d'intermodulation d'ordre 3 nous donne une valeur maximum de -2 dBm en sortie du mélangeur, pour une puissance OL de +2 dBm (figure IV-25). Le résultat est obtenu en appliquant 2 sources sur la voie RF distantes de 10 MHz.

Cette valeur d'IMP3 également faible est à relier aux performances en linéarité du mélangeur. En effet, la modulation simultanée de G_{m1} et de G_{d1} pour le processus de mélange limite le comportement linéaire du circuit. Par ailleurs, il convient de remarquer que la faible amplification du second transistor ne permet pas de compenser la faible valeur de l'IMP3 inhérente au premier transistor (d'un point de vue système, en considérant le mélangeur comme une association de deux étages en cascade).

IV - 4.8 ZONE DE FONCTIONNEMENT DYNAMIQUE

On représente sur la figure IV-26, le diagramme de fonctionnement du mélangeur dans le plan I_{ds}/V_{ds} du réseau composite intrinsèque du composant.

Comme il n'est pas possible d'isoler les deux générateurs de courant, nous présentons le diagramme lié à chaque transistor équivalent, pendant un cycle d'OL. Cette représentation ne donne qu'une indication globale sur le fonctionnement du mélangeur, mais elle nous permet d'illustrer les point suivants :

- La tension V_{gs_1} évolue relativement peu, alors que la tension V_{gs_2} subit une forte variation.

- Le TEC 1 passe de l'état linéaire à l'état saturé, alors que le TEC 2 reste en zone saturé.

- Le cycle de fonctionnement du TEC 1 est très distordu, traduisant ainsi le comportement fortement non linéaire. On peut observer que la modulation de G_{d_1} est tout aussi importante que celle de G_{m_1} .

Pour valider cette représentation dans le réseau composite, nous présentons figure IV-27, les évolutions temporelles aux différents points du transistor bigrille. On relève une légère différence de forme et un léger déphasage entre les courants i_{ds_1} et i_{ds_2} ainsi qu'entre les tension v_{ds_1} et v_m total. La distorsion de i_{ds_1} traduit une nouvelle fois le comportement non linéaire du TEC 1.

La somme instantanée de v_m total et de v_{ds_2} donnant v_{ds} interne variant autour de V_{ds_0} , nous permet de vérifier que l'approximation quasi-statique, utilisée pour la représentation des zones de fonctionnement dynamique, est valable. En effet, on peut ainsi admettre que v_m total est le complément de v_{ds_2} par rapport à v_{ds} et donc tracer le cycle de fonctionnement du TEC 2 dans le plan I_{ds}/V_{ms} .

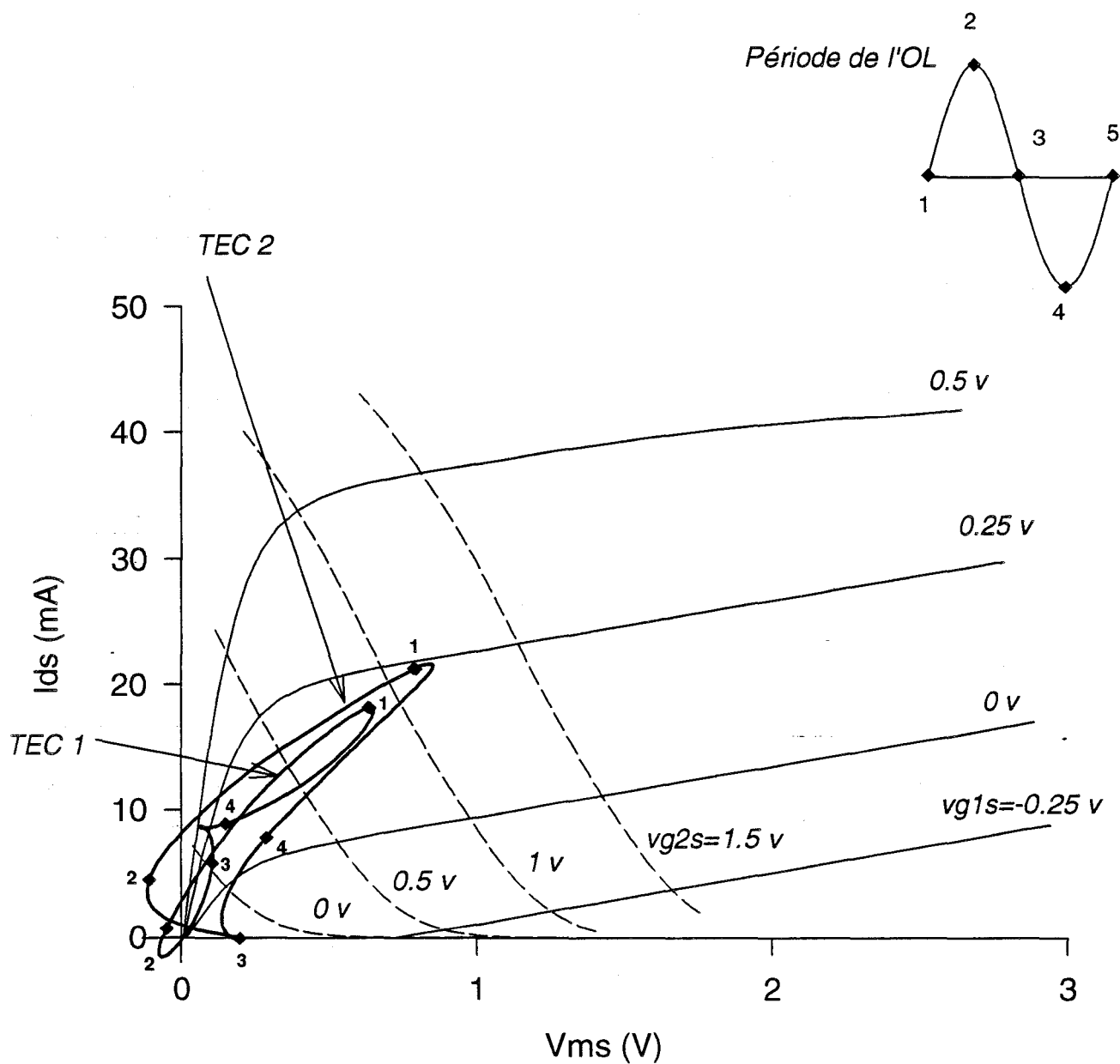


Figure IV-26 : Cycle de fonctionnement du mélangeur à un point de repos déterminé ($V_{g1s_0} = 0.25\text{ V}$; $V_{g2s_0} = 0\text{ V}$; $V_{ds_0} = 3\text{ V}$) correspondant à une période de l'oscillateur local.

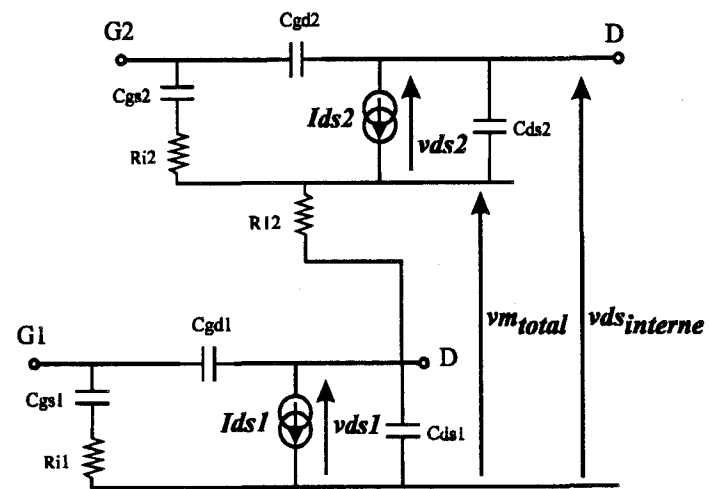
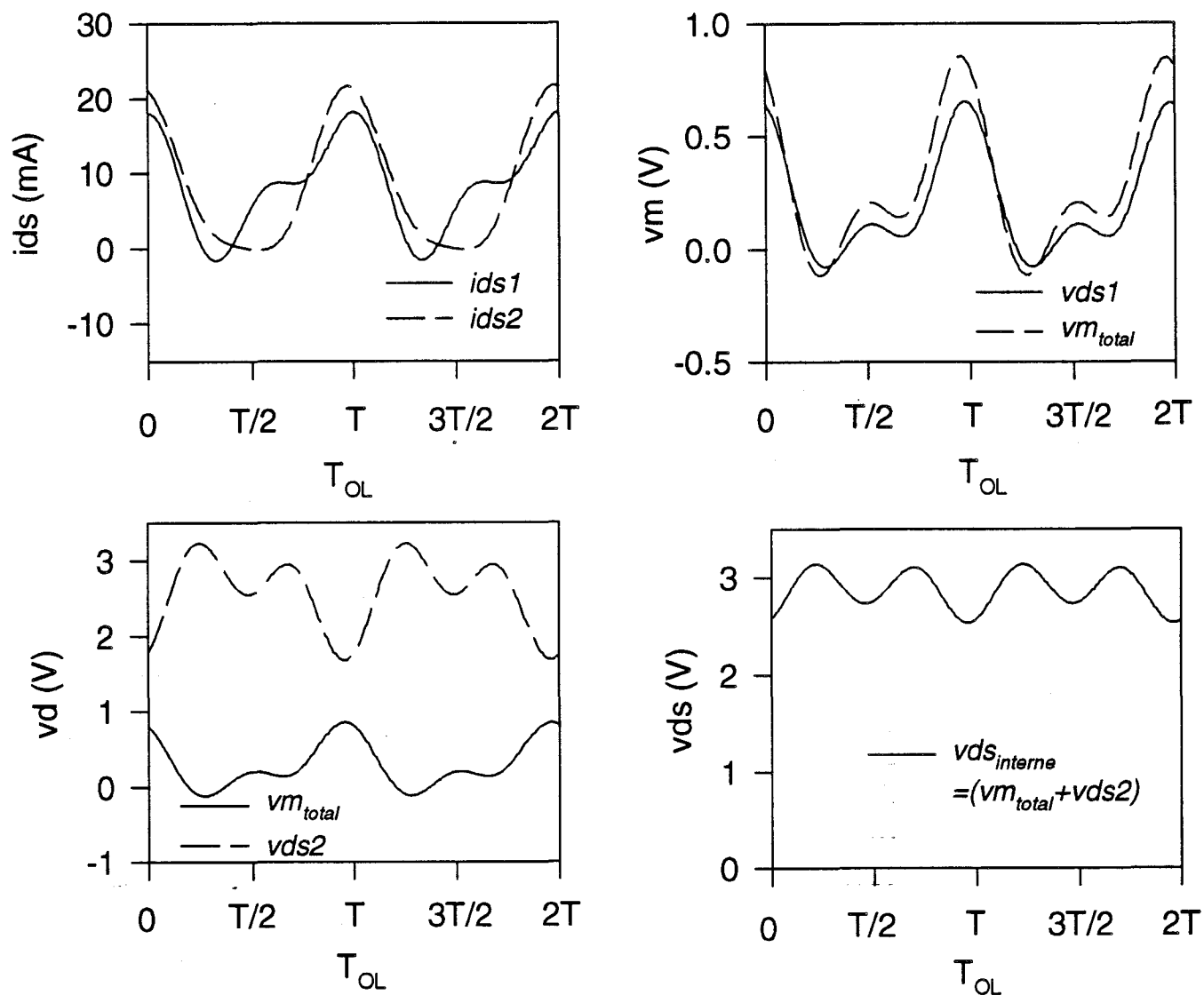


Figure IV-27 : Evolution temporelle des tensions en différent point du bigrille intrinsèque

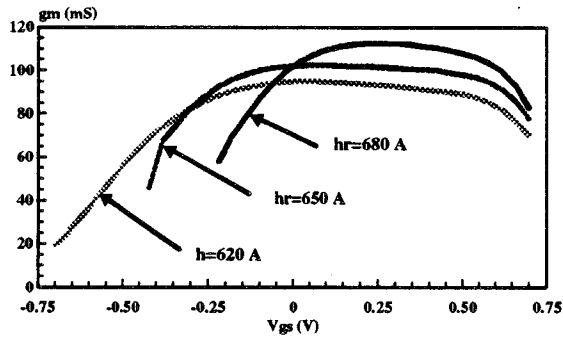


Figure IV-28: Exemple d'influence de la profondeur du fossé de grille (hr) sur la transconductance G_m

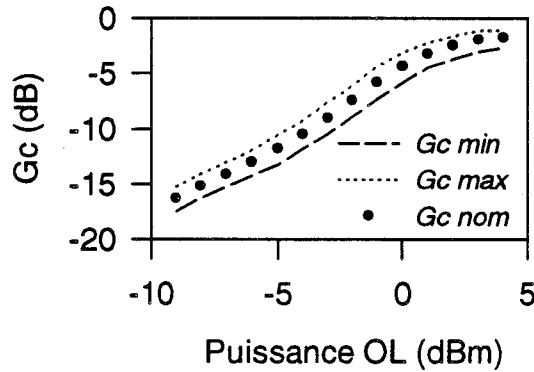


Figure IV-29: Sensibilité du gain de conversion à la variation de la profondeur du fossé de grille en supposant que g_{m1} , g_{m2} , g_{d1} , g_{d2} sont modifiés de $\pm 10\%$ (version Mix100)

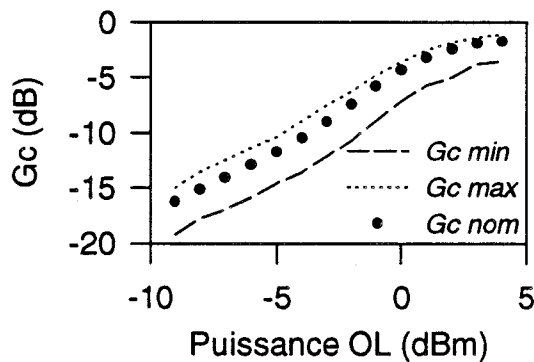


Figure IV-30: Sensibilité du gain de conversion à la variation des capacités intrinsèques du bigrille (variation de $\pm 10\%$ autour des valeurs moyennes. Enveloppes min. et max. (version Mix100)

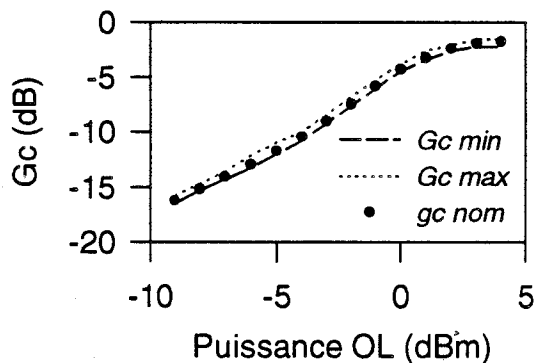


Figure IV-31: Sensibilité du gain de conversion à la dispersion technologique des circuits passifs du mélangeur. Présentation des enveloppes min et max (version Mix100)

IV - 4.9 ANALYSES DE SENSIBILITE

Nous présentons deux types d'analyses de sensibilité. Le fait d'avoir séparé en deux cette analyse, permet de distinguer l'influence des éléments intrinsèques du bigrille par rapport au reste du circuit. Même si, dans la réalité, il n'est pas possible de séparer chaque type de dispersion, ces simulations permettent une analyse plus détaillée du comportement du mélangeur.

La première concerne le composant à proprement dit, puisque l'on étudie l'influence de la variation des transconductances et des capacités non linéaire du bigrille.

A partir de la dépendance des éléments intrinsèques par rapport à la profondeur du fossé de grille [1] (figure IV-28), nous avons simulé l'influence qui en résulte sur le gain de conversion. Pour une dispersion de g_{m1} , g_{m2} , g_{d1} , g_{d2} de l'ordre de $\pm 10\%$ on peut noter une variation de ± 1 dB du gain de conversion (figure IV-29).

Le même type d'analyse a été effectuée pour la dispersion des capacités C_{gs_i} et C_{gd_i} . En représentant les enveloppes min. et max. autour de l'évolution nominale, (figure IV-30) on relève également une variation totale de l'ordre de 2 à 2,5 dB du gain de conversion.

A la lecture de ces résultats, il est clair que les éléments intrinsèques du bigrille jouent un rôle prépondérant sur les performances en gain du mélangeur. Par conséquent, les résultats finaux seront donc dépendants des dispersions de la technologie.

Le deuxième type d'analyse concerne plus particulièrement, l'influence de la variation des paramètres technologiques sur les circuits passifs entourant l'élément actif, tels que l'épaisseur du substrat, la valeur des éléments localisés (selfs et capacités) , l'épaisseur de métallisation des lignes microrubans, la largeur de ces lignes etc...

L'analyse de Monté-Carlo réalisée sur 250 tirs aléatoires, nous indique que le gain de conversion est peu sensible à ces variations puisque une variation totale de l'ordre de 0,3 dB est observée (figure IV-31).

La partie simulation étant maintenant achevée nous allons donner une rapide description de la réalisation technologique et nous présenterons ensuite les résultats obtenus.

IV - 5 REALISATION TECHNOLOGIQUE

La réalisation technologique a été effectuée par la fonderie THOMSON TCS en structure microruban.

L'élément actif fait partie de la filière moyenne puissance et faible bruit de composants de type PM-HFET.

Les grilles présentent une section en T permettant de réduire leur résistance.

Outre le composant, le process permet l'implantation de capacités MIM (Métal Insulator Métal) utilisant un diélectrique au nitrure (Si_3N_4), et la réalisation de trous métallisés après un amincissement de la plaquette à 100 μm [10].

La photographie du mélangeur MIXNORM, ainsi réalisé, est présentée figure IV-32.

Les dimensions de la puce sont de 2800*3000 mm^2 pour la version MIX100 et de 2800*2300 mm^2 pour la version MIXNORM. Ces dimensions, imposées par le fondeur, ne sont pas optimisées pour minimiser la taille des circuits. Néanmoins, on s'affranchit ainsi des éventuels problèmes de couplages entre les différents stubs et lignes d'accès.

IV - 6 PERFORMANCES DES CIRCUITS MMICS

Nous avons entrepris 2 types de mesures pour caractériser les mélangeurs.

- Des mesures sous pointes
- Des mesures en cellule spécifique

IV - 6.1 LES MESURES SOUS POINTES

IV - 6.1.a Le banc de mesure

Le schéma du banc de mesure utilisé est donnée figure IV-33. Ce type de banc utilise 6 pointes de mesures réparties comme suit :

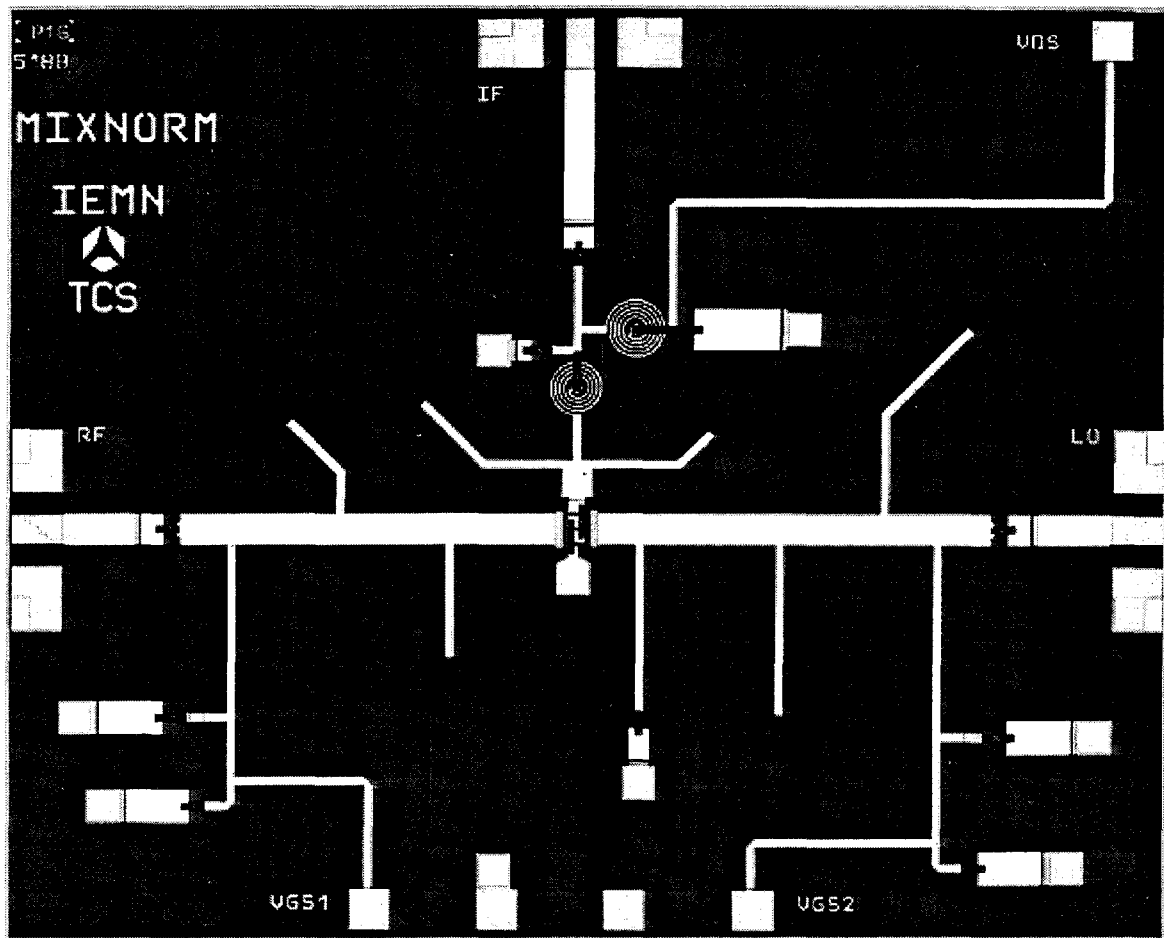


Figure IV-32 : Photographie du mélangeur bigrille (exemple de la version « MIXNORM »).
Dimensions de la puce : 2800*2300 mm²

- 2 pointes hyperfréquence CASCADE Microtech fonctionnant dans la bande 50-75 GHz.
- 1 pointe hyperfréquence Picoprobe DC-40 GHz utilisé sur la voie FI
- 3 pointes continues

Un calibrage minutieux est nécessaire sur chaque voie, afin de connaître les diverses puissances disponibles dans les plans d'accès de la puce.

Notons seulement que l'ensemble guide + pointes sur les voies OL et RF présente des pertes d'environ 5 dB.

Le dispositif tel qu'il est présenté sur la figure IV-33 permet de relever les gains de conversions en fonction des différents paramètres opératoires. L'utilisation de l'analyseur de réseau sur les 2 voies OL et RF permet la mesure des paramètres S de l'ensemble.

IV - 6.1.b Les résultats

Mesures des paramètres S

Un premier type de mesures a été effectué sur des motifs tests des divers circuits passifs entourant le bigrille. Cela a permis de vérifier la validité de la bibliothèque du fondeur jusque 75 GHz.

A titre démonstratif nous proposons figure IV-34 une comparaison mesures/simulation sur 5 sites différents pour le circuit d'entrée sur la voie OL et pour le circuit de sortie de la version MIXNORM.

Concernant le circuit test d'entrée (figure IV-34a), on peut noter une faible dispersion mais un décalage en fréquence d'environ 1,25 GHz, vers les fréquences hautes. On peut attribuer ce décalage aux modèles des éléments qui prennent en compte les différentes jonctions entre lignes et stubs (modèles tels que « MSCROSS, MSTEP » sur MDS). En effet au delà de 40 GHz, il est difficile de valider systématiquement ces modèles.

Concernant le filtre de sortie, les pics d'absorption sont respectés dans la bande utile FI (figure IV-34b). On peut également noter une différence en haute fréquence (figure IV-34c) mais l'atténuation des signaux d'entrée par le filtre passe-bas est conforme à nos prévisions

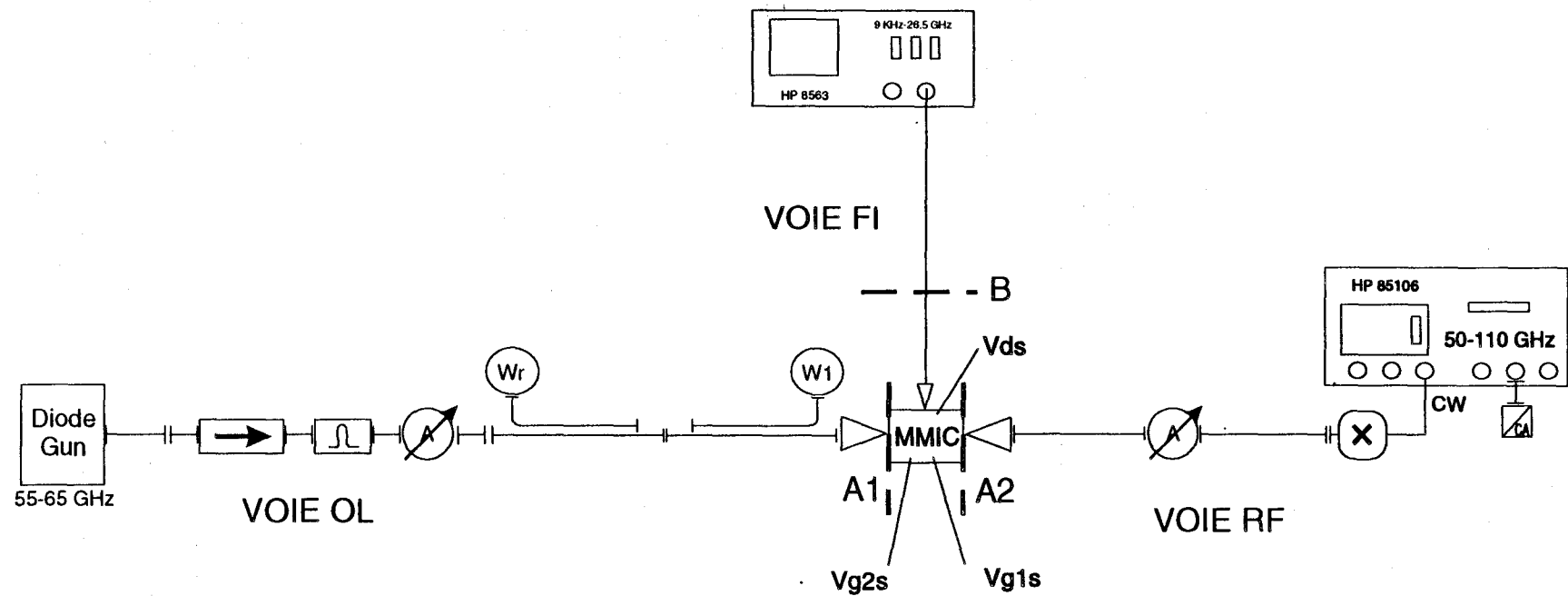
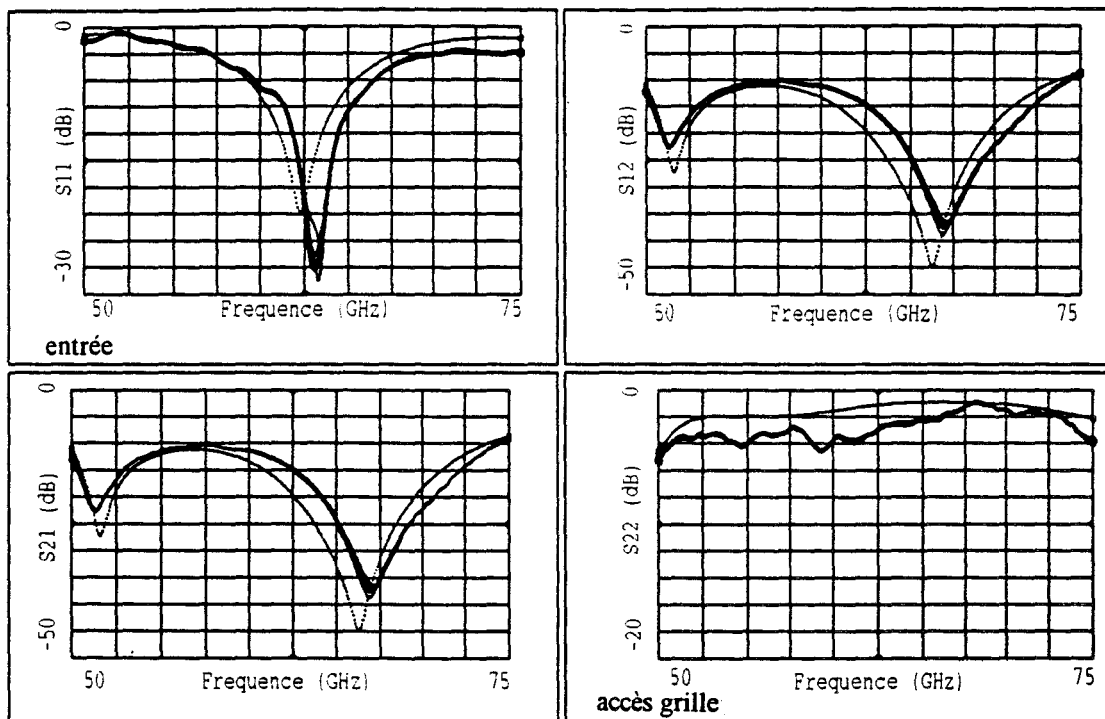
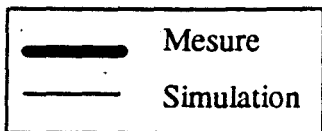
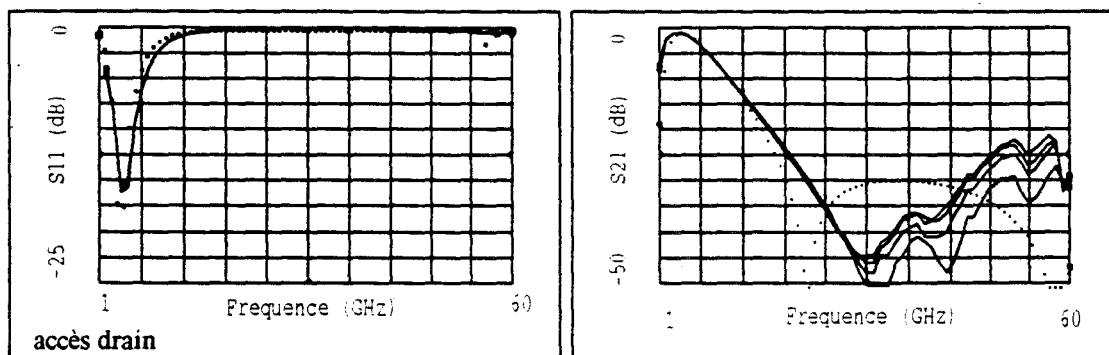


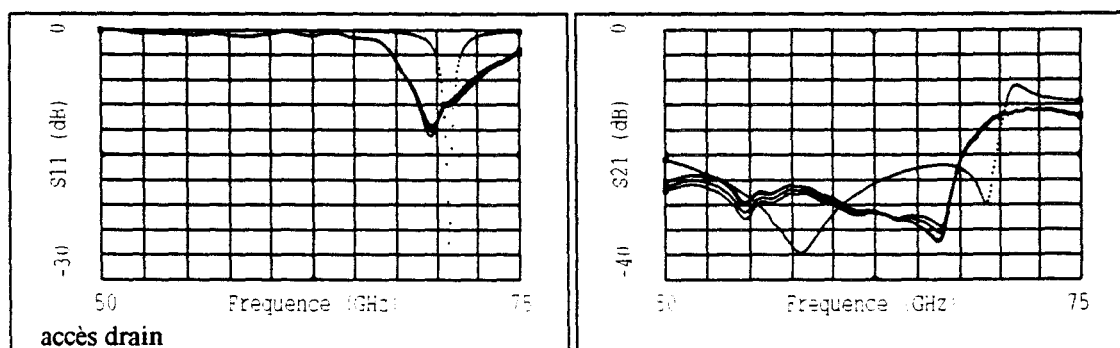
Figure IV-33 : Dispositif de mesures sous pointes des MMICs



a) Motifs tests circuit voie OL (5 échantillons)



b) Motifs tests circuit voie FI (1-60 GHz) (5 échantillons)



c) Motifs tests circuit voie FI (50-75 GHz) (5 échantillons)

Figure IV-34 : Comparaisons Mesures/Simulations à partir des mesures sous pointes de motifs tests des différents circuits passifs d'entrée et de sortie (exemple des circuits voie OL et voie FI).

($S_{21} < -25$ dB). Dans ce cas les différences sont dues également aux éléments distribués mais aussi, très certainement, aux éléments localisés utilisés sur le filtre de sortie, dont les modèles ne sont validés que jusque 40 GHz par le fondeur.

Les résultats obtenus sur les mélangeurs pour les versions MIX100 et MIXNORM sont présentés sur les figures IV-35 et IV-36.

Ces mesures ont été faites avec une puissance OL de l'ordre de 0 dBm, sur un analyseur de réseau de type HP 85106.

Plusieurs remarques s'imposent :

- Les coefficients de réflexion et les isolations ont des valeurs modestes. Ceci n'a rien de surprenant étant donné que les mélangeurs n'ont pas été optimisés pour être utilisés sous pointes mais avec des fils de connexions. On observe donc ici une dégradation liée à l'absence de ces selfs.

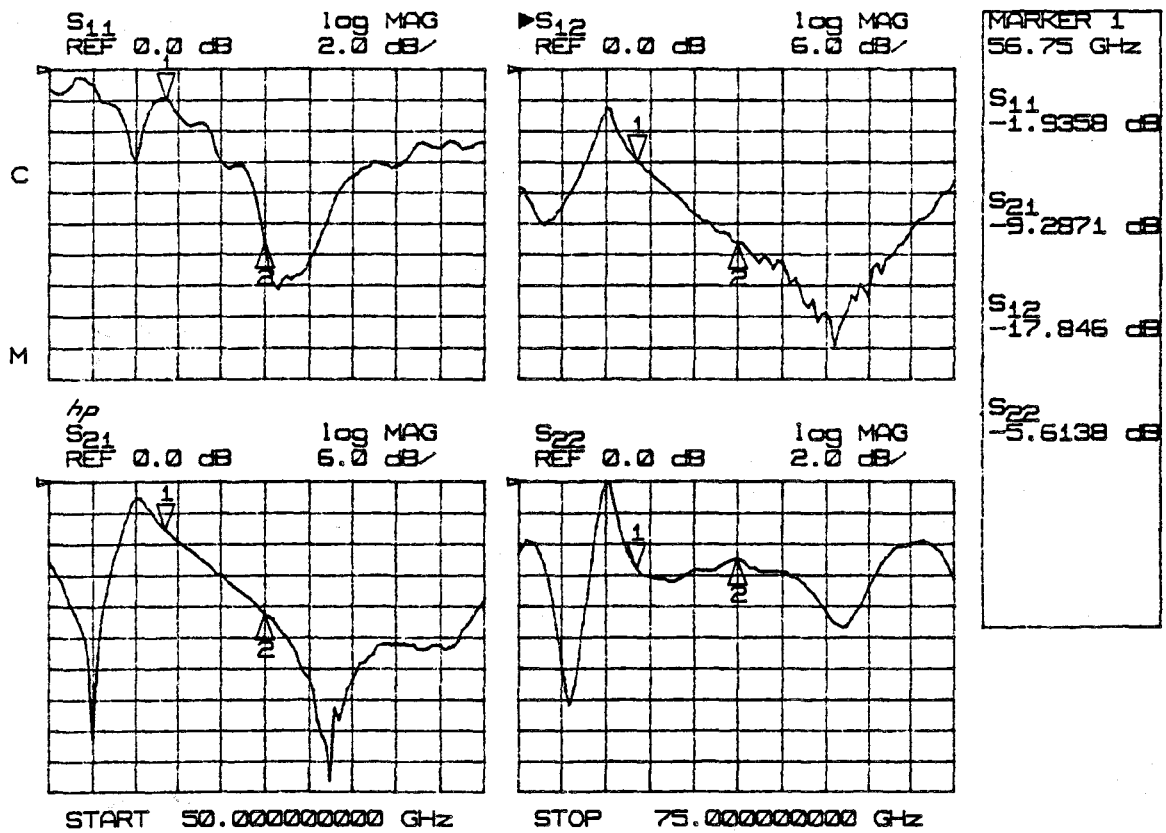
- La comparaison de ces mesures avec les simulations correspondantes montre effectivement des évolutions très voisines mais on relève un décalage de fréquence de l'ordre de 2,5 GHz.

- Il a été montré précédemment que la dispersion technologique des circuits entourant le transistor avait peu d'influence sur les résultats. Le décalage en fréquence doit donc être attribué au transistor lui même.

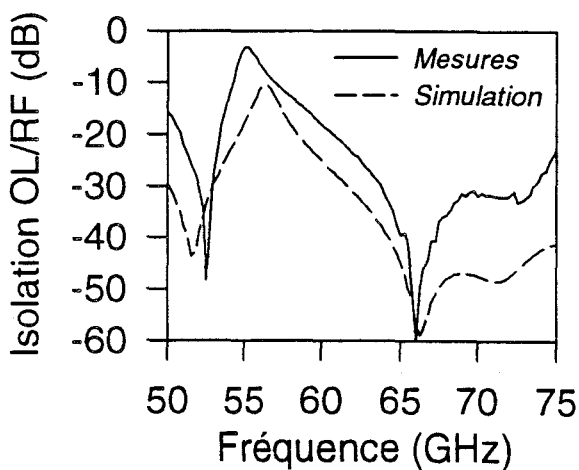
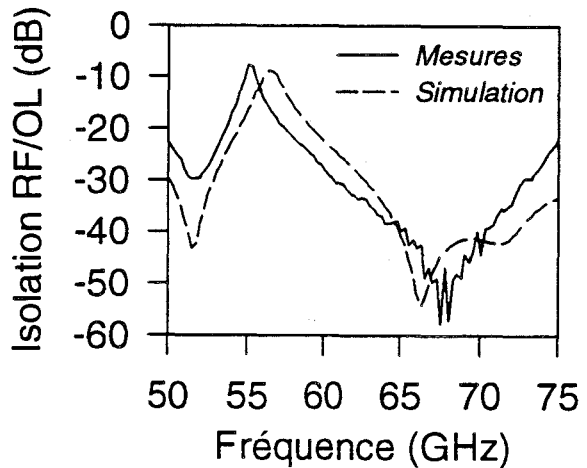
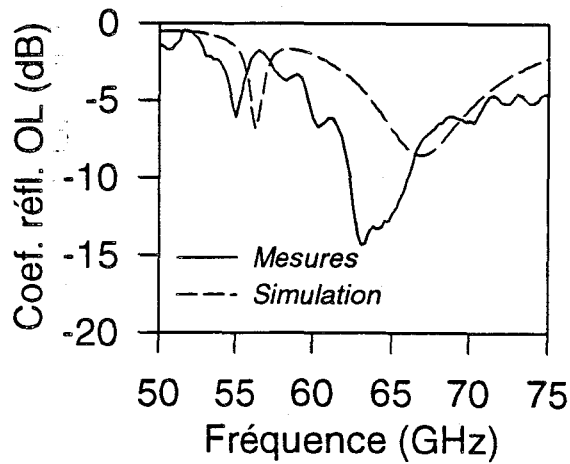
L'analyse de cette question sera approfondie dans la partie « rétro-simulation » de ce chapitre. Néanmoins, on peut dès à présent dire que cet effet est due à :

- Une utilisation d'un modèle dynamique approché.
- Une mauvaise estimation des selfs et des capacités parasites du transistor, liée à l'absence de données suffisantes au moment de la conception.

Nous présentons maintenant les performances obtenues par ces mélangeurs.



a)



b)

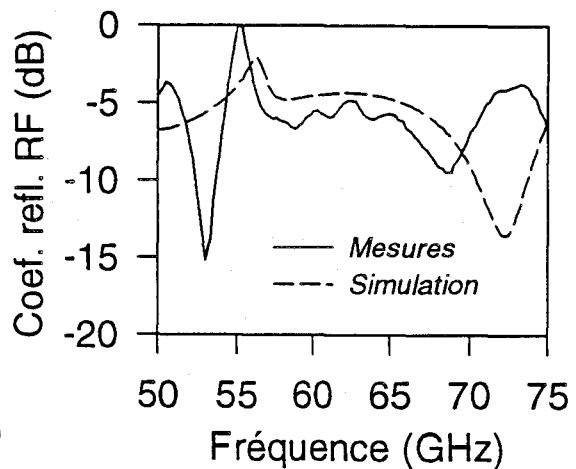
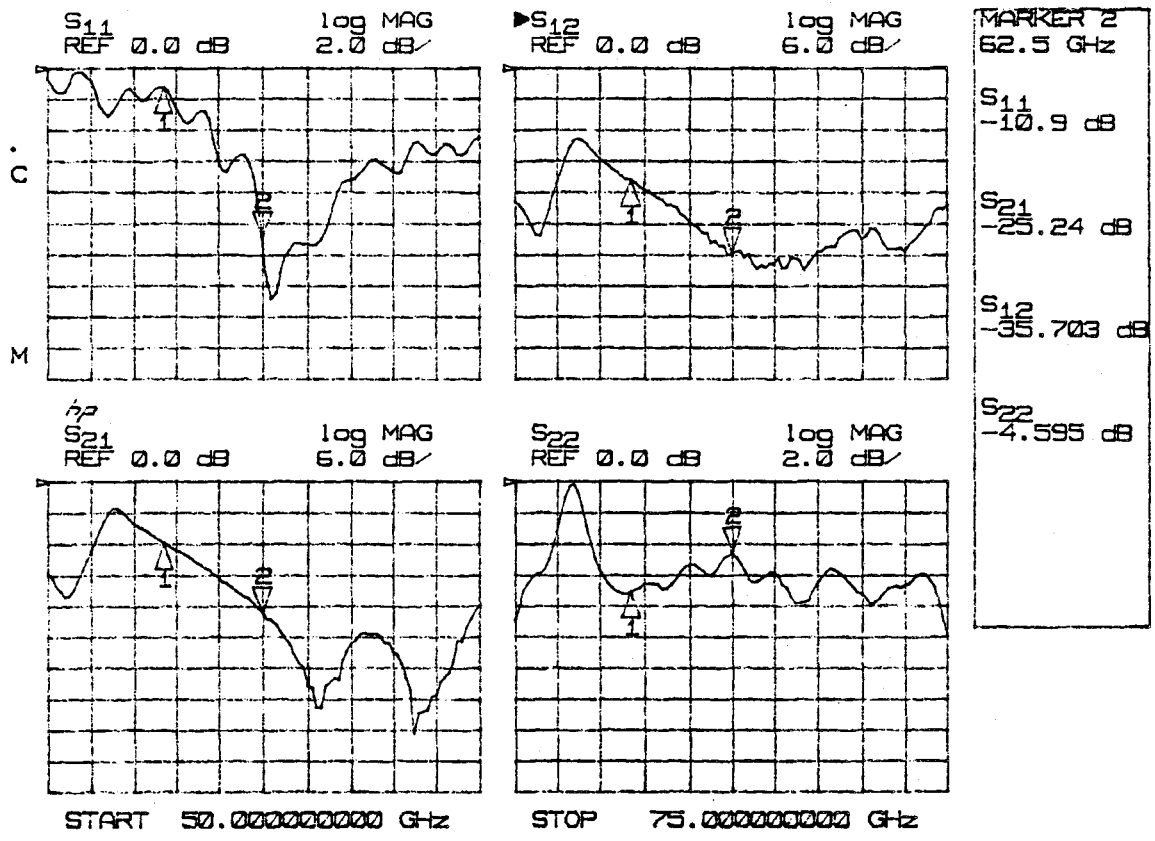
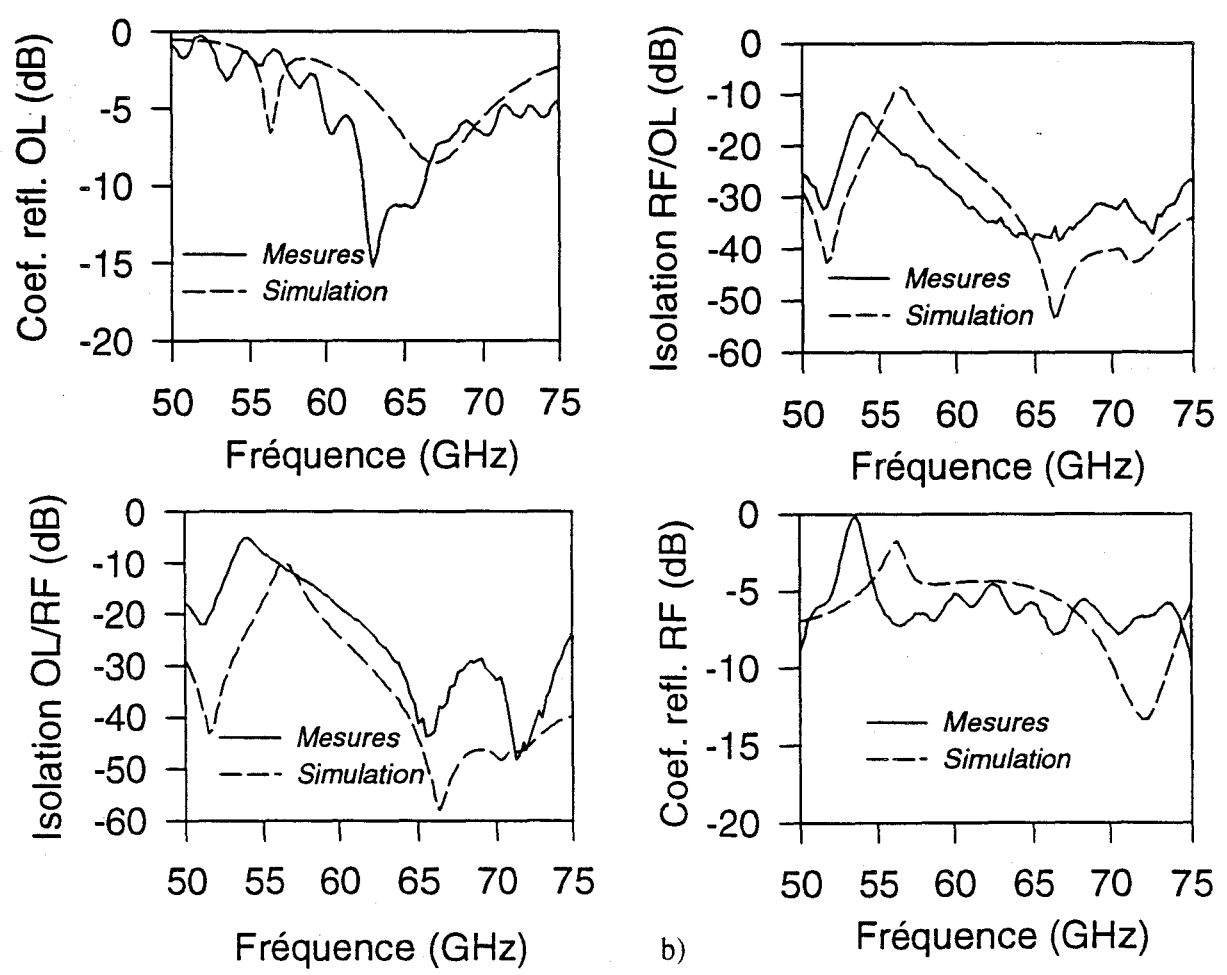


Figure IV-35 : a) Mesures sous pointes des paramètres S de la version MIX100
 b) Comparaison avec la simulation à partir du modèle approché du baffle



a)



b)

Figure IV-36 : a) Mesures sous pointes des paramètres S de la version MIXNORM.
 b) Comparaison avec la simulation à partir du modèle approché du bgrille

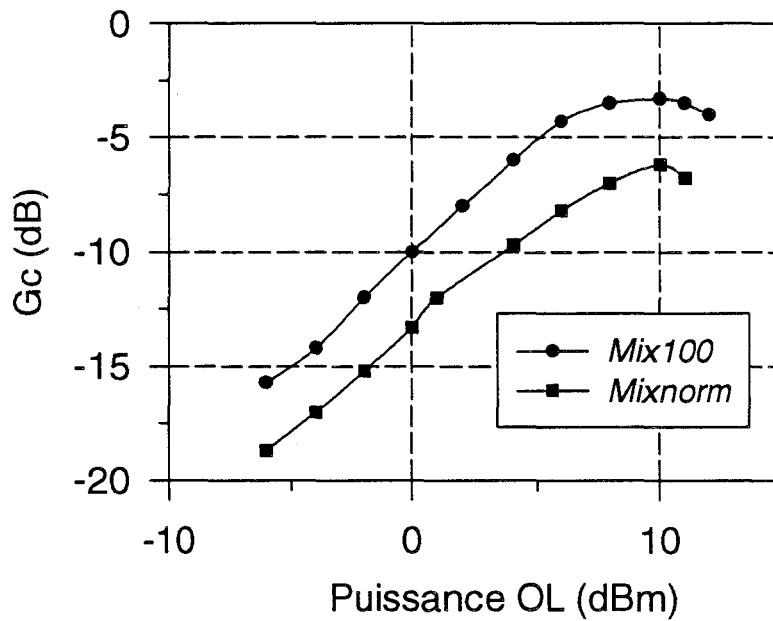


Figure IV-37 : Evolution du Gain de Conversion en fonction de la puissance OL pour les 2 versions de mélangeurs mesurés sous pointes (RF=62.5 GHz, OL=56.8 GHz)

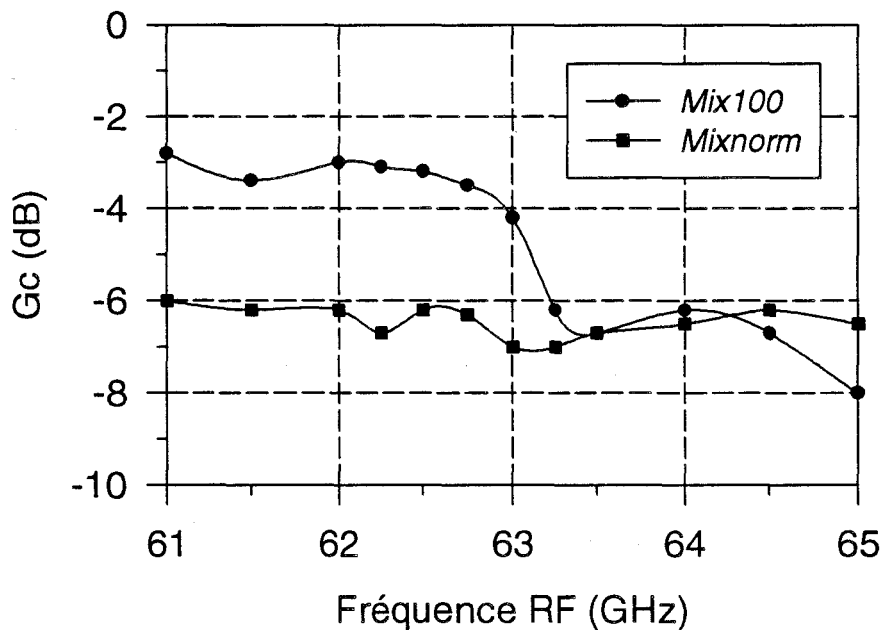


Figure IV-38 : Evolution du Gain de Conversion en fonction de la fréquence RF pour les 2 versions de mélangeurs mesurés sous pointes (OL=56.8 GHz, P_{OL} =10 dBm)

Gain de conversion

Les mesures sont effectuées dans les conditions du cahier des charges, à savoir :

$F_{RF} = 62,5$ GHz et $F_{OL} = 56,8$ GHz pour une polarisation à $V_{ds} = 3$ v et $I_{ds} = 14$ mA.

L'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance OL est présentée figure IV-37 pour les 2 versions.

A la puissance OL de +10 dBm, une valeur maximum de -3 dB est obtenue avec la version MIX100 alors qu'une valeur maximum de -6 dB est atteinte avec la version MIXNORM.

Le fait de doubler l'impédance présentée sur le drain du composant permet une amélioration du gain de 3 dB.

L'évolution en fonction de la fréquence RF est présentée figure IV-38. Une ondulation inférieure à 1 dB est obtenu sur une bande de 4 GHz pour la version MIXNORM, alors que l'on observe une bande plus réduite pour la version MIX100. Ce résultat était attendu et il illustre ainsi le compromis gain-bande dépendant de l'impédance ramenée sur le drain.

Ces premières mesures réalisées sous pointes nous ont permis de vérifier le bon fonctionnement des puces MMICs.

Malgré des adaptations d'entrée non optimales, nous avons obtenu des gains égaux à l'état de l'art en ondes millimétriques [11].

Une caractérisation plus complète de ces circuits a été effectuée après montage des puces dans une cellule spécifique. Ce sont ces différents résultats qui sont à présent exposés.

IV - 6.2 LES MESURES EN CELLULE SPECIFIQUE

IV - 6.2.a Description de la cellule de mesure

La cellule que nous avons utilisée, a été mise au point au laboratoire par J.F. KRUCK [11]. Elle se compose de 2 transitions guide rectangulaires ridgé - ligne microruban et d'un insert supportant le circuit. Nous avons spécialement modifié celui-ci pour l'application mélangeur en ajoutant un accès coaxial pour la voie FI (figure IV-39).

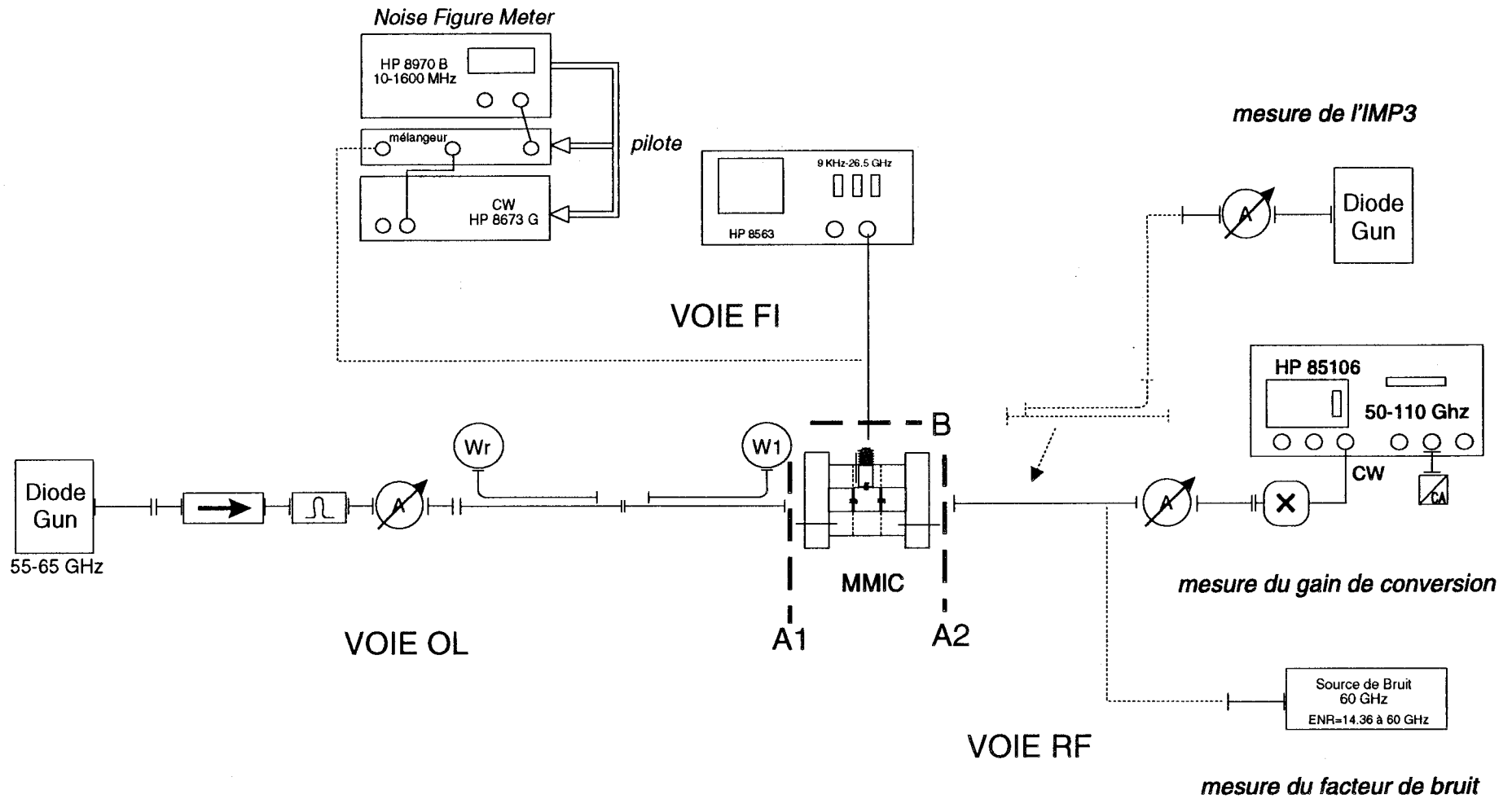


Figure IV-41 : Dispositifs de mesures après montage des MMICs en cellule

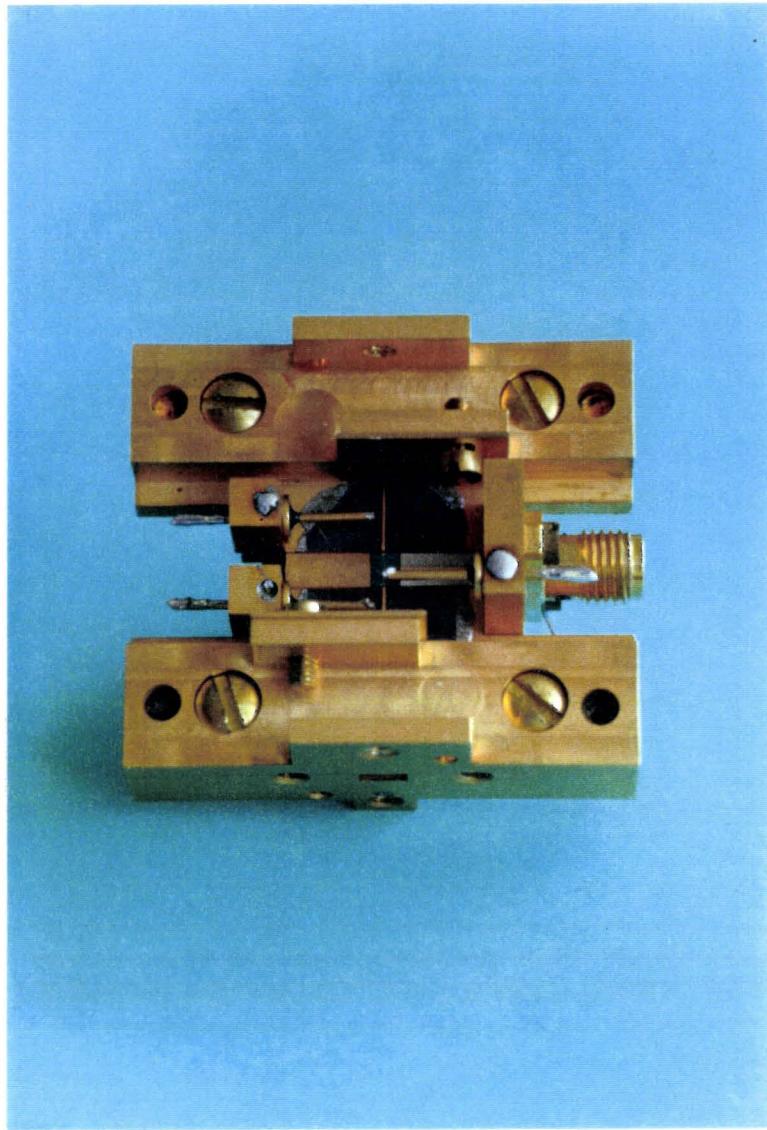


Figure IV-39 : Photographie du mélangeur dans sa cellule de mesure:

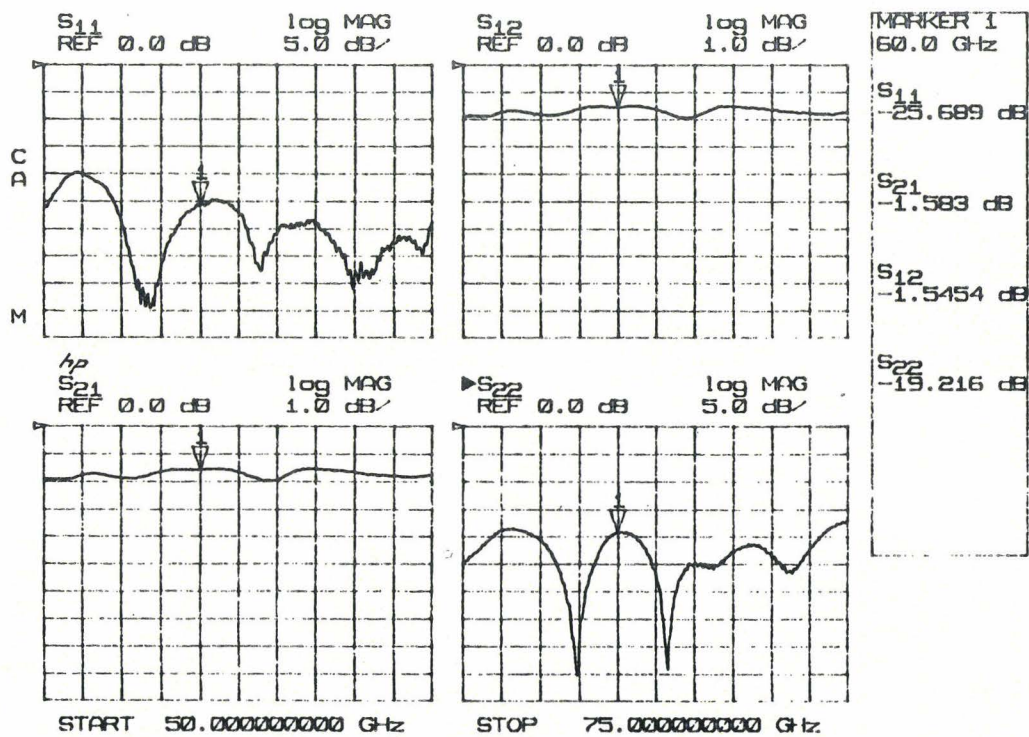


Figure IV-40 : Caractéristiques de la cellule de mesure des MMICs (montage en « thru » des 2 1/2 boîtiers)

Les lignes d'accès sont réalisées sur un substrat de Téflon. Cela permet d'avoir de faibles pertes diélectriques et d'obtenir une largeur de ligne quasiment identique à celle du « ridge », minimisant ainsi le phénomène de dispersion sur la ligne microruban.

Cependant, ce substrat est très fragile mécaniquement. Ce qui limite les montages et démontages de la cellule pour la phase de calibrage.

Les caractéristiques de cette cellule sont montrées figure IV-40. Les 2 1/2 boîtiers montés en « Thru » présentent un facteur de réflexion meilleur que -20 dB dans toute la bande 50-75 GHz et un facteur de transmission inférieur à -2 dB.

IV - 6.2.b Présentation du banc de mesure

Le banc utilisé est présenté figure IV-41. La source Gun utilisée sur la voie OL permet de délivrer une puissance jusqu'à +20 dBm à 60 GHz.

Les voies OL et RF sont en guide d'onde et l'on récupère la FI sur l'analyseur via un câble coaxial.

Un calibrage sur chaque voie permet de connaître les puissances injectées ou disponibles dans les plans d'accès.

Ce type de banc permet de relever les performances en gain de conversion, intermodulation d'ordre 3 et en bruit.

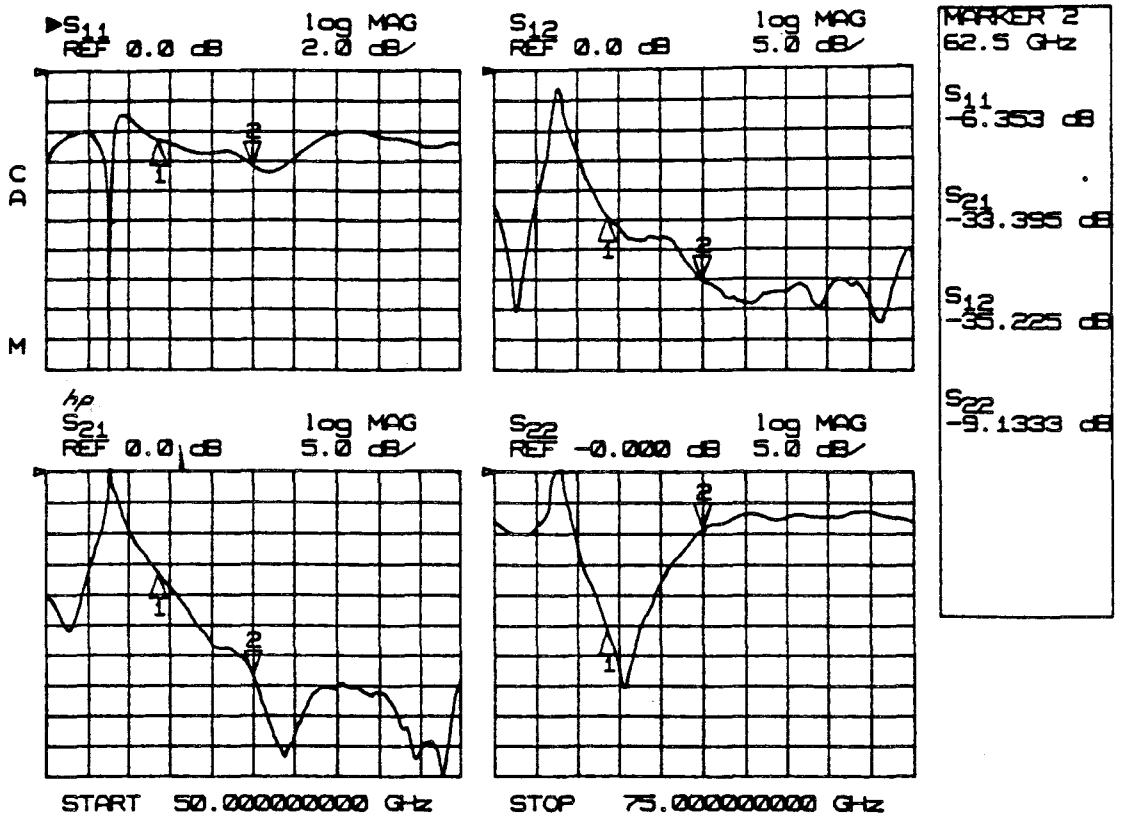
IV - 6.2.c Performances

- Coefficient de réflexion

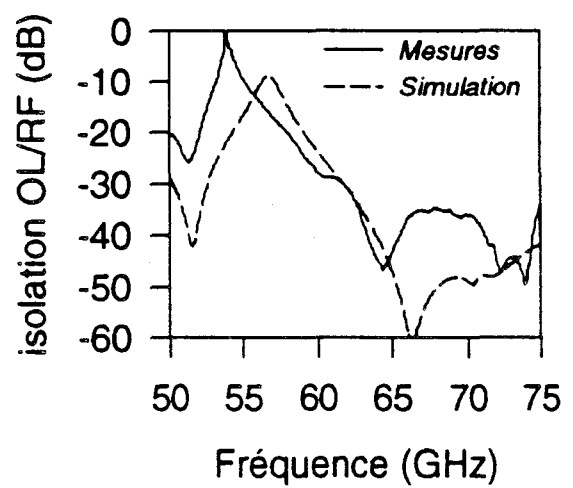
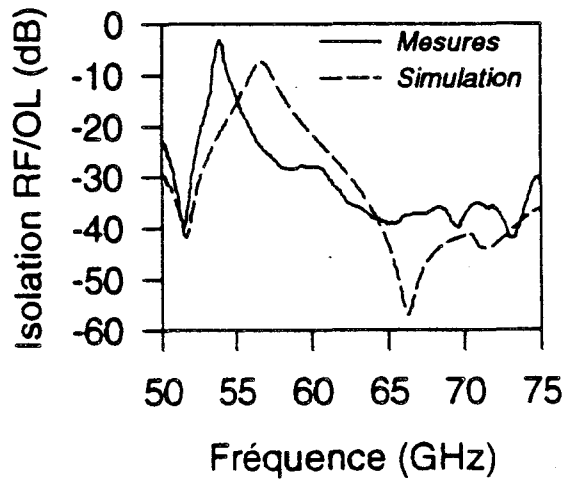
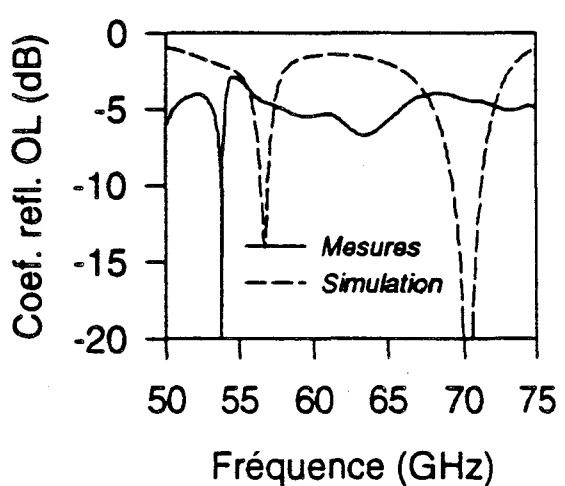
Les coefficients de réflexion sur les entrées, ont été relevés sur l'analyseur de réseau pour une puissance d'entrée de 0 dBm sur la voie OL.

La figure IV-42 donne une comparaison mesures/simulation obtenue sur le mélangeur MIXNORM au point de polarisation défini précédemment $V_{g1s} = 0$ V, $V_{g2s} = 0,1$ V ; $V_{ds} = 3$ V. On observe le même phénomène que précédemment, à savoir un décalage en fréquence des pics d'adaptations sur les voies OL et RF.

Concernant la version MIX100, nous avons retenu un cas particulier qui présente l'intérêt d'avoir un compromis entre facteurs de réflexion et isolation (figure IV-43). Ce résultat est obtenu pour le point de polarisation $V_{ds} = 3$ V, $V_{g1s} = 0,2$ V et $V_{g2s} = 0,3$ V.



a)



b)

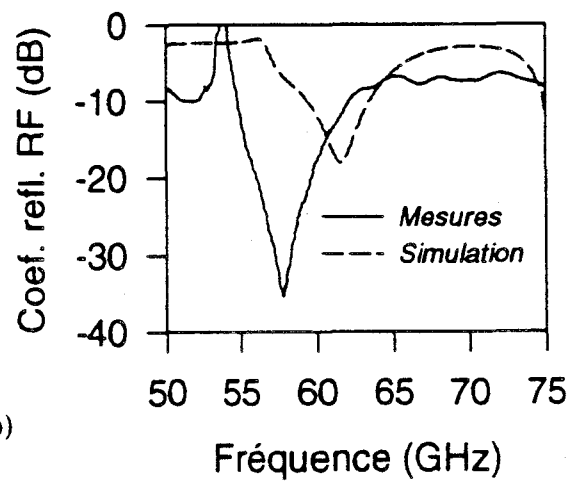


Figure IV-42 : a) Mesures en cellule des paramètres S de la version MIXNORM.
 b) Comparaison avec la simulation à partir du modèle approché du bigrille

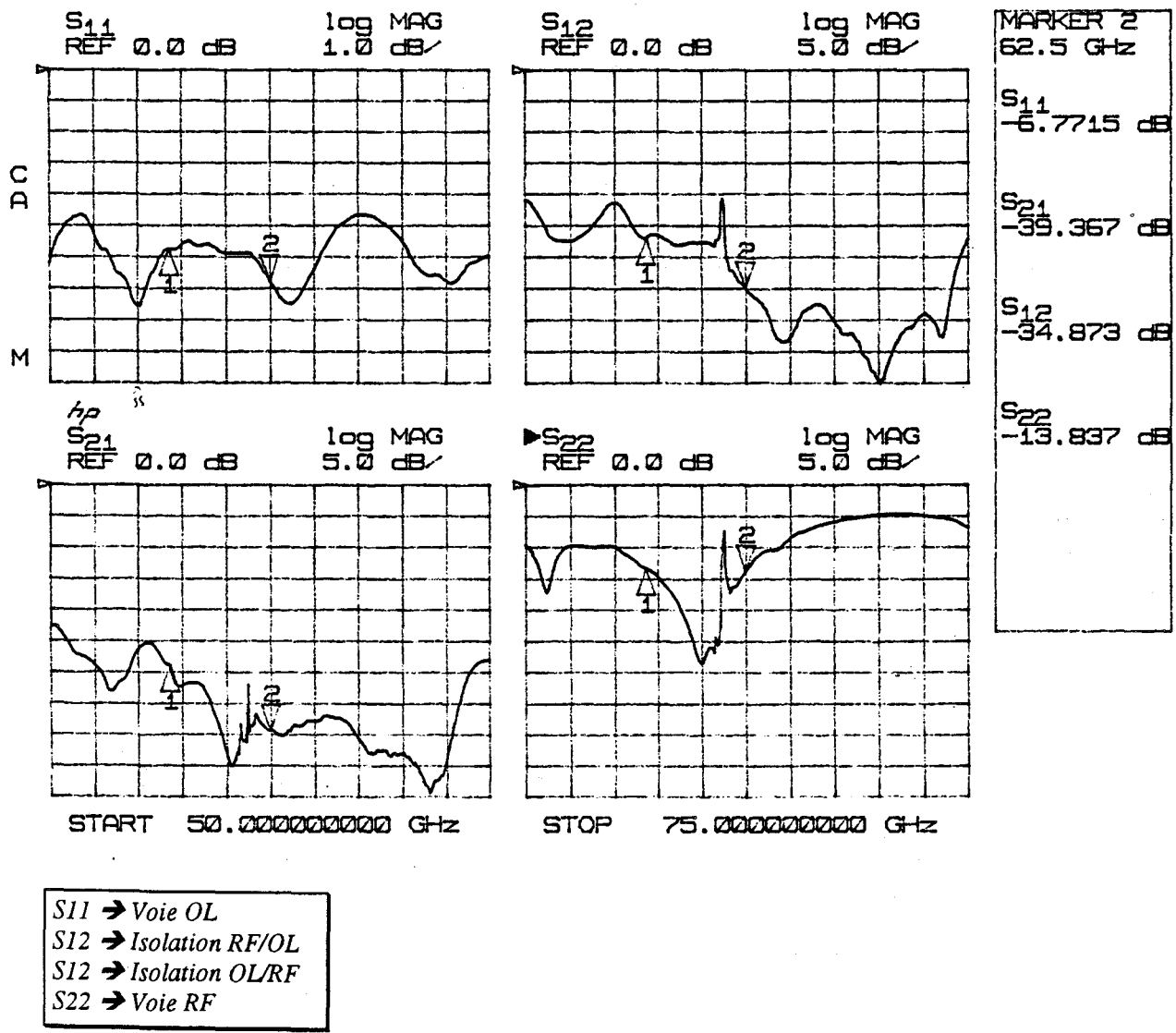


Figure IV-43 : Mesures en cellule des paramètres S de la version MIX100 au point de polarisation particulier $V_{ds}=3$ V, $V_{g1s}=0.2$ V, $V_{g2s}=0.3$ V

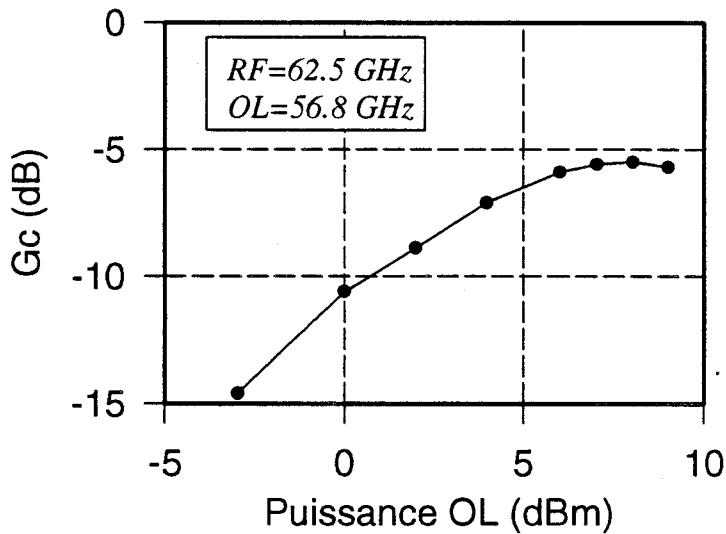


Figure IV-44 : Version MIX100 mesurée en cellule aux fréquences du cahier des charges : Gain de Conversion en fonction de la puissance de l'oscillateur local

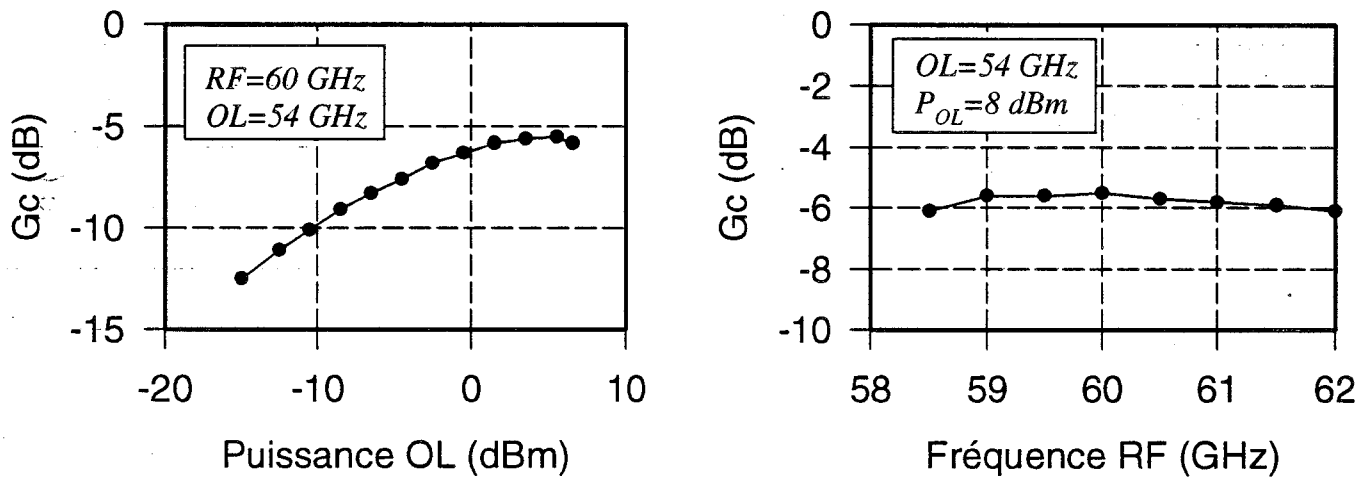


Figure IV-45 : Version MIXNORM mesurée en cellule aux fréquences d'adaptation : Gain de Conversion en fonction de l'oscillateur local et en fonction de la fréquence RF

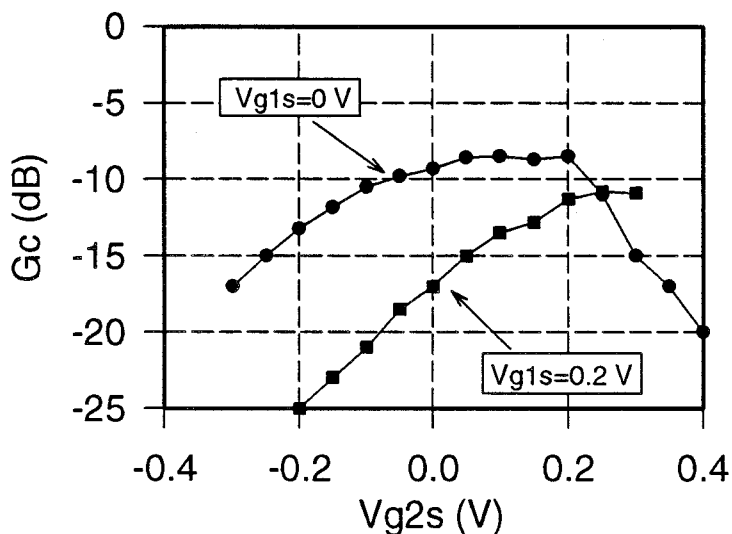


Figure IV-46 : Dépendance du Gain de Conversion aux tensions Vg1s et Vg2s (version Mixnorm mesurée en cellule; RF=62.5 GHz, OL=56.8 GHz)

On retrouve néanmoins, les pics d'adaptation décalés vers les fréquences les plus basses.

A la vue de ces décalages, nous avons décidé de faire 2 séries de mesures différentes :

- 1 série correspondant au cahier des charges.
- 1 série correspondant aux pics d'adaptation des coefficients de réflexion.

c'est-à-dire : $F_{RF} = 60 \text{ GHz}$

$F_{OL} = 54 \text{ GHz}$ (limite de la source Gun)

$F_{FI} = 6 \text{ GHz}$

Gain de conversion

Dans les conditions du cahier des charges (figure IV-44), un gain de conversion maximum de -5,5 dB est atteint à $P_{OL} = +8 \text{ dBm}$ pour la version MIX100 et l'on obtient -8,5 dB pour la version MIXNORM.

On remarque sur les 2 versions, un gain inférieur d'environ 2,5 dB par rapport à la mesure sous pointes. Notons néanmoins que la version MIX100 est ici polarisée dans des conditions favorisant l'isolation par rapport au gain de conversion.

Plusieurs phénomènes peuvent contribuer à cette différence.

- L'influence des fils de connexion entre la puce et les lignes d'accès de la cellule. Néanmoins une étude préliminaire sur le simulateur, nous a indiqué que l'influence de la dispersion de la longueur des fils est très limitée.

- Le vieillissement de la cellule. En effet, nous avons remesuré les pertes de cette dernière après les campagnes de mesures et on a relevé une augmentation de celles-ci pouvant aller jusqu'à 1 dB. Ces perturbations sont malheureusement très difficile à chiffrer précisément.

- La dispersion sur les composants (l'influence des principaux éléments a été montrée précédemment).

Lorsque l'on sort des conditions fréquentielles du cahier des charges en prenant des valeurs optimales de F_{RF} et F_{OL} (respectivement, 60 GHz et 54 GHz pour la version Mixnorm), on observe une amélioration des performances. Un gain maximum de -5,5 dB est atteint pour une puissance OL de l'ordre de +5 dBm (figure IV-45). Ce gain reste quasi constant

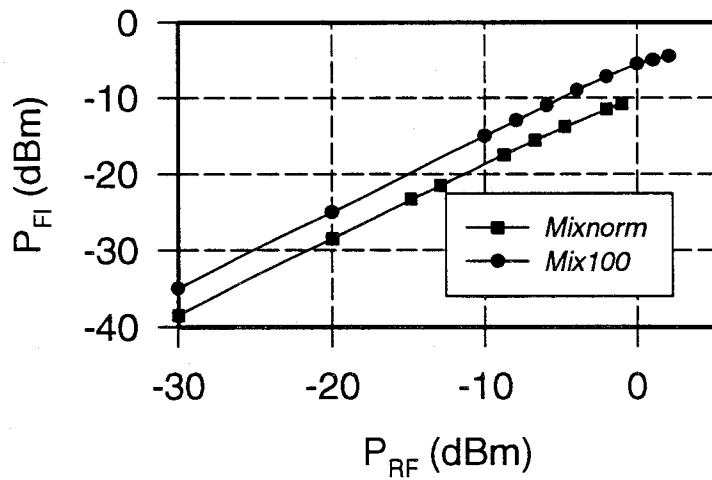


Figure IV-47 : Linéarité des mélangeurs pour les 2 versions réalisées ($RF=62.5$ GHz, $OL=56.8$ GHz)
 Version MIX100 : $V_{ds}=3$ v, $V_{g1s}=0.2$ v, $V_{g2s}=0.25$ v
 Version MIXNORM : $V_{ds}=3$ v, $V_{g1s}=0$ v, $V_{g2s}=0.1$ v

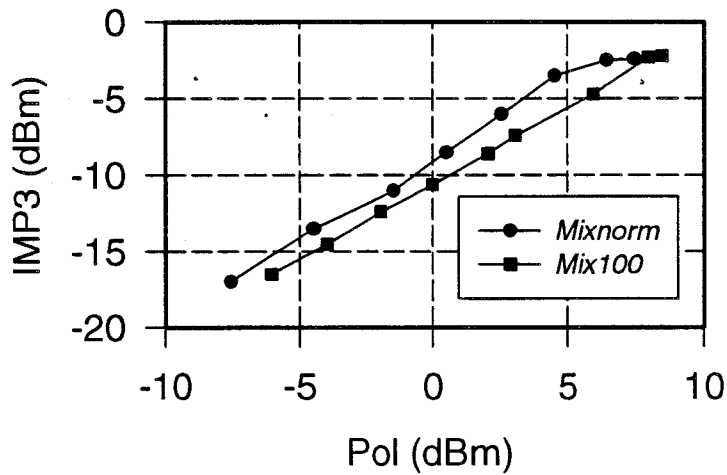


Figure IV-48 : Points d'interception d'intermodulation d'ordre 3 relevés en sortie des mélangeurs pour les 2 versions réalisées ($RF_1=62.5$ GHz, $RF_2=62.51$ GHz, $OL=56.8$ GHz)

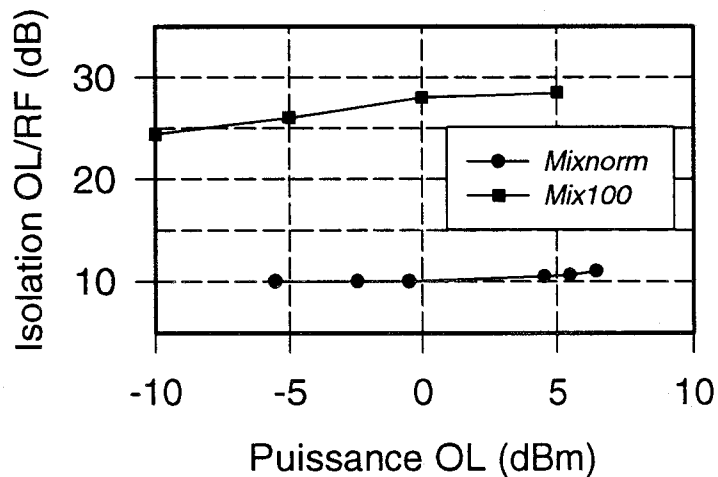


Figure IV-49 : Isolations OL/RF mesurées pour les 2 versions de mélangeurs réalisés (version MIXNORM : $F_{OL}=54$ GHz; version Mix100 : $F_{OL}=56.8$ GHz)

(ondulation < 0,5 dB) dans la bande 59-62 GHz. On vérifie ainsi que l'adaptation des entrées permet une augmentation du gain de conversion (# 3 dB par rapport à la mesure à RF=62,5 GHz pour une FI constante à 6 GHz). Le circuit nécessite alors une puissance OL moindre.

Dépendance du gain de conversion par rapport aux tensions de polarisation

On peut observer sur la figure IV-46 que le comportement du mélangeur est très lié au point de polarisation choisi. En effet, on constate un gain de conversion plus grand avec une saturation plus rapide pour le cas $V_{g1s}=0$ V que pour le cas $V_{g1s}=0,2$ V. Cette forte différence de comportement peut s'expliquer en observant le réseau composite du bigrille car, pour $V_{g1s}=0$ V, on se trouve plus proche de la tension de coude et avec un gm_1 plus grand.

Linéarité et point d'interception d'intermodulation d'ordre 3

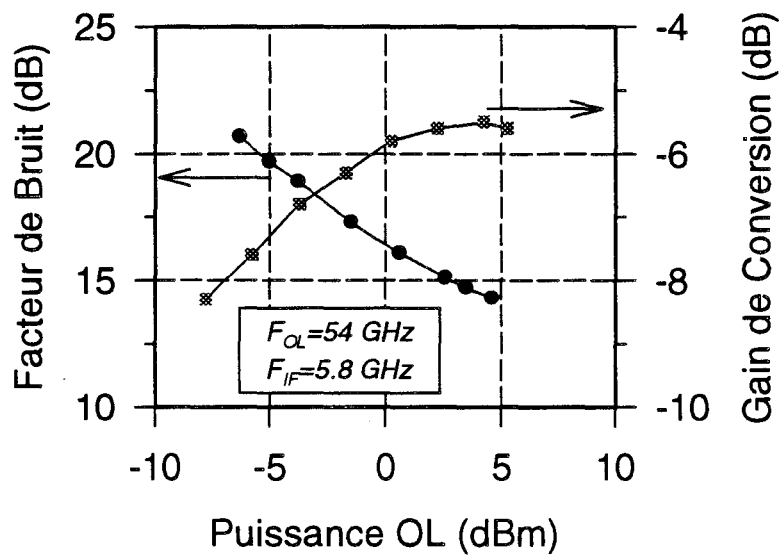
La figure IV-47 représente la puissance de sortie FI en fonction de la puissance d'entrée RF, tracée au maximum du gain de conversion. Un point de compression de l'ordre de +2 dBm est relevé, pour la version MIX100, alors que la version MIXNORM présente un point de compression légèrement inférieur. On montre ici que le fait d'avoir une tension de polarisation V_{g1s} supérieure pour la version MIX100 permet d'améliorer sensiblement la linéarité du circuit.

L'évolution du point d'interception d'intermodulation d'ordre 3 a également été mesurée en sortie du mélangeur, avec 2 sources RF d'égales puissances, distantes de 10 MHz en entrée du dispositif (figure IV-48).

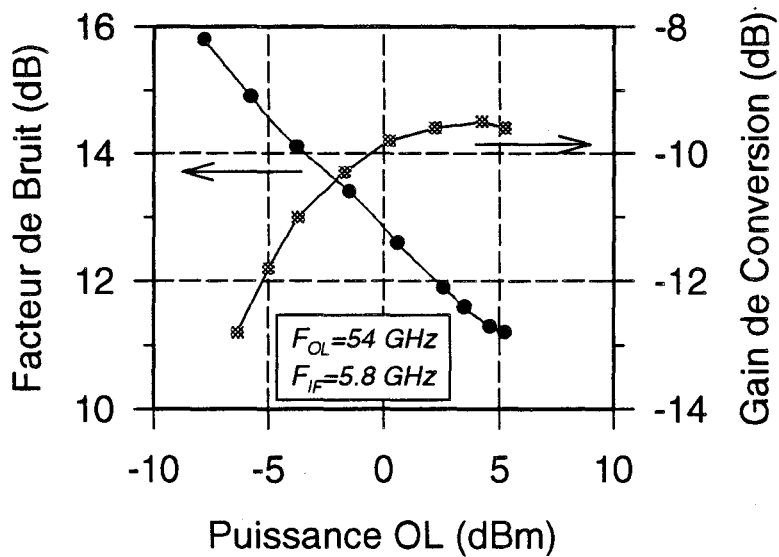
Un IMP3 maximum de l'ordre de -2 dBm est obtenu sur les 2 versions présentées, pour une puissance OL comprise entre +6 et +8 dBm.

Isolation

Le facteur d'isolation est certainement l'atout n° 1 du transistor bigrille. Mais comme nous l'avons dit précédemment, il est nécessaire de faire un compromis sur d'autres critères si l'on désire tirer pleinement parti de cette caractéristique. On donne figure IV-49 la comparaison des isolations OL/RF entre les 2 versions étudiées. Ces 2 versions sont dans des conditions de fonctionnement différentes de fréquences et de polarisation.



a) $V_{ds}=3\text{ V}$; $I_{ds}=15\text{ mA}$



b) $V_{ds}=3\text{ V}$; $I_{ds}=7\text{ mA}$

Figure IV-50 : Facteur de bruit du mélangeur MIXNORM associé au gain de conversion
 a) mesure dans le cas du gain de conversion maximum
 b) mesure dans le cas du facteur de bruit minimum

A $F_{OL} = 56,8$ GHz, on obtient près de 30 dB d'isolation avec la version MIX100, alors que la version MIXNORM ne présente qu'environ 10 dB à $F_{OL} = 54$ GHz. Il est intéressant de noter que les valeurs obtenues à $P_{OL} = 0$ dBm sont proches de celles relevés sur les paramètres S correspondants.

La supériorité de MIX100 sur MIXNORM en matière d'isolation est étroitement corrélée avec d'une part, le point de polarisation et d'autre part avec la moins bonne adaptation de ce circuit sur sa voie OL (cette question a déjà été évoquée au § IV-3.2.c).

Le relevé des isolations RF/OL a donné des résultats supérieurs à 30 dB.

Les isolations OL/FI et RF/FI n'ont pas pu être mesurées, du fait de la limitation en fréquence à 26,5 GHz de l'analyseur de spectre.

Facteur de bruit

Le facteur de bruit du mélangeur MIXNORM a été mesuré en utilisant une source de bruit blanc autour de 60 GHz. Deux points de polarisations particuliers ont été retenus. Le premier correspondant à la polarisation donnant le gain de conversion maximum (figure IV-50a) et le second correspondant à la polarisation donnant le facteur de bruit minimum (figure IV-50b).

Dans le premier cas, on relève un facteur de bruit minimal d'environ 14 dB pour un gain de conversion de -5,5 dB. Le courant moyen du point de repos est de 15 mA.

Dans le second cas, le courant moyen du point de repos est de 7 mA et le facteur de bruit minimum observé est de 11 dB. Le gain de conversion associé est alors de -9 dB.

Ces résultats conduisent aux remarques suivantes:

- Le facteur de bruit semble fortement dépendant du courant moyen de fonctionnement puisque l'on observe une augmentation de celui-ci de 3 dB entre les 2 cas présentés. Ce comportement spécifique des mélangeurs a d'ailleurs aussi été remarqué avec le mélangeur monogrille (figure III-50; Chap. III).

- Dans le cas d'une polarisation à faible courant, le premier transistor équivalent

fonctionne presque en régime froid et on relève alors un facteur de bruit proche des pertes de conversion.

IV - 6.3 BILANS DES PERFORMANCES

Afin de mettre en évidence les principales performances obtenues sur les mélangeurs, nous proposons le tableau récapitulatif ci-dessous.

Spécifications		Mesures				
RF = 62- 63 GHz LO = 56,8 GHz		caractérisation sous pointes		caractérisation en cellule		
		<i>version MIXNORM</i>	<i>version MIX100</i>	<i>version MIX100</i>	<i>version MIXNORM</i>	
		<i>RF = 62,5 GHz LO = 56,8 GHz</i>		<i>RF=62,5 GHz LO=56,8 GHz</i>	<i>RF=62,5 GHz LO=56,8 GHz</i>	<i>RF=60 GHz LO=54 GHz</i>
Coefficient de réflexion	RF > -10 dB OL > -10 dB	RF # -6 dB OL # -4 dB	RF # -6 dB OL # -4dB	RF # -13 dB OL # -6 dB	RF # -9 dB OL # -4,5 dB	RF # -18dB OL# -13 dB
Gain de Conversion	> -0 dB	-6,5 dB	-3 dB	-5,5 dB	-8,5 dB	-5,5 dB
Puissance OL Max.	≤ 10 dBm	10 dBm	10 dBm	8 dBm	10 dBm	5,5 dBm
Pc 1 dB (P _{RF})	> 5 dBm	-	-	+2 dBm	-1 dBm	-
IMP3 (sortie)	-	-	-	-2 dBm	-	-2 dBm
Isolation OL/RF	> 20 dB	# 15 dB	# 15 dB	30 dB	25 dB	10 dB
RF/OL	> 20 dB	> 30 dB	> 30 dB	> 30 dB	> 30 dB	> 25 dB
Facteur de Bruit	< 10 dB	-	-	-	-	11 dB

A la lecture de ces résultats, on remarque qu'il n'est pas possible de satisfaire toutes les spécifications simultanément. Néanmoins les performances atteintes constituent une référence pour la bande V à l'heure actuelle.

L'utilisation du composant bigrille nécessite, nous l'avons vu, de faire des compromis suivant le critère à favoriser. On peut synthétiser cela de la façon suivante :

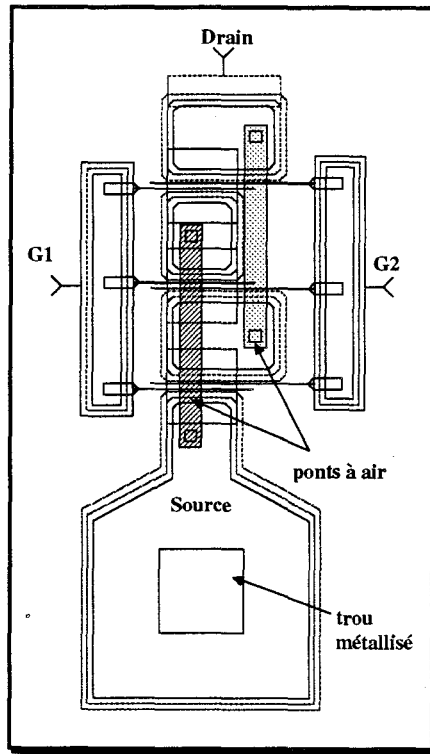


Figure IV-51 : Topologie du bigrille Quatuor BA2A375

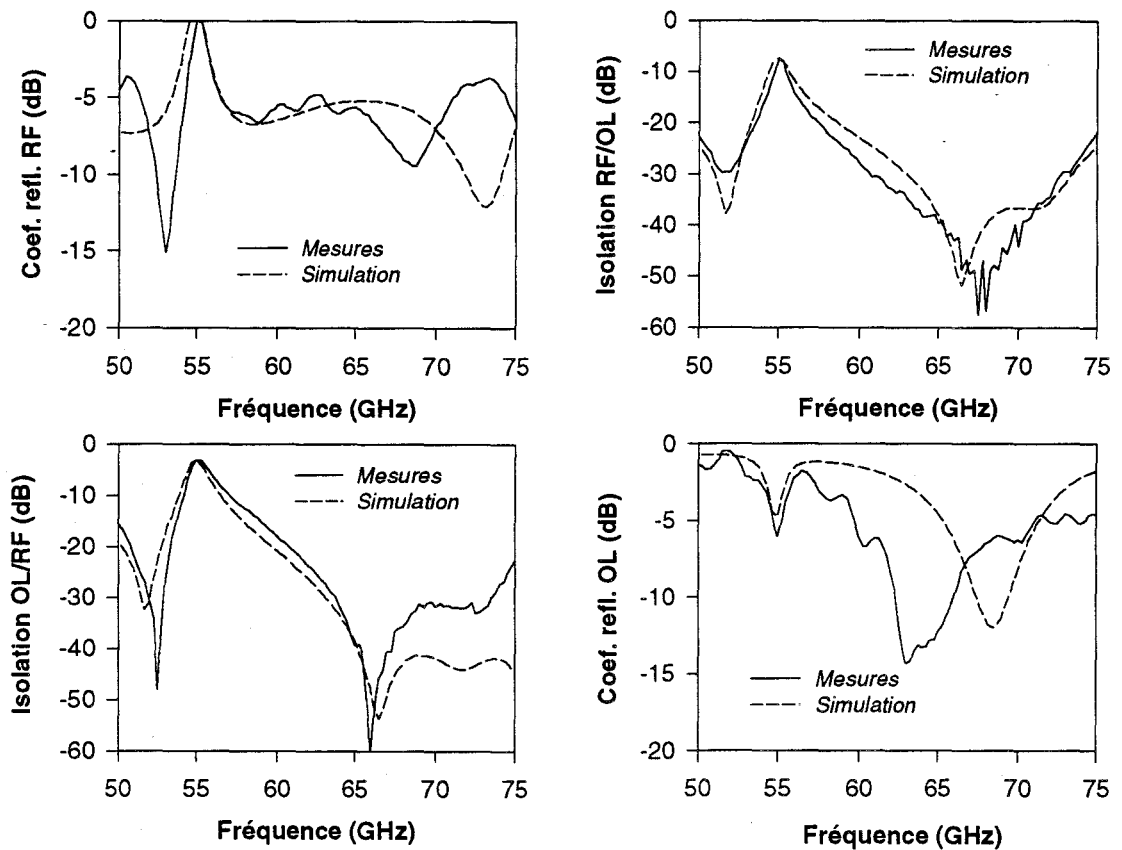


Figure IV-52 : Comparaisons mesures/réto-simulations des paramètres S du mélangeur MIX100 caractérisé sous pointes

<u>Critères</u>	<u>Conditions de polarisation</u>	<u>Conséquences</u>
G_C	$0 < V_{g2s} < 0,2 \text{ V}$ $0 < V_{g1s} < 0,2 \text{ V}$	Isolation \searrow linéarité \searrow
Linéarité	$V_{g1s} \nearrow$	$G_C \searrow$
Isolation	$V_{g2s} \nearrow$	$G_C \searrow$, bruit \nearrow
Facteur de Bruit	$V_{g1s} \searrow$ $V_{g2s} \searrow$	$G_C \searrow$

On se propose maintenant de présenter une étude de rétro-simulation afin d'analyser les phénomènes observés lors de la phase de caractérisation des mélangeurs.

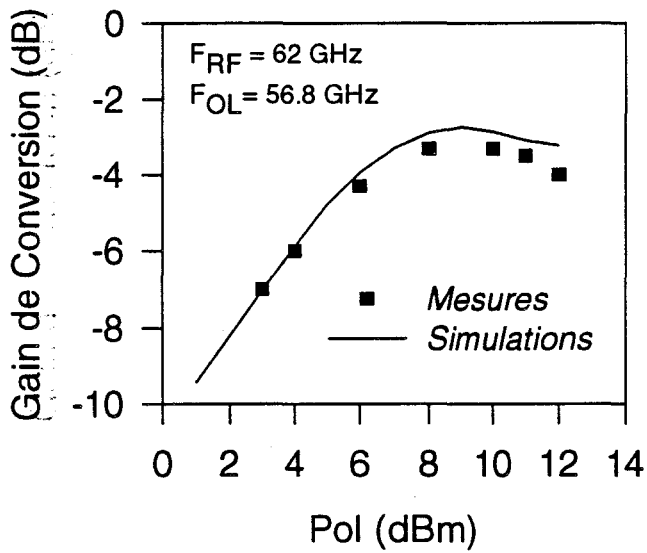
IV - 7 RETRO-SIMULATION

Le modèle de bigrille utilisé lors de la conception des MMICs était, rappelons le, relativement approximatif. Bénéficiant par la suite des progrès de la caractérisation, nous avons pu bâtir un modèle nettement plus exact (§ IV-2.6). Celui-ci a été implanté dans le simulateur et nous a permis d'effectuer des rétro-simulations.

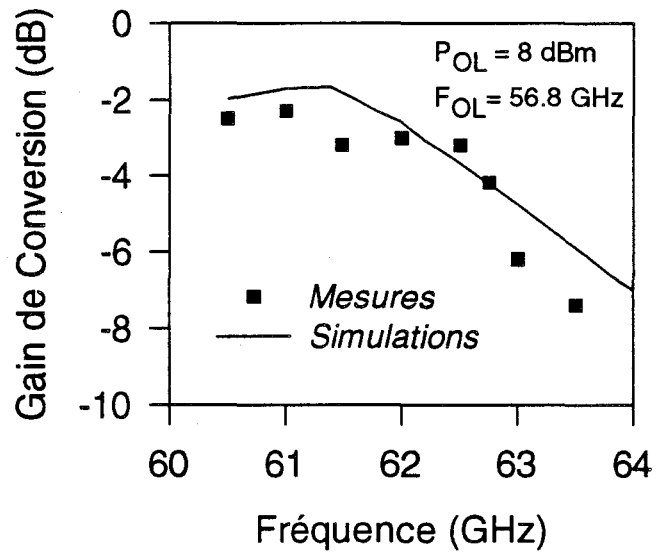
Dans un premier temps, la comparaison entre le modèle simplifié et le modèle exact nous a conduit aux remarques importantes ci-dessous :

- Un écart variant de 10 à 15 % a été relevé sur les évolutions des non linéarités intrinsèques du composant entre les 2 modèles. Cette différence répercutée sur les éléments prépondérant que sont G_{d1} et G_{m1} est une première raison du désaccord que l'on a pu avoir précédemment entre simulations et mesures.

- Une différence très importante provient des éléments d'accès du composant. En effet, la topologie du bigrille utilisé ramène d'importantes selfs sur les accès drain et source. Ces dernières sont induites par les ponts à air qui assurent la liaison entre les différents plots de drain et de source (figure IV-51). De ce fait, les valeurs effectivement extraites sont de 2 à 4 fois supérieures à celles que l'on avait estimées initialement.

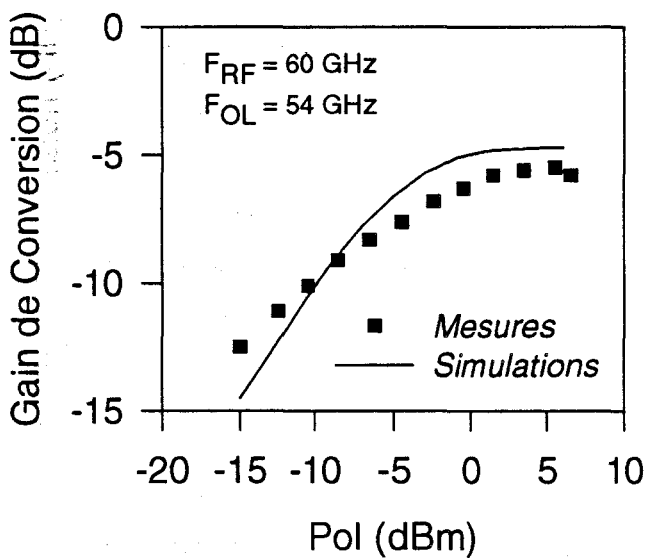


a)

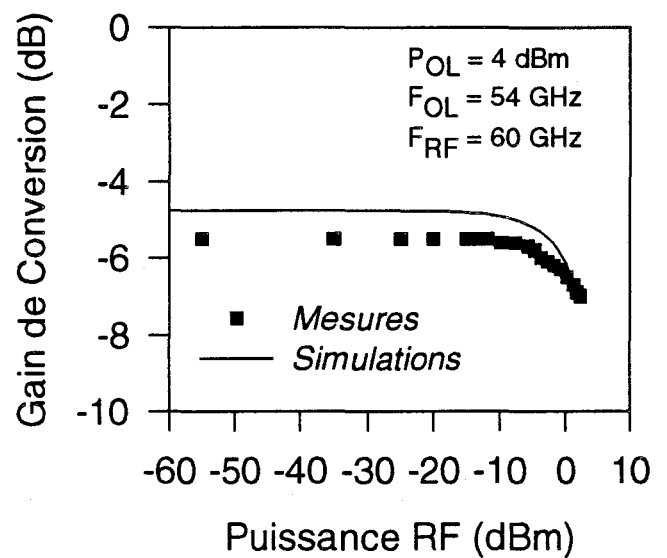


b)

Figure IV-53 : Comparaisons mesures/simulations du gain de conversion, obtenues après rétro-simulation sur la version MIX100. Comparaisons effectuées à partir des mesures sous points



a)



b)

Figure IV-54 : Comparaisons mesures/simulations du gain de conversion obtenues après rétro-simulation sur la version MIXNORM. Comparaisons effectuées à partir des mesures en cellule

Dans une seconde étape nous avons comparé les simulations et les mesures sur les paramètres S dans des conditions de fonctionnement et de polarisations identiques.

A titre d'exemple la figure IV-52 montre la comparaison dans le cas de la caractérisation sous pointes de la version MIX100. On relève une bonne concordance des courbes dans la zone de fonctionnement. Les corrections apportées sur les éléments d'accès ont été importantes dans ce cas. Par contre, on note également que au delà de 65 GHz, il existe d'autres perturbations qui ne sont plus liées aux éléments d'accès. Les différences observées notamment sur les coefficients de réflexion nous laissent penser que lorsque l'on monte en fréquence, la charge du bigrille ne se comporte plus comme nous l'avait indiqué la simulation. Ce phénomène a d'ailleurs été observé sur l'analyse des circuits de sortie tests (figure IV-36c).

Le résultat de la figure IV-52 est obtenu pour une polarisation $V_{ds} = 3 \text{ V}$, $V_{g1s} = 0,2 \text{ V}$, $V_{g2s} = 0 \text{ V}$ et avec les valeurs des éléments d'accès suivantes :

$$\begin{aligned} L_{g1} = L_{g2} &= 30 \text{ pH} & C_{pg1} = C_{pg2} &= 25 \text{ fF} \\ L_d &= 70 \text{ pH} & C_{pd} &= 45 \text{ fF} \\ L_s &= 60 \text{ pH} \end{aligned}$$

Ces valeurs sont proches de celles issues de l'extraction des éléments du schéma équivalent.

Ces corrections effectuées, nous avons vérifié les performances en terme de gain de conversion (figure IV-53). Un très bon accord a été obtenu démontrant ainsi la validité de modèle non linéaire du transistor bigrille.

Une démarche similaire a été entreprise sur la version MIXNORM dans le cas de la caractérisation en cellule. La simulation a donné dans ce cas, un gain supérieur d'environ 1 dB par rapport au résultat mesuré (figure IV-54a). Cette différence est très acceptable, dans la mesure où les perturbations apportées par la cellule (dues principalement au vieillissement) sont difficiles à estimer précisément.

La comparaison sur la compression du mélangeur (figure IV-54b) a donné également des résultats satisfaisants, validant ainsi une nouvelle fois la modélisation du transistor bigrille.

IV - 8 CONCLUSION

Ce chapitre a présenté l'élaboration de mélangeurs millimétriques en technologie MMIC.

Un modèle électrique non linéaire original a été développé à partir de données physiques et électriques. Une procédure spécifique a été mise en oeuvre afin de traduire de la façon la plus efficace possible le comportement complexe du transistor bigrille.

Les circuits ont été fabriqués par la fonderie THOMSON TCS dans le cadre d'un partenariat au sein d'un contrat Européen ESPRIT.

L'ensemble des performances atteintes par les différentes versions est très satisfaisant et constitue une référence pour ce type de mélangeurs en bande V.

La chronologie particulière de conception, liée à des contraintes contractuelles et temporelles, a mis en évidence, au travers d'une étude de rétro-simulation, l'importance de posséder un modèle de composant actif le plus exact possible. Nous avons en effet, montré les conséquences d'une sous évaluation des éléments du schéma équivalent, sur les performances des mélangeurs.

L'expérience acquise lors de cette étude, a permis le développement de mélangeurs pour une application de type radar anti-collision à 77 GHz. Ces circuits sont maintenant réalisés et ils devraient être caractérisés prochainement.

CHAPITRE IV BIBLIOGRAPHIE

- [1] **F. DUHAMEL**
Thèse de 3^{ème} cycle, à paraître
- [2] **H. HAPPY**
« *Helena, un logiciel convivial de simulation des composants à effet de champ* »
Thèse de 3^{ème} cycle, Lille, 1992
- [3] **D. LANGREZ**
Thèse de 3^{ème} cycle, à paraître
- [4] **JC. RAUTIO**
« *Techniques for correcting parameter data of an imperfect terminated multiport when measured with a two-port network analyser* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-31, n°5, pp 407-412, March 1983
- [5] **D. LANGREZ, E. DELOS, G. SALMER**
« *Accurate extraction of Dual Gate Field Effect Transistor parasitic elements* »
Microwave and Optical Tech. Letters, Vol. 9, n°2, pp 91-93, June 95
- [6] **J. SCOTT, R. MINASIAN**
« *A simplified microwave model of the GaAs dual gate MESFET* »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, n°3, pp 243-247, March 1984
- [7] **D. LANGREZ, E. DELOS, G. SALMER**
« *Modelling 0.15 μm Dual Gate PM-HEMTs by using experimental extraction* »
Proc. of the 24th EuMC Conference, Cannes, France, pp 355-360, Sept. 1994
- [8] **Y. MOUQUET**
« *Contribution à la modélisation non-linéaire des TECs pour amplification de puissance en classe B en Bande Ku et Ka* »
Thèse de 3^{ème} cycle, Lille, Juillet 1995
- [9] **N. SCHEINBERG, E. CHISHOLM**
« *A capacitance model for GaAs MESFET's* »
IEEE Solid State Circuits, Vol. 26, n°10, pp 1467-1470, Oct. 1991
- [10] **MMIC FOUNDRY - THOMSON TCS -**
« *Design Manual Process* »
- [11] **Y. KWON, D. PAVLIDIS, P. MARSH, G.I. NG, T. BROCK, D. STREIT**
« *A miniaturized W-band Monolithic Dual-Gate InAlAs/InGaAs HEMT mixer* »
Proc. of the GaAs IC Symposium, San Jose, CA, pp 215-218, Oct. 1993
- [12] **JF KRUCK**
« *Conception et réalisation d'une cellule de test de circuits planaires dans la bande V* »
Thèse de 3^{ème} cycle, Lille, Janvier 1995

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'analyse et le développement de mélangeurs à TECs ont été au centre de ce travail. A partir de cahiers des charges nous avons eu à concevoir différents types de circuit en visant des performances élevées.

L'absence de modèles non linéaires électriques rigoureux et adaptés à notre problème pour le transistor monogrille et l'absence totale de modèles non linéaires pour le transistor double grille, nous ont conduit à développer nos propres modèles. Les diverses mesures de validation impulsionnelle, hyperfréquence, petit signal ou grand signal, que nous avons effectuées, ont démontré que l'objectif visé était atteint. L'élaboration du modèle électrique non linéaire du double grille constitue une avancée pour les concepteurs et devrait maintenant les inciter à utiliser ce composant avec moins de réticences. L'intérêt soulevé par ce modèle auprès de HEWLETT-PACKARD Santa-Rosa en est une confirmation.

Concernant les circuits réalisés, nous avons montré, en premier lieu, les limitations liées à la technologie hybride. En effet l'utilisation d'éléments de connexion contribue fortement à la dégradation des performances lorsque la fréquence s'élève. Nous pouvons affirmer, actuellement, que l'utilisation de cette technologie au delà de 40 GHz devient très hasardeuse et que l'on s'expose alors à des effets indésirables difficilement maîtrisables. L'utilisation de composants discrets avec trous métallisés (« via holes ») apparaît incontournable. En effet, nous avons montré l'effet drastique de la self de connexion de source L_s , sur les performances du mélangeur. Toutes ces difficultés font qu'une méthode de conception rigoureuse, avec une vue globale des différents problèmes à aborder et à résoudre s'avère être indispensable.

Concernant le mélangeur monolithique à TEC bigrille en bande V, les différentes phases de l'étude, imposées par les contraintes contractuelles, nous ont été très profitables en ce sens qu'elles nous ont aidées à mieux cerner les nombreuses difficultés auxquelles nous étions confrontés. En effet, les problèmes que nous avons rencontrés, dus à des estimations insuffisamment précises des divers éléments du schéma équivalent (intrinsèque et extrinsèque), nous ont convaincus de la nécessité d'une modélisation particulièrement rigoureuse.

Le second aspect de ce sujet concerne le fonctionnement en mélangeur. A l'issue de l'étude complète (conception, simulation, mesures, rétro-simulation), nous avons été en mesure d'analyser le fonctionnement très complexe du dispositif. Notamment, nous avons pu fournir une première synthèse quant au choix du point de fonctionnement selon que l'on souhaite privilégier le gain de conversion, le point d'interception d'ordre trois ou le facteur de bruit. La contribution, ainsi apportée, ouvre la voie à une méthodologie d'utilisation du composant bigrille pour la fonction mélange.

L'ensemble des résultats obtenus nous permet d'envisager une utilisation de plus en plus importante de composants à effet de champ pour l'application en mélangeur. Avec des performances toujours croissantes, ils offrent des solutions très compétitives pour la montée en fréquence.

ANNEXES

ANNEXE I-1

Mise en évidence des produits d'intermodulation d'ordre 3 générés par l'application de 2 sources RF et d'une source d'oscillateur local OL sur l'entrée d'un mélangeur.

On pose :

$$V_{OL} = OL \cos \omega_{OL} t$$

$$V_{RF1} = RF_1 \cos \omega_{RF1} t$$

$$V_{RF2} = RF_2 \cos \omega_{RF2} t$$

et

$$V_E = V_{OL} + V_{RF1} + V_{RF2}$$

En sortie du mélangeur on obtient (en limitant à l'ordre 4) :

$$\begin{aligned} V_S &= aV_E + bV_E^2 + cV_E^3 + dV_E^4 \\ &= a(V_{OL} + V_{RF1} + V_{RF2}) + b(V_{OL} + V_{RF1} + V_{RF2})^2 + c(V_{OL} + V_{RF1} + V_{RF2})^3 + d(V_{OL} + V_{RF1} + V_{RF2})^4 \\ &= (aV_{OL} + bV_{OL}^2 + cV_{OL}^3 + dV_{OL}^4) + (aV_{RF1} + bV_{RF1}^2 + cV_{RF1}^3 + dV_{RF1}^4) + (aV_{RF2} + bV_{RF2}^2 + cV_{RF2}^3 + dV_{RF2}^4) \\ &\quad + (2bV_{RF1}V_{RF2} + 2bV_{RF1}V_{OL} + 2bV_{RF2}V_{OL} + 3cV_{RF1}^2V_{RF2} + 3cV_{RF1}V_{RF2}^2 + 3cV_{OL}V_{RF1}^2 + 3cV_{OL}V_{RF2}^2 + \\ &\quad 3cV_{OL}^2V_{RF1} + 3cV_{OL}^2V_{RF2} + 6cV_{OL}V_{RF1}V_{RF2} + 4dV_{OL}^3V_{RF1} + 4dV_{OL}^3V_{RF2} + 4dV_{OL}V_{RF1}^3 + 4dV_{OL}V_{RF2}^3 + \\ &\quad 4dV_{RF1}^3V_{RF2} + 4dV_{RF1}V_{RF2}^3 + 6dV_{OL}^2V_{RF1}^2 + 6dV_{OL}^2V_{RF2}^2 + 6dV_{RF1}^2V_{RF2}^2 + 12dV_{OL}^2V_{RF1}V_{RF2} + \\ &\quad 12dV_{OL}V_{RF1}^2V_{RF2} + 12dV_{OL}V_{RF1}V_{RF2}^2) \end{aligned}$$

Soit en séparant les différents signaux, on obtient les principales raies du spectre :

$$aV_{OL} \Rightarrow \cos \omega_{OL} t$$

$$aV_{RF1} \Rightarrow \cos \omega_{RF1} t$$

$$aV_{RF2} \Rightarrow \cos \omega_{RF2} t$$

$$bV_{OL}^2 \Rightarrow \cos 2\omega_{OL} t$$

$$bV_{RF1}^2 \Rightarrow \cos 2\omega_{RF1} t$$

$$bV_{RF2}^2 \Rightarrow \cos 2\omega_{RF2} t$$

$$cV_{OL}^3 \Rightarrow \cos 3\omega_{OL} t$$

$$cV_{RF1}^3 \Rightarrow \cos 3\omega_{RF1} t$$

$$cV_{RF2}^3 \Rightarrow \cos 3\omega_{RF2} t$$

$$dV_{OL}^4 \Rightarrow \cos 4\omega_{OL} t$$

$$dV_{RF1}^4 \Rightarrow \cos 4\omega_{RF1} t$$

$$dV_{RF2}^4 \Rightarrow \cos 4\omega_{RF2} t$$

$$2bV_{RF1}V_{RF2} \Rightarrow \cos(\omega_{RF1} - \omega_{RF2})t + \cos(\omega_{RF1} + \omega_{RF2})t$$

$$2bV_{RF1}V_{OL} \Rightarrow \cos(\omega_{RF1} - \omega_{OL})t + \cos(\omega_{RF1} + \omega_{OL})t$$

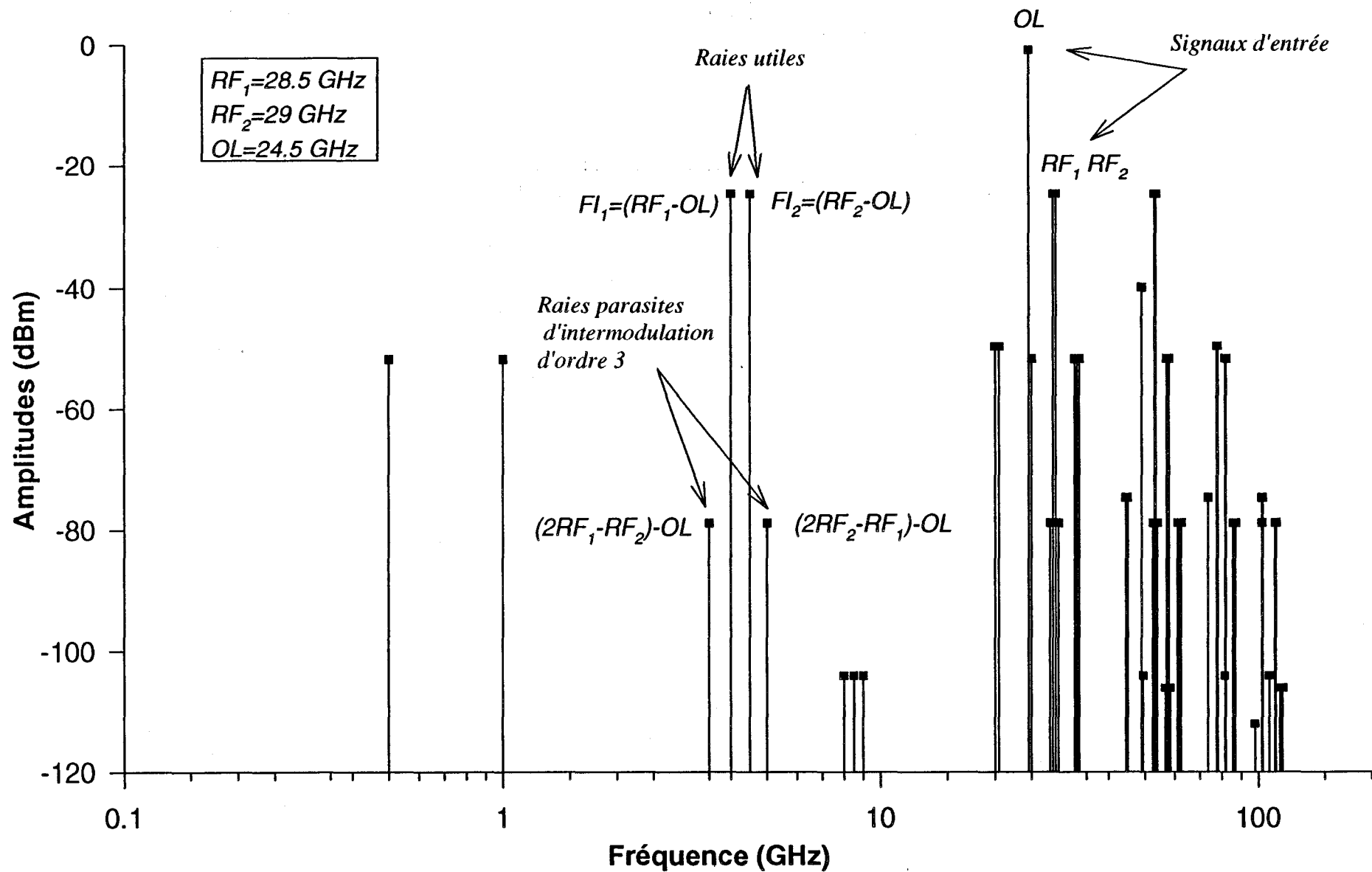
$$2bV_{RF2}V_{OL} \Rightarrow \cos(\omega_{RF2} - \omega_{OL})t + \cos(\omega_{RF2} + \omega_{OL})t$$

$$3cV_{RF1}^2V_{RF2} \Rightarrow \cos(2\omega_{RF1} - \omega_{RF2})t + \cos(2\omega_{RF1} + \omega_{RF2})t$$

$$3cV_{RF1}V_{RF2}^2 \Rightarrow \cos(2\omega_{RF2} - \omega_{RF1})t + \cos(2\omega_{RF2} + \omega_{RF1})t$$

$$3cV_{OL}V_{RF1}^2 \Rightarrow \cos(2\omega_{RF1} - \omega_{OL})t + \cos(2\omega_{RF1} + \omega_{OL})t$$

$$3cV_{OL}V_{RF2}^2 \Rightarrow \cos(2\omega_{RF2} - \omega_{OL})t + \cos(2\omega_{RF2} + \omega_{OL})t$$



Annexe I-1: Spectre de sortie du mélangeur avec 2 sources RF et une source d'oscillateur local OL en entrée.
Mise en évidence des raies d'intermodulation d'ordre 3 dans la bande utile

$$\begin{aligned}
3cV_{OL}^2V_{RF1} &\Rightarrow \cos(2\omega_{OL}-\omega_{RF1})t + \cos(2\omega_{OL}+\omega_{RF1})t \\
3cV_{OL}^2V_{RF2} &\Rightarrow \cos(2\omega_{OL}-\omega_{RF2})t + \cos(2\omega_{OL}+\omega_{RF2})t \\
6cV_{OL}V_{RF1}V_{RF2} &\Rightarrow \cos[(\omega_{RF2}-\omega_{RF1})-\omega_{OL}]t + \cos[(\omega_{RF2}-\omega_{RF1})+\omega_{OL}]t \\
&\quad + \cos[(\omega_{RF1}+\omega_{RF2})-\omega_{OL}]t + \cos[(\omega_{RF1}+\omega_{RF2})+\omega_{OL}]t \\
4dV_{OL}^3V_{RF1} &\Rightarrow \cos(3\omega_{OL}-\omega_{RF1})t + \cos(3\omega_{OL}+\omega_{RF1})t \\
4dV_{OL}^3V_{RF2} &\Rightarrow \cos(3\omega_{OL}-\omega_{RF2})t + \cos(3\omega_{OL}+\omega_{RF2})t \\
4dV_{OL}V_{RF1}^3 &\Rightarrow \cos(3\omega_{RF1}-\omega_{OL})t + \cos(3\omega_{RF1}+\omega_{OL})t \\
4dV_{OL}V_{RF2}^3 &\Rightarrow \cos(3\omega_{RF2}-\omega_{OL})t + \cos(3\omega_{RF2}+\omega_{OL})t \\
4dV_{RF1}^3V_{RF2} &\Rightarrow \cos(3\omega_{RF1}-\omega_{RF2})t + \cos(3\omega_{RF1}+\omega_{RF2})t \\
4dV_{RF1}V_{RF2}^3 &\Rightarrow \cos(3\omega_{RF2}-\omega_{RF1})t + \cos(3\omega_{RF2}+\omega_{RF1})t \\
6dV_{OL}^2V_{RF1}^2 &\Rightarrow \cos(2\omega_{RF1}-2\omega_{OL})t + \cos(2\omega_{RF1}+2\omega_{OL})t \\
6dV_{OL}^2V_{RF2}^2 &\Rightarrow \cos(2\omega_{RF2}-2\omega_{OL})t + \cos(2\omega_{RF2}+2\omega_{OL})t \\
6dV_{RF1}^2V_{RF2}^2 &\Rightarrow \cos(2\omega_{RF2}-2\omega_{RF1})t + \cos(2\omega_{RF2}+2\omega_{RF1})t \\
12dV_{OL}^2V_{RF1}V_{RF2} &\Rightarrow \cos[(\omega_{RF2}-\omega_{RF1})-2\omega_{OL}]t + \cos[(\omega_{RF2}-\omega_{RF1})+2\omega_{OL}]t \\
&\quad + \cos[(\omega_{RF1}+\omega_{RF2})-2\omega_{OL}]t + \cos[(\omega_{RF1}+\omega_{RF2})+2\omega_{OL}]t \\
12dV_{OL}V_{RF1}^2V_{RF2} &\Rightarrow \cos[(2\omega_{RF1}-\omega_{RF2})-\omega_{OL}]t + \cos[(2\omega_{RF1}-\omega_{RF2})+\omega_{OL}]t \\
&\quad + \cos[(2\omega_{RF1}+\omega_{RF2})-\omega_{OL}]t + \cos[(2\omega_{RF1}+\omega_{RF2})+\omega_{OL}]t \\
12dV_{OL}V_{RF1}V_{RF2}^2 &\Rightarrow \cos[(2\omega_{RF2}-\omega_{RF1})-\omega_{OL}]t + \cos[(2\omega_{RF2}-\omega_{RF1})+\omega_{OL}]t \\
&\quad + \cos[(2\omega_{RF2}+\omega_{RF1})-\omega_{OL}]t + \cos[(2\omega_{RF2}+\omega_{RF1})+\omega_{OL}]t
\end{aligned}$$

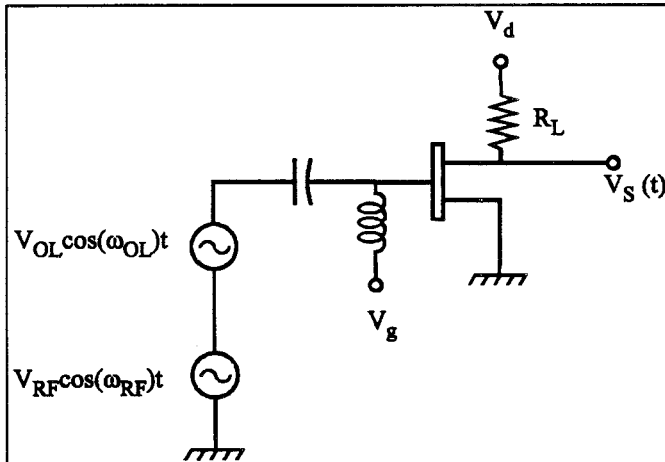
En *gras* apparaissent les termes contenant les raies utiles (FI₁ et FI₂) ainsi que les raies d'intermodulation d'ordre 3 se trouvant dans la même bande que les raies utiles.

$$\begin{aligned}
&\cos(\omega_{RF1}-\omega_{OL})t \\
&\cos(\omega_{RF2}-\omega_{OL})t \quad \Rightarrow \text{raies utiles FI}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&\cos[(2\omega_{RF1}-\omega_{RF2})+\omega_{OL}]t \\
&\cos[(2\omega_{RF2}-\omega_{RF1})-\omega_{OL}]t \quad \Rightarrow \text{raies parasites d'intermodulation d'ordre 3}
\end{aligned}$$

On peut alors tracer le spectre de sortie ainsi obtenu. En posant : $F_{RF1} = 28,5 \text{ GHz}$
 $F_{RF2} = 29 \text{ GHz}$
 $F_{OL} = 24,5 \text{ GHz}$

On obtient le spectre présenté sur la figure ci-contre :

ANNEXE I-2**Démonstration simplifiée du phénomène de mélange dans un mélangeur par grille à TEC**

On a :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$$

$$g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$$

avec :

$$V_{GS} \approx V_g + V_{OL} \cos \omega_{OL} t \quad (V_{OL} \gg V_{RF})$$

Soit :

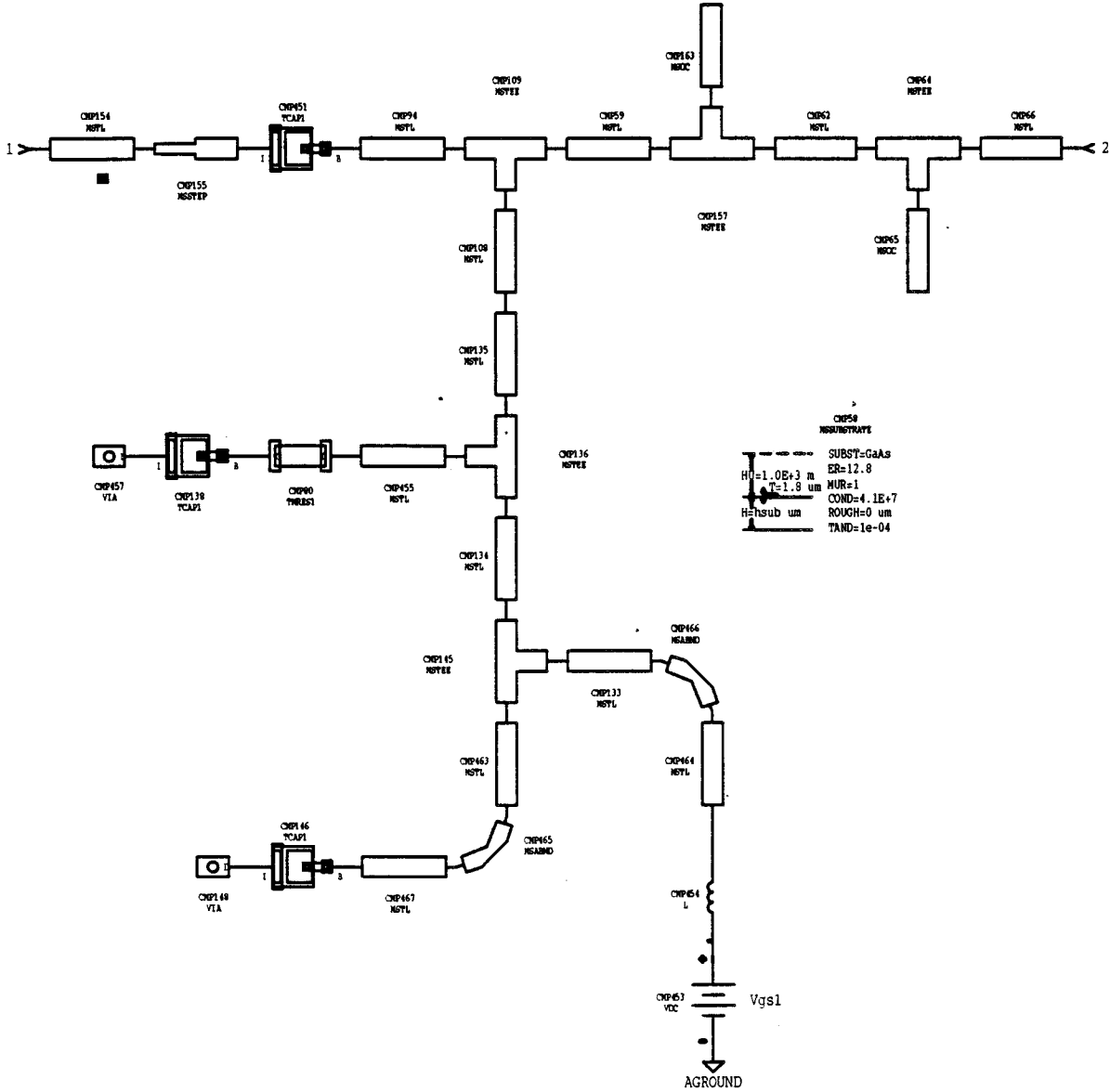
$$\begin{aligned} g_m(t) &= \frac{-2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_g + V_{OL} \cos \omega_{OL} t}{V_P} \right) \\ &= \left(\frac{-2I_{DSS}}{V_P} \right) \left(1 - \frac{V_g}{V_P} \right) + \left(\frac{2I_{DSS}}{V_P^2} \right) V_{OL} \cos \omega_{OL} t \\ &= g_{ms} + g_{mh}(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_D(t) &= g_m(t) * V_{RF}(t) \\ &= [g_{ms} + g_{mh}(t)] * V_{RF} \cos \omega_{RF} t \\ &= g_{ms} * V_{RF} \cos \omega_{RF} t + \left(\frac{2I_{DSS} V_{OL} V_{RF}}{V_P^2} \right) V_{OL} \cos \omega_{OL} t V_{RF} \cos \omega_{RF} t \end{aligned}$$

et

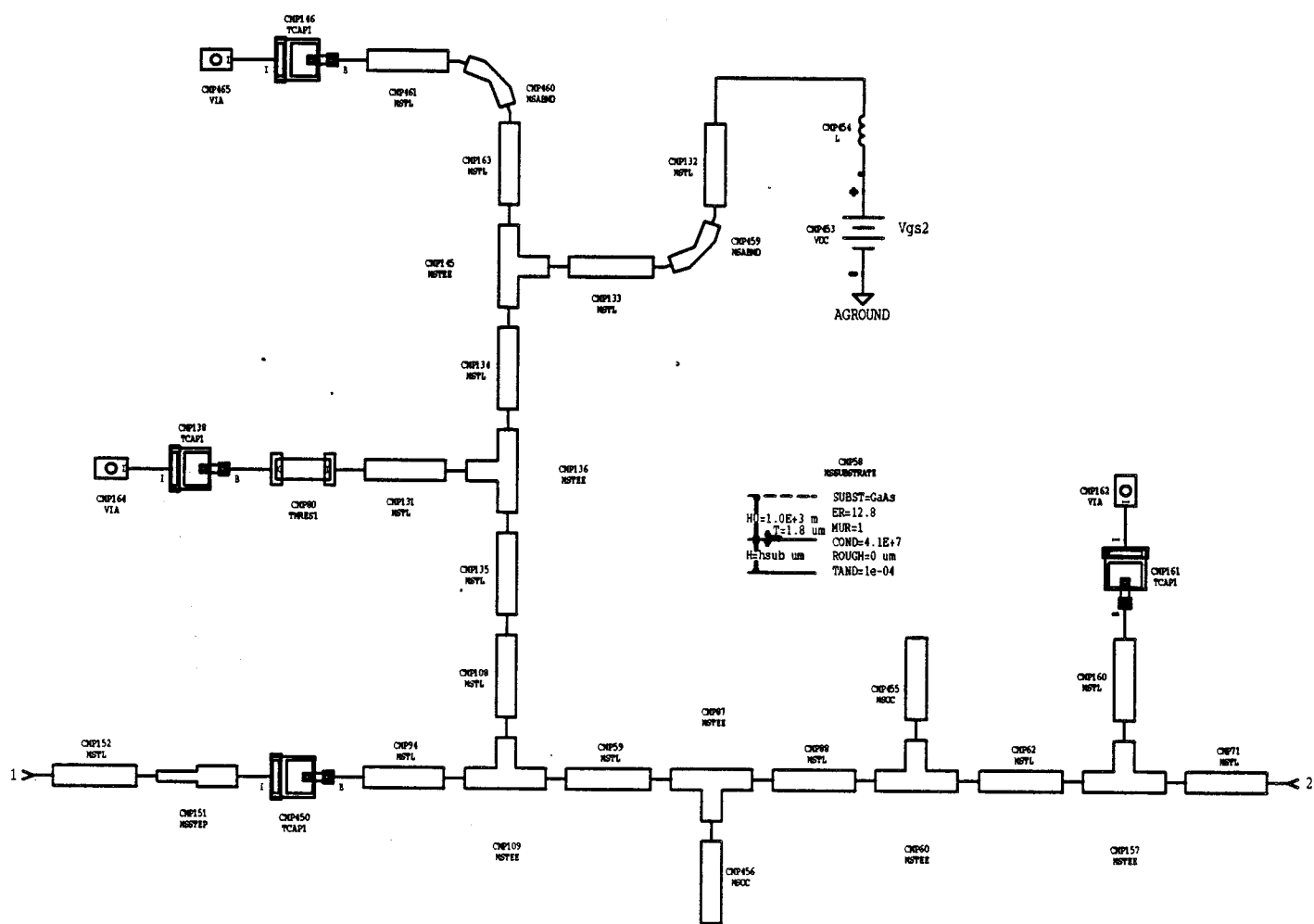
$$V_D(t) = I_D(t) * R_L$$

ANNEXE IV-1a



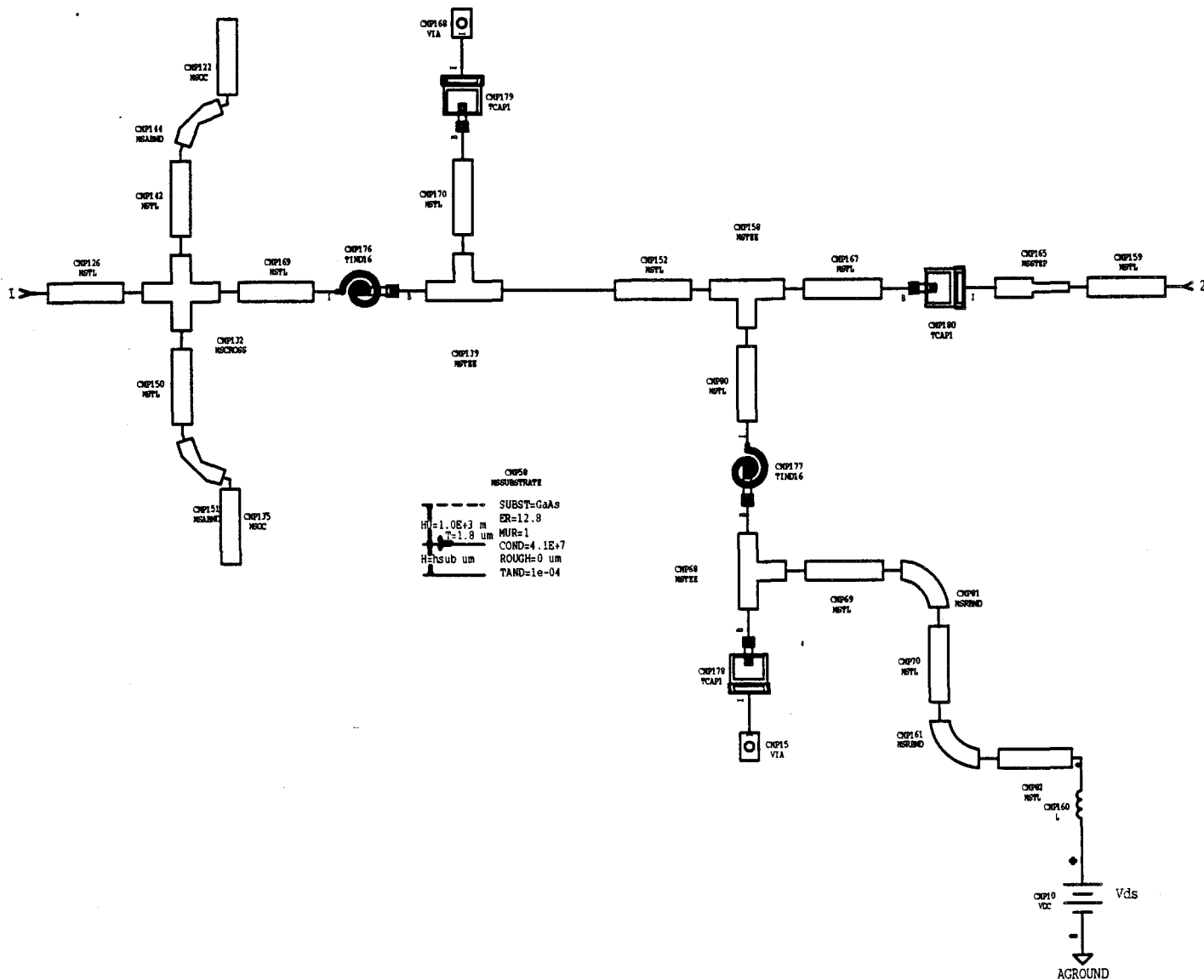
(a) circuit d'entrée voie RF (version MIXNORM)

ANNEXE IV-1b



(b) circuit d'entrée voie OL
(version MIXNORM)

ANNEXE IV-1c



(c) circuit de sortie voie FI
(version MIXNORM)

