

50376
1994
287

20102869
50376
1994
287

THESE

Présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Laurence PICHETA

**Conception et réalisation en MMIC sur AsGa
de transposeurs de fréquence
dans les bandes C et Ku**

Soutenue le 16 Septembre 1994 devant la commission d'examen.

Membres du jury :	Mr E.CONSTANT	Président
	Mr E.A.ALLAMANDO	Directeur de thèse
	Mr C.RUMELHARD	Rapporteur
	Mr J.F.SAUTEREAU	Rapporteur
	Mme F.COPPEL	Examineur
	Mr M.SOULARD	Examineur
	Mr Y.HOURMAND	Examineur

A tous les miens, avec ma profonde gratitude.

A ceux qui me sont chers.

A mes amis.

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord dirigé par Monsieur le Professeur G.Salmer.

Je suis très reconnaissante envers Monsieur le Professeur E.Constant, Directeur de l'IEMN, de bien vouloir présider ce jury.Qu'il en soit vivement remercié.

Je tiens à exprimer ma plus profonde gratitude envers Monsieur le Professeur E.A.Allamando qui a bien voulu assurer la direction de ce travail, en apportant toute sa compétence et toute son efficacité.Ses qualités humaines m'ont été précieuses et ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

Je remercie Monsieur le Professeur C.Rumelhard du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris qui me fait le grand honneur de juger ce travail et d'en assurer la tâche de rapporteur.

Je sais gré à Monsieur le Professeur J.F.Sautereau de l'Université de Toulouse dont la présence dans ce jury de thèse en qualité de rapporteur m'honore.

Que Monsieur M.Soulard, responsable du LEMMIC d'Alcatel-Telspace à Nanterre, soit vivement remercié pour l'honneur qu'il me fait de bien vouloir juger ce travail.

Je tiens à manifester ma profonde reconnaissance à Madame F.Coppel, ingénieur d'Alcatel-Espace à Toulouse.Elle m'a fait bénéficier, au cours d'une collaboration entre Alcatel et le DHS, de son expérience et de ses compétences.De fructueuses discussions, ainsi qu'un stage effectué au LEMMIC sous sa aimable responsabilité, ont contribué à l'accomplissement de cette étude.Je la remercie de sa participation à ce jury de thèse.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur Y.Hourmand, ingénieur au CEA de Paris, qui me fait l'honneur de bien vouloir prendre part à ce jury de thèse.

Je remercie Madame S.Lepilliet, Madame E.Delos et Monsieur E.Playez de la Centrale de Caractérisation, ainsi que Monsieur D.Vandermoere de la Centrale de Technologie, pour leur agréable et active participation dans la réalisation de ce travail.

Mes remerciements vont à Messieurs J.C.Andries, J.C.Jennequin, J.Lemaire et P.Michon de la Mécanique pour leur collaboration dans la bonne humeur, ainsi qu'à Monsieur J.P.Dehorter qui a assuré la reproduction de ce mémoire.

Enfin, je ne saurais oublier mes amis et collègues du laboratoire, en particulier les membres de mon équipe, Messieurs Z.Razouki et E.Gosse, pour leur aide directe ou indirecte et la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

Table des matières

Table des matières	I
Liste des figures	V
Liste des tableaux	IX
Introduction générale	1
Chapitre 1	
Conception des transposeurs de fréquence	5
Introduction.....	5
1.1.Présentation des différents projets.....	7
1.2.Topologie générale.....	9
1.2.1.Etage d'entrée RF.....	13
1.2.2.Etage d'entrée OL.....	15
1.2.3.Etage mélangeur.....	17
1.2.4.Etage de sortie.....	21
Conclusion.....	24
Chapitre 2	
Modélisation du TEC froid	25
Introduction.....	25
2.1.Spécificités du TEC froid.....	27
2.1.1.Schéma électrique équivalent en basses fréquences.....	27
2.1.2.Fonctionnement en commutateur.....	29
2.1.3.Tension de commande.....	29
2.1.4.Comportement fréquentiel.....	31
2.2.Modèles actuels du TEC chaud.....	33
2.2.1.Courant de drain.....	33
2.2.2.Capacités intrinsèques.....	34
2.3.Modélisation originale du TEC froid.....	35
2.3.1.Choix de la direction d'étude.....	35

2.3.2. Modèle basses fréquences.....	37
2.3.3. Modèle hautes fréquences.....	43
2.4. Implantation du modèle dans un logiciel de CAO.....	47
2.4.1. Méthodes d'implantation.....	47
2.4.2. Validité du modèle.....	53
Conclusion.....	53
Chapitre 3	
Simulation du fonctionnement en microondes	55
Introduction.....	55
3.1. Conditions de simulation.....	56
3.1.1. Choix des logiciels.....	56
3.1.2. Choix des modèles et des bibliothèques.....	57
3.2. Résultats théoriques.....	59
3.2.1. Circuit n°1.....	59
3.2.1.1. Etages constitutifs.....	59
3.2.1.2. Transposeur.....	61
3.2.2. Circuit n°2.....	66
3.2.3. Circuit n°3.....	71
3.2.3.1. Etages constitutifs.....	71
3.2.3.2. Transposeur.....	73
Conclusion.....	82
Chapitre 4	
Résultats expérimentaux	83
Introduction.....	83
4.1. Montures de test des trois transposeurs.....	84
4.1.1. Monture du circuit n°1.....	84
4.1.2. Monture du circuit n°2.....	88
4.1.3. Monture du circuit n°3.....	91

4.2.Méthodes et dispositifs de mesure.....	91
4.2.1.Dispositifs de mesure.....	93
4.2.2.Méthodes de mesure.....	95
4.3.Résultats expérimentaux.....	102
4.3.1.Circuit n°1.....	103
4.3.2.Circuit n°2.....	113
4.3.3.Circuit n°3.....	129
Conclusion.....	134
Chapitre 5	
Comparaison théorie-expérience	137
Introduction.....	137
5.1.Circuit n°1.....	139
5.2.Circuit n°2.....	143
5.3.Circuit n°3.....	145
Conclusion.....	148
Conclusion générale	149
Bibliographie	151

Liste des figures

Figure 1.1	Réjection des harmoniques de rang impair du signal RF et du signal OL.....	8
Figure 1.2	Etage d'entrée RF.....	12
Figure 1.3	Déphaseurs actifs 180°.....	14
Figure 1.4	Stabilisation du TEC (Circuit n°3).....	16
Figure 1.5	Topologies possibles de montage du TEC froid.....	16
Figure 1.6	Tête mélangeuse (Circuit n°3).....	20
Figure 1.7	Etage tampon (Circuits n°1 et n°2).....	20
Figure 1.8	Coupleur Wilkinson de l'étage de sortie FI (Circuit n°3).....	22
Figure 2.1	TEC froid.....	26
Figure 2.2	Caractéristiques de sortie du TEC froid.....	26
Figure 2.3	Schéma électrique équivalent au TEC froid en basses fréquences.....	28
Figure 2.4	Changement de la tension de commande.....	28
Figure 2.5	Evolution de la résistance de sortie extrinsèque à tension drain-source nulle.....	32
Figure 2.6	Modélisation physique.....	32
Figure 2.7	Modélisation de la résistance de sortie extrinsèque, au moyen de la .formule n°1 ($R_{ds} = R_d + R_s + R_0 \cdot \exp [-a \cdot (V_{gs}/V_p) + b \cdot (V_{gs}/V_p)^2]$).....	38
Figure 2.8	Modélisation de la résistance de sortie intrinsèque, au moyen de la .formule n°2 ($R_c = R_0 \cdot \exp \{ (a \cdot V_{gs}) / [(V_{gs}/V_p) - 1] \}$).....	39
Figure 2.9	Condition de self-consistence.....	40
Figure 2.10	Evolution de la transconductance.....	40
Figure 2.11	Modèle électrique équivalent au TEC froid en hautes fréquences.....	42
Figure 2.12	Evolution de la capacité de grille, à tension drain-source nulle.....	44
Figure 2.13	Modélisation originale des capacités extrinsèques, à tension drain-source non nulle.....	44
Figure 2.14	Sous-circuit définissant le TEC (Bibliothèque de M.D.S.).....	46

Figure 2.15	Modélisation de la résistance de sortie et des capacités grille-source et grille-drain (Logiciel M.D.S - Application au NEC 710).....	49
Figure 2.16	Implantation du modèle original dans le logiciel M.D.S. (Application au NEC 710).....	50
Figure 2.17	Evolution fréquentielle des paramètres S (théorie : modèle DHS) (Application au NEC 710).....	51
Figure 2.18	Evolution fréquentielle des paramètres S (théorie : modèle Curtice cubique) (Application au NEC 710).....	52
Figure 3.1	Largeur optimale du TEC commutateur (NEC 137).....	60
Figure 3.2	Influence de la puissance de l'oscillateur local sur le gain de conversion (Circuit n°1).....	62
Figure 3.3	Influence de la polarisation de drain de l'étage de sortie (Circuit n°1).....	64
Figure 3.4	Ondulation du gain de conversion sur 1 GHz de bande RF (Circuit n°1).....	64
Figure 3.5	Puissance de compression à -1 dB (Circuit n°1).....	65
Figure 3.6	Intermodulation d'ordre 3 (Circuit n°1).....	65
Figure 3.7	Influence de la puissance de l'oscillateur local sur le gain de conversion (Circuit n°2).....	67
Figure 3.8	Puissance de compression à -1 dB (Circuit n°2).....	68
Figure 3.9	Signaux de sortie du coupleur RF (Circuit n°3).....	70
Figure 3.10	Coefficient de réflexion sur l'accès RF (Circuit n°3).....	72
Figure 3.11	Signaux de sortie du coupleur OL (Circuit n°3).....	74
Figure 3.12	Atténuation du coupleur OL (Circuit n°3).....	75
Figure 3.13	Influence de la puissance de l'oscillateur local sur le gain de conversion (Circuit n°3).....	75
Figure 3.14	Ondulation du gain de conversion dans la bande RF (Circuit n°3).....	77
Figure 3.15	Coefficient de réflexion sur l'accès OL (Circuit n°3).....	77
Figure 3.16	Spectre fréquentiel en sortie FI (Circuit n°3).....	80
Figure 4.1	Plan mécanique de la monture de test (Circuit n°1).....	85

Figure 4.2	Circuit microruban de la monture de test (Circuit n°1).....	86
Figure 4.3	Photographie des transistors dans la cavité, avec les fils de liaison (Circuit n°1).....	87
Figure 4.4	Montage du circuit actif n°1 dans la monture de test.....	87
Figure 4.5	Monture de test du circuit n°2.....	89
Figure 4.6	Dessin technologique du MMIC (Circuit n°2).....	90
Figure 4.7	Monture de test du circuit n°3.....	92
Figure 4.8	Dessin technologique du MMIC (Circuit n°3).....	92
Figure 4.9	Banc de mesures en microondes.....	94
Figure 4.10	Détermination de l'intermodulation d'ordre 3.....	100
Figure 4.11	Puissance de compression à -1 dB.....	101
Figure 4.12	Mesures en continu (Circuit n°1).....	104
Figure 4.13	Evolution fréquentielle du gain en amplification du circuit n°1 (Sans piston de court-circuit).....	105
Figure 4.14	Evolution fréquentielle du gain de conversion du circuit n°1.....	105
Figure 4.15	Influence de la puissance de l'oscillateur local sur le gain de conversion du circuit n°1.....	107
Figure 4.16	Compression du gain de conversion du circuit n°1.....	107
Figure 4.17	Adaptation de l'accès RF du circuit n°1.....	108
Figure 4.18	Adaptation de l'accès FI du circuit n°1.....	108
Figure 4.19	Adaptation de l'accès OL du circuit n°1.....	108
Figure 4.20	Isolation entre les accès OL et FI du circuit n°1.....	110
Figure 4.21	Isolation entre les accès OL et RF du circuit n°1.....	110
Figure 4.22	Isolation entre les accès RF et FI du circuit n°1.....	110
Figure 4.23	Evolution du gain de conversion en fonction de la puissance de l'oscillateur local (Circuit n°2).....	112
Figure 4.24	Détermination de la puissance de compression (Circuit n°2).....	112
Figure 4.25	Mesure de l'intermodulation d'ordre 3 (Circuit n°2).....	114

Figure 4.26	Evolution du gain de conversion en fonction de la fréquence de l'OL (Circuit n°2).....	114
Figure 4.27	Evolution de l'isolation entre les accès OL et FI (Circuit n°2).....	116
Figure 4.28	Isolation RF/FI du circuit n°2 dans la bande de fréquences RF.....	116
Figure 4.29	Evolution fréquentielle du gain de conversion (Circuit n°2).....	118
Figure 4.30	Adaptation à 50 Ω de l'accès RF (Circuit n°2).....	119
Figure 4.31	Adaptation à 50 Ω des deux accès OL (Circuit n°2).....	119
Figure 4.32	Influence de la puissance de l'étage tampon sur l'adaptation à 50 Ω de l'étage FI (Circuit n°2).....	121
Figure 4.33	Ondulation du gain de conversion dans la bande RF utile (Circuit n°2).....	122
Figure 4.34	Influence de la puissance totale consommée sur le gain de conversion (Circuit n°2).....	122
Figure 4.35	Recherche du meilleur compromis gain de conversion / puissance totale consommée (Circuit n°2).....	124
Figure 4.36	Influence de la puissance consommée par chacun des étages sur le gain de conversion (Circuit n°2).....	124
Figure 5.1	Comparaison des évolutions fréquentielles théoriques et expérimentales du gain de conversion (Circuit n°1).....	140
Figure 5.2	Comparaison théorie-expérience de l'influence de la puissance de l'oscillateur local sur le gain de conversion (Circuit n°1).....	140
Figure 5.3	Rétrosimulation de la puissance de compression (Circuit n°1).....	142

Liste des tableaux

Tableau 1.1	Cahiers des charges.....	6
Tableau 1.2	Les différents projets de transposeurs de fréquence.....	8
Tableau 1.3	Transistors MESFET de qualification spatiale (marque NEC - Japon) (Circuit n°1).....	14
Tableau 1.4	Les différentes conceptions de transposeurs.....	22
Tableau 2.1	Dépendance fréquentielle de la résistance de sortie intrinsèque.....	30
Tableau 2.2	Expressions phénoménologiques proposées pour modéliser la résistance de sortie.....	30
Tableau 3.1	Logiciels et modèles utilisés.....	58
Tableau 3.2	Performances de l'étage d'entrée RF (Circuit n°1).....	58
Tableau 3.3	Influence d'une dissymétrie de l'étage RF sur les performances (Circuit n°1)...	58
Tableau 3.4	Simulation des structures élémentaires.....	60
Tableau 3.5	Performances théoriques en bande C (Circuit n°1).....	62
Tableau 3.6	Performances théoriques du circuit n°2.....	67
Tableau 3.7	Principaux résultats de simulation (Circuit n°3).....	81
Tableau 4.1	Principaux résultats de mesure (Circuit n°1).....	111
Tableau 4.2	Gain de conversion du circuit n°2 en down-convertisseur ($F_{FI}=300$ MHz).....	128
Tableau 4.3	Principaux résultats de mesures pour le circuit n°2.....	128
Tableau 4.4	Gain de conversion mesuré en fonction de la fréquence de l'oscillateur local (Circuit n°3).....	130
Tableau 4.5	Influence d'une variation de la puissance de l'oscillateur local de +/- 2 dBm autour de 13 dBm (Circuit n°3).....	130
Tableau 4.6	Point d'interception IMP3 (Circuit n°3).....	130
Tableau 4.7	Principaux résultats de mesures (Circuit n°3).....	133

Tableau 5.1	Comparaison des performances théoriques et expérimentales (Circuit n°1).....	142
Tableau 5.2	Comparaison des performances théoriques et expérimentales (Circuit n°2).....	144
Tableau 5.3	Comparaison des performances théoriques et expérimentales (Circuit n°3).....	146

Introduction générale

Introduction générale

De façon générale, l'étage transposeur de fréquence est un élément fort important des dispositifs répéteurs utilisés pour régénérer un signal microonde. Il semble qu'actuellement les performances limites soient atteintes, notamment en ce qui concerne l'intermodulation, par les dispositifs utilisant des diodes ou des transistors à effet de champ polarisés, encore appelés 'TECs chauds', comme éléments non linéaires réalisant la conversion de fréquence [1-2].

Un progrès substantiel ne saurait donc être obtenu que par l'emploi d'un nouveau type de composant. Or une recherche bibliographique a fait apparaître que le TEC AsGa en régime de commutation, polarisé à tension drain-source nulle et dénommé TEC froid, est un composant très attractif. Ainsi, il permettrait en particulier d'obtenir de bonnes performances d'intermodulation avec une consommation quasi-nulle.

Ce travail de thèse, s'inscrivant dans le cadre d'une collaboration du DHS avec la société Alcatel-TelSpace de Nanterre, vise à la réalisation en technologie MMIC de transposeurs de fréquence dans les bandes C (4-7 GHz) et Ku (12-18 GHz), destinés aux télécommunications par satellites. Les spécifications des différents cahiers des charges nous ont amenés à choisir un dispositif à TECs froids. Le MESFET AsGa s'est avéré le composant le plus favorable en raison de son application large bande et de sa bonne intégration en MMIC. Il présente, de surcroît, une bonne isolation entre la grille et la source.

Encore relativement peu de travaux ayant été effectués à ce jour sur les TECs froids employés pour la transposition de fréquence, nous nous sommes de ce fait heurtés au cours de notre étude à une bibliographie assez restreinte et à des problèmes de modélisation. Notre travail a néanmoins donné le jour à une réalisation hybride en bande C, qui a montré la faisabilité d'un tel projet, suivie de deux réalisations en MMIC, l'une en bande C et l'autre en bande Ku.

Lors du premier chapitre, nous nous proposons de justifier, d'une part, le choix de la topologie générale commune aux trois transposeurs de fréquence et, d'autre part, les différents choix de structure des étages constitutifs des circuits, en fonction du cahier des charges. Nous détaillons également les avantages présentés potentiellement par le TEC froid.

Au cours du deuxième chapitre, nous donnons les conditions de fonctionnement du TEC froid et décrivons ses spécificités. Les modèles classiques du TEC chaud s'étant révélés inadaptés pour décrire le comportement du transistor non polarisé sur le drain, il s'est donc avéré nécessaire de proposer une modélisation originale propre au TEC froid afin de pouvoir procéder à une simulation précise des circuits sur ordinateur. Cette nouvelle modélisation, qui fait l'objet de ce chapitre, a été implantée dans le logiciel de simulation nonlinéaire MDS de Helwett Packard.

Au cours du troisième chapitre, consacré à la simulation, nous décrivons les logiciels de CAO non linéaires et les différentes bibliothèques de composants utilisés. Nous présentons les résultats théoriques obtenus avec les trois circuits en utilisant différents modèles pour le TEC froid.

Le quatrième chapitre est rattaché à l'aspect expérimental de l'étude. Nous y définissons les diverses grandeurs physiques considérées, en précisant la méthode de mesure employée. Nous donnons le dessin technologique des circuits réalisés et nous décrivons les circuits microrubans et les boîtiers utilisés pour leur test. Le banc de mesure, avec tout le matériel nécessaire, est examiné. Enfin, les performances expérimentales correspondant aux trois circuits sont énoncées.

Enfin, dans le cinquième et dernier chapitre, nous confrontons les performances expérimentales aux performances théoriques issues d'une rétro-simulation. Cette comparaison portant sur la réalisation hybride du laboratoire et les deux réalisations en MMIC, nous permet de valider le modèle original du TEC froid que nous suggérons et de montrer son exactitude par rapport aux modèles classiques et à ceux développés par les fondeurs.

Chapitre 1

Chapitre 1

Conception des transposeurs de fréquence

Introduction

Généralement, la plupart des transposeurs de fréquence utilise des composants actifs. Ce sont soit des diodes Schottky ou step-recovery, soit des transistors TEC mono ou bigrille polarisés (dénommés TECs "chauds"). En ce qui nous concerne, nous avons choisi de réaliser l'étage mélangeur au moyen de TECs froids, c'est-à-dire fonctionnant à tension moyenne drain-source nulle. Ces composants sont équivalents à des commutateurs (switches) placés dans les états ON et OFF selon la valeur de la tension de commande grille-source. Ce choix a été fait à l'issue d'une recherche bibliographique semblant montrer que le TEC froid serait plus performant, à plusieurs titres, que le TEC chaud et les autres composants actifs dans une utilisation en mélangeur.

Nous présentons dans le tableau 1.1 le cahier des charges correspondant aux transposeurs de fréquence prévus pour un fonctionnement dans les bandes de fréquence C et KU. Ces spécifications nous ont été fixées dans le cadre d'un contrat de collaboration industriel avec Alcatel-Espace (Toulouse).

Tableau 1.1a Bande C

Fréquence OL (GHz)	2.225
Bande RF (GHz)	entre 5.9 et 6.4
Bande FI (GHz)	entre 3.7 et 4.2
Gain de conversion (dB)	-10 min
Niveau de puissance OL (dBm)	10 max
Ondulation du gain de conversion dans une bande de 500 MHz (dBcc)	0.3 max
IMP3 (dBm)	≥ 10
Isolation RF-OL (dB)	≥ 30
TOS sur les 3 ports	1.5 max
Impédance de sortie dans la bande FI (OHM)	50
Facteur de bruit (dB)	10
Spurious (Pin=-30 dBm) (dBc)	≤ -70
Compromis gain / consommation (dB / mW)	-10 / 0 0 / 60 10 / 120
Variation du gain avec la puissance OL $0 < POL (dBm) < 10$ (dB)	0.5

Tableau 1.1b Bande KU

Fréquence OL (GHz)	1.5	2.55	3.33
Bande RF (GHz)	14 - 14.25	14 - 14.25	14.25-14.5
Bande FI (GHz)	12.5-12.75	11.45- 11.7	10.95- 11.2
Gain de conversion (dB)	-10 min		
Niveau de puissance OL (dBm)	13 max		
Ondulation du gain de conversion dans une bande de 500 MHz (dBcc)	0.2 max		
IMP3 (dBm)	≥ 10		
Isolation OL-RF (dB)	≥ 30		
Isolation OL-FI (dB)	≥ 30		
Pertes par réflexion à l'accès RF (dB)	15 min		
Pertes par réflexion à l'accès OL (dB)	15 min		
Spurious (Pin=-30 dBm) (dBc)	≤ -70		
Consommation (mW)	≤ 60		

Tableau 1.1 Cahiers des charges.

Au cours de ce chapitre, nous détaillerons les avantages potentiels présentés par le TEC froid. Nous exposerons les différents projets conçus, en examinant chacun des étages constitutifs. Les choix de conception de ces étages seront justifiés par certains résultats obtenus par simulation du fonctionnement sur ordinateur (chapitre 3).

1.1. Présentation des différents projets

Trois projets successifs ont été élaborés (tabl.1.2), dans lesquels nous nous sommes efforcés de satisfaire aux conditions suivantes :

- a . Une bonne réjection du signal d'entrée RF en sortie FI.**
- b . Une réjection suffisante du signal OL et de ses harmoniques pairs et impairs, à la fois en entrée RF et en sortie FI.**

En ce qui concerne les autres spécifications, certaines seront privilégiées par rapport à d'autres, selon le type de conception envisagé. Ainsi, pour les deux premiers projets destinés à fonctionner en bande C [3-5], nous avons favorisé les performances en gain de conversion, au détriment de la consommation, ainsi que les performances d'intermodulation d'ordre 3. Les technologies de réalisation sont différentes selon les projets. Ainsi, le premier a été réalisé en hybride au laboratoire. Le deuxième a été réalisé en circuit intégré sur AsGa, fabriqué par le fondeur Plessey (GEC-Marconi), ainsi que le troisième fabriqué par Thomson-TCS. La conception des deux premiers projets a été faite en bande C au laboratoire sur le logiciel M.D.S., tandis que le troisième en bande KU l'a été dans le cadre d'un stage de trois mois au LEMMIC (laboratoire d'Alcatel-Telspace de Nanterre) sur le logiciel L.I.B.R.A. [6].

Projet	Circuit n°1	Circuit n°2	Circuit n°3
Simulateur	MDS (HP)	MDS (HP)	LIBRA (Eesof)
Bande de fréquence	C	C	KU
Technologie	HMIC	MMIC	MMIC
Fondeur	/	Plessey	Thomson

Tableau 1.2 Les différents projets de transposeurs de fréquence.

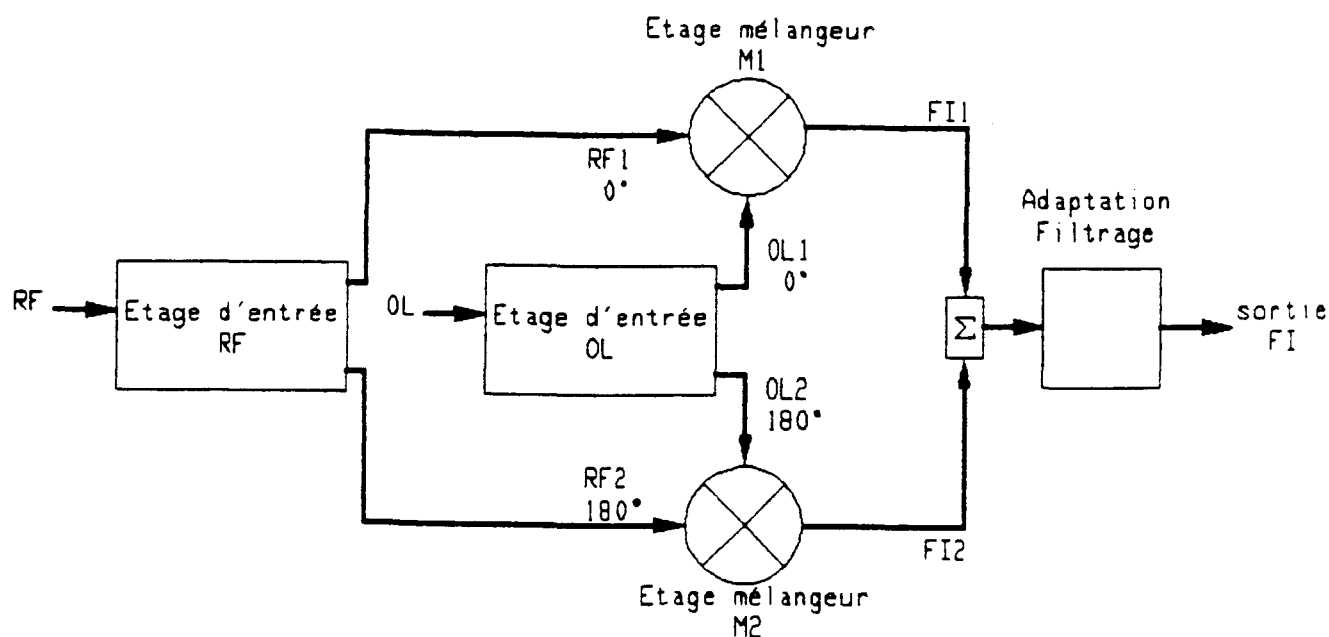


Figure 1.1 Réjection des harmoniques de rang impair du signal RF et du signal OL.

1.2. Topologie générale

Dans le cas d'un transposeur de fréquence, il est difficile avec la structure élémentaire de réaliser une bonne réjection de la fréquence d'entrée RF, car sa valeur est proche de celle de la fréquence FI. Par contre, la réjection de la fréquence OL, dont la valeur est plus éloignée de celle de la fréquence FI, est plus aisée. Cependant, les composantes harmoniques générées à partir du signal OL d'amplitude importante sont susceptibles d'être gênantes. En conséquence, nous avons choisi la structure simplement équilibrée représentée sur la figure 1.1.

Le principe de fonctionnement [7] consiste à utiliser deux étages mélangeurs identiques (M1) et (M2), recevant deux signaux d'entrée RF de même amplitude mais en opposition de phase. Après mélange avec le signal de l'oscillateur local (OL), les signaux de sortie (FI) sont sommés. Une telle structure permet de rejeter, en sortie FI, la fréquence RF et ses harmoniques d'ordre impair. Si de plus on a recours à deux signaux OL en opposition de phase, cela permet également la réjection en sortie FI de la fréquence OL et de ses harmoniques d'ordre impair.

Le transposeur comporte donc quatre sous-circuits :

- a. l'étage d'entrée RF
- b. l'étage d'entrée OL
- c. le mélangeur
- d. l'étage de sortie

Afin d'évaluer l'importance sur le gain de conversion d'un écart sur l'opposition de phase entre les deux signaux d'OL et les deux signaux de la RF, nous avons effectué un calcul analytique simple en considérant deux mélangeurs idéaux, assimilables à des multiplicateurs idéaux (dans le domaine temporel) :

Si l'on considère en entrée OL et en entrée RF des signaux de la forme :

$$v_{rf1} = e_{rf1} \cos (w_{rf} t + \phi)$$

$$v_{rf2} = e_{rf2} \cos (w_{rf} t + \phi + \phi_{rf})$$

$$v_{ol1} = e_{ol1} \cos (w_{ol} t)$$

$$v_{ol2} = e_{ol2} \cos (w_{ol} t + \phi_{ol})$$

On obtient :

-En sortie du mélangeur (M1) , la tension v_{fi1} :

$$v_{fi1} = 0.5 \cdot e_{rf1} \cdot e_{ol1} \cdot \{ \cos [(w_{rf} + w_{ol}) t + \phi] + \cos [(w_{rf} - w_{ol}) t + \phi] \}$$

-En sortie du mélangeur (M2) , la tension v_{fi2} :

$$v_{fi2} = 0.5 \cdot e_{rf2} \cdot e_{ol2} \cdot \{ \cos [(w_{rf} + w_{ol})t + \phi + \phi_{rf} + \phi_{ol}] + \cos [(w_{rf} - w_{ol})t + \phi + \phi_{rf} - \phi_{ol}] \}$$

En définitive, la tension de sortie de la structure équilibrée résulte de la somme des signaux v_{fi1} et v_{fi2} . On obtient alors en considérant deux cas particuliers importants :

a. Opposition de phase et égalité d'amplitude parfaitement réalisées pour l'OL et la RF :

On obtient alors la valeur maximale pour la tension de sortie, pour ce cas idéal.

$$v_{fi} = e_{rf} \cdot e_{ol} \{ \cos [(w_{rf} - w_{ol}) t + \phi] + \cos [(w_{rf} + w_{ol}) t + \phi] \}$$

avec :

$$\phi_{ol} = \phi_{rf} = 180^\circ$$

$$e_{rf1} = e_{rf2} = e_{rf}$$

$$e_{ol1} = e_{ol2} = e_{ol}$$

b. Déphasage nul pour l'OL et opposition de phase correcte pour la RF :

C'est le cas le plus défavorable, car la tension de sortie v_{fi} s'annule.

Ce calcul simple montre qu'il est important d'obtenir un déphasage de 180° en sortie des coupleurs RF et OL, ceci dans toute la bande de fréquences utiles. On obtient ainsi des valeurs optimales à la fois du gain de conversion et des réjections, tant de la fréquence OL (aux accès RF et FI) que de la fréquence RF (sur l'accès FI) et de toutes leurs harmoniques d'ordre impair.

Examinons à présent la composition des différents étages.

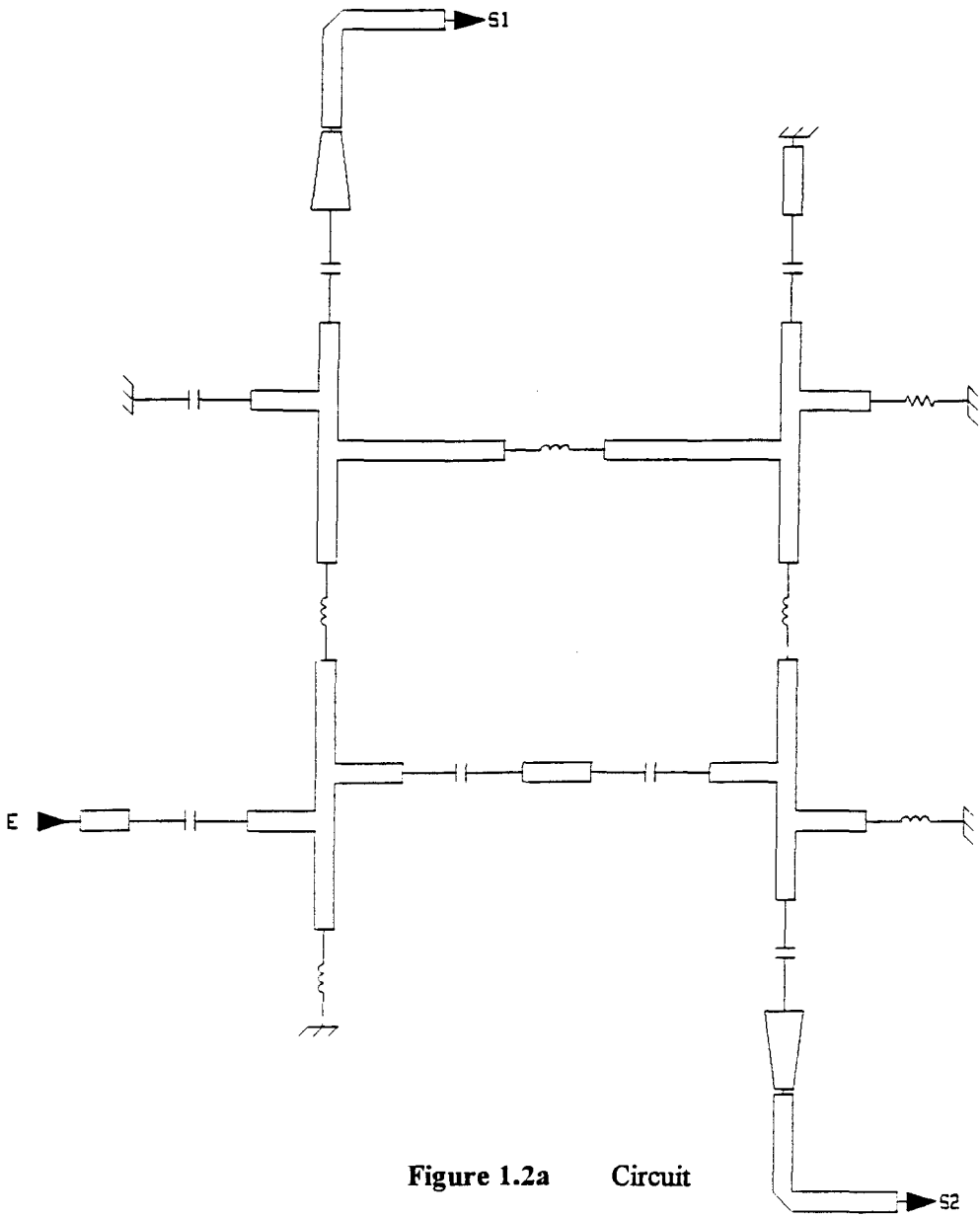


Figure 1.2a Circuit

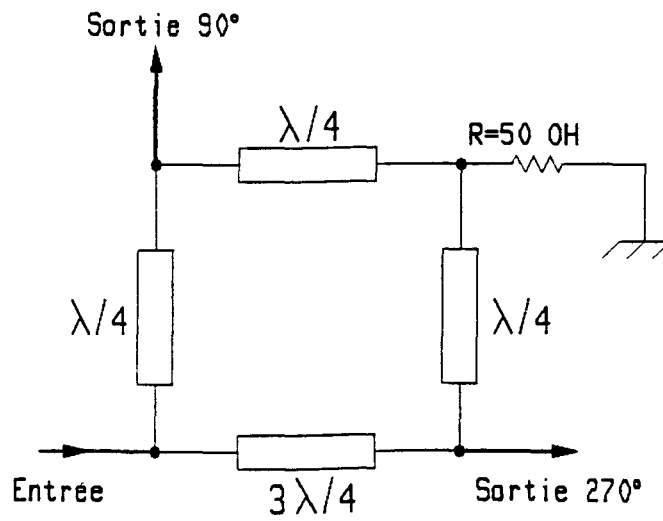


Figure 1.2b Principe de fonctionnement

Figure 1.2 Etage d'entrée RF.

1.2.1. Etage d'entrée RF

Les conditions à remplir sont les suivantes :

a. L'entrée est de type asymétrique tandis que la sortie s'effectue de façon symétrique.

b. Les tensions de sortie (dénommées RF1 et RF2) doivent présenter une amplitude identique et un déphasage relatif de 180° .

c. Les adaptations sont réalisées d'une part en entrée, avec l'impédance de la source RF et d'autre part à la sortie, avec l'étage adaptateur. Cet étage a été réalisé selon deux formes différentes.

1) Pour le circuit n°3, en bande KU, l'étage d'entrée RF a été réalisé au moyen d'un coupleur passif. Cela était possible en raison, d'une part, de la bande relative de fréquences très faible (d'environ 3.5%) et, d'autre part, de la valeur élevée de la fréquence RF (entre 14 et 14.5 GHz). Ceci permet en effet de limiter l'encombrement du dispositif sur le MMIC. Il s'agit d'un déphaseur hybride en anneau (Fig. I.2.a et I.2.b) dont le principe de fonctionnement est le suivant : une partie du signal d'entrée parcourt une ligne de longueur électrique $\lambda/4$, tandis que l'autre parcourt une ligne de longueur $3\lambda/4$. En conséquence, les deux signaux de sortie sont en opposition de phase. La valeur optimale des composants localisés et distribués constituant cette structure a été déterminée sur ordinateur afin d'assurer à la fois :

- un déphasage voisin de 180°
- une amplitude relative proche de 1 en sortie
- une bonne adaptation à 50Ω sur les trois accès ($|S_{ii}| < -15 \text{ dB}$).

	LG (μm)	Z (μm)	Fmax(GHz)	Spatial
NE137	0.5	300	80	NON
NE045	0.3	200	80	OUI
NE673	0.3	300	100	OUI
NE710	0.3	300	90	OUI

Tableau 1.3 Transistors MESFET de qualification spatiale (marque NEC - Japon).

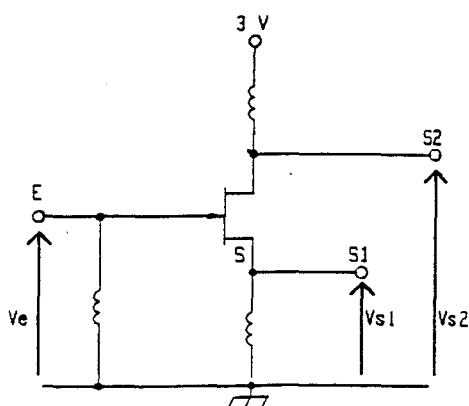


Figure 1.3a Simple

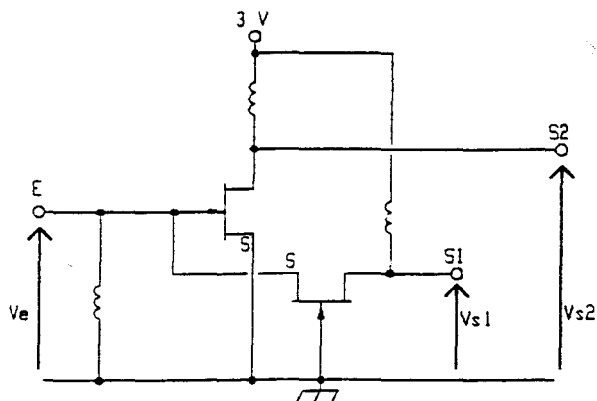


Figure 1.3b Hybride

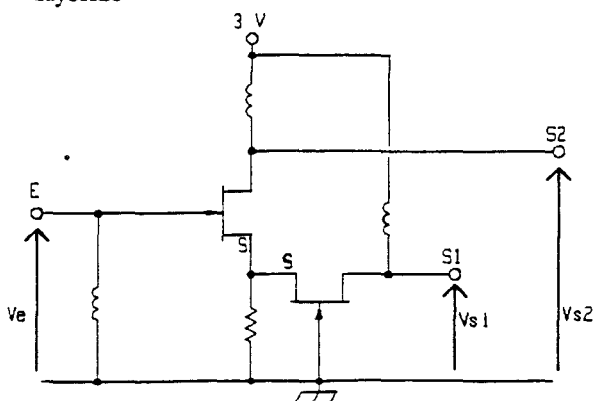


Figure 1.3c Symétrique

Figure 1.3 Déphaseurs actifs 180°.

2) Pour les circuits n°1 et 2 en bande C, un dispositif déphaseur passif aurait occupé une place trop importante pour une réalisation en technologie hybride et à fortiori pour un MMIC. Le choix d'un dispositif de type actif s'est donc imposé, permettant certes l'obtention d'un gain important, avec un faible facteur de bruit, mais exigeant une consommation d'énergie supplémentaire. Trois dispositifs à TECs chauds [8] étaient possibles (fig.1.3). Notre préférence s'est portée sur le deuxième dispositif (b), car il a donné les meilleures performances en simulation.

Le composant semiconducteur utilisé est différent selon le cas :

1) Pour le circuit n°1, nous avons été contraints de faire un choix parmi différents transistors commerciaux de qualification spatiale (tabl.1.3). Nous avons retenu le transistor NE710 fabriqué par NEC (Japon), de largeur de grille de 300 μm (4 doigts de 75 μm). Il présente un courant de saturation d'environ 70 mA avec une tension de pincement de -1.5 V (fig.3.1). Ce choix est justifié par ses performances potentielles.

2) Pour le circuit n°2, les transistors utilisés sont ceux proposés par le fondeur PLESSEY. Nous avons choisi un MESFET de largeur de grille de 150 μm (2 doigts de 75 μm), afin de limiter la puissance consommée par le déphaseur.

1.2.2. Etage d'entrée OL

Circuits n°1 et 2 : Ils ne comportent pas de dispositif déphaseur et celui-ci est réalisé à l'extérieur. Pour cela, on utilise un circulateur associé à un piston de court-circuit, dans une des deux voies OL. Le système est ensuite réglé pour obtenir l'opposition de phase la plus parfaite possible entre les deux signaux OL1 et OL2, vers 2 GHz.

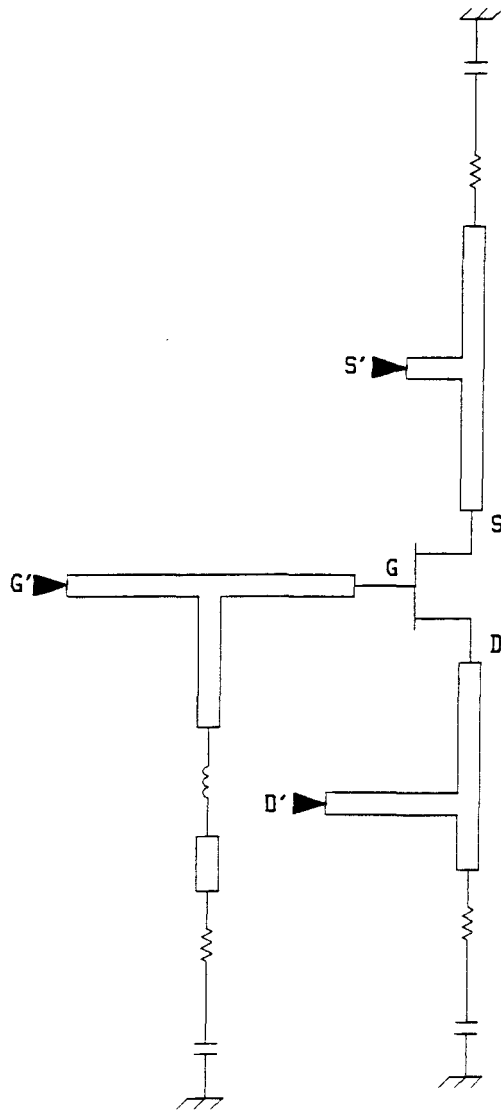


Figure 1.4 Stabilisation du TEC.
(Circuit n°3)

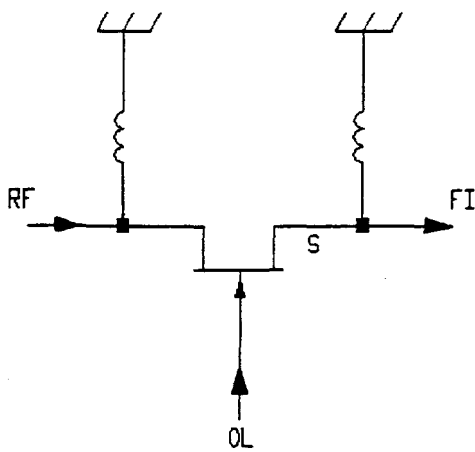


Figure 1.5a Série

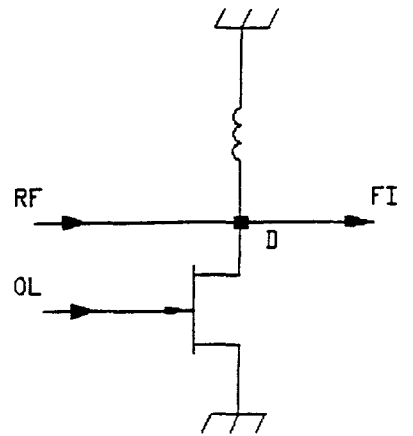


Figure 1.5b Parallèle

Figure 1.5 Topologies possibles de montage du TEC froid.

Circuit n°3 : Le déphaseur étant intégré sur la puce, tout dispositif passif est exclu en raison de son encombrement prohibitif, étant données les faibles valeurs de la fréquence OL (comprises entre 1.5 et 3.3 GHz). De plus, il est très difficile de réaliser un dispositif passif fonctionnant correctement sur une bande de fréquences relative très étendue (75% dans notre cas). Par conséquent, parmi les différents déphaseurs actifs potentiels déjà examinés pour la réalisation de l'étage d'entrée RF (fig. 1.3), notre choix s'est porté sur le système à un seul transistor (a). Son principe de fonctionnement est basé sur le fait que : les tensions recueillies sur la source et sur le drain d'un TEC sont naturellement en opposition de phase, les déséquilibres éventuels pouvant être corrigés à l'aide d'une capacité placée sur le drain du transistor. Un tel choix est justifié par la simplicité du dispositif et par le souci de minimiser la consommation du circuit, puisqu'un seul transistor est nécessaire. Pour la même raison, nous avons sélectionné dans la bibliothèque du fondeur (Thomson-TCS) un transistor de longueur de grille 0.5 μm et de largeur 300 μm (4 doigts de 75 μm), polarisé à $I_{dss}/2$. La largeur de la grille n'a pas été choisie plus faible, afin de recueillir en sortie des signaux d'amplitude suffisante. Précisons que ce transistor a été stabilisé en fréquence et en température (fig. 1.4).

1.2.3. Le mélangeur

1) Choix du composant actif

Afin d'obtenir la transposition de fréquence, il est nécessaire d'utiliser un composant semiconducteur présentant des nonlinéarités et fonctionnant en microondes. Trois composants différents peuvent être proposés :

- a. la diode Schottky**
- b. le TEC de type MESFET en régime d'électrons chauds**
- c. le MESFET en régime d'électrons froids**

La recherche bibliographique a fait apparaître, dans le cas de l'utilisation du TEC froid, certains avantages potentiels par rapport aux autres composants [9-12] :

- a. Un facteur de bruit inférieur à celui correspondant aux dispositifs à porteurs chauds, car la vitesse des porteurs reste faible.**
- b. Une puissance de compression plus élevée, donc de bonnes performances en intermodulation, dues à la linéarité de la résistance de sortie en fonction de la tension drain-source.**
- c. Une consommation continue quasi-nulle en raison de l'absence de polarisation continue de drain.**
- d. Une intégration aisée.**
- e. Des liaisons inter-étages plus simples, le condensateur de liaison étant devenu inutile puisque la tension continue drain-source est nulle.**
- f. Des pertes de conversion sans doute comparables à celles obtenues avec une diode mais avec l'avantage d'une meilleure isolation entre l'entrée et la sortie, car le TEC froid est un composant non réciproque.**

Il semble donc que l'utilisation du TEC froid devrait permettre la réalisation d'une tête mélangeuse présentant d'excellentes performances microondes et c'est ce composant que nous avons choisi en définitive.

2) Choix de la configuration

Cependant, deux configurations simples peuvent être utilisées pour le montage du composant : soit la configuration série [13], soit la configuration parallèle[14] (fig.1.5).Des simulations, confirmées par des mesures expérimentales, ont montré que la seconde solution était préférable car elle permet notamment d'atteindre de meilleures performances en intermodulation.Comme il s'agit d'une spécification importante du cahier des charges, en conclusion c'est la configuration parallèle qui a été retenue pour nos réalisations.

Circuits n°1 et n°2 : Une self-inductance reliant le drain du TEC froid à la masse assure une tension moyenne drain-source nulle.Sa valeur, déterminée de façon à résonner avec la capacité grille-source du TEC chaud de l'étage tampon à la fréquence FI, permet d'optimiser le gain de conversion.Elle compense de surcroît l'effet de la capacité drain-source du TEC froid qui, placée en parallèle sur la résistance de drain, dégrade l'état haute impédance à haute fréquence, d'où des pertes d'insertion [15].Dans le cas du circuit hybride (circuit n°1), c'est un fil de thermocompression de longueur estimée qui réalisera en pratique la self-inductance.

Circuit n°3 : Afin que le fonctionnement du TEC froid s'apparente le plus possible à celui d'un commutateur idéal, il faudrait qu'il présente, entre drain et source à la fréquence RF, une impédance quasi-infinie dans l'état OFF et une résistance la plus faible possible dans l'état ON.A cet effet, nous avons placé entre drain et source un circuit série composé d'une capacité (de valeur élevée) et d'une self-inductance (fig.1.6).Cette dernière forme à la fréquence RF un circuit résonant parallèle avec les diverses capacités du montage,

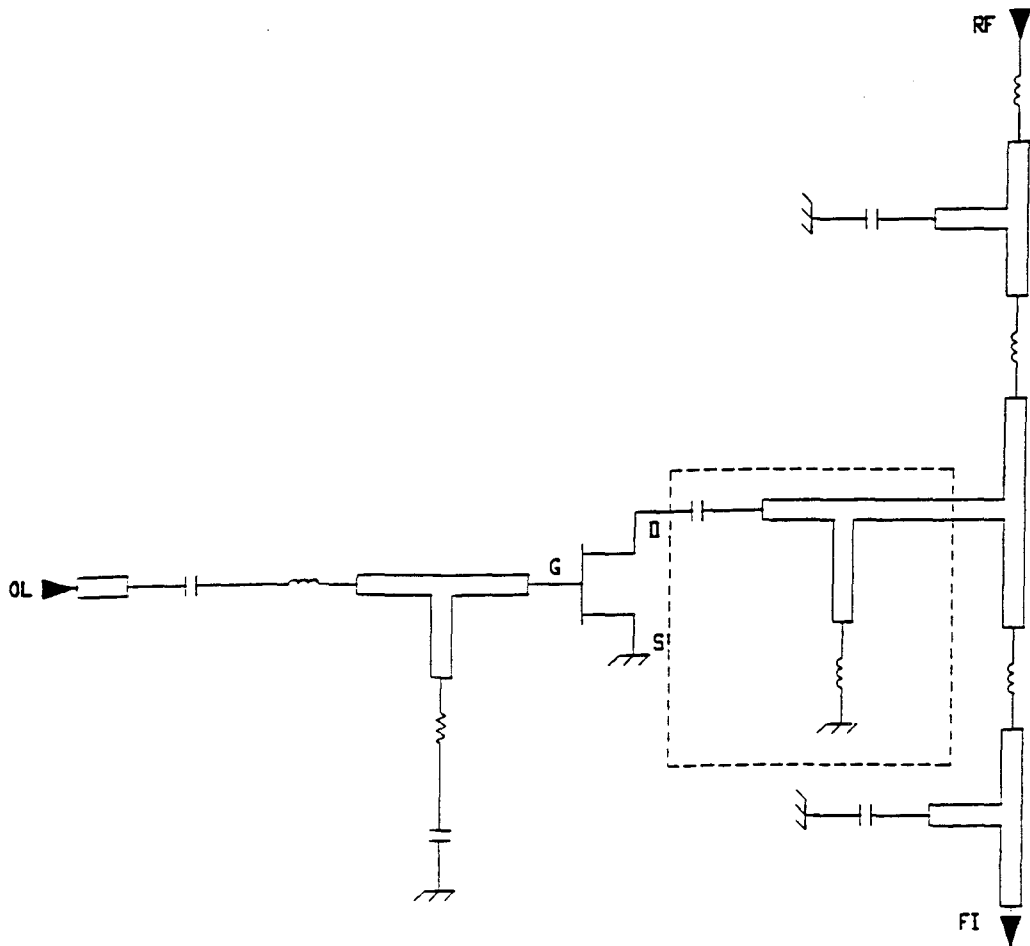


Figure 1.6 Tête mélangeuse.
(Circuit n°3)

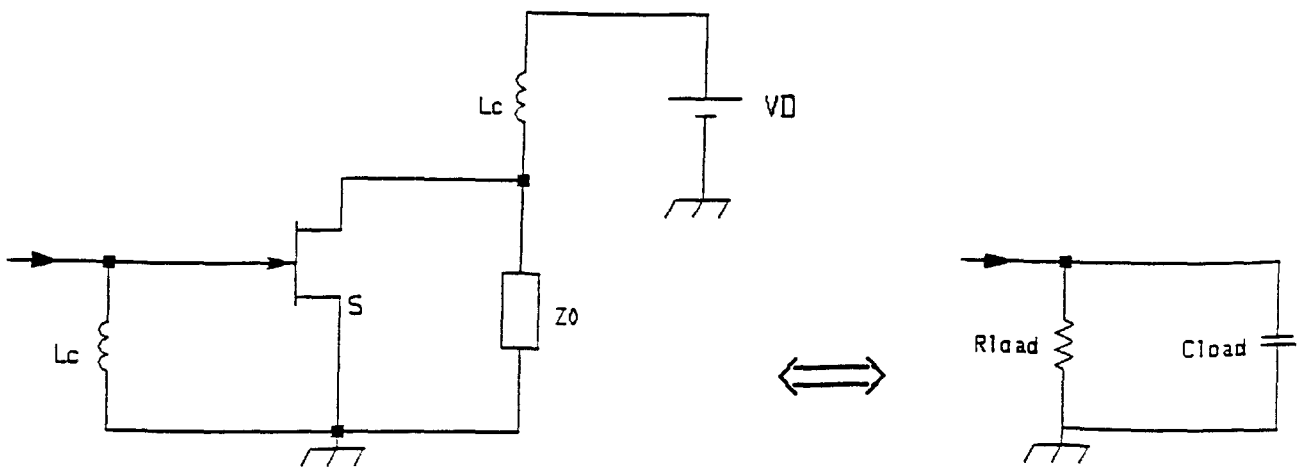


Figure 1.7 Etage tampon.
(Circuits n°1 et n°2)

dont celle de sortie du TEC. Par ailleurs, nous avons réalisé l'adaptation à 50Ω et le filtrage des accès RF et FI à l'aide de selfs-inductances et de capacités. Cependant, nous n'avons pas cherché à réaliser l'adaptation de l'accès OL à 50Ω pour diminuer la puissance OL nécessaire, car cela conduisait à utiliser une résistance, génératrice de pertes.

3) Choix de la largeur de grille

Nos simulations ont montré (chap.3) qu'il existait une largeur de grille optimale permettant l'obtention d'un gain de conversion maximum. La largeur la plus favorable se situe entre 100 et $150 \mu\text{m}$, zone en dehors de laquelle le gain de conversion chute assez nettement. Cependant, plus la largeur de grille augmente et plus la valeur de la puissance de compression croît (correspondant à une amélioration de l'intermodulation d'ordre 3) [16]. Il y avait donc un compromis à trouver. Pour le circuit n°1, la valeur de $300 \mu\text{m}$ était imposée par le fournisseur de composants, mais pour le circuit n°2, nous avons pu choisir la valeur de $150 \mu\text{m}$, valeur optimale pour le gain de conversion. Concernant le circuit n°3, nous avons utilisé un FET de largeur de grille égale à $600 \mu\text{m}$ afin d'améliorer l'intermodulation au détriment du gain de conversion.

1.2.4. Etage de sortie

Afin d'obtenir les performances les meilleures, le transpositeur doit comporter un étage tampon destiné à remplir plusieurs fonctions [7-8]. Il doit idéalement :

- a. Présenter une impédance d'entrée importante pour permettre un fonctionnement optimal du convertisseur de fréquence en échantillonneur-bloqueur.
- b. Réaliser l'adaptation sur la charge extérieure d'impédance 50Ω .
- c. Apporter un gain en puissance appréciable.

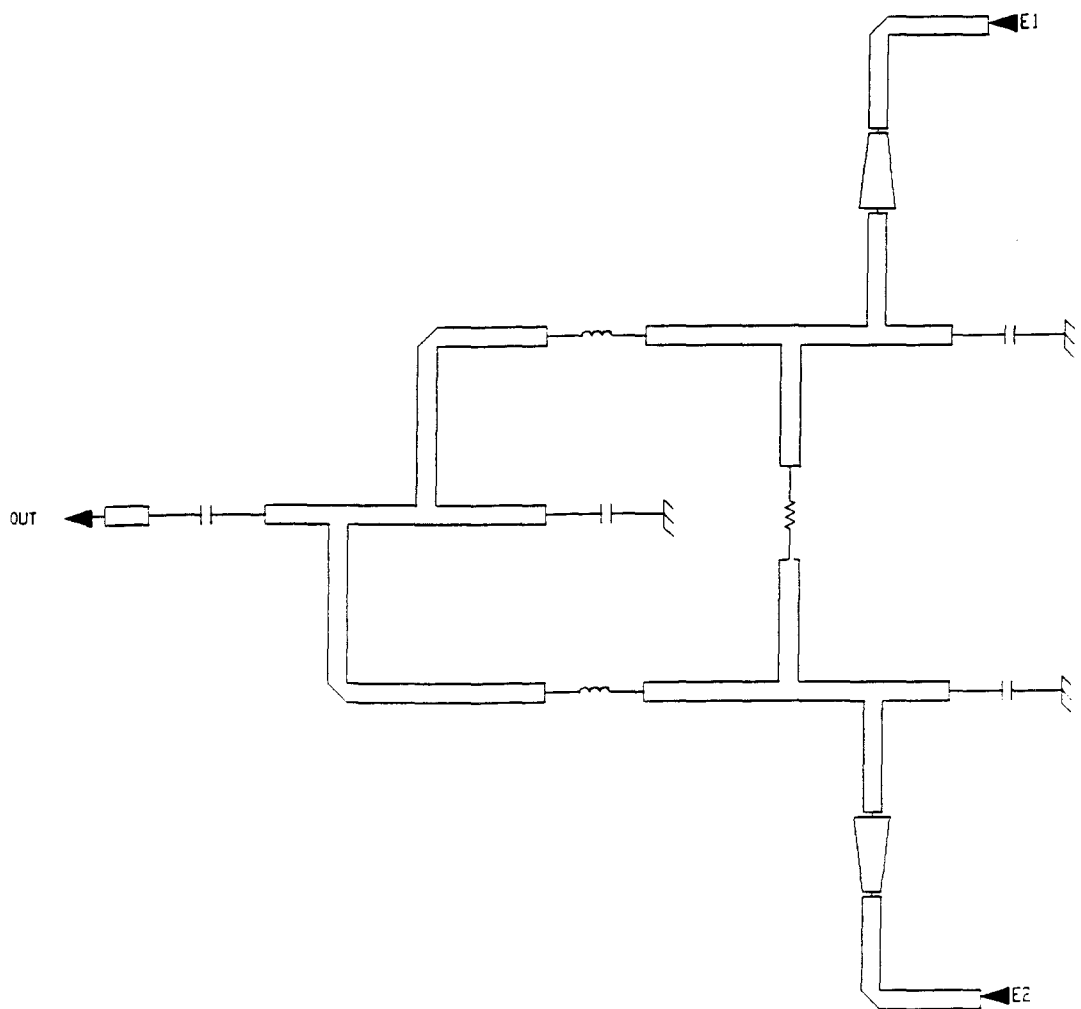


Figure 1.8 Coupleur Wilkinson de l'étage de sortie FI.
(Circuit n°3)

Transposeur	Etage d'entrée RF	Etage d'entrée OL	Etage mélangeur	Etage de sortie FI	Réalisation
Circuit n°1 Bande C	Déphaseur 180° actif à 2 FETs chauds	Déphaseur 180° externe passif	FETs froids	FETs chauds	MMIC réalisé au CHS
Circuit n°2 Bande C	Déphaseur 180° actif à 2 FETs chauds	Déphaseur 180° externe passif	FETs froids	FETs chauds	MMIC réalisé chez Plessey
Circuit n°3 Bande KU	Anneau hybride	Déphaseur 180° actif à 1 FET chaud	FETs froids	Wilkinson	MMIC réalisé chez Thomson

Tableau 1.4 Les différentes conceptions de transposeurs.

Circuits n°1 et 2 : Il a été réalisé grâce à un MESFET monté en source commune[21]. Nous l'avons polarisé à tension grille-source nulle, dans la zone de saturation de la caractéristique courant-tension (fig.1.7), à $V_{ds}=3$ V.

Circuit n°3 : Afin d'éviter une consommation importante, un étage de type actif n'a pu être retenu. Nous nous sommes donc contentés d'un coupleur passif du type Wilkinson effectuant la sommation des signaux FI1 et FI2 de chacune des deux voies du transposeur (fig.1.8). La fréquence FI, comprise entre 10.7 et 13 GHz, est suffisamment élevée pour que les dimensions du coupleur restent faibles, donc compatibles avec une réalisation en MMIC. Les éléments du coupleur ont, bien entendu, été optimisés de façon à adapter ses trois accès à 50Ω .

Conclusion

En résumé, nous présentons dans le tableau 1.4 les différentes structures adoptées pour les trois transposeurs de fréquence étudiés.

Les trois conceptions élaborées à partir du cahier des charges proposé procèdent du même principe : la topologie symétrique qui permet de limiter les signaux parasites en particulier en sortie FI et d'améliorer de façon générale les isolations entre les divers accès. Seule change la constitution interne des différents étages selon la bande de fréquence RF et les spécifications privilégiées. Ainsi, pour le circuit n°3, nous avons essayé de satisfaire le mieux possible à toutes les conditions en tentant des compromis, tandis que pour les deux premiers projets seules certaines performances ont été privilégiées.

Ces trois circuits feront l'objet de simulations au chapitre n°3 et les résultats expérimentaux seront présentés au chapitre n°4.

Chapitre 2

Chapitre 2

Modélisation du TEC froid

Introduction

Lors de la conception du transposeur de fréquence, il est apparu intéressant pour réaliser la fonction conversion de fréquence d'utiliser un transistor à effet de champ en régime de commutation (switch). Dans ce type de fonctionnement nouveau, le transistor est dénommé TEC froid.

Si la modélisation du transistor, en utilisation classique dénommé TEC chaud, a fait l'objet de nombreux travaux théoriques, nous montrerons qu'elle n'est cependant pas applicable au cas du TEC froid. Il s'avère par conséquent nécessaire de développer une modélisation originale, valable en régime nonlinéaire et à des fréquences élevées, qui soit susceptible de mieux décrire les phénomènes observés expérimentalement.

Après avoir présenté les spécificités du TEC en régime de commutation, nous verrons quels sont les modèles actuellement disponibles. Ceci nous conduira ensuite à proposer un modèle original dont nous décrirons le mode d'implantation dans le logiciel commercial de simulation nonlinéaire MDS de Hewlett-Packard. Enfin, ce modèle

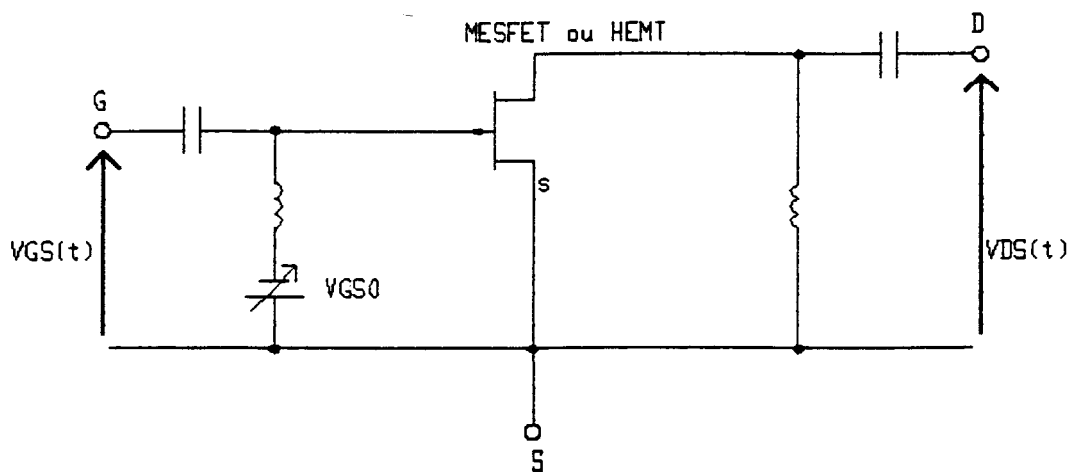


Figure 2.1 TEC froid.

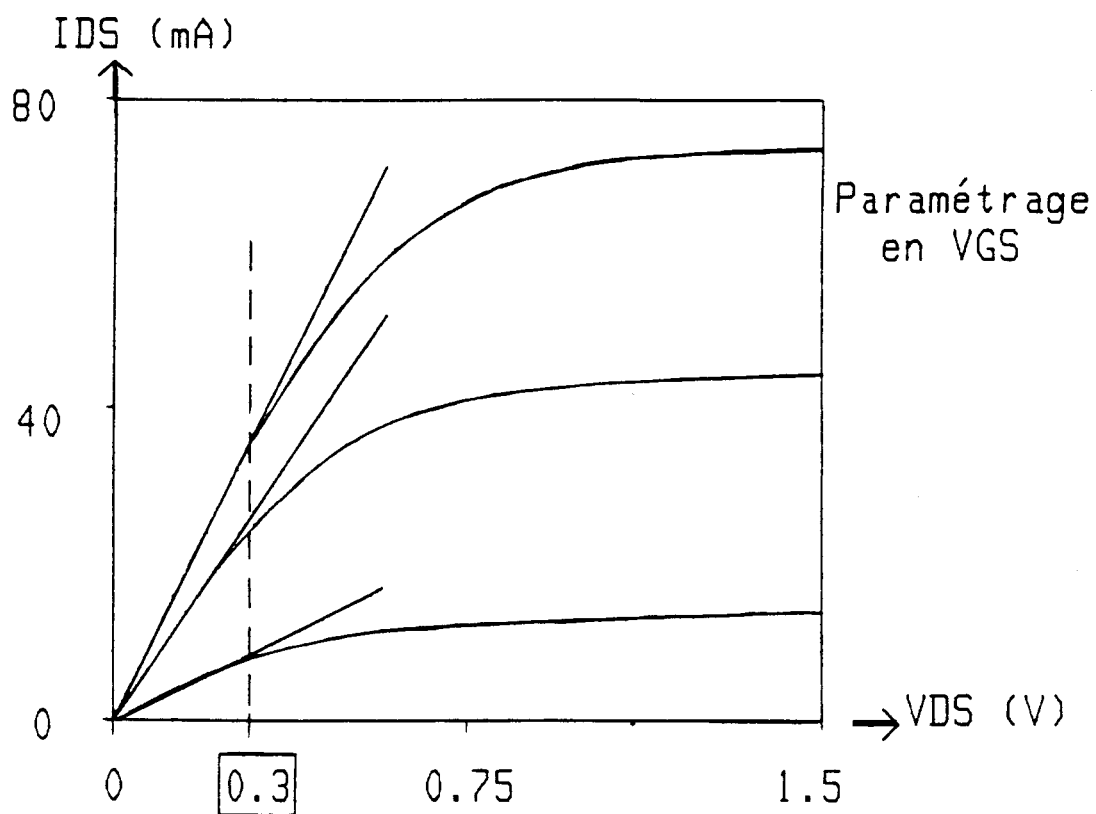


Figure 2.2 Caractéristiques de sortie du TEC froid.

nouveau sera validé par comparaison entre les résultats expérimentaux et les prévisions théoriques, ceci en très large bande de fréquences.

2.1.Spécificités du TEC froid

2.1.1.Schéma électrique équivalent en basses fréquences

Lors du fonctionnement pour un circuit microondes à TECs froids, des valeurs instantanées élevées peuvent se développer tant en ce qui concerne la tension grille-source que la tension drain-source.L'utilisation du TEC en commutateur impose cependant une tension moyenne drain-source de valeur nulle.Cette condition est réalisée au moyen d'une self-inductance placée entre drain et source, équivalente à un court-circuit en courant continu (fig.2.1).

Le TEC froid est utilisé dans la zone linéaire des caractéristiques de sortie (fig.2.2) autour de l'origine avec des tensions drain-source instantanées tantôt positives, tantôt négatives, mais de valeur modérée.Le TEC froid est ainsi dénommé car les porteurs de charge voyagent à vitesse réduite dans le canal semiconducteur, dans l'espace drain-source sous la grille, en régime de mobilité.

L'observation des caractéristiques de sortie démontre à la fois un comportement quasi-linéaire en fonction de la tension drain-source V_{ds} et un comportement fortement nonlinéaire en fonction de la tension grille-source V_{gs} (fig.2.2).Cette caractéristique fondamentale du TEC froid intrinsèque permet de le considérer comme équivalent, en basses fréquences (BF) entre drain et source, à une simple résistance R_c dont la valeur dépend nonlinéairement de la tension de grille.

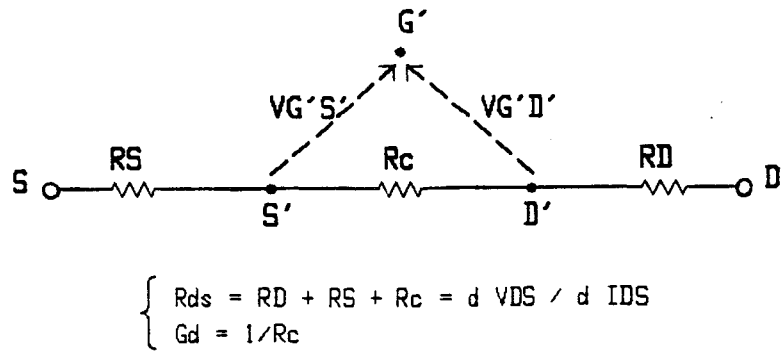
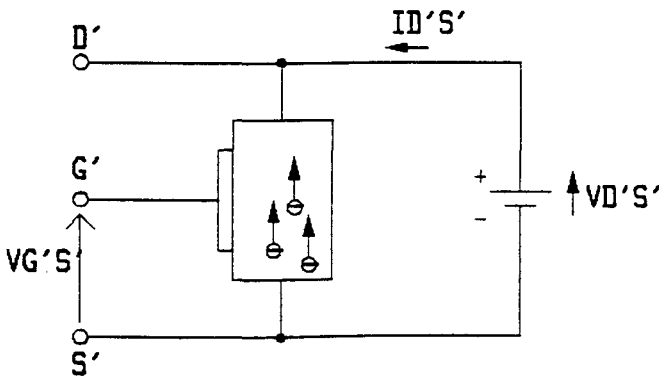


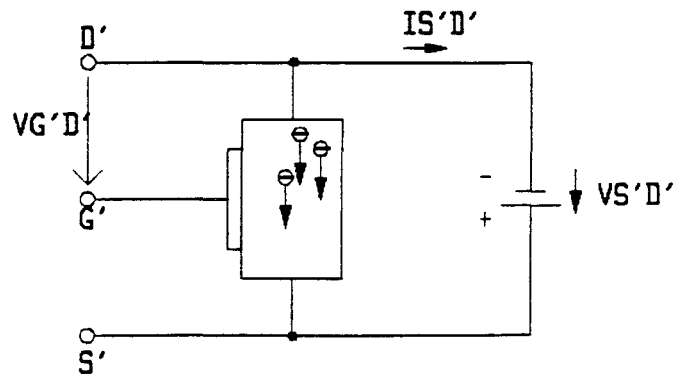
Figure 2.3 Schéma électrique équivalent au TEC froid en basses fréquences.

Figure 2.4a Tension $V_{D'S'}$ positive



→ La tension de commande est $V_{G'S'}$

Figure 2.4b Tension $V_{D'S'}$ négative



→ La tension de commande est $V_{G'D'}$

Figure 2.4 Changement de la tension de commande.

Le schéma électrique équivalent extrinsèque BF (fig.2.3) tient compte de l'existence des éléments parasites résistifs. La résistance drain-source extrinsèque R_{ds} s'exprime donc, en fonction de la résistance drain-source intrinsèque R_c et des résistances parasites de drain R_d et de source R_s :

$$R_{ds} = R_c + R_d + R_s$$

2.1.2. Fonctionnement en commutateur

L'hypothèse du comportement résistif du TEC est vérifiée si la valeur de la tension drain-source demeure inférieure à la tension de coude des caractéristiques de sortie (fig.2.2.). Plus précisément, on peut estimer qu'une tension V_{ds} instantanée de l'ordre de 0.3 V en valeur absolue ne doit pas être dépassée.

Il est à souligner que la caractéristique de sortie extrinsèque n'est jamais parfaitement linéaire, bien que la caractéristique intrinsèque le soit, ceci à cause de la modification de la tension V_{gs} liée à la chute de tension provoquée par le courant drain dans la résistance série R_s .

2.1.3. Tension de commande

Pendant le cycle de commutation, la tension V_{ds} prend alternativement des valeurs instantanées positives puis négatives. Les porteurs de charge se déplacent donc du drain vers la source, dans le cas d'un TEC à canal N, puis ensuite en sens inverse.

VGS (V)		Rds (OHM)		
		D.C.	0.5 GHz	1 GHz
ETAT OFF	-0.40	6757	7729	7730
	-0.32	1580	1548	1548
	-0.26	540	525	525
	-0.18	172	169	168
ETAT INTERMEDIAIRE	-0.12	91	89	88
	-0.04	48	48	47
	0.04	31	32	33
	0.10	24	25	25
ETAT ON	0.14	21	22	22

MESFET : NE045

Tableau 2.1 Dépendance fréquentielle de la résistance de sortie intrinsèque.

Année	Auteurs	Rc	R0
1968	SCHICKMAN-HODGES	$R_0 / (1 + V_{GS}/V_P)$	$(2 \beta V_P)^{-1}$
1980	CURTICE 2	$R_0 / (1 + V_{GS}/V_P)^2$	$(\alpha \beta V_P^2)^{-1}$
1982	GOPINATH	$R_0 / (1 + V_{GS}/V_P)^2$	$V_{tan} / (3 I_{DSS})$
1983	KACPRZAK-MATERKA	$R_0 / (1 + V_{GS}/V_P)^2$	$\frac{V_P + V_{GS}}{\alpha I_{DSS}}$
1984	SUSMAN-FORT	$R_0 / (1 + V_{GS}/V_P)^n$	$1 / (\alpha \beta V_P)$
1985	CURTICE 3	$R_0 / (1 + a_1 V_1 + a_2 V_1^2 + a_3 V_1^3)$	$1 / (\gamma A_0)$
1987	STATZ-NEWMAN SMITH ET HAUS	$\frac{V_P^2}{(V_{GS} + V_P)^2} \frac{1 + b(V_{GS} + V_P)}{1 + b V_P}$	$\frac{1 + b V_P}{\alpha \beta V_P^2}$
19	FUKUI	$R_0 / \{ 1 - [(\phi - V_{GS}) / (\phi - V_P)]^{1/2} \}$	

Tableau 2.2 Expressions phénoménologiques proposées pour modéliser la résistance de sortie.

Dans ces conditions, la physique du fonctionnement montre que la grandeur de commande du courant drain est respectivement tout d'abord la tension grille-source V_{gs} , puis la tension grille-drain V_{gd} (fig.2.4). Cette permutation de la tension de commande est fondamentale et devra absolument être prise en compte dans la modélisation du TEC froid. Notons que ceci revient simplement à inverser le rôle du drain et de la source [23], si l'on considère le composant semiconducteur comme symétrique, hypothèse assez justifiée en pratique. Il en résulte des caractéristiques de sortie non symétriques autour de l'origine si le paramètre choisi reste toujours la tension V_{gs} , lorsque la tension V_{ds} passe de positive à négative. Par contre, les caractéristiques deviendraient symétriques si l'on tenait compte de la permutation entre la tension V_{gs} et la tension V_{gd} lorsque la tension V_{ds} change de signe.

2.1.4. Comportement fréquentiel

La mesure de la résistance de sortie R_c laisse apparaître (Tabl.2.1) une quasi-insensibilité en fonction de la fréquence, ceci du régime continu jusqu'à 1 GHz. Cette propriété est remarquable et spécifique au TEC froid, car on sait au contraire qu'une évolution fréquentielle importante de la résistance de sortie est observée expérimentalement pour le TEC chaud.

Deux explications peuvent être suggérées pour le comportement original du TEC froid :

a. La puissance continue dissipée est quasi-nulle, d'où une élévation de température faible évitant les effets thermiques.

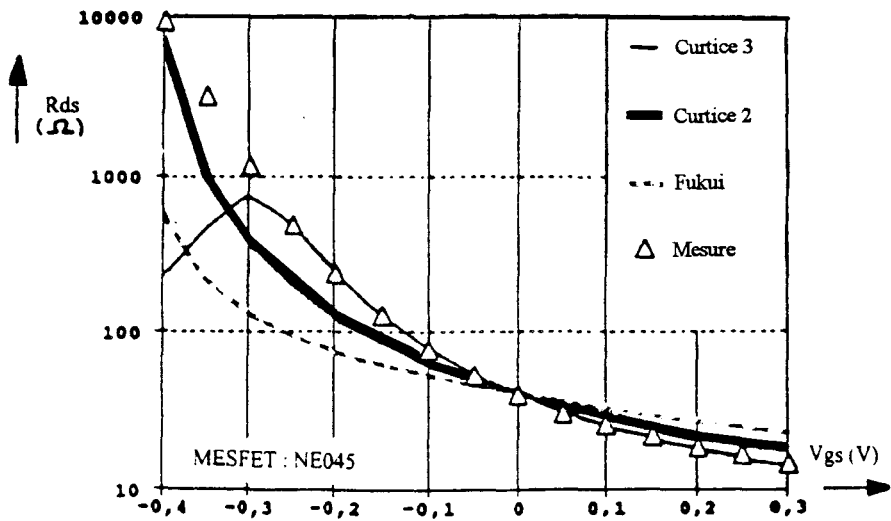
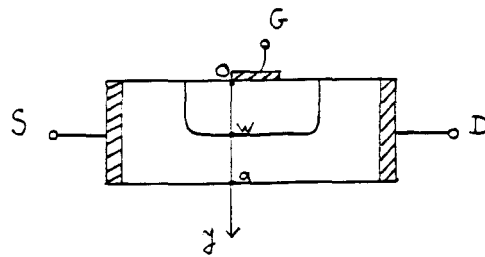
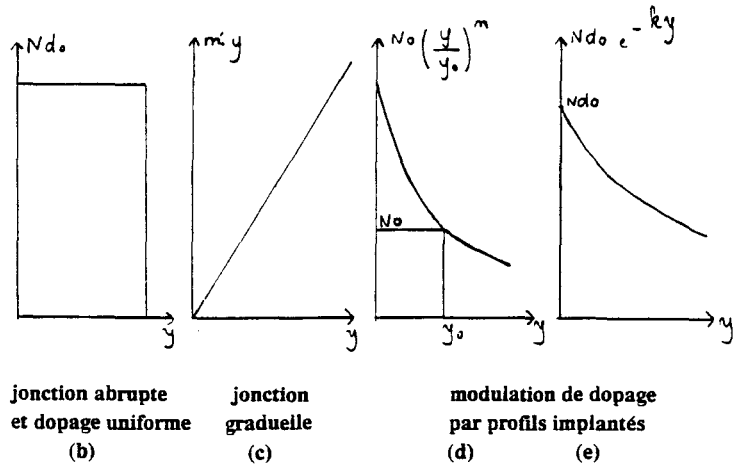


Figure 2.5 Evolution de la résistance de sortie extrinsèque à tension drain-source nulle.



(a) Modulation de la conductance du canal par la tension grille-source



$\frac{\phi - V_{gs}}{\phi - V_p}$	$\left(\frac{w}{a}\right)^2$	$\left(\frac{w}{a}\right)^3$	$\left(\frac{w}{a}\right)^{m+2}$	$e^{-\frac{k(w-a)}{a}}$
$\frac{G_d}{G_1}$	$1 - \frac{\sqrt{\phi - V_{gs}}}{\sqrt{\phi - V_p}}$	$1 - \frac{3}{\sqrt{\phi - V_p}} \sqrt{\phi - V_{gs}}$	$1 - \left(\frac{\phi - V_{gs}}{\phi - V_p}\right)^{\frac{1}{m+2}}$?

Figure 2.6 Modélisation physique.

b.Le courant drain-source est réduit, rendant négligeables les effets de pièges dans le canal.

Il résulte de cette propriété un avantage appréciable, à savoir que le TEC froid peut être caractérisé facilement à faible fréquence, mais que les résultats ainsi obtenus restent valables en haute fréquence.

2.2.Modèles actuels du TEC chaud

2.2.1.Courant de drain

De nombreux auteurs ont proposé des expressions phénoménologiques susceptibles de décrire la dépendance du courant drain du TEC en régime nonlinéaire de fonctionnement.Ces diverses expressions ont été établies dans le cas du transistor chaud.Elles comportent des coefficients qui doivent être ajustés par l'utilisateur par comparaison entre les courbes expérimentales et théoriques (fitting des courbes).Par dérivation partielle de ces expressions, par rapport aux tensions V_{gs} et V_{ds} , on déduit aisément les expressions de la transconductance G_m et de la conductance de sortie G_d .Nous donnons dans le tableau 2.2 les expressions ainsi obtenues pour les modèles phénoménologiques parmi les plus utilisés dans les logiciels de CAO actuels.Dans ces expressions, nous avons considéré le cas limite où la tension V_{ds} tend vers zéro.

Nous avons ensuite comparé (fig.2.5) l'évolution expérimentale typique de la résistance drain-source avec les évolutions prévues par les différents modèles théoriques précédents.On constate que des écarts appréciables apparaissent entre la théorie et l'expérience.Ceci montre clairement que la plupart des modèles actuellement disponibles

sont incapables de décrire correctement l'évolution expérimentale de la résistance de sortie du TEC froid.

En conclusion, les modèles phénoménologiques utilisés pour décrire le TEC chaud s'avèrent inadaptés dans le cas du TEC froid et des modèles propres au composant froid mis au point par certains auteurs ne sont pas assez précis [24]. Il est donc indispensable de proposer une modélisation propre à ce nouveau type de fonctionnement.

2.2.2. Capacités intrinsèques

Dans de nombreux logiciels de CAO, on utilise classiquement pour décrire l'évolution des capacités grille-source et grille-drain C_{gs} et C_{gd} , des lois de dépendance de la forme [23] :

$$C_{gs}(V_{gs}) = C_{gs0} / [1 - (V_{gs} / V_b)]^{1/2}$$

$$C_{gd}(V_{gd}) = C_{gd0} / [1 - (V_{gd} / V_b)]^{1/2}$$

$$\text{avec } C_{gs0} \gg C_{gd0}$$

Ces expressions correspondent au cas d'une jonction abrupte à dopage uniforme.

Il est important de remarquer que les capacités C_{gs} et C_{gd} sont ainsi considérées comme indépendantes de la tension V_{ds} . Cette hypothèse simplificatrice, qui est acceptable dans le cas du TEC chaud, n'est plus admissible dans le cas du TEC froid, où les capacités évoluent fortement en fonction de V_{ds} . En outre, lorsque la tension V_{ds} est

nulle, les capacités doivent être de valeurs égales. Or le modèle précédent implique une valeur C_{gs0} très supérieure à la valeur C_{gd0} [23].

Dans ces conditions, nous sommes également dans l'obligation de mettre au point une modélisation spécifique au TEC froid pour les capacités grille-source et grille-drain.

2.3. Modélisation originale du TEC froid

Quelques modèles spécifiques au TEC froid ont été mis au point par certains fondeurs et industriels. Mais, d'usage strictement interne, ils ne sont pas commercialisés. De plus, ils ne tiennent pas toujours compte des différents phénomènes indiqués précédemment. D'autres modèles existent dans la littérature. Ils ne nous permettent cependant pas une adéquation assez bonne avec les données expérimentales [25].

Dans ces conditions, nous proposons une modélisation originale du TEC froid.

2.3.1. Choix de la direction d'étude

Diverses modélisations analytiques représentant les phénomènes physiques mis en jeu au sein du canal semiconducteur peuvent être proposées. On peut ainsi tenter de décrire la variation de la conductance de sortie G_d du TEC froid suivant le profil de dopage du canal semiconducteur (fig.2.6). En effet, à partir de la connaissance de l'épaisseur W de la zone déplétée, on peut déduire aisément la loi d'évolution de la conductance G_d , à condition toutefois d'admettre une valeur moyenne constante du produit $N_d(y) \mu(y)$ sur la hauteur du canal conducteur :

$$Gd = q \cdot Nd \overline{(y)} \cdot \mu \overline{(y)} \cdot Z \cdot (a-W) / L = G \cdot (1 - W / a)$$

Cependant, dans le cas des TECs à grille submicronique, la hauteur maximale a du canal est très inférieure à 0.1 μm et on ne peut espérer une faible évolution du profil de dopage. En outre, on utilise de plus en plus des profils de dopage gaussiens, réalisés par implantation ionique et attaque chimique.

Par conséquent, il en résulte que, d'une part, une modélisation analytique simple semble peu représentative du fonctionnement réel et que, d'autre part, il conviendrait de modifier cette modélisation selon le process de réalisation technologique utilisé. Cette première direction d'étude analytique approchée des phénomènes physiques de base a donc été abandonnée.

Une autre voie consisterait en une étude approfondie sur ordinateur des divers phénomènes physiques apparaissant au sein du canal conducteur, dans une modélisation 1, 2, voire 3 dimensions. Cette méthode permettrait sans doute d'obtenir les résultats les plus exacts. Elle est cependant difficile et lourde à mettre en oeuvre, donc incompatible avec la conception et l'optimisation de circuits sur ordinateur (C.A.O) qui nécessitent de multiples simulations.

En conséquence, nous proposons une modélisation de type phénoménologique sans doute moins exacte mais plus rapide et plus facile d'emploi pour la CAO de systèmes microondes.

2.3.2. Modèle basses fréquences

L'accord assez imparfait observé figure 2.5 entre les mesures de la conductance de sortie G_d et les courbes théoriques obtenues grâce aux modélisations actuelles, nous a conduits à la recherche d'une nouvelle expression phénoménologique. Celle-ci doit être à la fois plus exacte et de formulation mathématique simple, afin d'être facilement intégrable dans un logiciel de CAO non linéaire.

L'examen des courbes expérimentales tracées en échelle log-lin démontre une évolution sensiblement parabolique. Nous proposons donc la formulation suivante pour la conductance intrinsèque :

$$\text{Expression 1 : } G_d = G_0 \cdot \exp -[a \cdot (V_g / V_p) + b \cdot (V_g / V_p)^2]$$

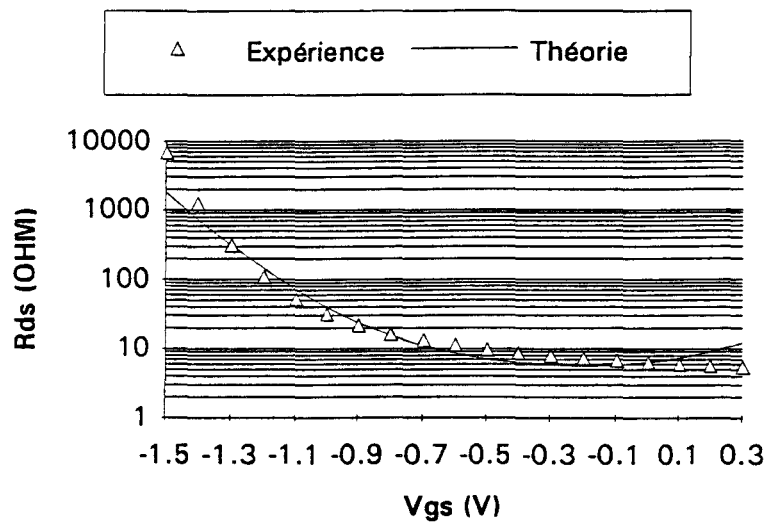
$$\text{avec } G_0 = 1 / R_0$$

où :

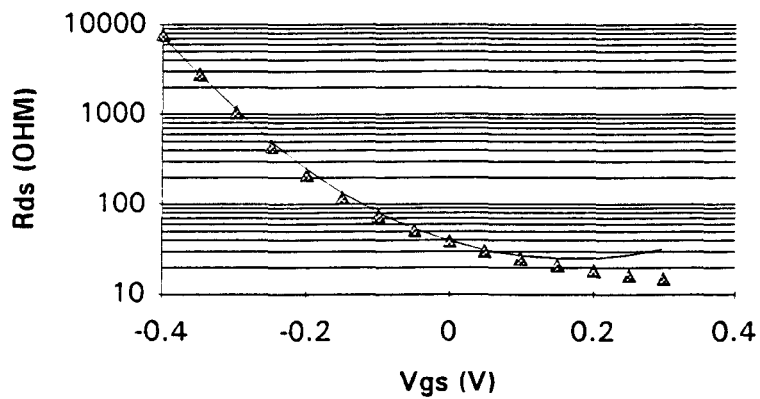
- R_0 est la valeur de la résistance de sortie intrinsèque à canal ouvert
- a est un paramètre ajusté par fitting
- V_p est la tension de pincement
- V_g est la tension de commande

Rappelons que, selon le signe de la tension V_{ds} , la grandeur de commande V_g est soit V_{gs} , soit V_{gd} .

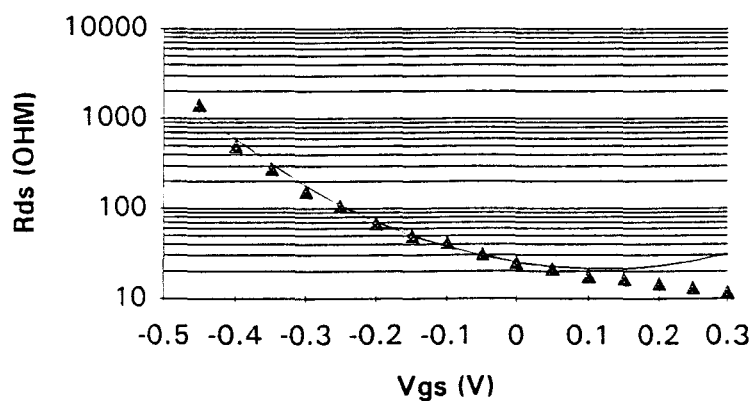
La figure 2.7 montre qu'un meilleur accord est ainsi obtenu entre la théorie et les mesures pour les transistors submicroniques NEC 045, NEC 710 et NEC 673. L'accord



NE 710 : $R_d + R_s = 1.92 \Omega$ $R_0 = 4.46 \Omega$ $a = 2.5$ $b = 9$ $V_p = -1.55 \text{ V}$



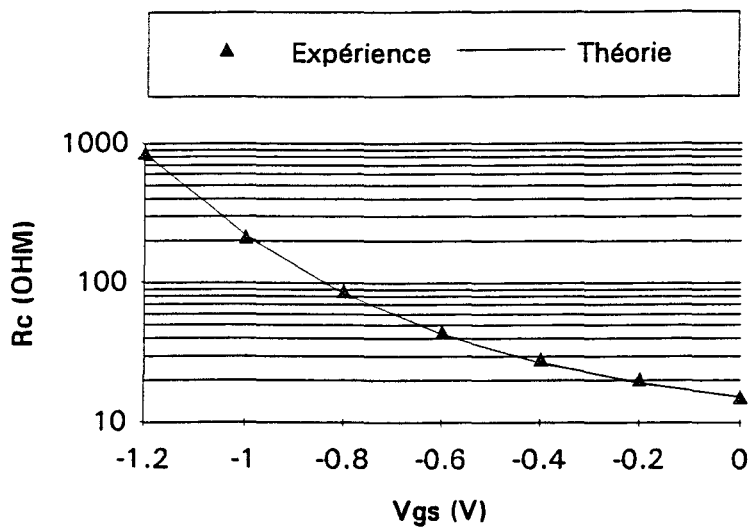
NE 045 : $R_d + R_s = 5.4 \Omega$ $R_0 = 33.5 \Omega$ $a = 2.5$ $b = 2.9$ $V_p = -0.4 \text{ V}$



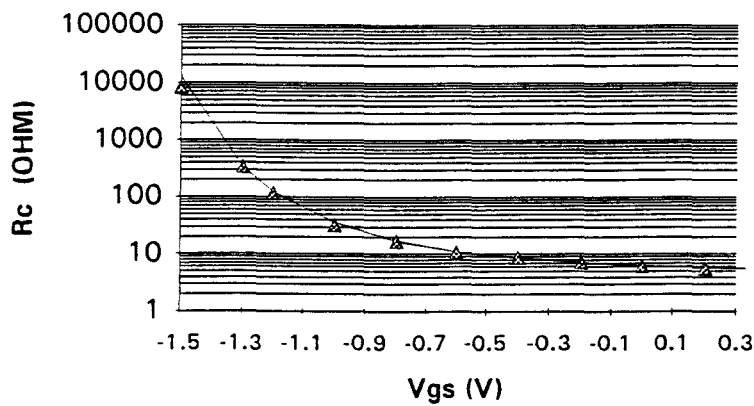
NE 673 : $R_d + R_s = 2.3 \Omega$ $R_0 = 22.7 \Omega$ $a = -1.5$ $b = 3.2$ $V_p = -0.5 \text{ V}$

Figure 2.7 Modélisation de la résistance de sortie extrinsèque au moyen de l'expression n°1.

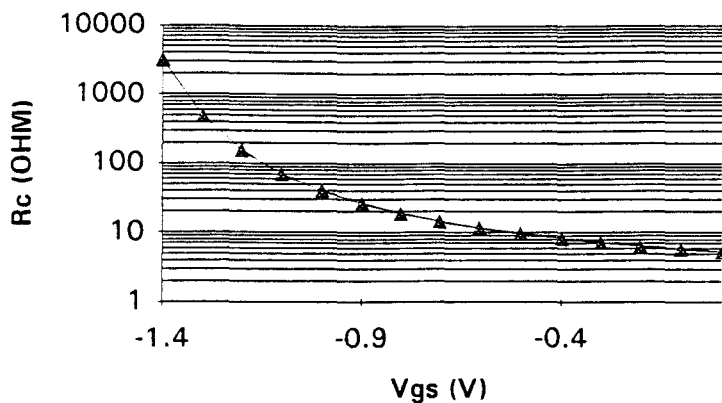
$$\left(R_{ds} = R_d + R_s + R_0 \cdot \exp [-a \cdot (V_{gs}/V_p) + b \cdot (V_{gs}/V_p)^2] \right)$$



FET fonderie TCS : $a=1.8$ $R_0=8.26 \Omega$ $V_p=-2.3 \text{ V}$



NE 710 : $a=1.1$ $R_0=3.03 \Omega$ $V_p=-1.87 \text{ V}$



HEMT Toshiba JS8818 : $a=0.85$ $R_0=5.3 \Omega$ $V_p=-1.72 \text{ V}$

Figure 2.8 Modélisation de la résistance de sortie intrinsèque au moyen de l'expression n°2.

$$\left(R_c = R_0 \cdot \exp \left\{ \frac{a \cdot V_{gs}}{[(V_{gs}/V_p) - 1]} \right\} \right)$$

Conductance extrinsèque : $G_d = (R_d + R_s + R_c)^{-1}$

Conductance intrinsèque : $G_c = R_c^{-1}$

Transconductance intrinsèque: G_m

$$\frac{\delta^2 I_{ds}}{\delta V_{gs} \delta V_{ds}} = \frac{\delta^2 I_{ds}}{\delta V_{ds} \delta V_{gs}} \quad \text{i.e.} \quad \frac{\delta G_m}{\delta V_{ds}} = \frac{\delta G_c}{\delta V_{gs}}$$

$$G_m = \int^{V_{ds}} \frac{\delta G_c(V_d)}{\delta V_{gs}} dV_d \approx \frac{\delta G_c}{\delta V_{gs}} V_{ds}$$

$$G_c = G_0 \exp \frac{-a \cdot V_{gs}}{V_{gs}/V_p - 1} \quad G_m = \frac{a \cdot G_c \cdot V_{ds}}{(V_{gs}/V_p - 1)^2}$$

Figure 2.9 Condition de self-consistence.

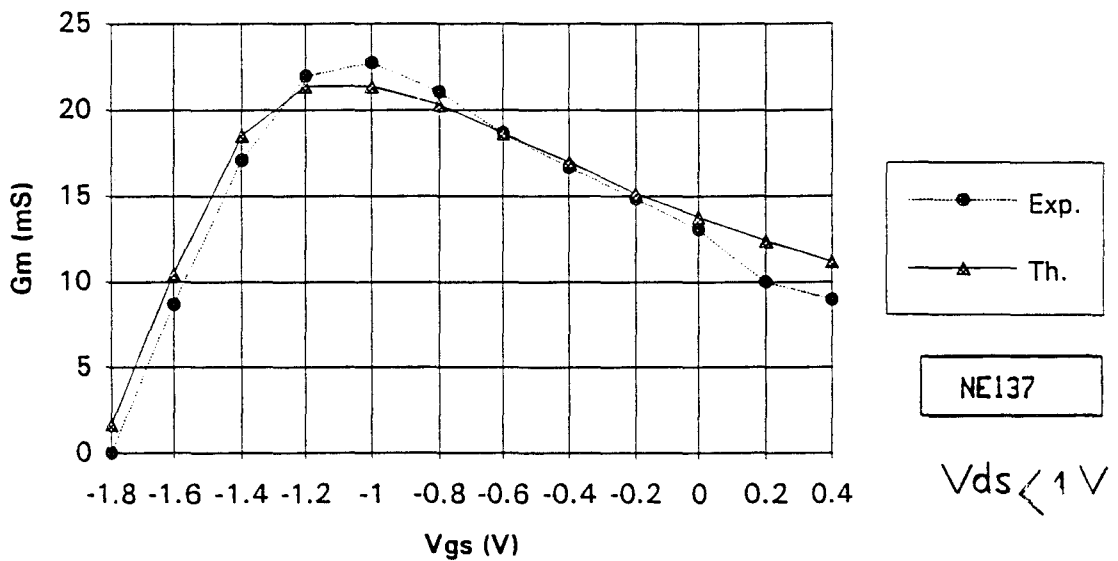


Figure 2.10 Evolution de la transconductance.

n'est cependant pas parfait, notamment dans les états ON et OFF. De plus, cet accord n'est pas aussi satisfaisant pour d'autres transistors submicroniques MESFET ou pour certains HEMTs.

Par conséquent, nous proposons une seconde expression phénoménologique [6] (en employant les mêmes notations que précédemment) :

$$\text{Expression 2 : } G_d = G_0 \cdot \exp \left[- \left(a \cdot V_g \right) / \left(V_g / V_p - 1 \right) \right]$$

On observe alors figure 2.8 une excellente coïncidence entre les mesures et les prévisions théoriques, dans le cas de nombreux transistors submicroniques MESFET et HEMT, de marque NEC, THOMSON et TOSHIBA. En effet, cette expression modélise aussi bien les états extrêmes ON et OFF, que l'état intermédiaire.

Dans le but d'établir la loi de dépendance de la transconductance G_m , nous avons considéré la relation de self-consistance (fig.2.9) mettant en oeuvre la dérivée partielle de la conductance de sortie G_d . Nous avons représenté sur la fig.2.10 la transconductance expérimentale, obtenue par dérivation numérique à partir des mesures de la résistance drain-source intrinsèque R_c . On constate, à nouveau, un bon accord entre les courbes théoriques et expérimentales montrant la validité de notre modèle.

Remarquons que le TEC froid, qui peut être considéré en sortie comme équivalent à une simple résistance, peut aussi être remplacé par une source de courant drain, étant donné que l'on vérifie la relation suivante :

$$I_{ds} (V_g , V_{ds}) = G_d (V_g) \cdot V_{ds}$$

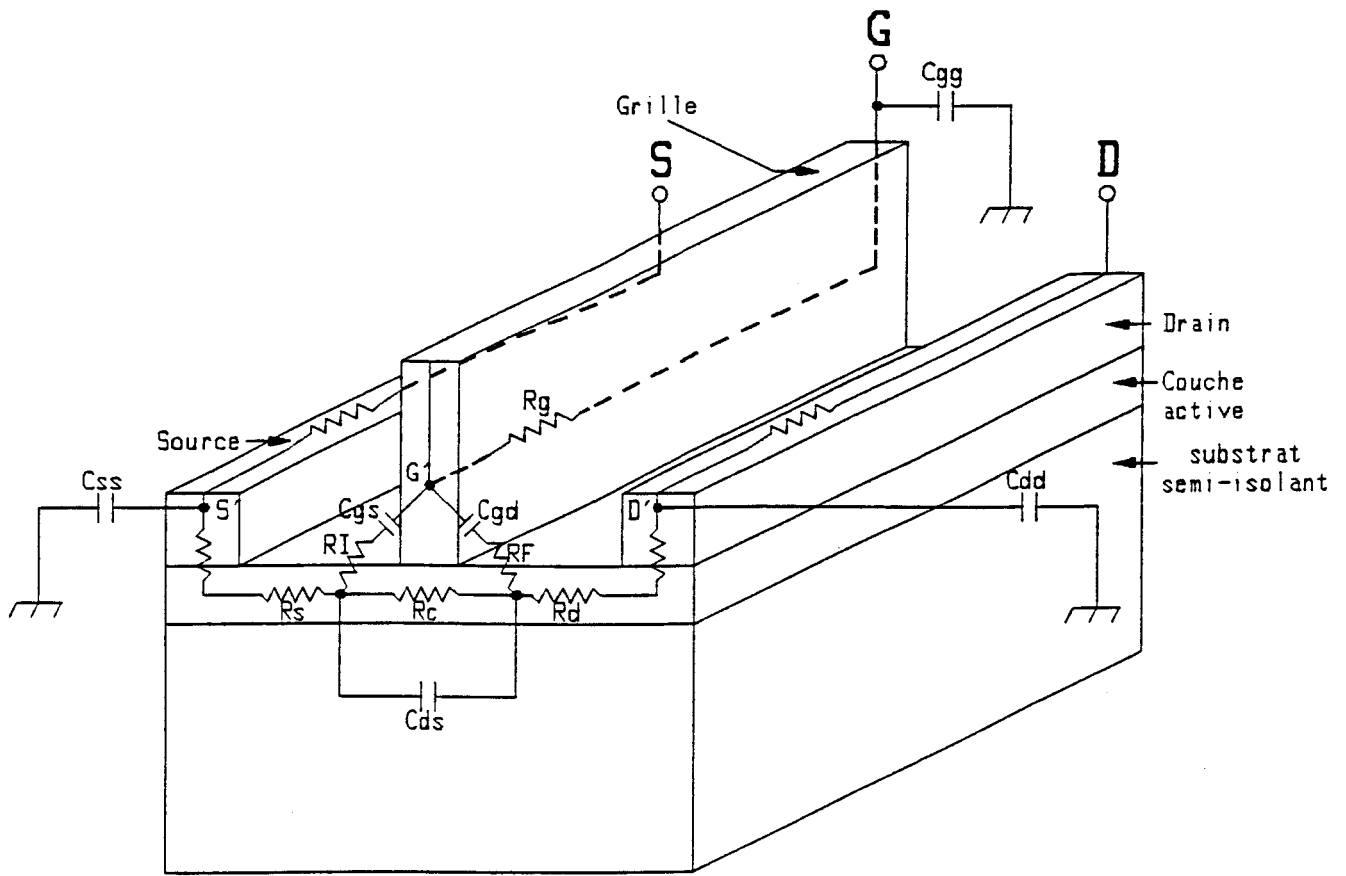


Figure 2.11a Substrat

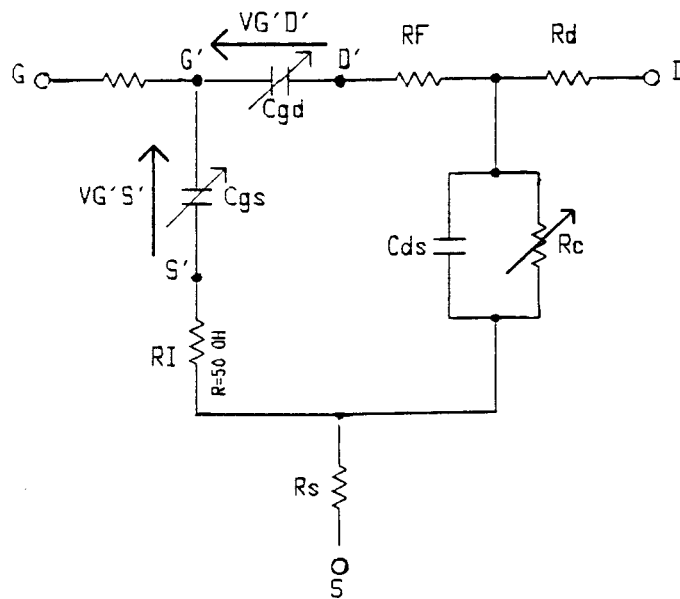


Figure 2.11b Schéma électrique

Figure 2.11 Modèle électrique équivalent au TEC froid en hautes fréquences.

Il est encore équivalent, en petits signaux, à une source contrôlée de transconductance G_m . En effet, la relation de self-consistence s'écrit pour les grandeurs d'état, c'est-à-dire pour les grandeurs intrinsèques, V_{ds} et V_g :

$$\delta^2 I_{ds}(V_{ds}, V_g) / (\delta V_g \cdot \delta V_{ds}) = \delta^2 I_{ds}(V_{ds}, V_g) / (\delta V_{ds} \cdot \delta V_g)$$

$$\delta G_m / \delta V_{ds} = \delta G_d / \delta V_g$$

Sachant que G_d est indépendante de V_{ds} , on peut aisément en déduire G_m :

$$G_m = \int_{v_{ds}} [\delta G_d(V_{ds}) / \delta V_g] \delta V_d \# (\delta G_d / \delta V_g) \cdot V_{ds}$$

2.3.3. Modèle hautes fréquences

Pour décrire le fonctionnement en fréquences élevées du TEC froid, il est nécessaire de tenir compte, dans son schéma équivalent, de l'existence des divers éléments parasites réactifs (fig.2.11). De plus, nous devons considérer également l'existence des capacités intrinsèques drain-source C_{ds} , grille-source C_{gs} et grille-drain C_{gd} .

Rappelons que les capacités C_{gs} et C_{gd} présentent de fortes nonlinéarités en fonction des tensions V_{ds} , V_{gs} et V_{gd} , et qu'en outre elles sont sensiblement de même valeur à polarisation de drain nulle [23].

Plusieurs expressions phénoménologiques assez exactes ont bien été proposées par plusieurs auteurs [26-30], mais leur forme complexe ou leur précision insuffisante rend leur utilisation difficile. En ce qui nous concerne, nous suggérons les expressions simples suivantes [6] :

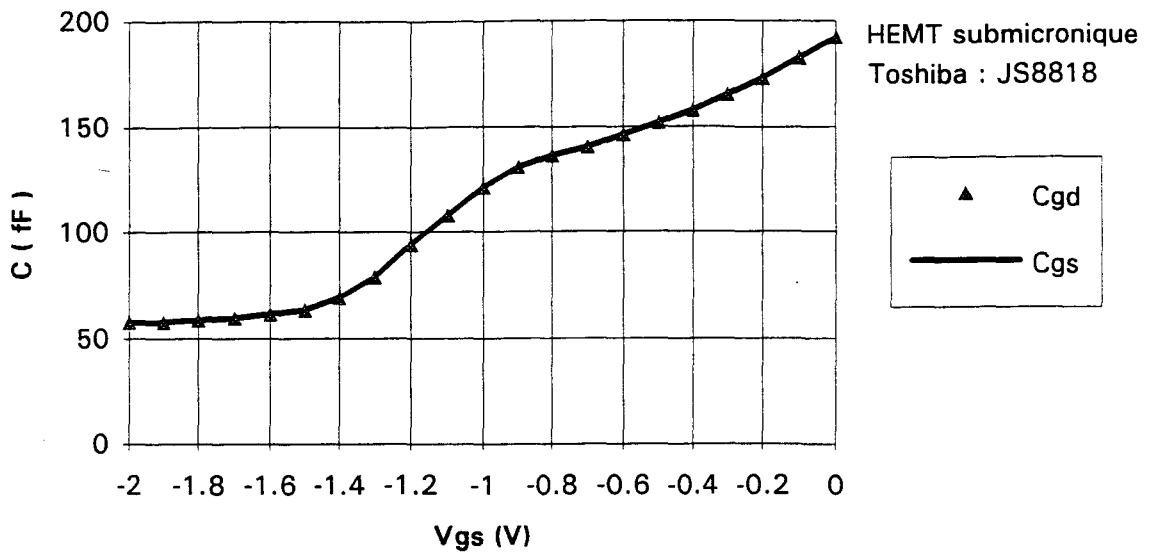


Figure 2.12 Evolution de la capacité de grille à tension drain-source nulle.

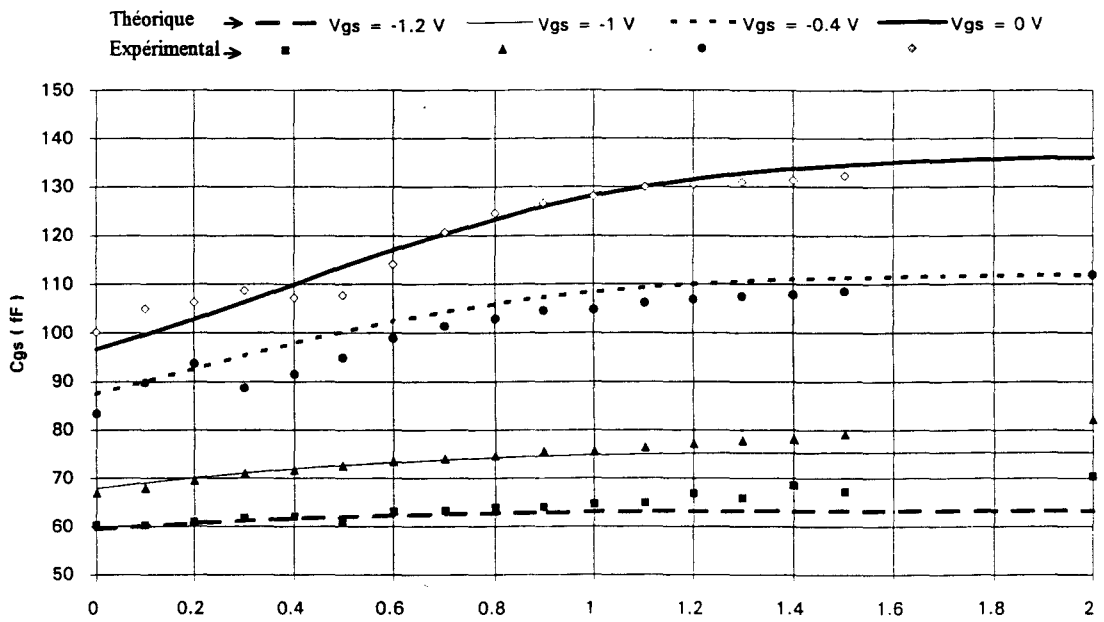


Figure 2.13 a Capacité grille-source V_{ds} (V)

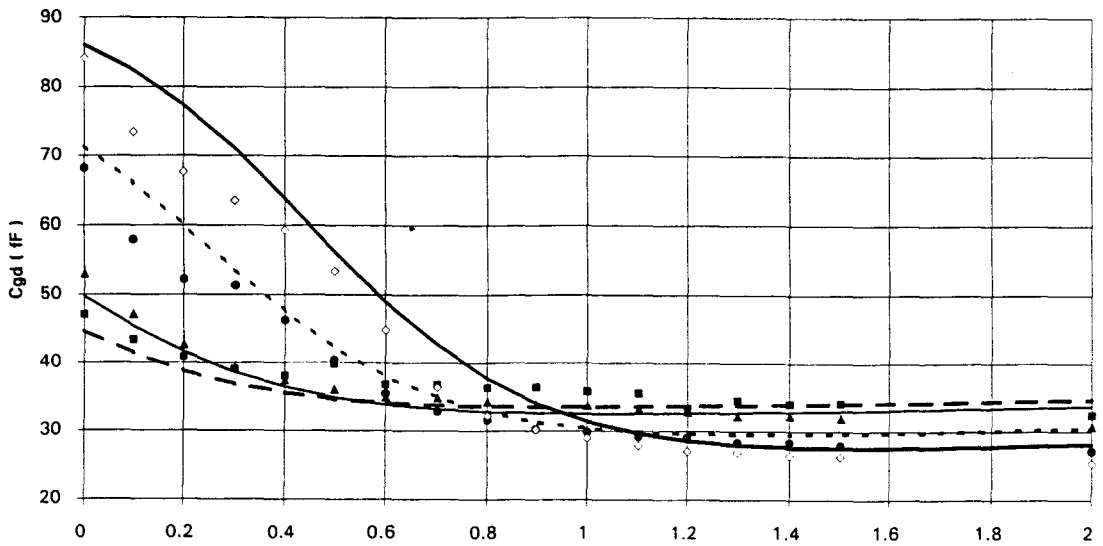


Figure 2.13 b Capacité grille-drain V_{ds} (V)

Figure 2.13 Modélisation originale pour les capacités extrinsèques à tension drain-source non nulle.

$$C_{gs} = d - e \cdot (V_{gs} / V_p) + a_s \cdot [1 - (V_{gs} / V_p)] \cdot \tanh [b_s \cdot (V_{ds} - c_s - V_{gs} / 2)]$$

$$C_{gd} = f - g \cdot (V_{gd} / V_p) - a_d \cdot [1 - (V_{gd} / V_p)] \cdot \tanh [b_d \cdot (V_{ds} - c_d - V_{gd} / 2)]$$

où :

- $a_s, b_s, c_s, a_d, b_d, c_d, d, e, f$ et g sont des paramètres ajustés par comparaison entre les courbes théoriques et expérimentales
- V_p est la tension de pincement

Les expressions données concernent le cas où la tension V_{ds} est positive. Quand elle devient négative, il convient de remplacer V_{gs} par V_{gd} et vice-versa [23] car il y a inversion du rôle effectif du drain et de la source.

La modélisation proposée permet de vérifier (fig.2.12) l'égalité expérimentale entre C_{gs} et C_{gd} à polarisation de drain nulle. De plus, il apparaît (fig.2.13) que ce modèle reproduit avec un bon accord l'évolution expérimentale dans le cas de plusieurs composants submicroniques MESFETs et HEMTs.

Remarquons que le choix des divers paramètres n'est pas quelconque car les charges emmagasinées Q_{gs} et Q_{gd} , correspondant aux capacités C_{gs} et C_{gd} , doivent satisfaire à une relation de self-consistance [31-32]. En considérant que les charges sont fonction des variables V_{gs} et V_{gd} , cette relation peut s'écrire de la manière suivante :

$$\delta Q_{gs} / \delta V_{gd} = \delta Q_{gd} / \delta V_{gs}$$

Il est important de réaliser cette condition de self-consistance, car il a été montré [33] que dans certains logiciels, cela pouvait entraîner la divergence du processus de calcul.

```

* SYMBOLIC (User-Defined) MESFET MODEL *
MODEL=MESFETMODEL

IDS model      Gate model      Parasitics      Breakdown      Noise
NFET=yes      RGS=          RG=            GSREV=3        FNC=
PFET=          RGD=          RD=            GDREV=3        R=
IDSMOD=6      RF=           RS=            IMAX=          P=
TAU=          GSCAP=4      LG=            LD=            C=
RDS0=         GDCAP=4      LI=            LS=
IDSTC=        CDS=

Symbolic equations
IDS=(100mA)*((1+(_V2))^2)*tanh(_V1)
QGS=(1pf)*(_V1)-(1pf)*((_V2)-(_V1))*(_V1)
QGQ=(1pf)*(_V1)-(1pf)*((_V2)-(_V1))*(_V1)
IGQ=ramp((VBR+(_V1))/10)
IGS=ramp((VBR+(_V1))/10)

```

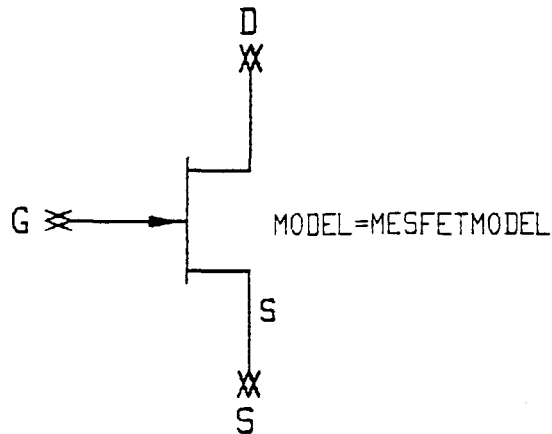


Figure 2.14 Sous-circuit définissant le TEC.

(Bibliothèque de M.D.S.).

Enfin, les égalités suivantes :

$$a_s = a_d$$
$$d = f$$
$$b_s = b_d$$
$$e = g$$
$$c_s = c_d$$

permettent de vérifier avec un faible écart la condition d'égalité des capacités à tension V_{ds} nulle.

En conclusion, signalons que notre modèle, qui est relativement simple, présente l'avantage appréciable d'être valable non seulement pour le TEC froid mais aussi pour le TEC chaud, puisque l'accord constaté (fig.2.13) entre les courbes théoriques et expérimentales est vérifié jusqu'à des tensions drain-source de l'ordre de 2 Volts.

2.4.Implantation du modèle dans un logiciel de CAO

Nous avons procédé à l'implantation de notre modèle dans le logiciel commercial de CAO nonlinéaire MDS de Hewlett Packard.Plusieurs méthodes sont possibles.

2.4.1.Méthodes d'implantation

L'une consiste en l'utilisation d'un élément défini dans la bibliothèque du logiciel, le ' User Defined-Model ', noté U.D.M. (fig.2.14).Il s'agit d'un sous-circuit paramétré représentant le schéma électrique équivalent d'un TEC.Un tableau de paramètres lui est associé, dans lequel l'utilisateur indique simplement la valeur des éléments linéaires.Pour les éléments nonlinéaires, à savoir le courant drain I_{ds} , la charge grille-source Q_{gs} et la charge grille-drain Q_{gd} , l'utilisateur doit écrire leur expression en fonction des tensions intrinsèques notées $_V1$ et $_V2$, désignant successivement V_{gs} , V_{gd} et V_{ds} .

Une autre méthode d'implantation consiste à modéliser de façon indépendante chacun des trois éléments nonlinéaires R_{ds} , C_{gs} et C_{gd} (fig.2.15). On reforme ensuite le schéma électrique équivalent au transistor (fig.2.16) en complétant avec les éléments parasites. Ce procédé fait appel, pour chacun des composants nonlinéaires à modéliser, à un élément appartenant à la bibliothèque du logiciel, le ' Symbolical Defined Device ', noté S.D.D. Il s'agit d'une ' boîte noire ' pourvue d'un ou de plusieurs accès. L'un d'entr'eux est réservé à l'écriture de l'expression mathématique décrivant le composant. Les autres accès sont utilisés pour déclarer chacune des tensions intervenant dans l'expression.

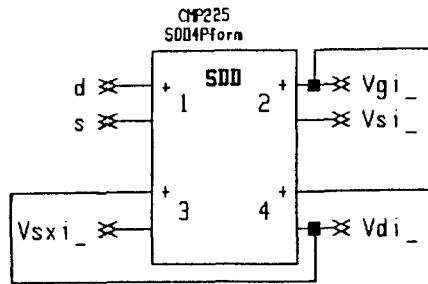
Cette seconde méthode nous semble préférable, car elle permet de modéliser les capacités nonlinéaires en introduisant directement leur expression, contrairement à la première, où l'on doit exprimer les charges emmagasinées. Or ces dernières sont obtenues par l'intégration analytique des expressions des capacités :

$$Q_{gs} = \int_{-v_p}^{v_{gs}} C_{gs} \cdot \delta V_g, \text{ à tension } V_{gd} \text{ constante.}$$

$$Q_{gd} = \int_{-v_p}^{v_{gd}} C_{gd} \cdot \delta V_g, \text{ à tension } V_{gs} \text{ constante.}$$

Une telle opération peut s'avérer relativement complexe selon les expressions mathématiques utilisées et le nombre de variables. Par ailleurs, en utilisant le S.D.D., les capacités C_{gs} et C_{gd} sont modélisées de manière totalement séparée. Leurs expressions ne sont donc plus tenues de satisfaire à la relation de self-consistence évoquée précédemment pour assurer la convergence du modèle. Les risques de divergence sont par conséquent écartés. Il faudra cependant prendre garde à utiliser des modèles physiquement acceptables.

RDS



PORT	WT.FCN.	EXPRESSION = I
1	0	v1/rds
2	0	0.0
3	0	0.0
4	0	0.0

Tensions

EQUATION vgd=_v4
EQUATION vgs=_v2
EQUATION vds=_v3

Paramètres

EQUATION C0=0
EQUATION R0=3.03
EQUATION a=1.1
EQUATION VP=-1.87

Notations

EQUATION k1=vgs/vp
EQUATION k2=vgd/vp
EQUATION k3=-1.4/vp

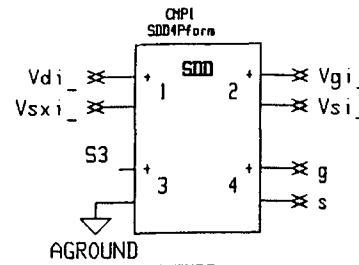
Définition de la résistance

EQUATION RDS1=C0+R0*exp((a*vgs)/(k1-1))
EQUATION RDS2=C0+R0*exp((a*vgd)/(k2-1))
EQUATION RDS3=C0+R0*exp((-a*1.4)/(k3-1))

EQUATION RDSp=if vgs>-1.4 then rds1 else RDS3 endif
EQUATION RDSm=if vgd>-1.4 then rds2 else RDS3 endif

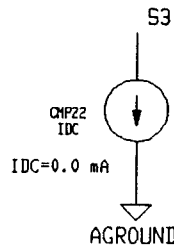
EQUATION RDS=if vds>0 then rdsp else RDSm endif

CGS



PORT	WT.FCN.	EXPRESSION = I
1	0	Cgs*dVgd_dt
2	0	0
3	0	0

PORT	WT.FCN.	EXPRESSION = V
3	0	-dVgd_dt
3	1	Vgd



Tensions

EQUATION Vds=_V1
EQUATION Vgs=_V2

Paramètres

EQUATION VP2=-1.4
EQUATION A2=0.077e-12
EQUATION D2=0.35e-12
EQUATION E12=0.1406e-12
EQUATION B2=3.9
EQUATION C12=0.72

Dérivation de la tension

EQUATION dVgd_dt=_V3
EQUATION Vgd=_V4

Notations

EQUATION W21=Vgs/VP2
EQUATION W22=Vgd/VP2
EQUATION K21=B2*(Vds-C12-Vgs/2)
EQUATION K22=B2*(Vds-C12-Vgd/2)

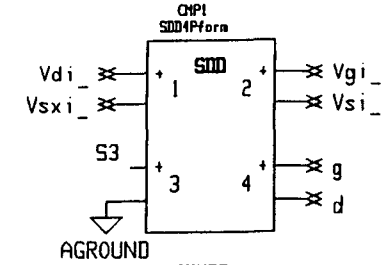
Définition de la capacité

EQUATION Cgs1=D2-(E12*W21)+A2*(1-W21)*TANH(K21)
EQUATION Cgs2=D2-(E12*W22)+A2*(1-W22)*TANH(K22)
EQUATION Cgs3=D2-E12

EQUATION cgsp=if (vgs-vp2)>0 then cgs1 else cgs3 endi
EQUATION cgsm=if (vgd-vp2)>0 then cgs2 else cgs3 endi

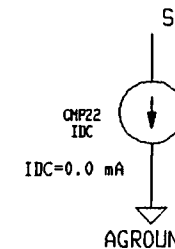
EQUATION cgs=if (vds>0) then cgsp else cgsm endif

CGD



PORT	WT.FCN.	EXPRESSION = I
1	0	Cgs*dVgd_dt
2	0	0
3	0	0

PORT	WT.FCN.	EXPRESSION = V
3	0	-dVgd_dt
3	1	Vgd



Tensions

EQUATION Vds=_V1
EQUATION Vgs=_V2

Paramètres

EQUATION VP2=-1.4
EQUATION A2=0.077e-12
EQUATION F12=0.35e-12
EQUATION G2=0.0083e-12
EQUATION B2=3.9
EQUATION C12=0.72

Dérivation de la tension

EQUATION dVgd_dt=_V3
EQUATION Vgd=_V4

Notations

EQUATION W21=Vgs/VP2
EQUATION W22=Vgd/VP2
EQUATION K21=B2*(Vds-C12-Vgs/2)
EQUATION K22=B2*(Vds-C12-Vgd/2)

Définition de la capacité

EQUATION Cgd1=F12-(G2*W21)-A2*(1-W21)*TANH(K
EQUATION Cgd2=F12-(G2*W22)-A2*(1-W22)*TANH(K
EQUATION Cgd3=F12-G2

EQUATION cgdp=if (vgs-vp2)>0 then cgd1 else cgd3 endi
EQUATION cgdm=if (vgd-vp2)>0 then cgd2 else cgd3 endi

EQUATION cgd=if (vds>0) then cgdp else cgdm endif

Figure 2.15 Modélisation de la résistance de sortie et des capacités grille-source et grille-drain.

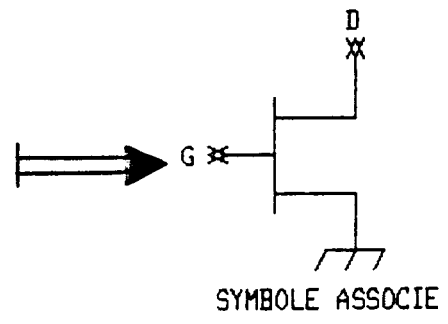
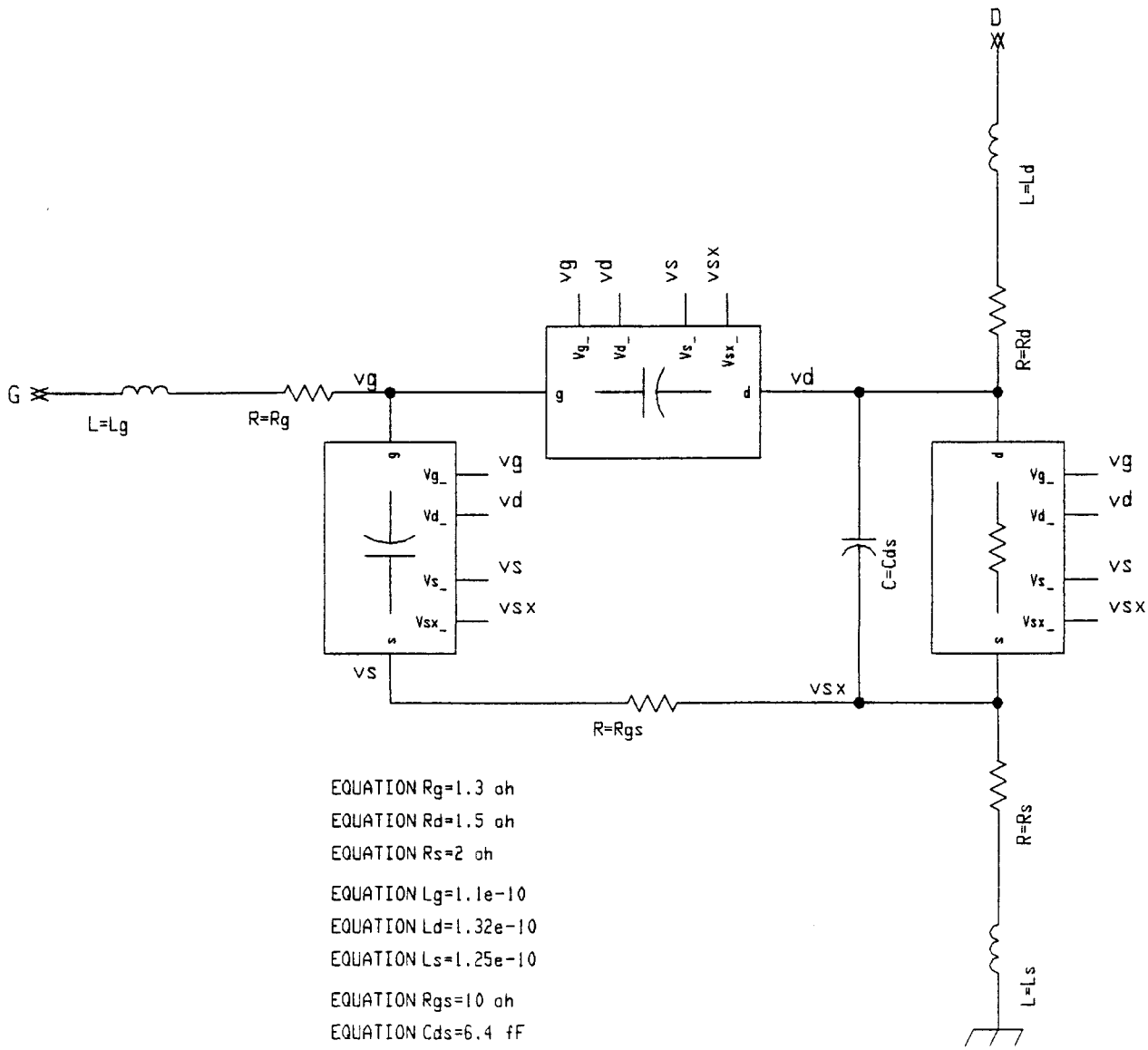
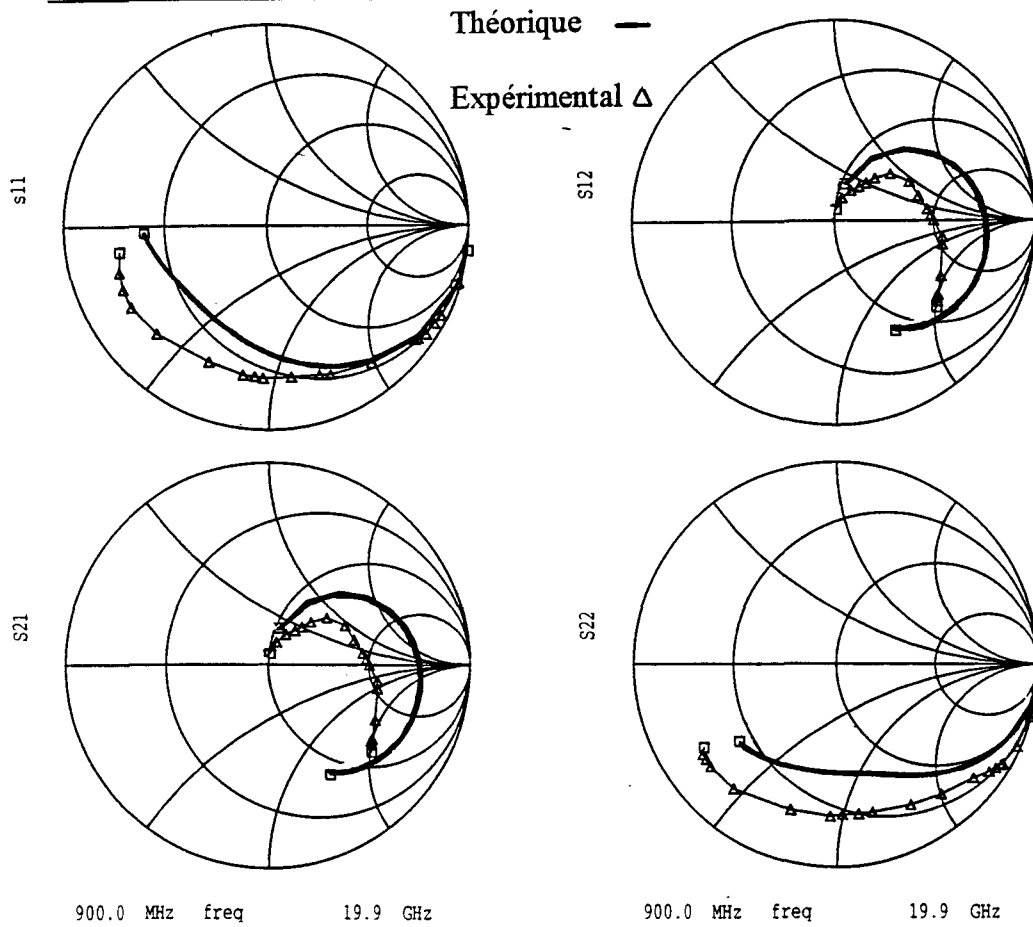


Figure 2.16 Implantation du modèle original dans le logiciel MDS.
 (Application au NEC 710)

OFF



ON

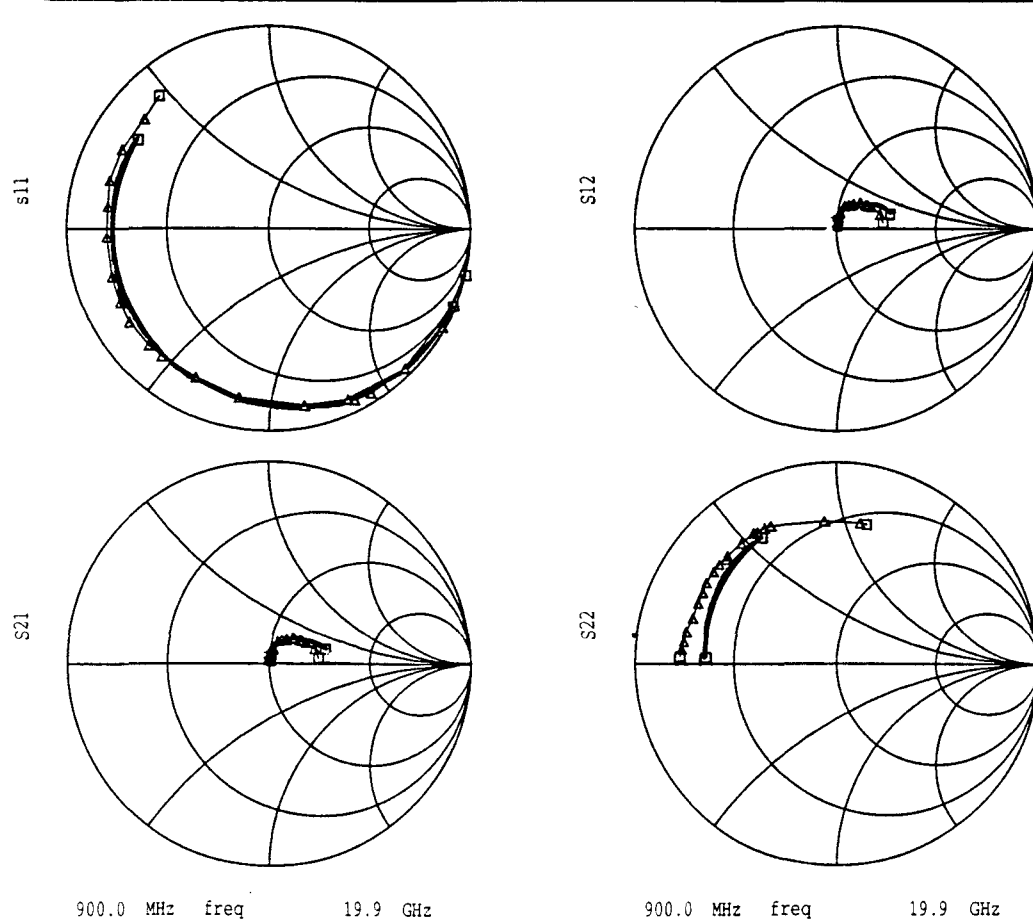
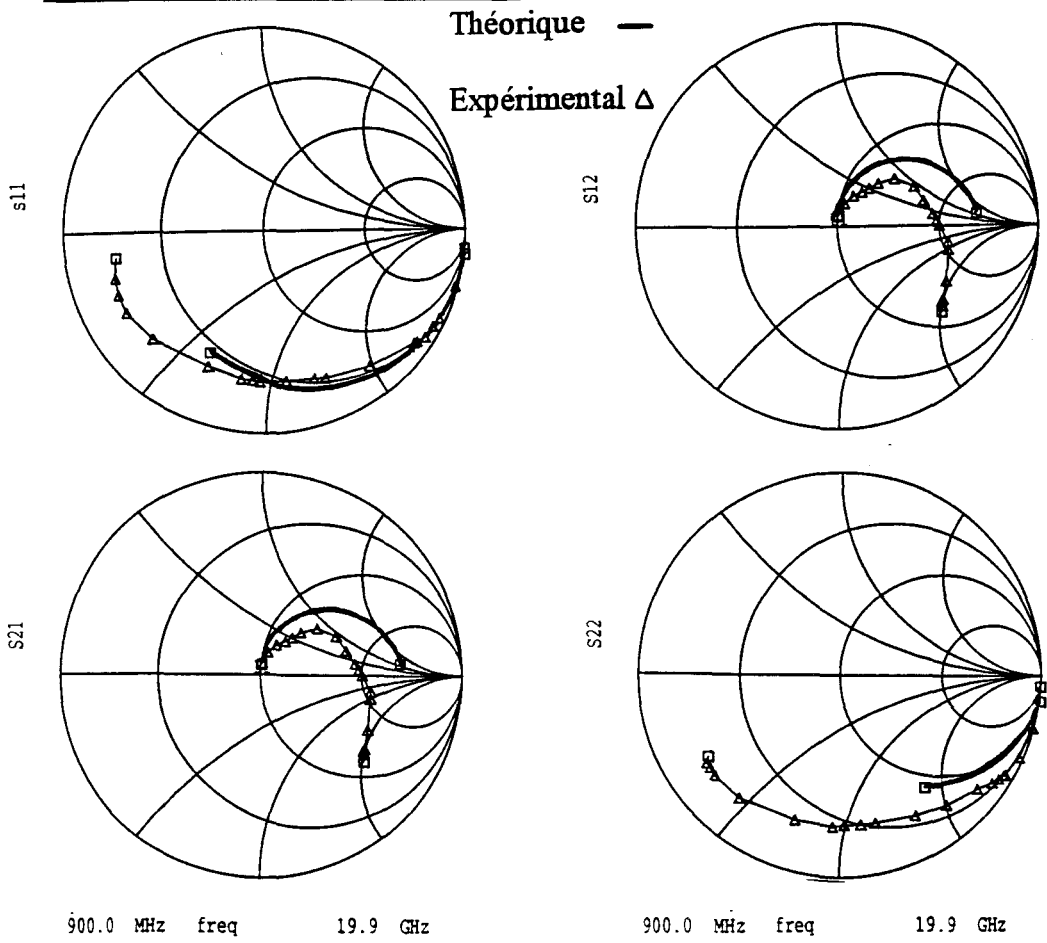


Figure 2. 17 Evolution fréquentielle des paramètres S
(théorie : modèle DHS).
(Application au NEC 710)

OFF



ON

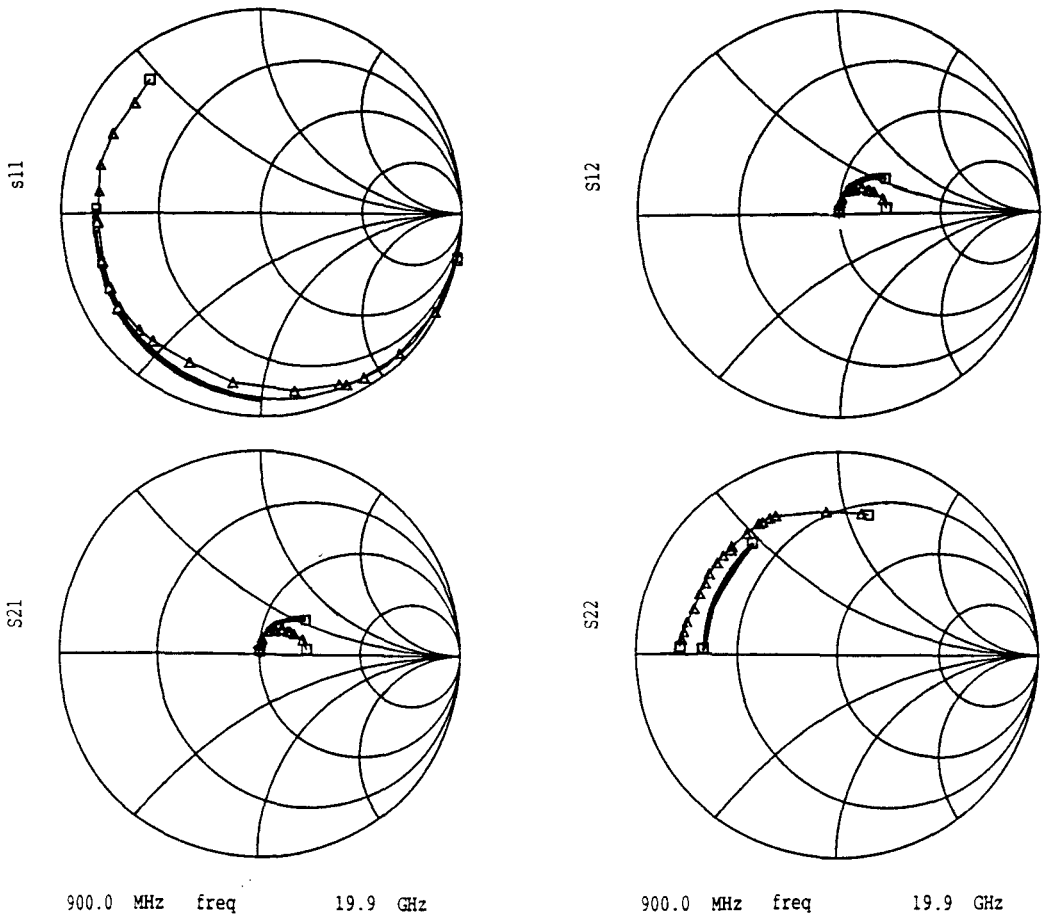


Figure 2. 18 Evolution fréquentielle des paramètres S
(théorie : modèle Curtice cubique).
(Application au NEC 710)

2.4.2. Validité du modèle

Nous comparons (fig.2.17) les évolutions théoriques et expérimentales des paramètres S sur une large gamme de fréquences, dans le cas du NE710 polarisé dans les états ON et OFF. On trouve un accord relativement satisfaisant, démontrant ainsi la validité de notre modèle.

A titre de comparaison, nous présentons (fig.2.18) les résultats obtenus avec le modèle Curtice cubique [34], qui fournit effectivement des résultats beaucoup moins exacts.

Conclusion

Nous avons présenté un nouveau modèle non linéaire utilisable en C.A.O. pour la simulation en microondes des TECs du type MESFET et HEMT fonctionnant en commutation.

Nous avons montré qu'il décrit parfaitement le comportement d'un tel composant, non seulement dans les états ON et OFF du commutateur, mais aussi dans les états intermédiaires.

En conséquence, l'utilisation de notre modèle devrait permettre une meilleure prévision des performances d'un système microondes utilisant des TECs froids, particulièrement de la puissance de compression et de l'intermodulation.

Chapitre 3

Chapitre 3

Simulation du fonctionnement en microondes

Introduction

Après avoir développé l'aspect conceptuel des transposeurs de fréquence (chapitre 1) et après avoir examiné les problèmes inhérents à la modélisation du TEC froid (chapitre 2), nous abordons, au cours de ce troisième chapitre, la simulation sur ordinateur du fonctionnement en microondes et en régime nonlinéaire des transposeurs.

Dans une première partie, nous précisons les conditions dans lesquelles se sont effectuées les simulations, à savoir les logiciels et les bibliothèques de composants utilisés.

La seconde partie sera consacrée aux résultats théoriques obtenus en simulation pour les trois circuits transposeurs proposés.

Précisons que différents modèles seront utilisés pour la modélisation des transistors froids. Ceci nous permettra, d'une part, d'évaluer l'importance du modèle dans

la précision des prévisions théoriques. D'autre part, nous pourrions au chapitre 5, lors de comparaisons avec les mesures, mettre en évidence l'intérêt présenté par le modèle théorique original que nous proposons.

3.1. Conditions de simulation

3.1.1. Choix des logiciels

Tout dispositif d'échantillonnage étant par définition violemment nonlinéaire, notre étude requiert l'utilisation d'un logiciel de simulation utilisable en microondes et en régime fortement nonlinéaire. En outre, il était utile d'employer un logiciel "ouvert" afin de pouvoir implanter nos propres modèles. Enfin, l'utilisation de la méthode de la balance harmonique, dite encore méthode tempo-fréquentielle, est souhaitable pour limiter le temps de calcul. Des méthodes quasi-analytiques, très rapides et assez exactes, ont certes été développées, mais nous avons besoin d'une très grande précision [35-36]. Rappelons que la méthode de la balance harmonique, ne permet d'obtenir que le régime permanent.

Parmi les logiciels de simulation nonlinéaire disponibles au D.H.S. de l'I.E.M.N., nous avons rejeté MWspice de E.E.S.O.F. car il est, d'une part, peu rapide, puisque défini dans le domaine temporel. D'autre part, l'implantation d'un modèle utilisateur est certes possible mais cependant assez malaisée, puisqu'elle nécessite le recours au langage C. Nous lui avons donc préféré le logiciel M.D.S. (Microwavé Design System) de H.P. (Helwett Packard) fonctionnant en harmonique-balance et permettant d'obtenir automatiquement le dessin technologique du circuit. Il a été installé sur plusieurs stations de travail modèle HP9000, série 300, 400 et 700 et il est largement utilisé au laboratoire.

Cependant, dans le cadre du stage effectué au L.E.M.M.I.C. de Nanterre, nous avons été amenés à utiliser le logiciel de simulation non linéaire L.I.B.R.A. de E.E.S.O.F. (seul disponible) fonctionnant en interaction avec le logiciel de dessin A.C.A.D.E.M.Y, sur stations de travail SUN. Il s'agit d'un logiciel mettant également en oeuvre la méthode de la balance harmonique et qui offre en outre la possibilité de pouvoir implanter des modèles compilés en langage C.

3.1.2.Choix des modèles et des bibliothèques

Le circuit n°1, prévu pour une réalisation en technologie hybride, a été simulé sur M.D.S. Dans une première étape, nous avons utilisé les modèles de la bibliothèque du logiciel. En particulier, les TECs chauds ont été modélisés au moyen d'un des modèles disponibles, le "Curtice cubique" [34], qui nous a semblé le plus exact. Les TECs froids ont été simulés, d'une part, au moyen du modèle Curtice cubique et, d'autre part, au moyen du modèle original que nous proposons (DHS) et que nous avons implanté dans le logiciel.

La simulation des circuits n°2 et n°3, devant être réalisés en MMIC, a été faite grâce à l'implantation des bibliothèques de composants fournies par les deux fondeurs Plessey et Thomson-TCS. Les TECs chauds ont été simulés au moyen des modèles développés par le fondeur, tandis que les TECs froids ont été simulés à la fois grâce au modèle du fondeur et grâce au nôtre (DHS). Le tableau 3.1 résume les études ainsi effectuées.

Circuits	Logiciel	Modèles	
		TECs chaud	TECs froids
n°1	MDS	Curtice cub.	Curtice cub./ DHS
n°2	MDS	Plessey	Plessey / DHS
n°3	LIBRA / MDS	Thom. TCS	Thom. TCS / DHS

Tableau 3.1 Logiciels et modèles utilisés.

Gain (dB)	Vrf 2/Vrf 1	phi2-phi1(°)
-3.6	1	171

Tableau 3.2 Performances de l'étage d'entrée RF.
(Circuit n°1)

Vrf1/Vrf2	Gc (dB)	I RF/FI (dB)
0.5	-6.5	9.2
0.75	-6.2	16.1
1	-6	138.5
1.25	-6.1	18.3
1.5	-6.3	13.3

Tableau 3.3a Variation de l'amplitude relative
(Phase égale à 180°)

phi1-phi2 (°)	Gc (dB)	I RF/FI (dB)
170	-6.1	20.3
175	-6.1	26.4
180	-6.1	138.4
185	-6.1	26.4
190	-6.1	20.3

Tableau 3.3b Variation du déphasage
(Rapport d'amplitude égal à l'unité)

Tableau 3.3 Influence d'une dissymétrie de l'étage RF sur les performances.
(Circuit n°1)

3.2.Résultats théoriques

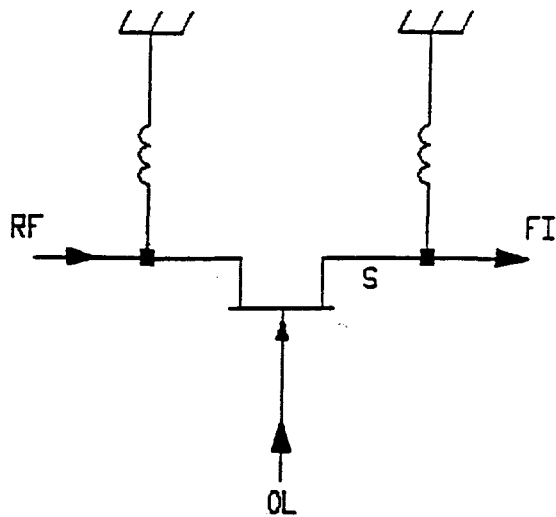
3.2.1.Circuit n°1

Le circuit devant être réalisé en hybride a été optimisé en utilisant des éléments idéaux de la bibliothèque M.D.S [4-5]. Cette simulation a donc simplement valeur d'orientation. L'optimisation de la structure nous indique le point de fonctionnement optimum pour lequel les performances sont les meilleures. Afin d'envisager l'influence de chaque étage, nous avons fait tout d'abord une analyse séparée de leur fonctionnement, puis nous avons étudié l'ensemble du dispositif.

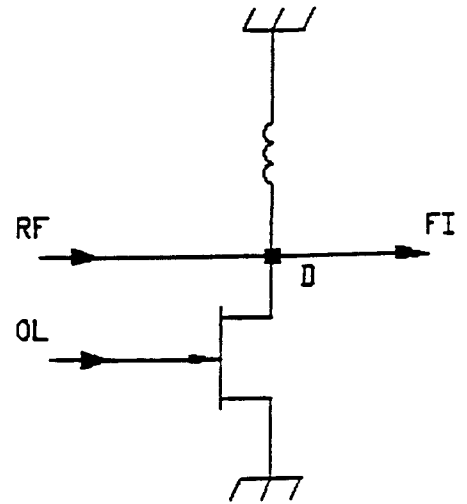
3.2.1.1.Simulation des étages constitutifs

a.Etage d'entrée RF

Cet étage a été simulé dans les conditions nominales de fonctionnement du transposeur de fréquence. Les résultats font apparaître qu'un compromis acceptable a été réalisé entre le gain, le rapport des amplitudes voisin de l'unité et le déphasage proche de 180° pour les deux tensions de sortie (Tabl.3.2). Cela devrait nous permettre d'obtenir de relativement bonnes réjections entre les ports RF et FI à la fréquence RF. Un calcul analytique simple (Chap. 1, Partie 1.2), conforté par des simulations (Tabl.3.3), a en effet mis en évidence une importante dégradation des isolations lorsque le rapport des amplitudes s'éloigne de l'unité ou lorsque le déphasage s'écarte de la valeur de 180° . Par contre, on remarque que le gain de conversion est peu modifié.



3.4a Série



3.4b Parallèle

Structure	Gc (dB)	I RF/FI (dB) (à 14 GHz)	I OL/FI (dB) (à 2 GHz)	I OL/RF (dB) (à 2 GHz)
Série	-13	34	3	24
Parallèle	-12.5	47	20	30

Tableau 3.4 Simulation des structures élémentaires.

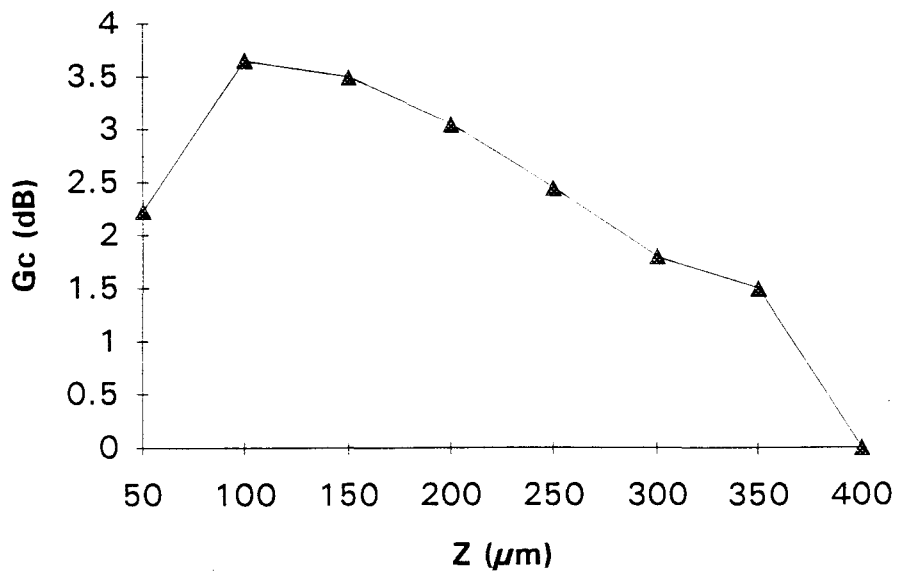


Figure 3.1 Largeur optimale du TEC commutateur.

(NEC 137)

b. Etage mélangeur

Le choix de la structure du commutateur réalisant la conversion de fréquence a été déterminé par les résultats de simulation donnés sur le tableau 3.4. Nous avons choisi la structure parallèle permettant d'obtenir les isolations les meilleures entre l'entrée et la sortie. Par ailleurs, des recherches sur ordinateur ont montré l'existence d'une largeur de grille optimale pour le transistor de commutation donnant un gain de conversion maximum. Sa valeur se situe entre 100 et 150 μm en bande C (fig.3.1).

Après avoir analysé le fonctionnement de chaque étage, nous allons, à présent, étudier le fonctionnement global en transposeur.

3.2.1.2. Simulation du transposeur

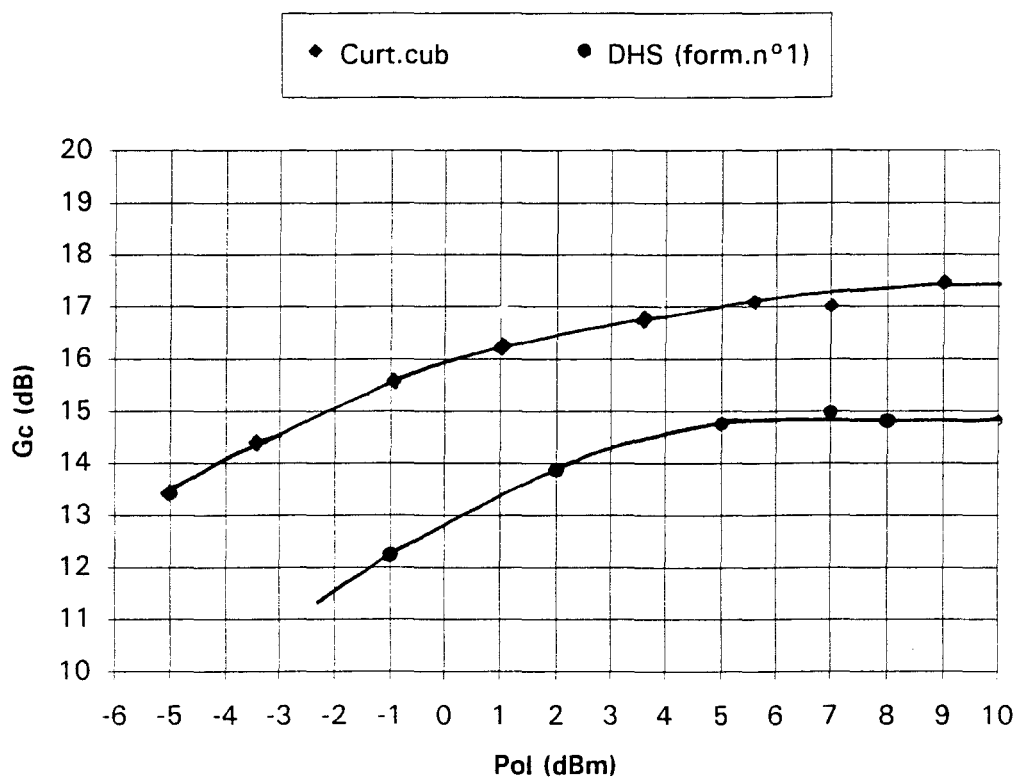
Le transposeur a été simulé puis optimisé dans la bande C. Le TEC froid (NEC 710) a été modélisé, d'une part, avec le modèle DHS utilisant la formule n°1 (chap.2, partie 2.3.2) pour décrire l'évolution de la résistance de sortie R_c , d'autre part, avec le modèle Curtice cubique. Au lieu de modéliser le courant drain, nous avons pris soin de modéliser la transconductance, car c'est elle qui conditionne pour une bonne part les performances microondes du transistor.

Les résultats théoriques, obtenus en modifiant les valeurs des self-inductances d'accord des commutateurs et de la self-inductance d'adaptation de l'étage de sortie, sont les suivants pour la structure optimisée :

Conditions de simu	Modèles	Gc (dB)	I RF/FI (dB)	I OL/FI (dB)	I OL/RF (dB)	TOS RF
Cas 1	Curt.cub	17.5	8.3	40.7	60.3	2.7
Cas 1	DHS	14.7	12.8	51.9	59.3	2.7
Cas 2	DHS	15.8	13.9	46.7	56.6	2.7

Tableau 3.5 Performances théoriques en bande C.
(Circuit n°1)

VD = VB = 3 V
VG = -0.9 V



Cas 1

Figure 3.2 Influence de la puissance de l'oscillateur local sur le gain de conversion.
(Circuit n°1)

a. Gain de conversion

La valeur trouvée (tabl.3.5) est très élevée, entre 14.7 et 17.5 dB selon le modèle utilisé pour le TEC froid.

b. Isolations

Les deux modèles donnent des résultats assez proches (tabl.3.5) :

- entre la RF et le FI, elle est comprise entre 8.3 et 13.9 dB
- entre l'OL et le FI, elle est comprise entre 40.7 et 51.9 dB
- entre l'OL et le RF, elle est comprise entre 56.6 et 60.3 dB

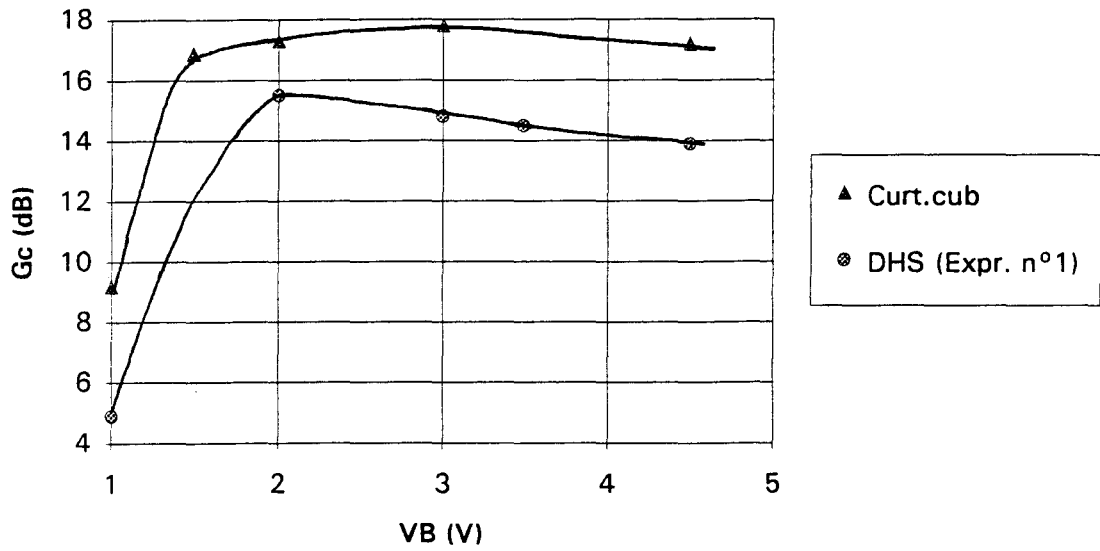
Il apparaît que les isolations OL/FI et OL/RF sont assez élevées, tandis que l'isolation RF / FI n'est que très moyenne.

c. Adaptation

Nous avons trouvé un TOS d'environ 2.7 à l'accès RF, quel que soit le modèle utilisé (tabl.3.5). Ceci démontre que l'accès RF n'est pas suffisamment bien adapté à 50 Ω .

d. Autres caractéristiques

La figure 3.2 met en évidence une puissance OL optimale proche de 10 dBm. Par ailleurs, la figure 3.3 montre qu'une tension de polarisation de drain de l'étage de sortie supérieure à 2 V est souhaitable pour obtenir le meilleur gain de conversion. L'ondulation est assez forte, mais est moins importante en utilisant notre modèle qu'en utilisant le



POL = 8.5 dBm

FRF = 6.25 GHz

Figure 3.3 Influence de la polarisation de drain de l'étage de sortie.
(Circuit n°1)

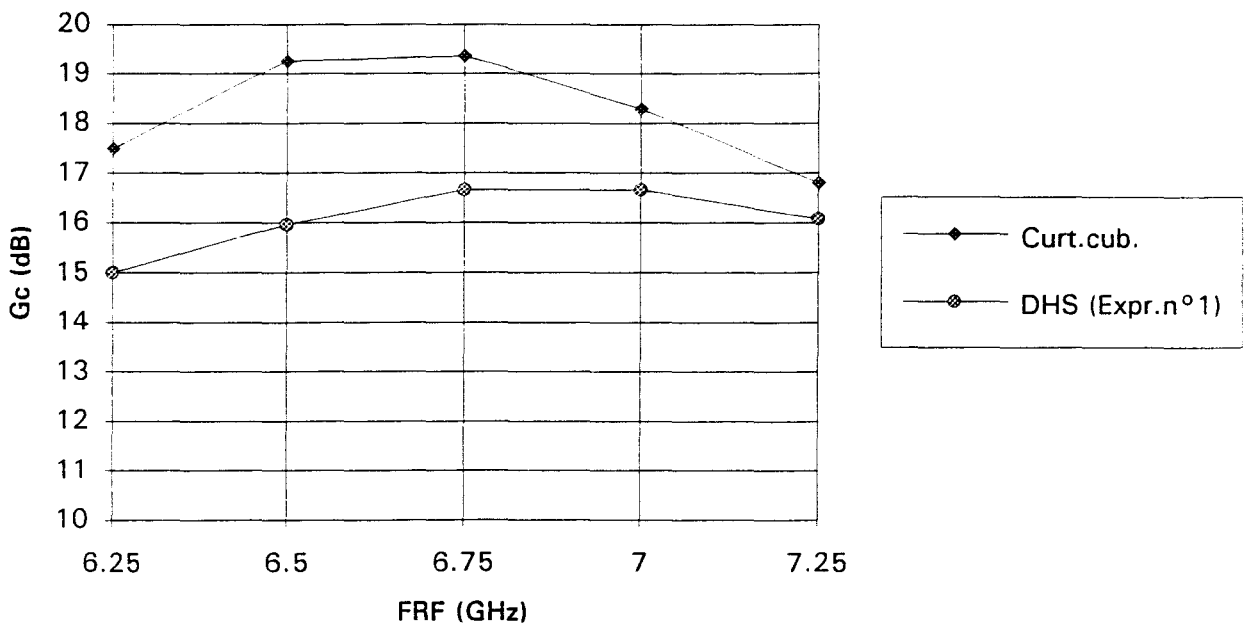


Figure 3.4 Ondulation du gain de conversion sur 1 GHz de bande RF.
(Circuit n°1)

POL = 8.5 dBm

FRF = 6.25 GHz

VD = 3 V

◆ "Curt.cub" ● DHS(form.n°1)

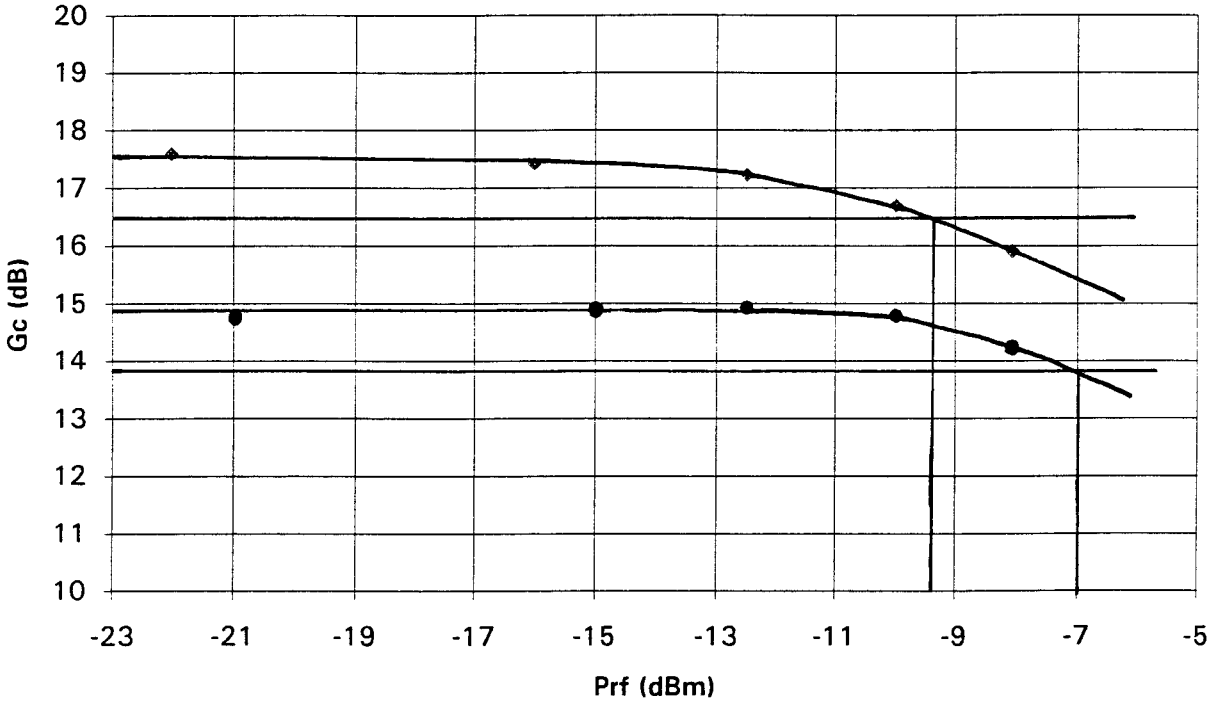


Figure 3.5 Puissance de compression à -1 dB.
(Circuit n°1)

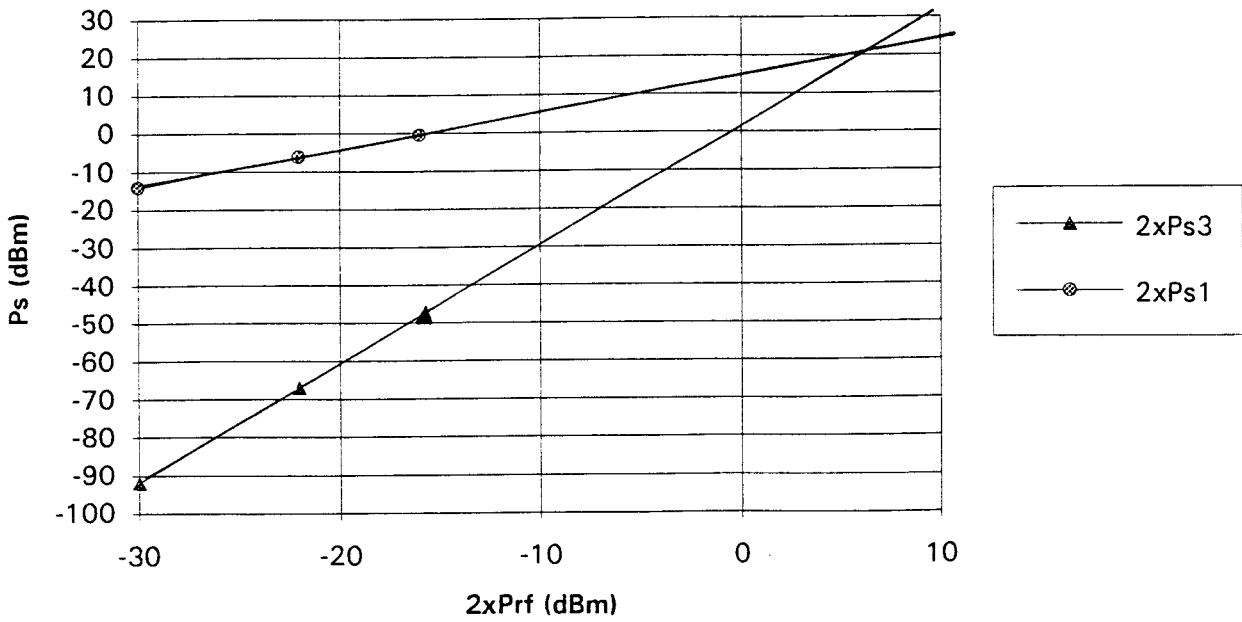


Figure 3.6 Intermodulation d'ordre 3 (Modèle Curtice cubique).
(Circuit n°1)

modèle Curtice cubique (fig.3.4). On obtient (fig.3.5) une puissance de compression à -1 dB en entrée de -9.4 dBm avec le modèle Curtice cubique et de -7 dBm avec notre modèle. Enfin, le point d'interception donné par le modèle Curtice cubique est supérieur à 20 dBm (fig.3.6).

En conclusion, des résultats de simulation très encourageants ont été obtenus avec le circuit n°1. Ceux-ci montrent l'importance du choix de modélisation du TEC froid sur la valeur des prévisions théoriques, puisque des écarts assez élevés apparaissent selon que l'on utilise le modèle Curtice cubique ou celui du DHS.

3.2.2.Circuit n°2

Le deuxième circuit est de conception identique à celle du circuit n°1, mais il est destiné à être réalisé en structure MMIC chez Plessey. Il a donc été simulé au moyen de la bibliothèque du fondeur.

a.Gain de conversion

On trouve (fig.3.7) un gain de conversion maximum de 3.8 dB pour une puissance optimale de l'oscillateur local d'environ 12 dBm, tandis que la puissance de compression à -1 dB (fig.3.8) est de 6.5 dBm en entrée. Ces résultats ont été obtenus au moyen de la modélisation de Plessey. Au contraire, notre modèle ne prévoit que 2 dB de gain de conversion pour 12 dBm de puissance optimale de l'oscillateur local, mais 5 dBm pour la puissance de compression en entrée (Tabl.3.6).

Modèle TEC froid	Gc (dB)	POL opt. (dBm)	I RF/FI (dB)	I OL/FI (dB)	I OL/RF (dB)	Pc (dBm)
Fondeur	3.8	12	7.9	56	68	6.5
DHS (Expr. n°2)	2	12	14	40	60	5

Modèle TEC froid	TOS RF	TOS FI	TOS OL
Fondeur	2.7	3.4	6

Tableau 3.6 Performances théoriques du circuit n°2.

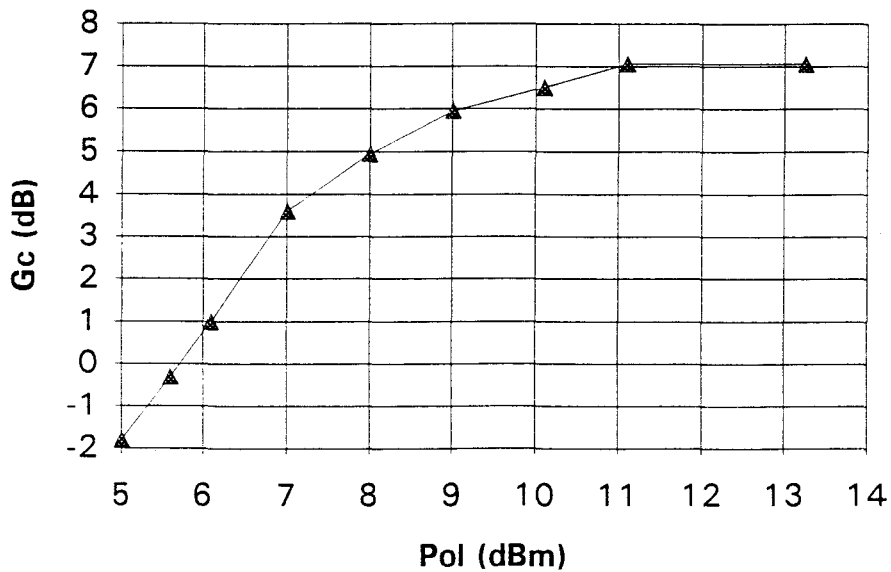


Figure 3.7 Influence de la puissance de l'oscillateur local sur le gain de conversion (Modèle du fondeur).

(Circuit n°2)

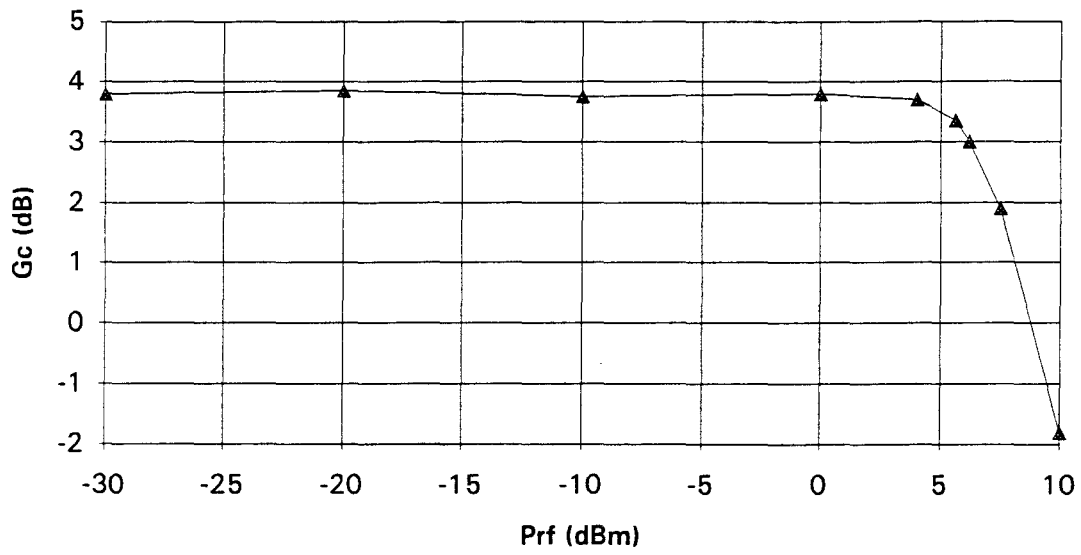


Figure 3.8 Puissance de compression à -1 dB (Modèle du fondeur).
(Circuit n°2)

b. Isolations

Les isolations sont présentées dans le tabl.3.6. Il apparaît que les valeurs sont très satisfaisantes entre les accès OL / FI et les accès OL / RF à la fréquence de l'OL. L'isolation entre les accès RF / FI à la fréquence du RF est, par contre, assez modeste.

c. Adaptation

Nous n'avons pas prévu l'existence de circuits d'adaptation à 50Ω des accès hyperfréquences, ce qui explique les valeurs élevées des TOS compris entre 2.7 et 6 (tabl.3.6).

En conclusion, la comparaison des performances théoriques obtenues avec les circuits n°1 et n°2 montre que l'utilisation d'une bibliothèque tenant compte pour chacun de ses composants de l'existence des pertes et des éléments parasites fournit des prévisions assez différentes de celles obtenues avec une bibliothèque idéale. Ainsi, le gain de conversion calculé pour le circuit n°2 est-il très inférieur à celui obtenu avec le circuit n°1, ce qui nous semble plus réaliste. Cependant, les autres performances présentées par le circuit n°2, notamment les isolations, sont meilleures, alors que l'isolation entre les accès RF / FI à la fréquence RF est encore insuffisante. Par ailleurs, on peut constater que les deux modélisations utilisées pour le TEC froid donnent des résultats différents, montrant l'importance, ici encore, du choix du modèle.

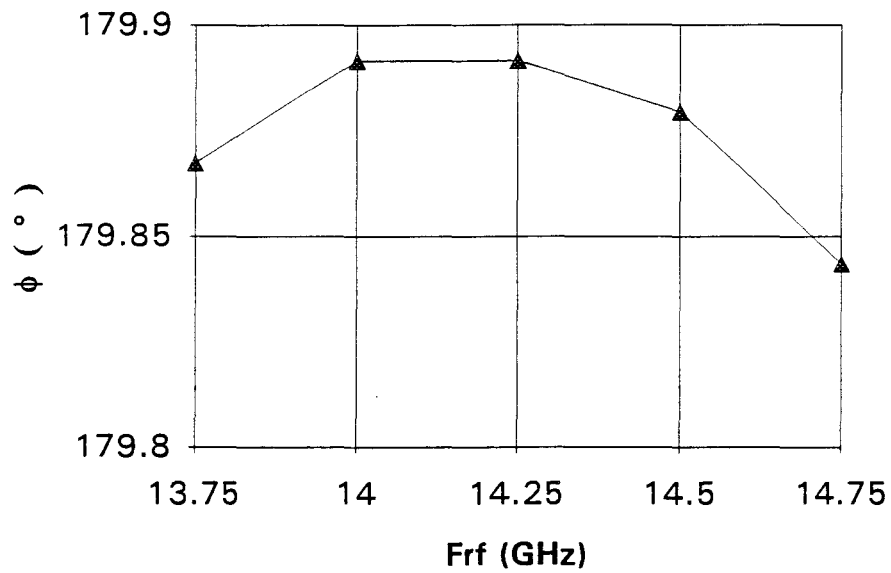


Figure 3.9a Déphasage

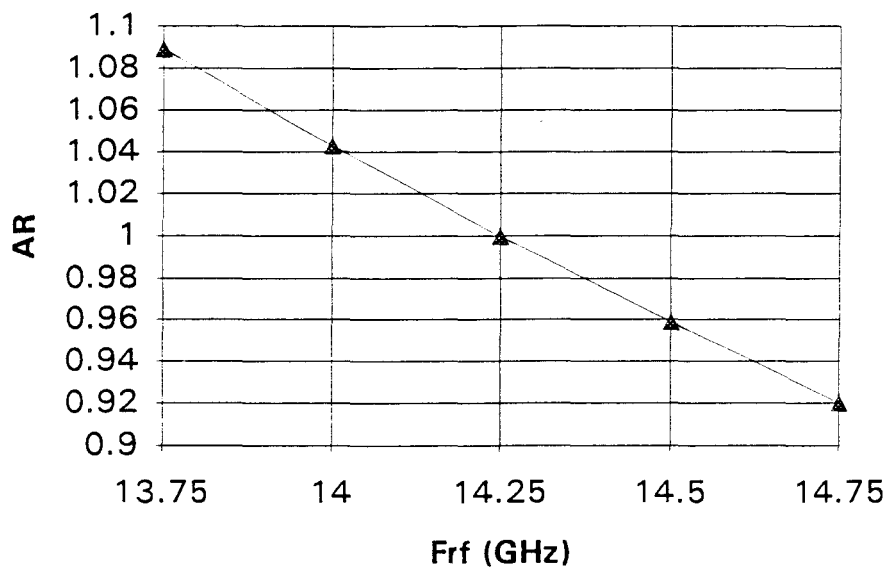


Figure 3.9b Amplitude relative

Figure 3.9 Signaux de sortie du coupleur RF.
(Circuit n°3)

3.2.3.Circuit n°3

Les résultats de simulation présentés ont été obtenus au L.E.M.M.I.C. de Nanterre au moyen de la bibliothèque de Thomson-TCS en utilisant leur modèle de TEC froid [6]. Seule l'intermodulation a été calculée avec notre modélisation.

A nouveau, nous analysons chaque étage séparément, puis nous envisageons le fonctionnement de l'ensemble.

3.2.3.1.Etages constitutifs

La simulation a été effectuée en régime linéaire de fonctionnement, c'est-à-dire avec des signaux de faible puissance en RF et en OL (étude des paramètres S).

a.Etage coupleur RF

La structure en anneau doit fournir deux signaux RF1 et RF2 déphasés de 180° et d'amplitude égale dans la bande 14 - 14.5 GHz.

Les simulations (fig.3.9.a et b) laissent apparaître un déphasage quasi-constant voisin de 180°, avec une amplitude relative variant de moins de 10 % dans toute la bande. Les trois accès sont bien adaptés à 50 Ω . Ainsi, sur l'accès RF, le coefficient de réflexion est inférieur à -13 dB (fig.3.10).

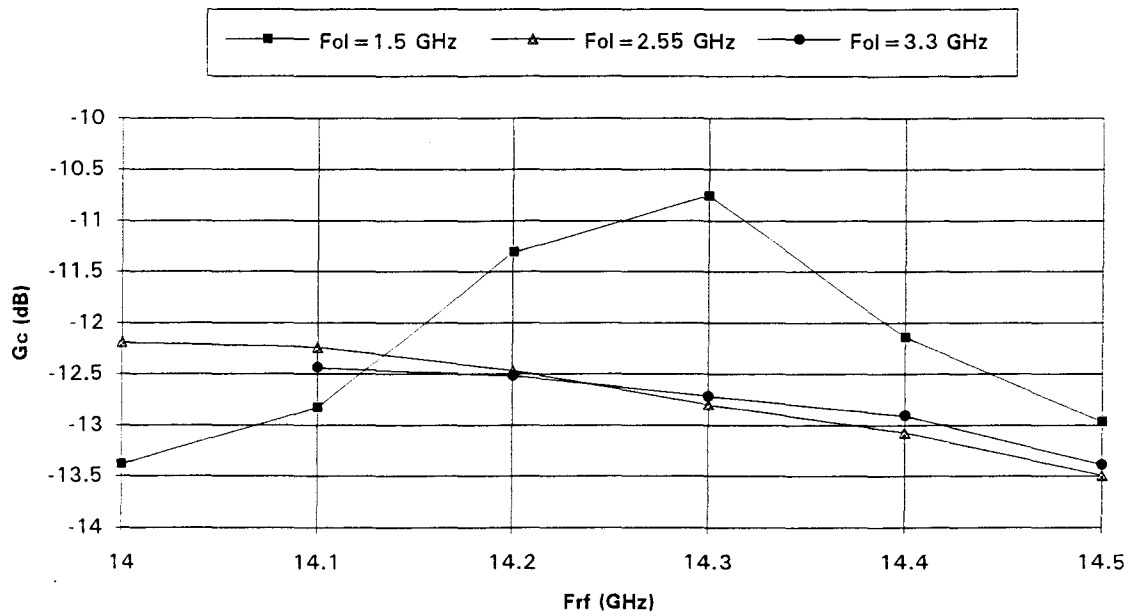


Figure 3.10 Coefficient de réflexion sur l'accès RF.
(Circuit n°3)

b. Etage coupleur OL

Le déphaseur actif doit fournir deux signaux de sortie en opposition de phase et d'amplitude relative égale à 1 dans la bande 1.5 - 3.3 GHz.

On obtient en simulation un déphasage (fig.3.11.a) compris entre 179 et 180°, avec une amplitude relative (fig.3.11.b) variant de moins de 10% sur toute la bande de fréquence. La figure 3.12 montre que l'atténuation, qui n'est pas négligeable, varie beaucoup selon la fréquence. Remarquons que l'existence des résistances en série dans la source et le drain, dont le rôle est de stabiliser le TEC chaud afin d'éviter d'éventuelles oscillations (fig. 1.4), peut expliquer l'importance de l'atténuation observée.

c. Etage de sortie

Les simulations ont montré que l'isolation entre les deux voies d'entrée du coupleur Wilkinson de sortie est très bonne (supérieure à 20 dB) avec un couplage parfaitement symétrique et une atténuation à peine supérieure à 3 dB. Enfin, les trois accès sont bien adaptés à 50 Ω.

Etudions, à présent, le fonctionnement de l'ensemble.

3.2.3.2. Transposeur

L'étude précédente des différents étages a été réalisée en petits signaux. Cependant, en fort signal d'OL, il est apparu des déséquilibres concernant bien entendu le coupleur OL, mais aussi le coupleur RF. Il est clair que ces phénomènes ont

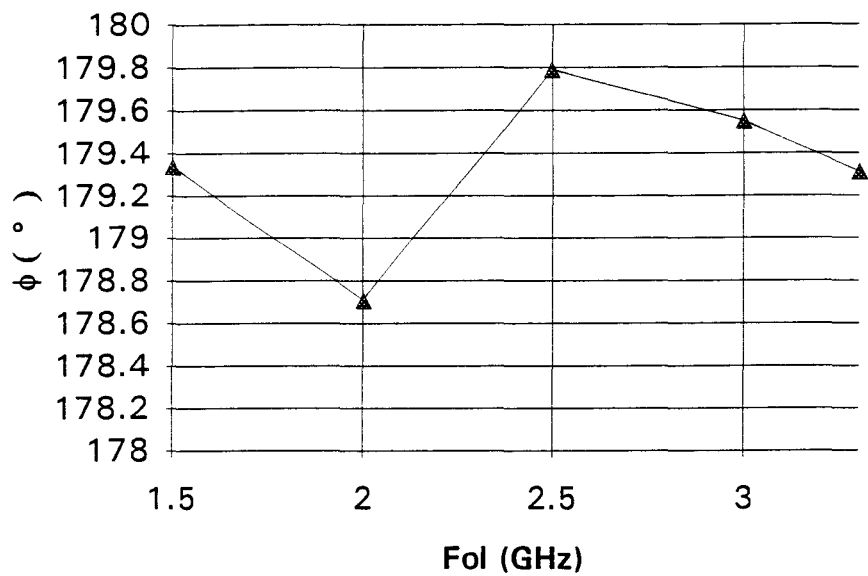


Figure 3.11a Déphasage

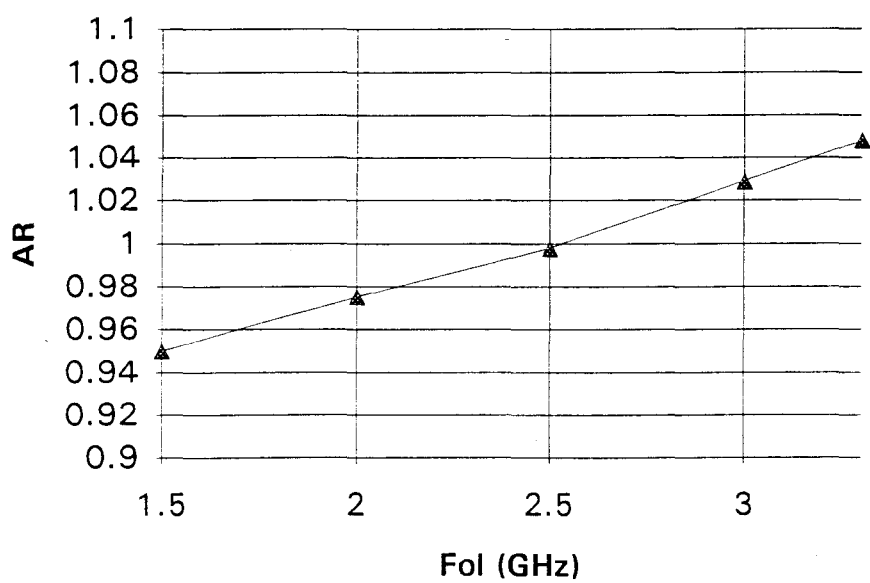


Figure 3.11b Amplitude relative

Figure 3.11 Signaux de sortie du coupleur OL.
(Circuit n°3)

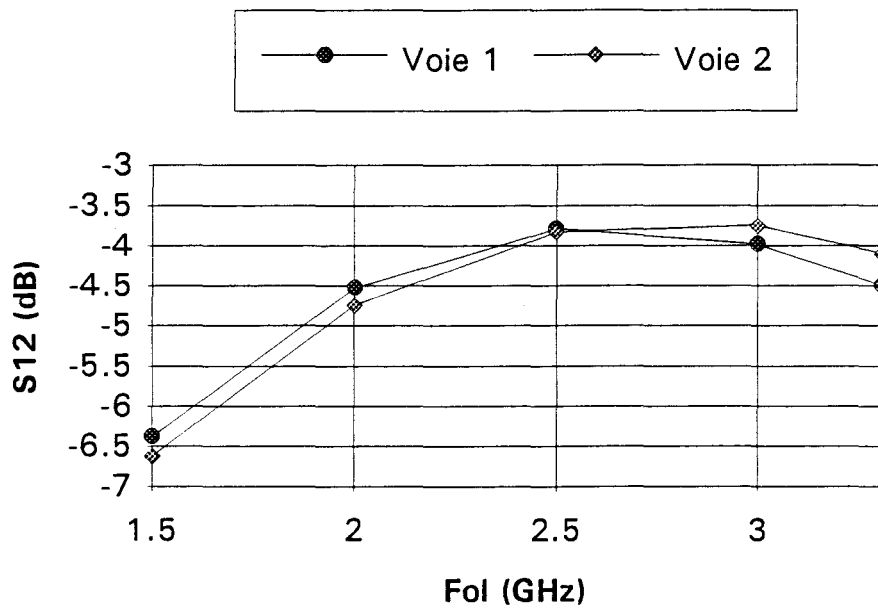


Figure 3.12 Atténuation du coupleur OL.
(Circuit n°3)

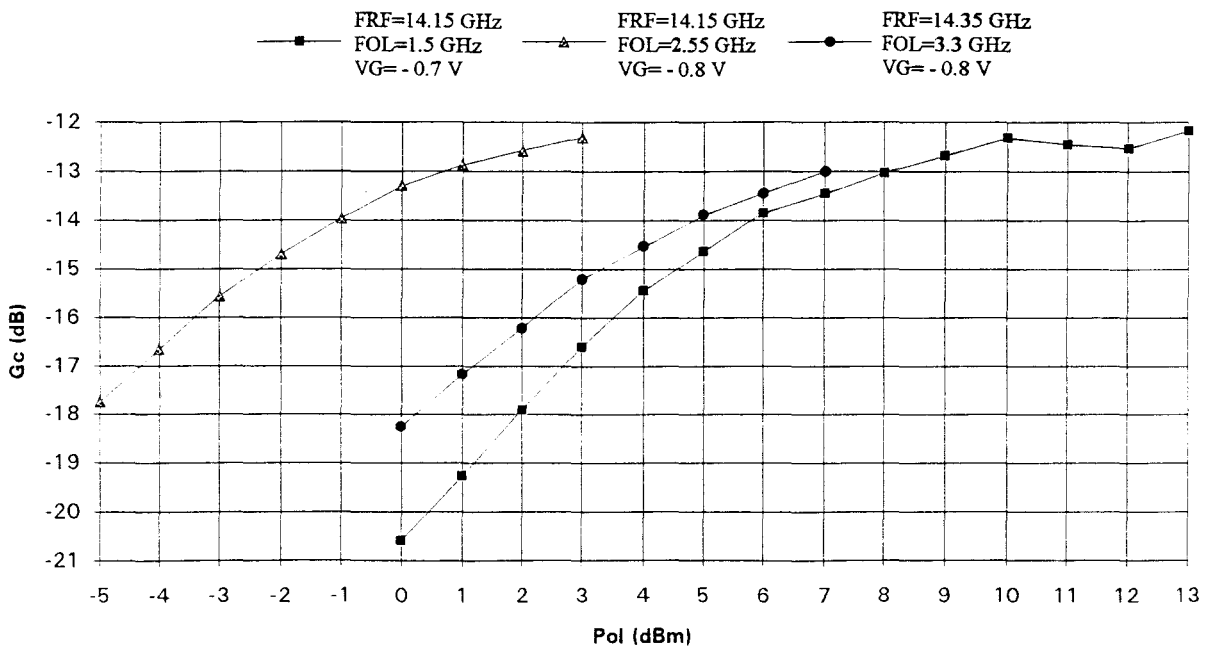


Figure 3.13 Influence de la puissance de l'oscillateur local sur le gain de conversion.
(Circuit n°3)

défavorablement modifié la réjection des fréquences RF et OL en sortie FI, mais également, dans une moindre mesure, ils ont contribué à détériorer le gain de conversion (Chap.1, Partie 1.2 et Tabl.3.3). Il a donc fallu réajuster les valeurs des éléments constitutifs, afin de rééquilibrer les coupleurs OL et RF, et optimiser les différents circuits : filtres et adaptateur de sortie FI. Signalons que pour chaque fréquence de l'OL, nous avons réajusté la valeur de la tension de polarisation de grille des TECs froids.

a. Gain de conversion et influence de la puissance d'OL

L'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance de l'oscillateur local présente un maximum voisin de -12 dB (fig.3.13), ceci pour les trois fréquences typiques de l'oscillateur local. La saturation du gain intervient pour une puissance OL optimale inférieure à 13 dBm (qui est d'ailleurs la valeur maximale du cahier des charges). Le gain de conversion est voisin de la valeur spécifiée de -10 dB, mais lui est légèrement inférieur.

b. Evolution fréquentielle du gain de conversion

L'ondulation du gain de conversion dans la bande RF (fig.3.14) est relativement importante par rapport aux spécifications du cahier des charges, en particulier pour la fréquence la plus basse de l'oscillateur local. Ceci peut s'interpréter par la capacité d'entrée du dispositif mélangeur qui, pompée à la fréquence de l'OL, forme un circuit résonant parallèle avec les éléments selfiques du circuit d'entrée, en faisant apparaître un comportement sélectif. Ce phénomène pourrait expliquer aussi la dégradation des performances apparaissant en régime de fort signal d'OL.

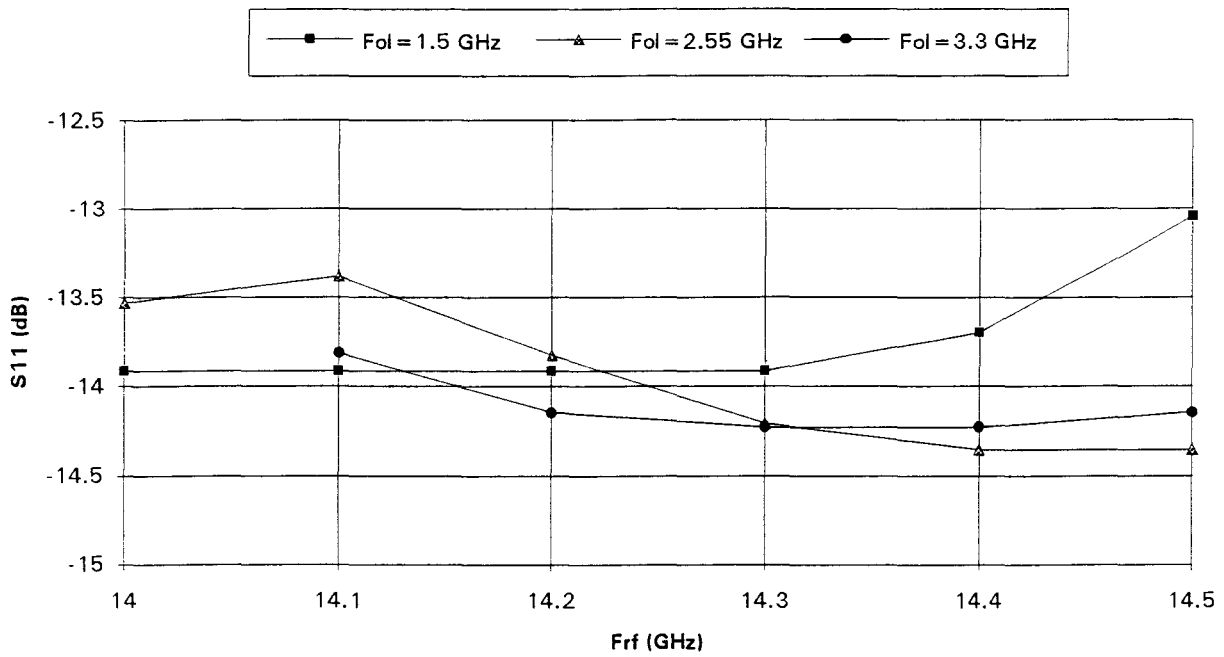
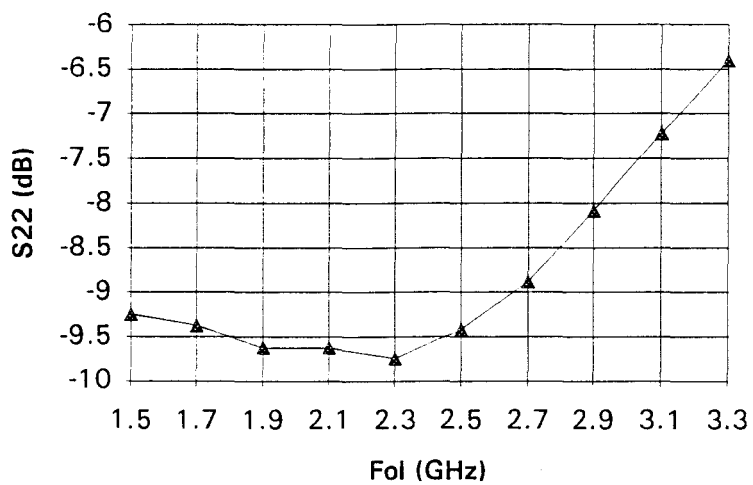


Figure 3.14 Ondulation du gain de conversion dans la bande RF.
(Circuit n°3)



POL = 7 dBm

Figure 3.15 Coefficient de réflexion sur l'accès OL.
(Circuit n°3)

c.Réjections

Les valeurs des isolations sont reportées dans le tableau 3.7.Elles sont assez satisfaisantes entre les accès OL / RF et entre les accès OL / FI, à la fréquence de l'OL, ceci grâce à une symétrie convenable du dispositif déphaseur utilisé en OL.Enfin, on remarque de fortes isolations entre les accès RF / FI, à la fréquence RF, dues à la bonne symétrie du système, en particulier de l'étage adaptateur d'entrée.

d.Coefficients de réflexion

On observe que l'accès OL n'est pas adapté à 50Ω , en particulier à la fréquence de 3.3 GHz (fig.3.15).Le signal de l'oscillateur local est en effet directement appliqué sur la grille du transistor chaud, d'où un effet capacitif prédominant.Par contre, nous avons adapté correctement les accès RF et FI à 50Ω , afin d'améliorer le gain de conversion et les TOS.

e.Intermodulation d'ordre 3

Les points d'interception prévisibles avec la modélisation DHS du TEC froid sont les suivants :

- -2 dBm (FOL=1.5 GHz)
- 5.6 dBm (FOL=2.55 GHz)
- 3 dBm (FOL=3.3 GHz)

f.Spectre de sortie

L'ensemble des composantes fréquentielles en sortie FI est représenté sur la figure 3.16. Il apparaît que les harmoniques d'ordre impair de la fréquence de l'OL sont bien rejetées, comme le laissait prévoir la structure du transposeur équilibré, et la réjection des harmoniques d'ordre pair est suffisante. La raie de fréquence image F_{IM} (définie par la somme des fréquences RF et OL) est de puissance inférieure d'environ 8 dBm à celle de fréquence F_{FI} . L'écart est faible mais convenable, compte tenu de l'éloignement des deux fréquences.

Nous rassemblons dans le tableau 3.7 les principaux résultats obtenus en simulation. La comparaison avec les spécifications du cahier des charges montre que le circuit devrait fournir des performances relativement proches, mais néanmoins plus faibles que celles attendues. En effet, les dissymétries apparues dans le fonctionnement du système, tant du côté de l'entrée RF que du côté de l'entrée OL n'ont pu être parfaitement compensées, malgré l'ajustement des valeurs des différents composants. Il n'a donc pas été possible de satisfaire à l'ensemble du cahier des charges sur la totalité de la bande de fréquences OL. Par conséquent, nous avons cherché un compromis consistant à se contenter de performances plus modestes mais néanmoins réalisables à large bande de fréquence. Ainsi, des résultats moins favorables qu'en régime linéaire de fonctionnement ont été obtenus en ce qui concerne les adaptations sur les trois accès.

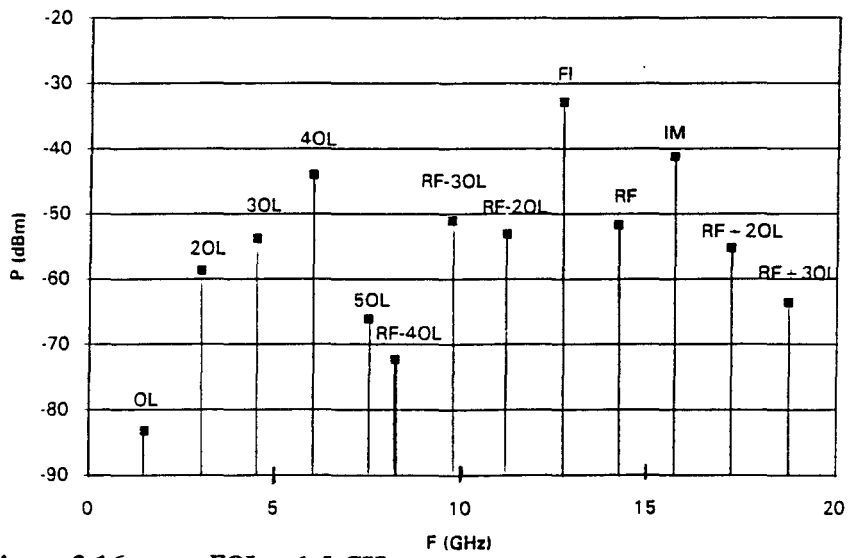


Figure 3.16a FOL = 1.5 GHz

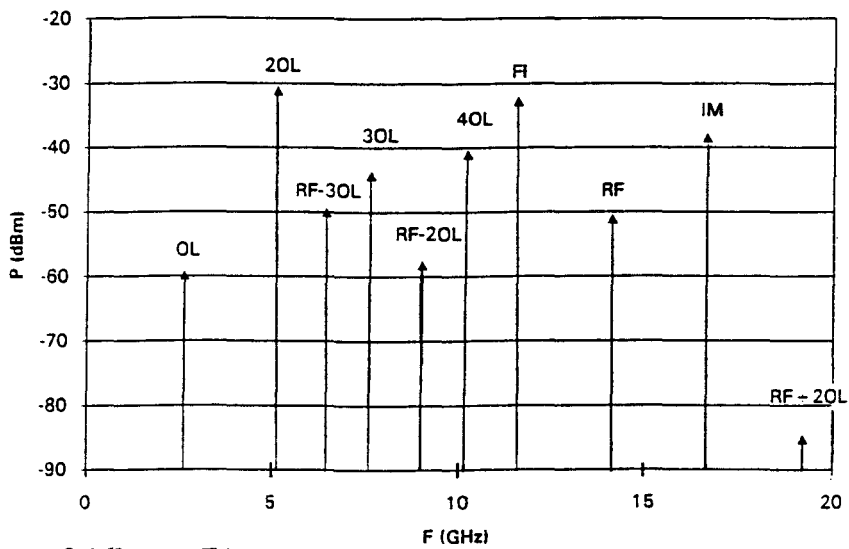


Figure 3.16b FOL = 2.55 GHz

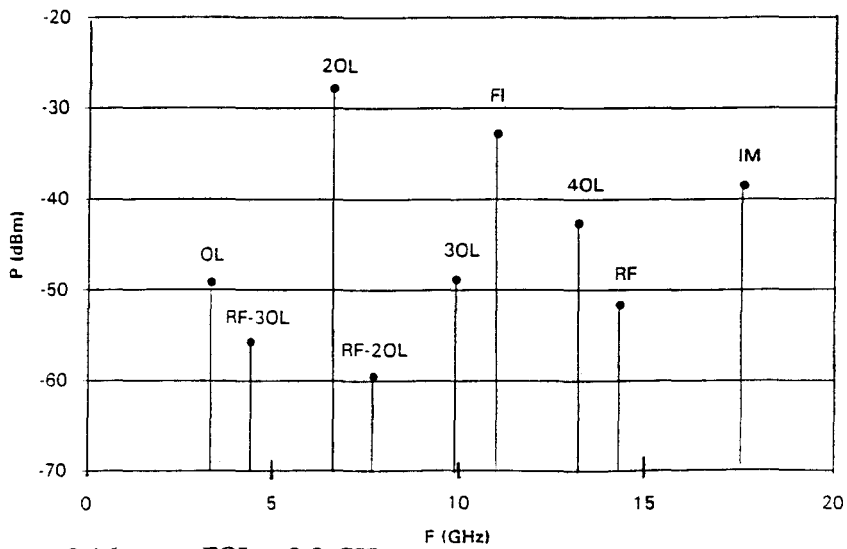


Figure 3.16c FOL = 3.3 GHz

PRF = - 20 dBm

Figure 3.16 Spectre fréquentiel en sortie FI.
(Circuit n°3)

	Spécifications			Simulations		
FOL (GHz)	1.5	2.55	3.3	1.5	2.55	3.3
Bande RF (GHz)	14 -14.25	14 -14.25	14.25-14.5	14 -14.25	14 -14.25	14.25-14.5
Bande FI (GHz)	12.5-12.75	11.45-11.7	10.95-11.2	12.5-12.75	11.45-11.7	10.95-11.2
Gc (dB)	≥ -10			-12.5	-12.5	-13
POL opt. (dBm)	≤ 13			10	3	7
Δ Gc (dB) (Δ FRF=500MHz)	≤ 0.2			≤ 2	≤ 0.9	≤ 0.9
IMP3 (dBm)	≥ 10			-2	5.6	3
I OL/RF (dB)	≥ 30			≥ 30	≥ 30	≥ 30
I RF/FI (dB)	≥ 30			≥ 30	≥ 30	≥ 30
I OL/FI (dB)	≥ 30			91	63	42
Pertes RF par réflexion(dB)	≥ 15			>14	>14	>14
Pertes OL par réflexion(dB)	≥ 15			>10	> 7	> 7
Spurious (dBm) (Pin=-30dBm)	≤ -70			≤ -70	≤ -70	≤ -70
Conso. (mW)	≤ 60			65	65	65

Tableau 3.7 Principaux résultats de simulation.
(Circuit n°3)

Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la simulation des trois transposeurs que nous avons conçus.

Il s'avère que les résultats obtenus avec le circuit n°1 en bande C sont encourageants. Les simulations ont montré l'importance du choix de la modélisation employée pour le TEC froid. Ainsi, l'intermodulation prévue varie sensiblement selon le modèle utilisé.

Le circuit n°2, de conception identique, a été simulé en bande C avec la bibliothèque du fondeur Plessey. Les performances obtenues sont inférieures mais probablement plus justes, puisqu'il a été tenu compte pour chacun des composants des divers éléments parasites. Les valeurs obtenues sont encore assez satisfaisantes par rapport au cahier des charges.

Les performances du circuit n°3, obtenues en bande KU avec la bibliothèque du fondeur Thomson-TCS, sont moins bonnes à cause de la fréquence plus élevée du signal d'entrée. En particulier, l'intermodulation est nettement moins bonne que les spécifications. Cependant, les autres performances sont relativement satisfaisantes.

L'ensemble des simulations montre que des performances expérimentales intéressantes et proches des spécifications du cahier des charges devraient pouvoir être obtenues pour les trois circuits à l'issue de leur réalisation technologique.

Chapitre 4

Chapitre 4

Résultats expérimentaux

Introduction

Nous nous proposons, au cours de ce chapitre, de présenter les résultats expérimentaux obtenus avec les trois transposeurs de fréquence réalisés, à savoir :

- Le circuit n°1 (bande C) en technologie hybride
- Les circuits n°2 et n°3 (bandes C et Ku) en MMIC sur AsGa

Le test des circuits n°1 et n°2 a nécessité la fabrication de montures au sein du laboratoire, tandis que le troisième circuit a fait l'objet de la mesure des pertes de conversion sous pointes hyperfréquences et de mesures complémentaires en boîtier au sein des laboratoires de Thomson-TCS.

L'ensemble de ces mesures a également nécessité la réalisation d'un banc spécifique au test des circuits transposeurs.

Par conséquent, nous procéderons d'abord à la description des montures de test et du banc de mesure réalisé. Nous décrivons ensuite les différentes méthodes de mesure utilisées pour caractériser les performances du circuit [7]. Enfin, les résultats expérimentaux seront présentés et commentés.

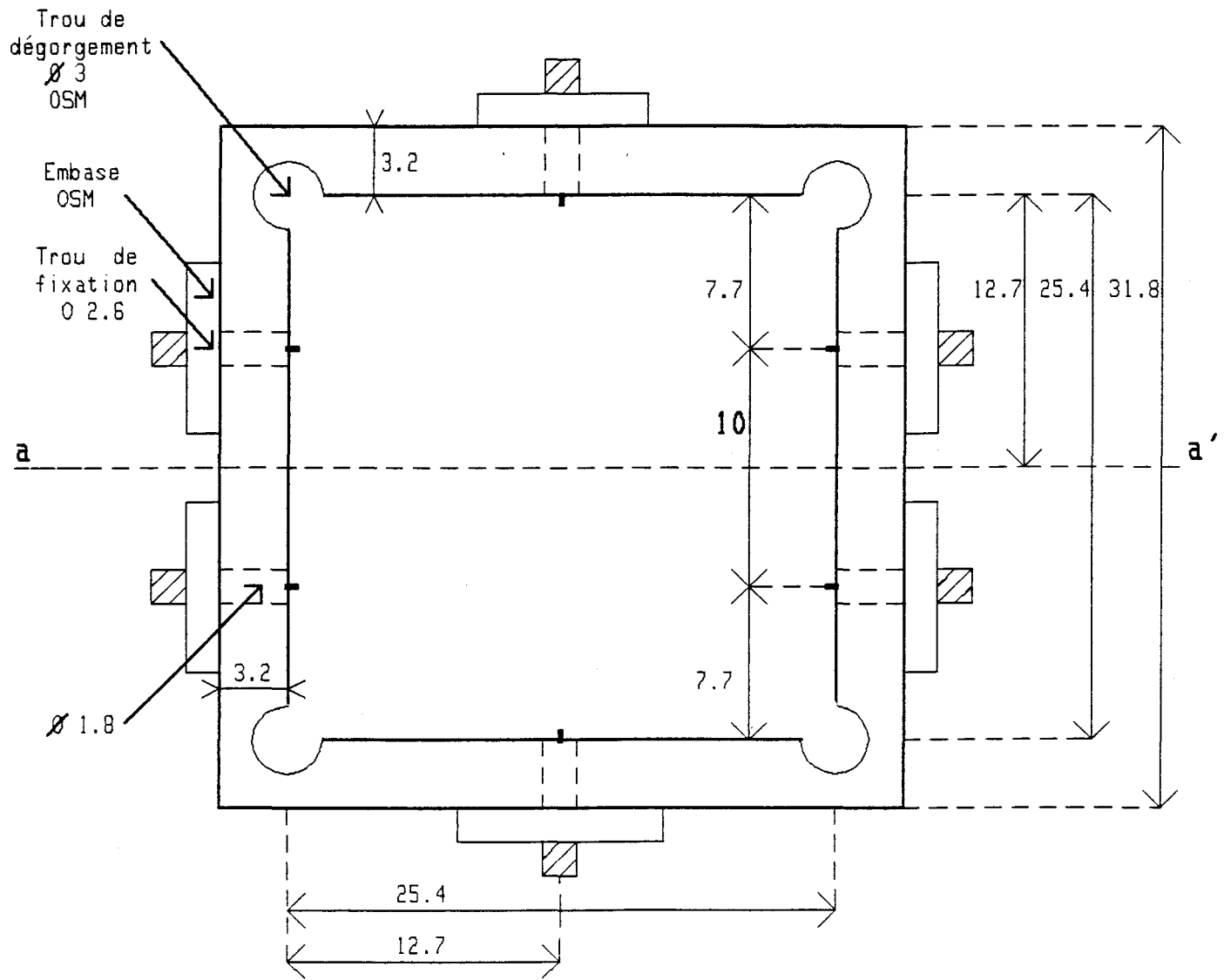
4.1. Montures de test des trois transposeurs

4.1.1. Monture du circuit n°1

La figure 4.1 représente le plan de la monture réalisée au laboratoire. De dimensions 1 pouce carré, elle a été fabriquée en aluminium, matériau que nous avons choisi pour sa légèreté. Les lignes d'accès au circuit n°1 sont réalisées en structure microstrip d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$, sur substrat duroïd 6010 de permittivité relative proche de 10 et d'épaisseur 635 μm . La monture comporte six accès par connecteurs OSM (SMA), repérés de la façon suivante (fig.4.2) :

- RF** : entrée hyperfréquence du signal RF
- D1 et D2** : accès continus pour la polarisation de drain des TECs de l'étage d'entrée RF
- OL1 et OL2** : entrées hyperfréquences des signaux OL en opposition de phase
- FI** : sortie hyperfréquence du transposeur

On remarque, sur la figure 4.2, l'existence d'une ligne microruban notée ladap de longueur 6.4 mm qui permet de réaliser l'inductance d'adaptation en sortie FI. Les capacités de liaison du circuit sont réalisées au moyen de deux capacités "chip" collées sur le substrat.



Coupe aa'

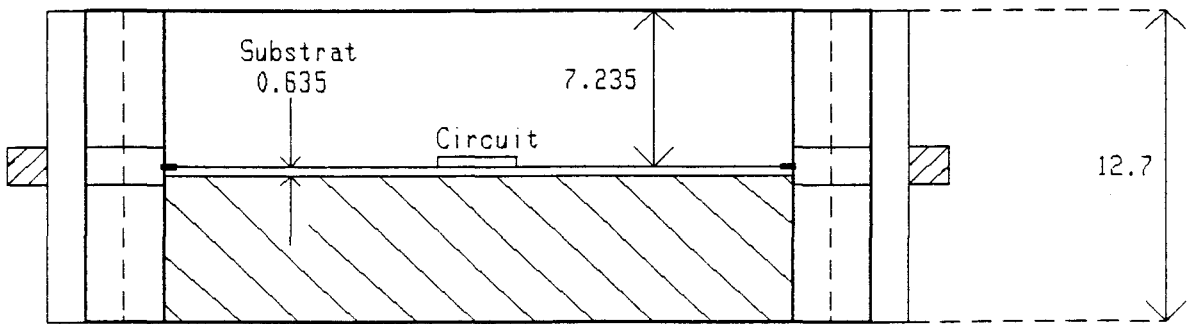


Figure 4.1 Plan mécanique de la monture de test (Côtes en mm).
 (Circuit n°1)

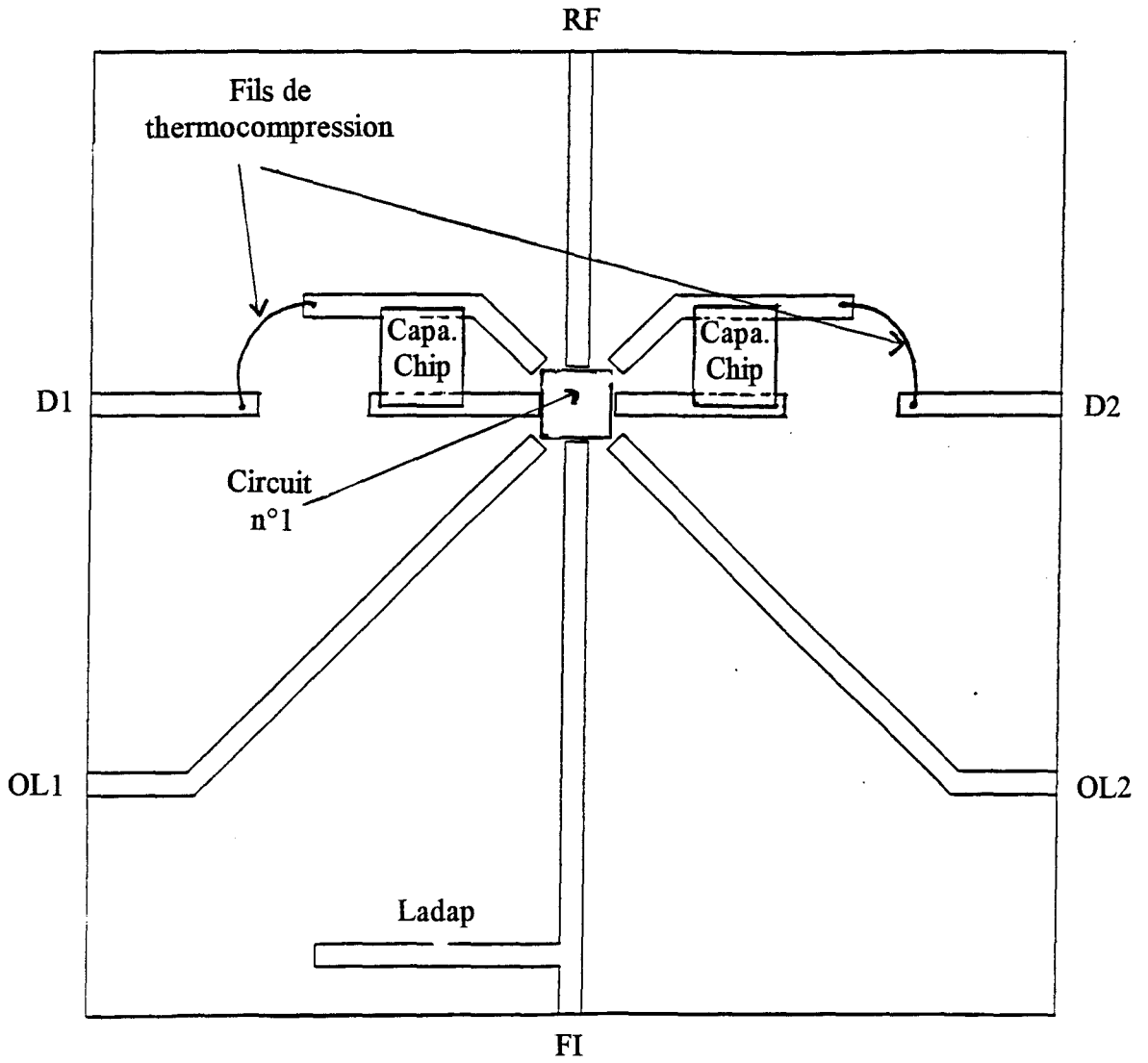


Figure 4.2 Circuit microruban de la monture de test.

(Circuit n°1)

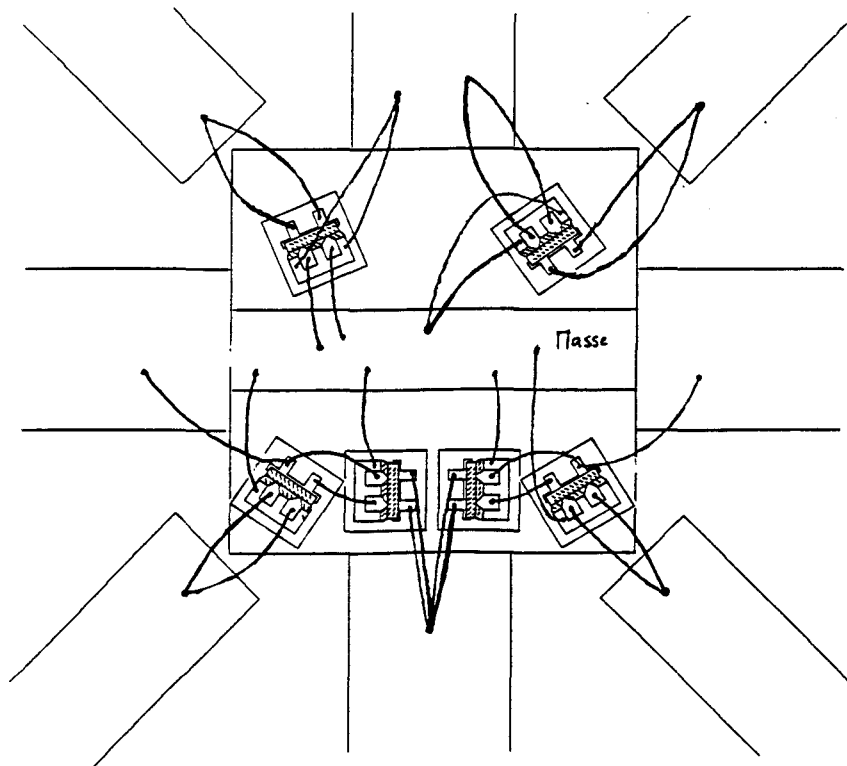


Figure 4.3 Photographie des transistors dans la cavité avec les fils de liaison.
(Circuit n°1)

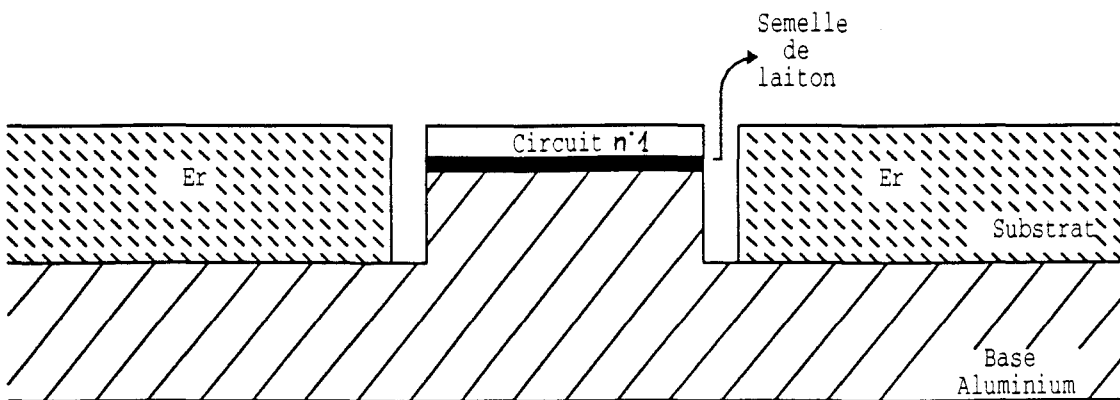


Figure 4.4 Montage du circuit actif n°1 dans la monture de test.

Les transistors sont placés au centre du circuit microstrip à l'intérieur d'une cavité pratiquée dans le substrat (fig.4.3). On note sur la figure 4.4 une remontée de la base permettant un alignement de la face supérieure des transistors avec les lignes microstrip. Par ailleurs, nous avons collé au fond de la cavité une semelle de laiton afin de réaliser les thermocompressions sur le plan de masse.

Les faibles dimensions du circuit actif (2 mm sur 2 mm) représenté sur la fig.4.3 ont permis de limiter la longueur des fils d'or de liaison, en limitant ainsi les self-inductances parasites. Par ailleurs, les inductances shunt des commutateurs, assurant une tension drain-source moyenne nulle, ont été réalisées à l'aide de fils d'or de longueur convenable.

4.1.2. Monture du circuit n°2

Elle ne diffère de la précédente que par la position des connecteurs assurant la polarisation de l'étage d'entrée (fig.4.5.a). Cependant, la semelle ayant été réalisée en laiton, il a été possible de dorer la remontée de la base réalisant le plan de masse pour permettre les thermocompressions.

Le circuit microruban ne présente que peu de modifications par rapport au précédent (fig.4.5.b). Simplement la cavité pratiquée dans le substrat est plus grande car le MMIC correspondant au circuit n°2 (fig.4.6) est de plus fortes dimensions 3.4 mm x 2.65 mm (soit 9 mm²). Les liaisons entre le circuit et les lignes microruban sont assurées par des fils d'or thermocompressés.

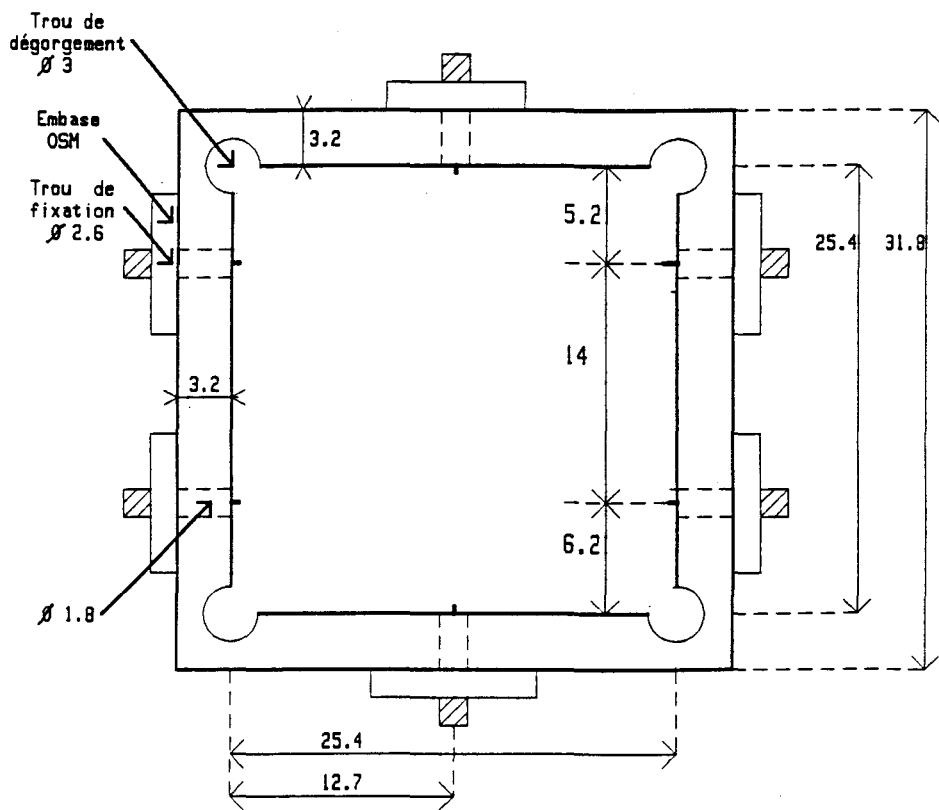


Figure 4.5a Monture

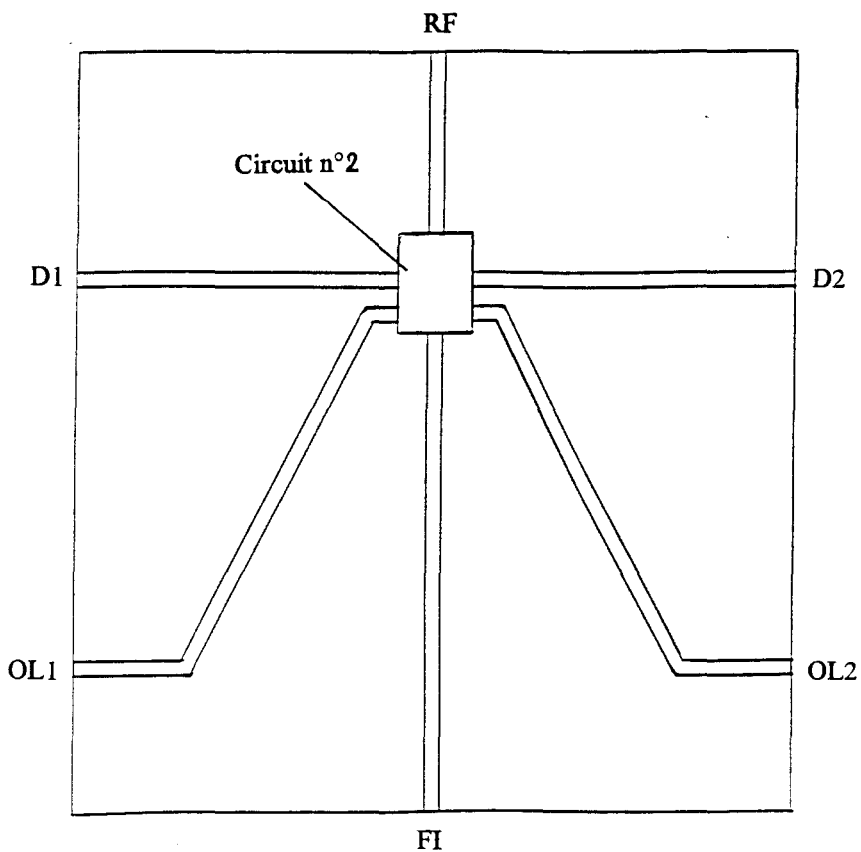


Figure 4.5b Circuit microruban

Figure 4.5 Monture de test du circuit n°2.

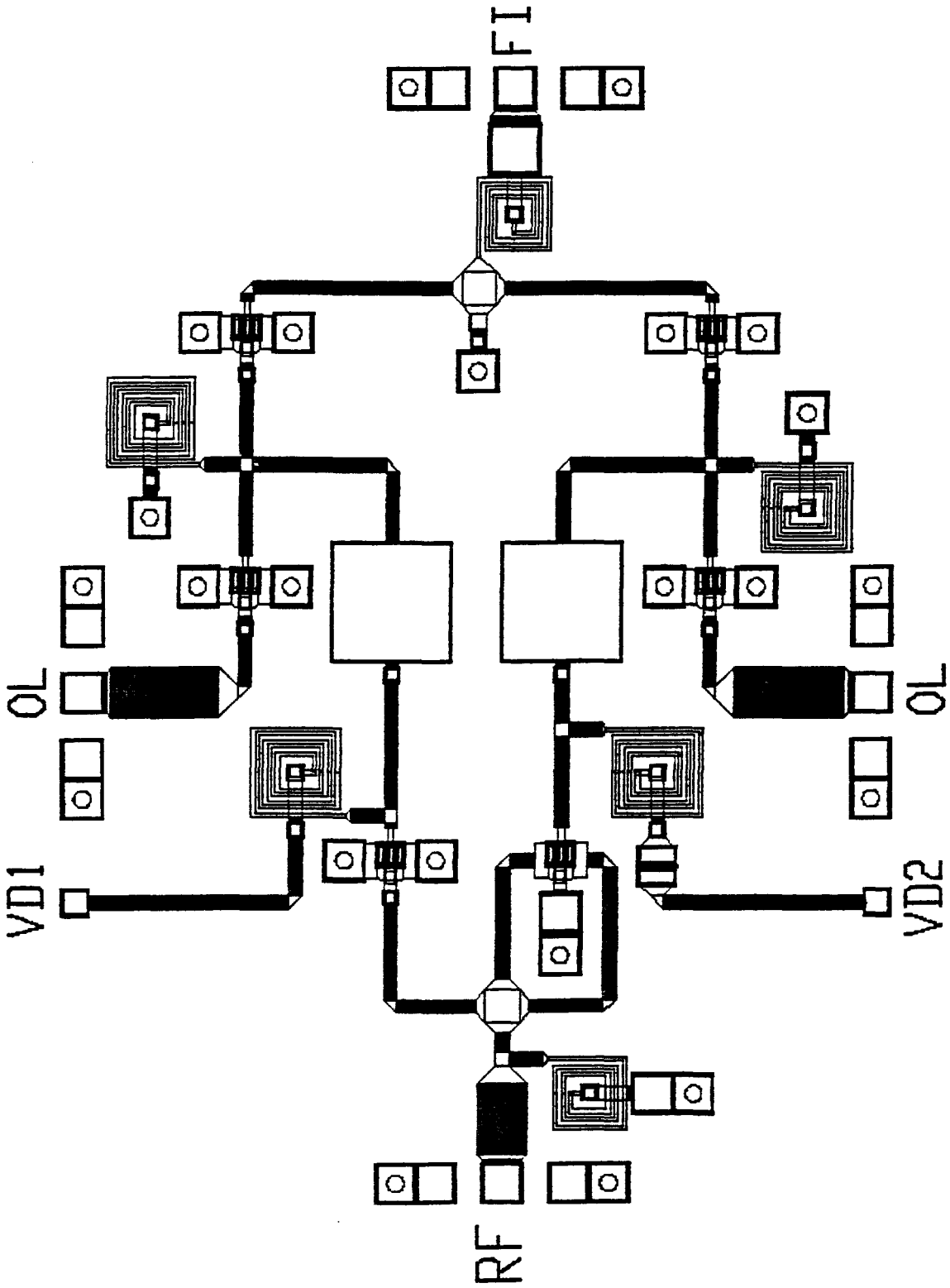


Figure 4.6 Dessin technologique du MMIC.

(Circuit n°2)

4.1.3.Monture du circuit n°3

Le MMIC dont nous avons contribué à la conception au LEMMIC de Nanterre (Alcatel-Telspace) a été réalisé puis testé par le fondeur Thomson-TCS.

La monture réalisée par le LEMMIC en dilver doré comporte six accès en OSM (fig.4.7).Trois accès hyperfréquences, placés respectivement à gauche, à droite et sur la partie supérieure du boîtier correspondant aux accès, notés RF, FI et OL du MMIC.Trois autres accès continus, situés dans la partie inférieure, assurent la polarisation grille et drain du transistor du coupleur actif OL et la polarisation de grille des 2 TECs froids.

Le circuit intégré (fig.4.8), de dimensions 3.8 mm sur 2.3 mm, est placé dans une cavité de près de 9 mm², située au centre du circuit microruban réalisé sur alumine d'épaisseur 0.254 mm.

4.2.Dispositifs et méthodes de mesure

Le test des convertisseurs de fréquence microondes réalisés s'est effectué en structure coaxiale OSM (SMA) d'impédance caractéristique de 50 Ω .Après avoir décrit l'ensemble du dispositif expérimental, nous présenterons les méthodes utilisées pour accéder aux performances microondes.

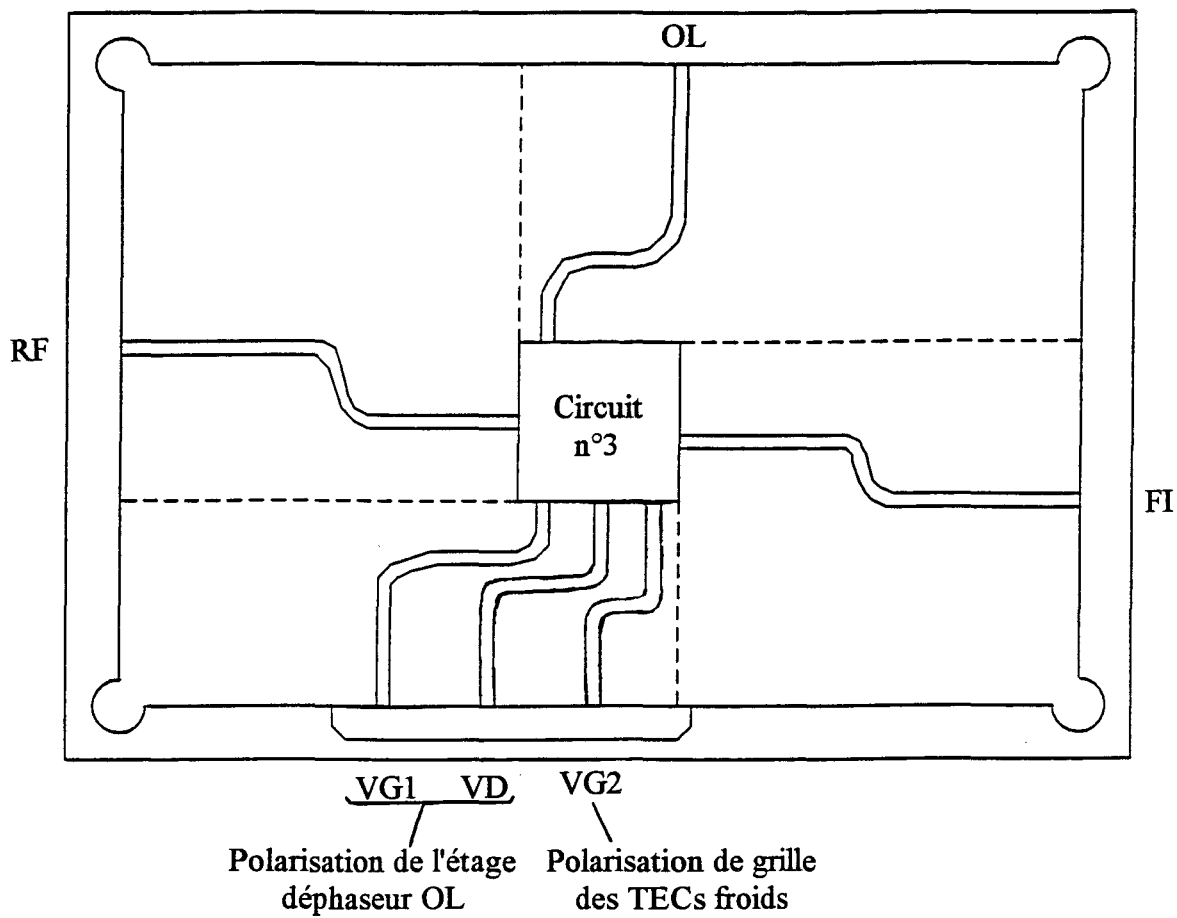


Figure 4.7 Monture de test du circuit n°3.

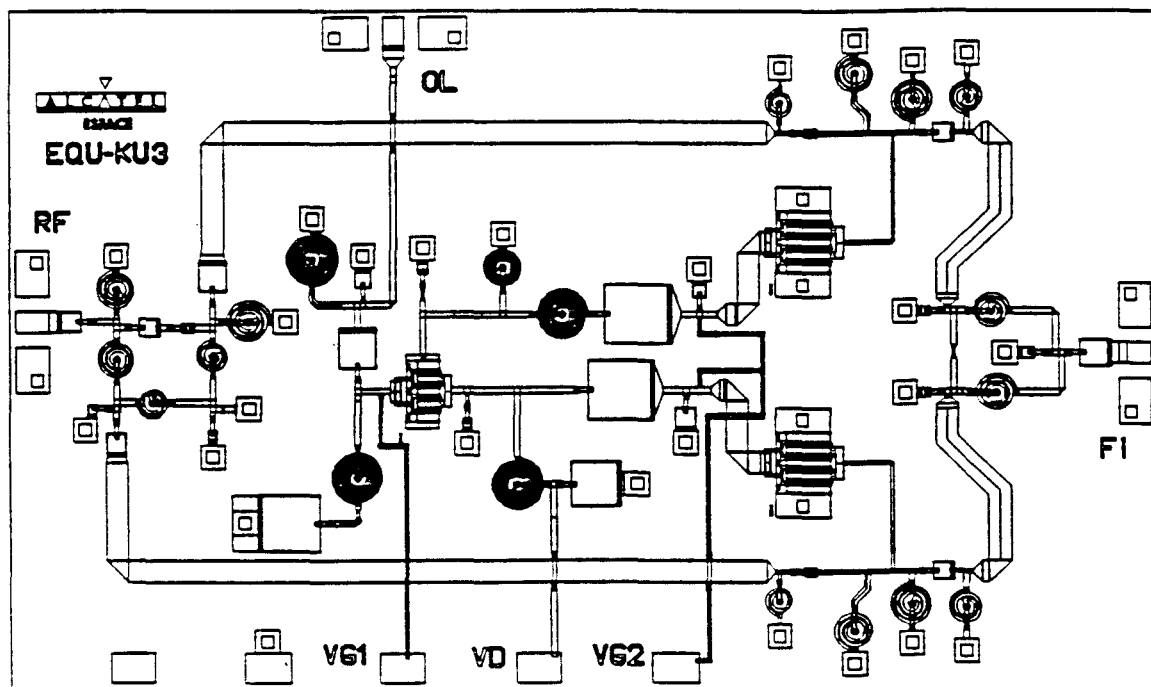


Figure 4.8 Dessin technologique du MMIC.
(Circuit n°3)

4.2.1. Dispositifs de mesure

Il est présenté, dans sa forme la plus complète, sur la figure 4.9. On y trouve essentiellement une source RF, une source OL et un analyseur de spectre en FI.

Les mesures de puissance hyperfréquences ont été effectuées au moyen d'un **analyseur de spectre 24 GHz** (Hewlett Packard modèle HP8563A), car ceci permet une mesure précise de la puissance à chaque fréquence. En effet, nous considérons un système multifréquences et une mesure au moyen d'un bolomètre ne donnerait qu'une indication moyenne.

- Des **générateurs hyperfréquences** utilisés pour les fréquences du RF et de l'OL de marque MARCONI et GIGA INSTRUMENT. Le premier fournit des signaux de fréquence comprise entre 0 et 26 GHz et de puissance comprise entre -5 et 20 dBm. Le second fonctionne entre 0.1 et 15 GHz, avec une puissance comprise entre -10 et 15 dBm.

- Un dispositif de polarisation des transistors assurée grâce à des **alimentations de tension continue RACAL-DANA** et des **tés de polarisation HP (18 GHz)**.

- Un **déphaseur hybride 180°** a été employé pour réaliser l'opposition de phase entre les deux signaux OL. Un **circulateur** associé à un **piston de court circuit** et à un **atténuateur**, inséré dans une des deux sorties du déphaseur, nous a permis de parfaire son fonctionnement, ses deux sorties étant en effet légèrement déséquilibrées, tant en phase qu'en amplitude.

Signalons que nous n'avons utilisé de dispositif d'adaptation à 50 Ω ni à l'entrée, ni à la sortie, ce qui aurait amélioré les performances maximales en gain de conversion.

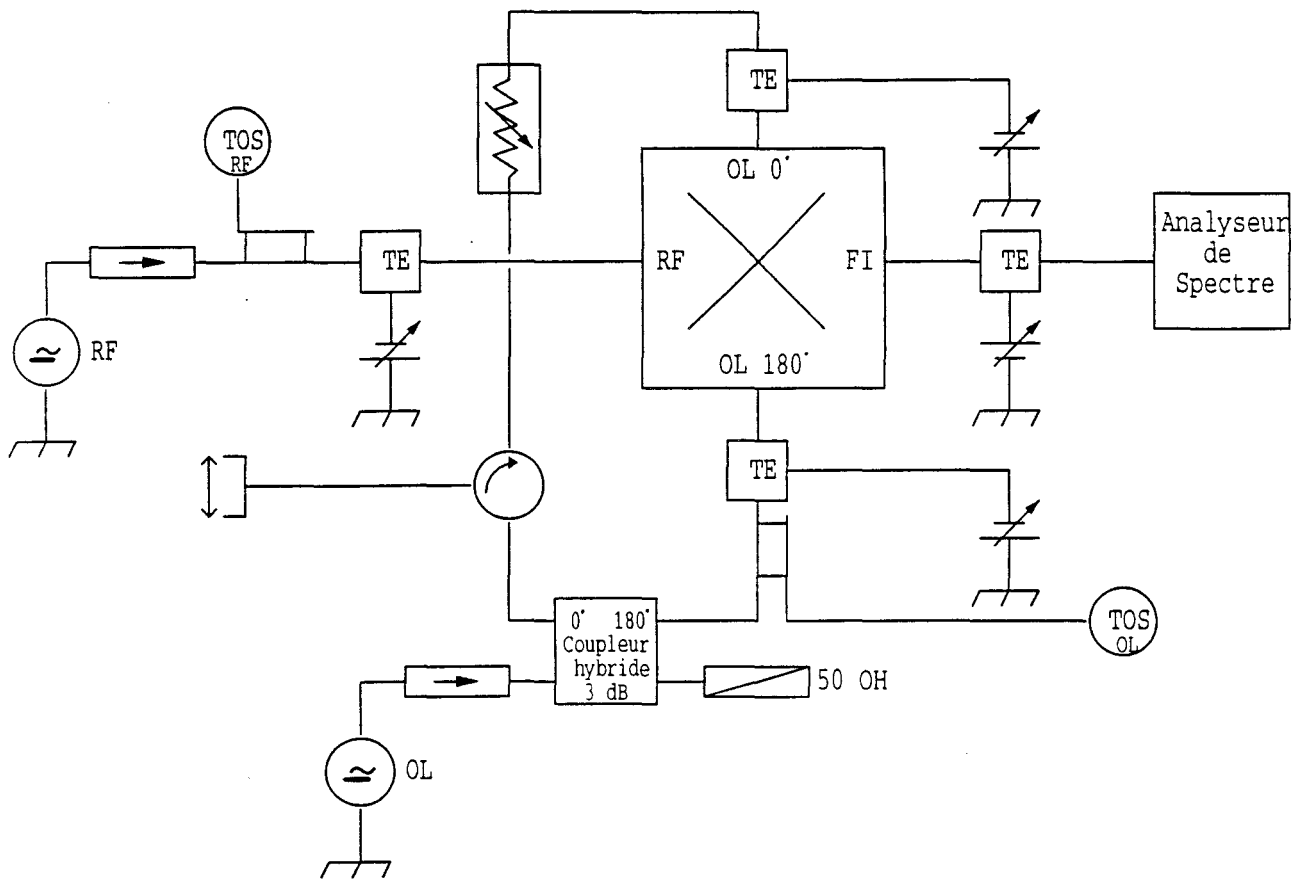


Figure 4.9 Banc de mesures en microondes.

4.2.2.Méthodes de mesure

Nous présentons les différentes méthodes de mesure des performances microondes utilisables pour les circuits réalisés.

Cependant, avant d'entreprendre les mesures en hyperfréquences, il était nécessaire de vérifier le bon fonctionnement du circuit en continu afin de détecter certains dysfonctionnements, tels qu'un transistor défectueux ou un mauvais contact.

Il suffit simplement de polariser notre circuit avec la partie continue du banc de mesure (fig.4.9) pour vérifier la validité des caractéristiques du courant de drain en fonction de la tension drain-source et de la tension grille-source. Dans le cas contraire, il convient soit de remplacer le transistor défectueux, dans le cas d'une réalisation hybride, soit de remplacer le MMIC. Notons que certains défauts peuvent être dûs soit à un mauvais contact au niveau des connecteurs ou des fils de thermocompression, soit encore à une coupure du circuit microruban.

Nous commençons par tester le circuit en amplificateur. En effet, cette mesure préliminaire aux mesures en convertisseur de fréquence, est susceptible de nous fournir des indications sur le comportement fréquentiel des étages d'entrée et de sortie. Bien entendu, le circuit testé est convenablement polarisé.

1.En amplificateur

Le banc de mesure est celui de la figure 4.9, mais l'oscillateur local n'est pas en fonctionnement. La puissance du générateur d'entrée est faible, typiquement -10 dBm.

L'analyseur de spectre, qui peut être remplacé par un mesureur de puissance bolométrique, nous permet de mesurer, pour un signal de fréquence RF donné, la puissance recueillie en sortie FI à la même fréquence. Il est ensuite connecté directement à la sortie du générateur RF, dont on n'aura modifié aucune des caractéristiques. La puissance que l'on mesure alors est la puissance RF maximale obtenue à l'adaptation.

On définit le gain linéaire en amplification à la fréquence considérée par le rapport de deux puissances P1 et P2 :

$$\text{Gain} = P2 / P1$$

où :

P2 = puissance mesurée en sortie avec le circuit testé.

P1 = puissance mesurée en sortie lorsque le circuit est remplacé par une monture comportant une simple ligne de transmission.

2. En transposeur de fréquence

Pour cette mesure, on met en service l'oscillateur local du banc de mesure (fig.4.9) avec des niveaux relativement importants, typiquement 8 dBm.

Le signal à la fréquence intermédiaire F_{FI} recueilli en sortie correspond au battement supérieur de la fréquence du RF avec la fréquence de l'OL :

$$F_{FI} = F_{RF} - F_{OL}$$

De nombreuses performances peuvent être ainsi mesurées.

a. Gain de conversion

Par définition, le gain de conversion G_c est le rapport entre la puissance mesurée en sortie FI à la fréquence F_{FI} et la puissance maximale appliquée en entrée RF à la fréquence F_{RF} .

$$G_c = P(\text{accès FI}, F_{FI}) / P_{\max}(\text{accès RF}, F_{RF})$$

Les mesures s'effectuent à l'aide de l'analyseur de spectre (fig.4.9) à cause du fonctionnement en mode multifréquences. La puissance d'entrée RF maximale se mesure en remplaçant le circuit testé par une monture comportant une simple ligne entre les accès RF et FI.

b. Isolations

RF / FI

L'isolation entre les accès RF et FI revêt une importance particulière dans le cas d'un transposeur de fréquence, puisque les fréquences F_{RF} et F_{FI} sont proches l'une de l'autre.

Par définition, c'est le rapport entre la puissance maximale P_{\max} appliquée à l'entrée par le générateur RF à la fréquence F_{RF} mesurée grâce à l'analyseur de spectre et la puissance P relevée en sortie FI à la même fréquence RF :

$$I_{RF/FI} = P_{\max}(\text{accès RF}, F_{RF}) / P(\text{accès FI}, F_{RF})$$

Dans cette mesure, il convient de tenir compte des pertes, à la fréquence FI, du circuit coaxial placé en sortie de monture.

OL / FI

Par définition c'est le rapport entre la puissance maximale fournie par le générateur OL, à la fréquence F_{OL} , et la puissance de sortie relevée à la même fréquence F_{OL} sur l'accès FI :

$$I_{OL/FI} = P_{\max}(\text{accès OL}, F_{OL}) / P(\text{accès FI}, F_{OL})$$

Ici encore, il conviendra de tenir compte des pertes du circuit coaxial extérieur à la monture aux accès OL et FI, à la fréquence de l'OL.

OL / RF

Elle se définit par le rapport entre la puissance maximale fournie par le générateur OL, à la fréquence F_{OL} , et la puissance mesurée à la même fréquence F_{OL} sur l'accès RF

$$I_{OL/RF} = P_{\max}(\text{accès OL}, F_{OL}) / P(\text{accès RF}, F_{OL})$$

c. Adaptation

Pour déterminer le taux d'ondes stationnaires (TOS) aux différents accès hyperfréquences, on recourt à la méthode réflectométrique (fig.4.9). La mesure se fait au moyen de coupleurs HP de découplage -10 dB adaptés à la bande de fréquences utilisée et associés à l'analyseur de spectre. Ce dernier permet d'effectuer des mesures de façon

sélective. La manipulation est en effet réalisée en régime fortement non linéaire, le circuit étudié étant placé dans son nominal de conversion de fréquence.

Le rapport des puissances réfléchi et incidente permet d'obtenir le coefficient de réflexion et d'en déduire le TOS :

$$|\rho| = (P_r / P_i)^{1/2}$$
$$TOS = (1 + |\rho|) / (1 - |\rho|)$$

Cette méthode n'est pas très précise pour des TOS voisins de l'unité en raison de la directivité imparfaite des coupleurs utilisés. Cependant, elle présente l'avantage de la simplicité et de la rapidité.

d. Intermodulation d'ordre 3 (IMP3)

Il s'agit d'un phénomène apparaissant dans tout système non linéaire et entraînant la présence de composantes fréquentielles parasites proches du signal utile (fig. 4.10) [2].

On applique à l'entrée RF, au moyen d'un coupleur hybride, deux signaux RF1 et RF2, de même puissance P_{RF} mais de fréquences F_{RF1} et F_{RF2} différentes, espacées de 10 MHz. A la sortie du transposeur, il apparaît bien entendu deux signaux aux fréquences intermédiaires F_{FI1} et F_{FI2} de puissance P_{FI} en principe égale (fig. 4.10.a). Cependant, à cause des non linéarités du système, il apparaît deux nouveaux signaux de fréquences F_{FI31} et F_{FI32} , de puissance P_{FI3} en principe égale correspondant à l'intermodulation. L'augmentation de la puissance d'entrée ($2 \times P_{RF}$) provoque une augmentation trois fois plus rapide des signaux d'intermodulation ($2 \times P_{FI3}$) et une augmentation proportionnelle des signaux de conversion nominale ($2 \times P_{FI}$).

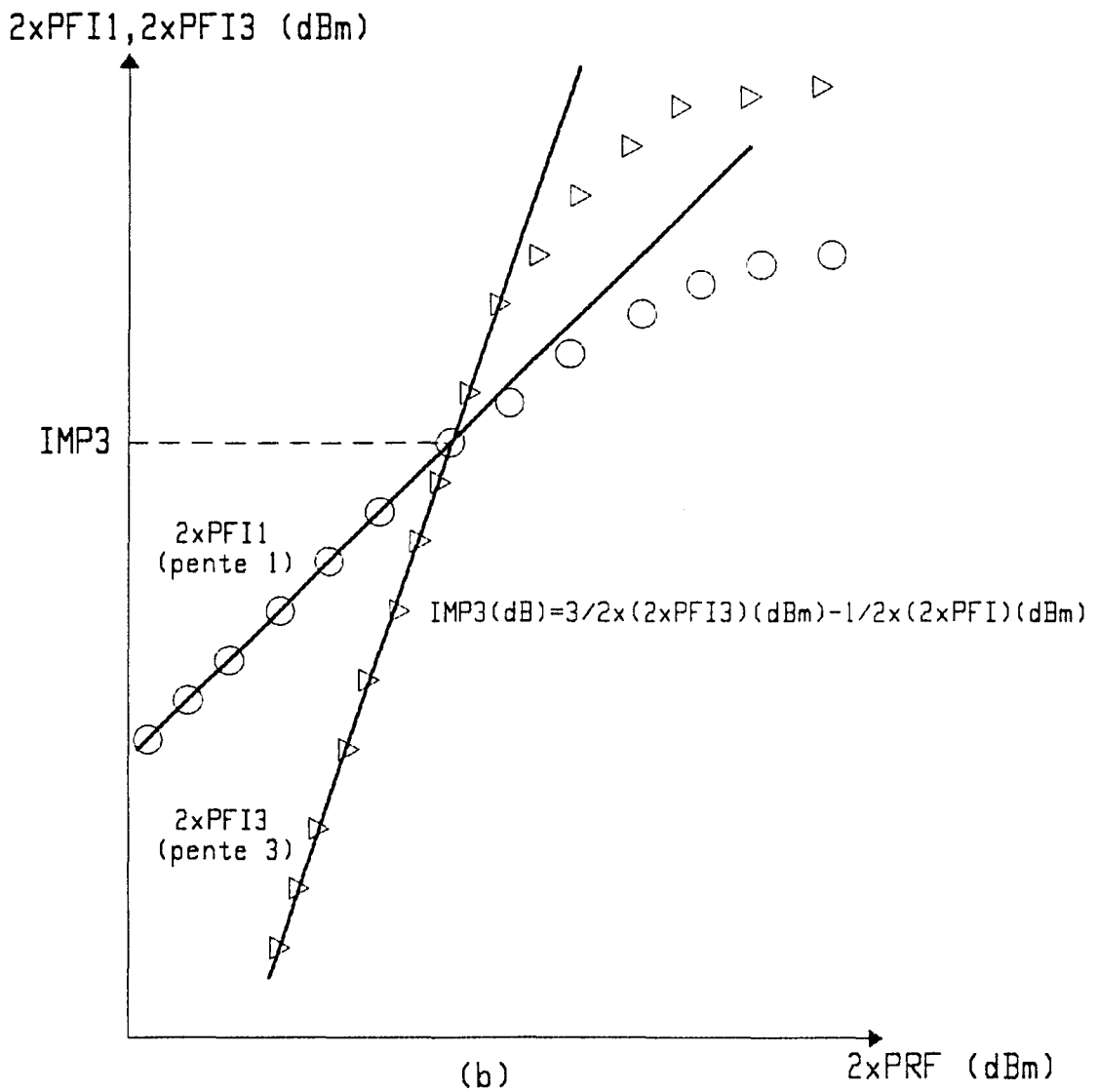
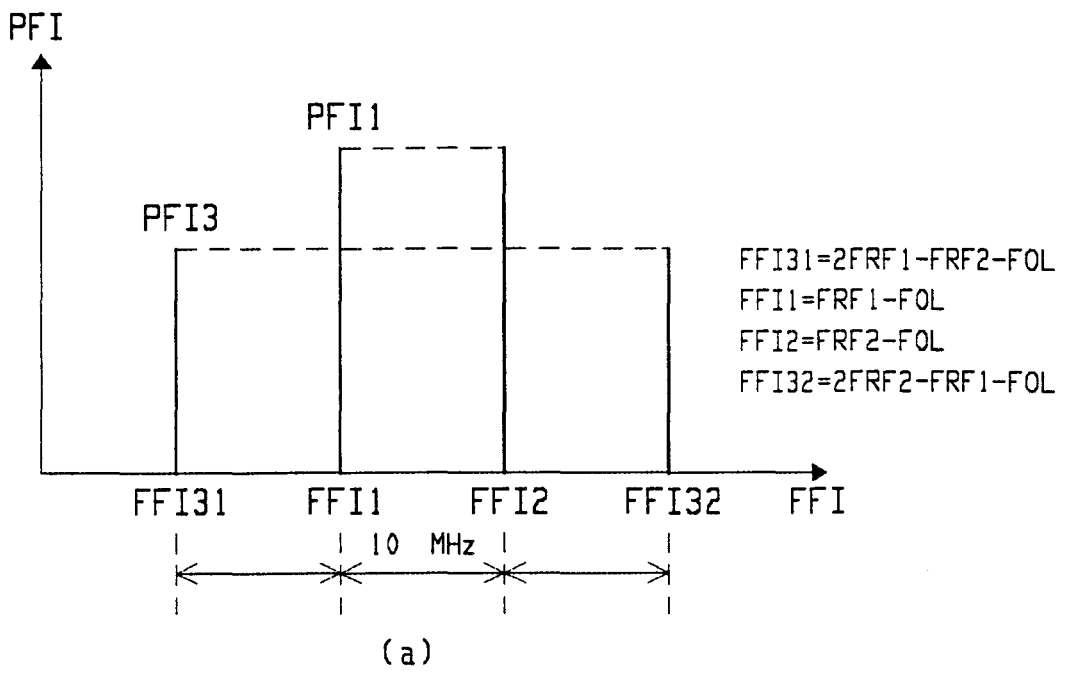


Figure 4.10 Détermination de l'intermodulation d'ordre 3.

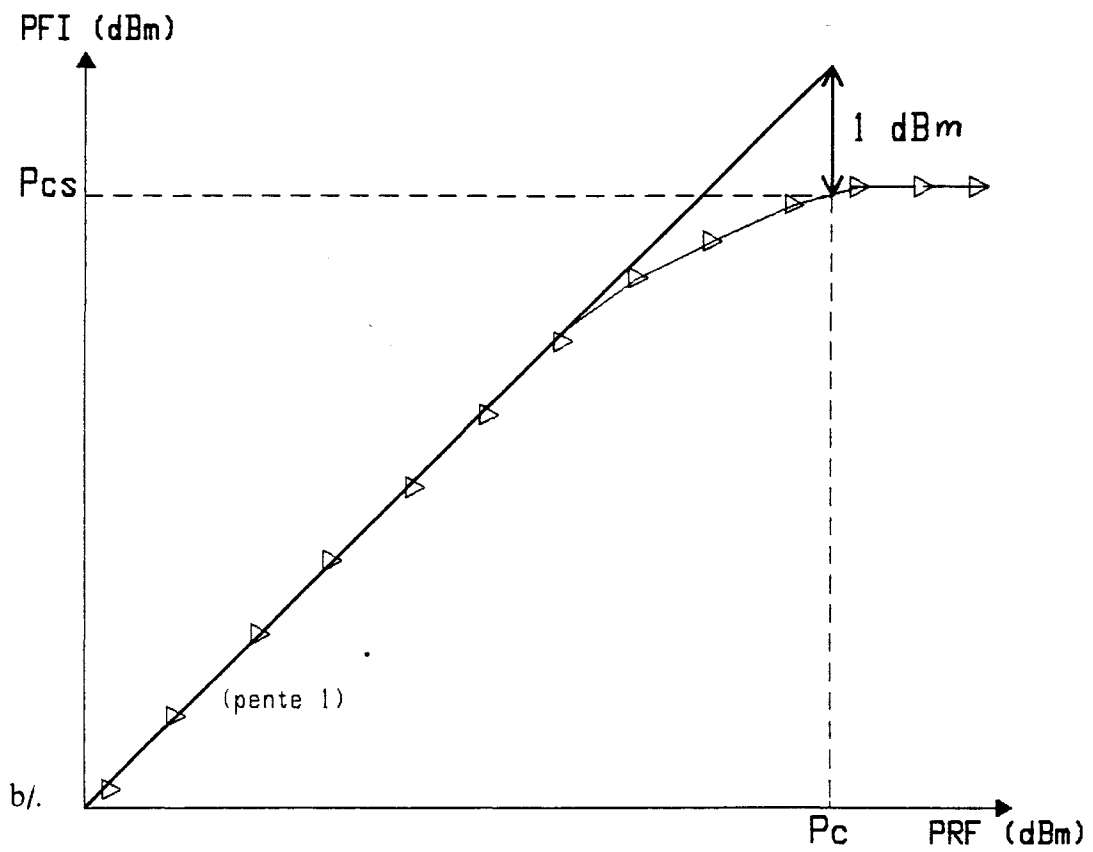
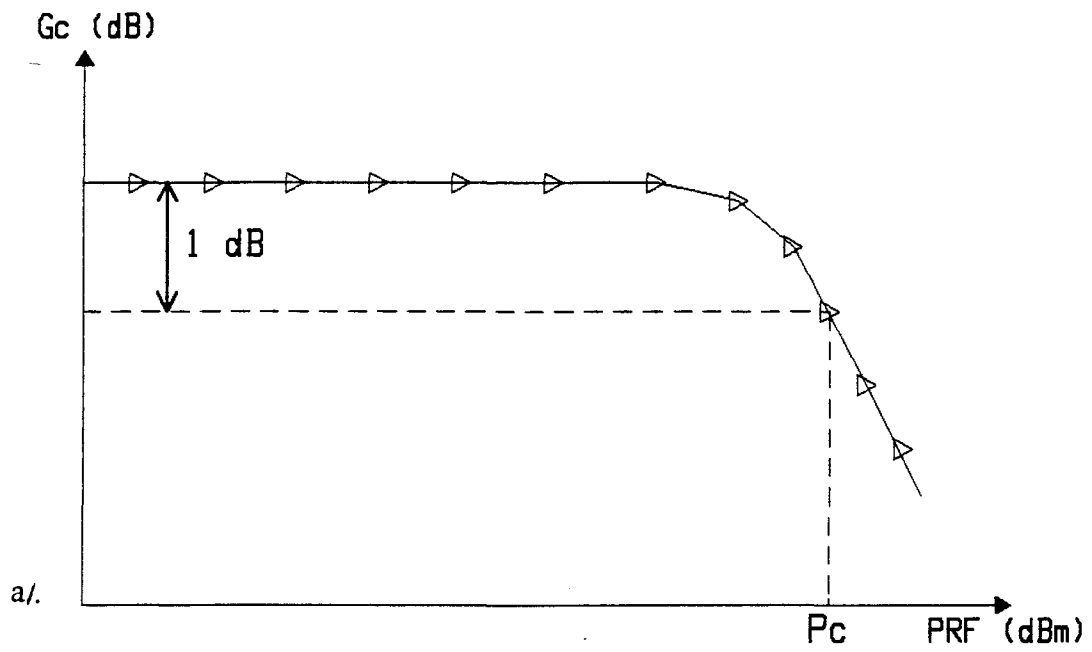


Figure 4.11 Puissance de compression à -1 dB.

Le point d'interception noté **IMP3** est le point de rencontre des droites représentant l'évolution des puissances $2 \times P_{FI}$ et $2 \times P_{FI3}$ en fonction de la puissance d'entrée $2 \times P_{RF}$ (fig.4.10.b).

e.Puissance de compression à -1 dB

C'est la puissance d'entrée RF qui provoque une diminution du gain de conversion de 1 dB (fig.4.11.a).Le tracé de P_{FI} (dBm) en fonction de P_{RF} (dBm) donne une droite qui finit par se saturer (fig.4.11.b).La puissance de compression en entrée, notée P_c , est la puissance P_{RF} pour laquelle existe un écart de 1 dBm entre la courbe expérimentale et la droite.Il lui correspond, sur l'axe des ordonnées, la puissance de compression en sortie, notée P_{cs} .Généralement, on observe en pratique un écart approximatif de 9 à 10 dB entre la puissance de compression en sortie et le point d'interception [7] :

$$P_{cs}(\text{dbm}) \cong \text{IMP3}(\text{dB}) - 9(\text{dBm})$$

4.3.Résultats expérimentaux

Nous allons présenter les résultats des mesures effectuées sur les circuits n°1 et n°2 au laboratoire.En ce qui concerne le circuit n°3, réalisé par Thomson-TCS, il a fait l'objet de mesures chez le fondeur.Nous nous contenterons donc de donner les résultats qui nous ont été communiqués.L'ensemble de toutes ces mesures donnera lieu à une comparaison systématique avec les prévisions issues de la simulation au cours du chapitre suivant.

4.3.1.Circuit n°1

Afin de vérifier la bonne reproductibilité, deux réalisations ont été testées et ont effectivement fourni des résultats très proches. Avant de tester notre circuit en régime nonlinéaire (transposeur), nous l'avons tout d'abord étudié en linéaire (amplificateur).

1.En continu

Avant de procéder aux mesures hyperfréquences, nous nous sommes assurés des bonnes caractéristiques statiques présentées par les transistors du circuit (fig.4.12). Nous avons également vérifié les bons points de polarisation des transistors.

2.Fonctionnement en régime linéaire (amplificateur)

Les mesures en amplificateur doivent nous permettre de mettre en évidence le bon fonctionnement de l'étage buffer, des commutateurs et de l'étage d'entrée.

Nous avons obtenu un gain maximum de 16 dB à la fréquence de 9.25 GHz (fig.4.13). Cependant, le gain est maximum à une fréquence nettement supérieure à celle que nous nous étions fixée, soit 6.25 GHz. Ceci est dû, à notre avis, à une valeur trop petite de la self-inductance placée en parallèle sur le commutateur. En effet, sa valeur, dans notre réalisation hybride, ne peut être parfaitement maîtrisée car elle est réalisée au moyen d'un fil d'or de 15 μm de diamètre dont la longueur, de l'ordre du millimètre, est difficile à réaliser avec précision.

NEC 710

VGS = 0 V

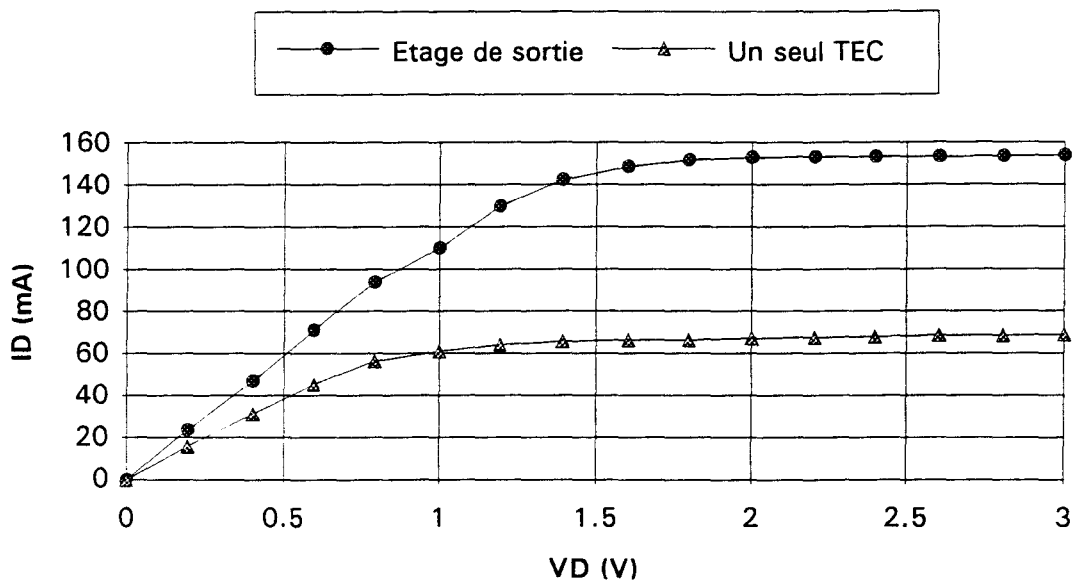


Figure 4.12 Mesures en continu.

(Circuit n°1)

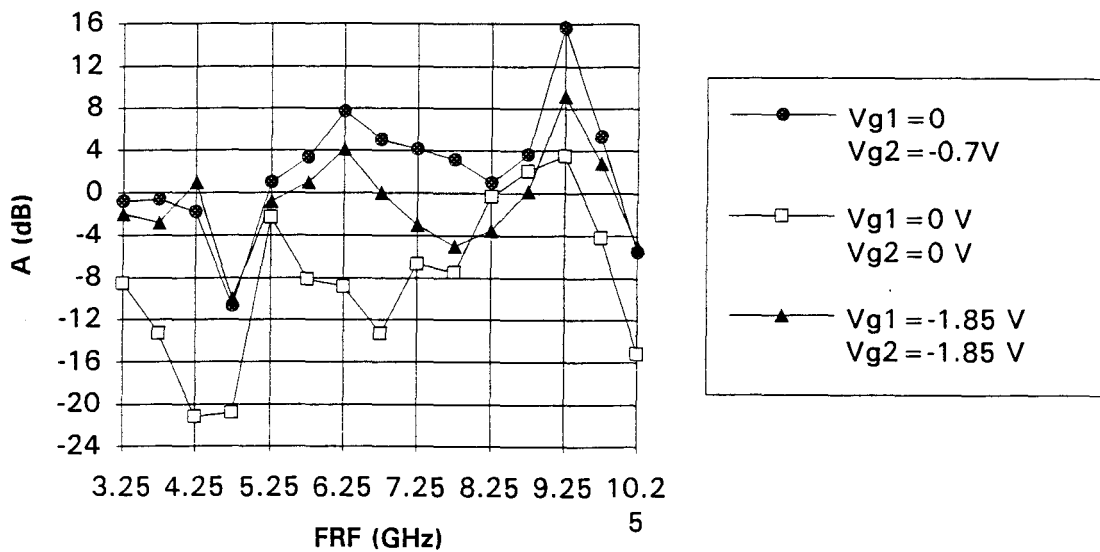
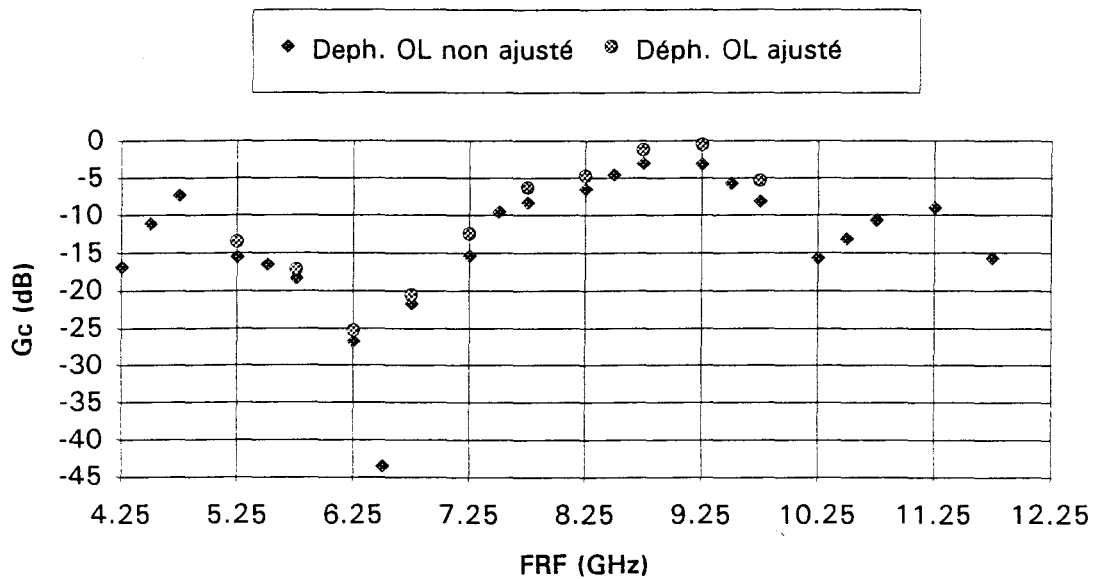


Figure 4.13 Evolution fréquentielle du gain en amplification du circuit n°1.
(Sans piston de court-circuit)



FOL = 2 GHz

Figure 4.14 Evolution fréquentielle du gain de conversion du circuit n°1.

Par ailleurs, on remarque sur la figure 4.13 l'influence des commutateurs sur le fonctionnement en amplificateur large bande. En effet, le gain est réduit lorsque les deux TECs sont ouverts ($V_{g1}=V_{g2}=0$ V), alors qu'il est plus élevé lorsque les deux TECs sont pincés ($V_{g1}=V_{g2}=-1.85$ V). Le cas où $V_{g1}=0$ V et $V_{g2}=-0.7$ V, correspond au fonctionnement optimum avec un effet de résonance de la capacité du transistor avec la self-inductance placée en parallèle.

3. Fonctionnement en régime nonlinéaire (transposeur)

a. Gain de conversion

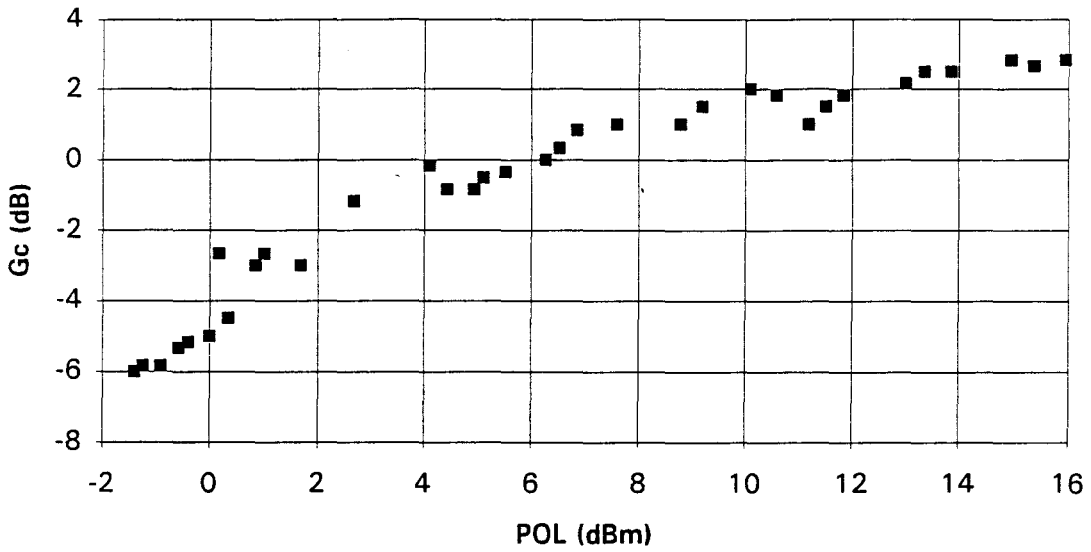
L'évolution fréquentielle du gain de conversion (fig.4.14) fait apparaître à nouveau une fréquence F_{RF} optimale de 9.25 GHz, ce qui démontre l'intérêt de notre étude précédente en amplification. On trouve un gain de conversion d'environ 1 dB, avec une bande passante d'environ 0.7 GHz.

La valeur du gain de conversion croît puis se sature pour des puissances d'oscillateur local de 8 à 10 dBm (fig.4.15), en donnant une valeur maximale d'environ 3 dB. Par ailleurs, on observe (fig.4.16) une puissance de compression de 2 dBm environ.

b. Autres caractéristiques

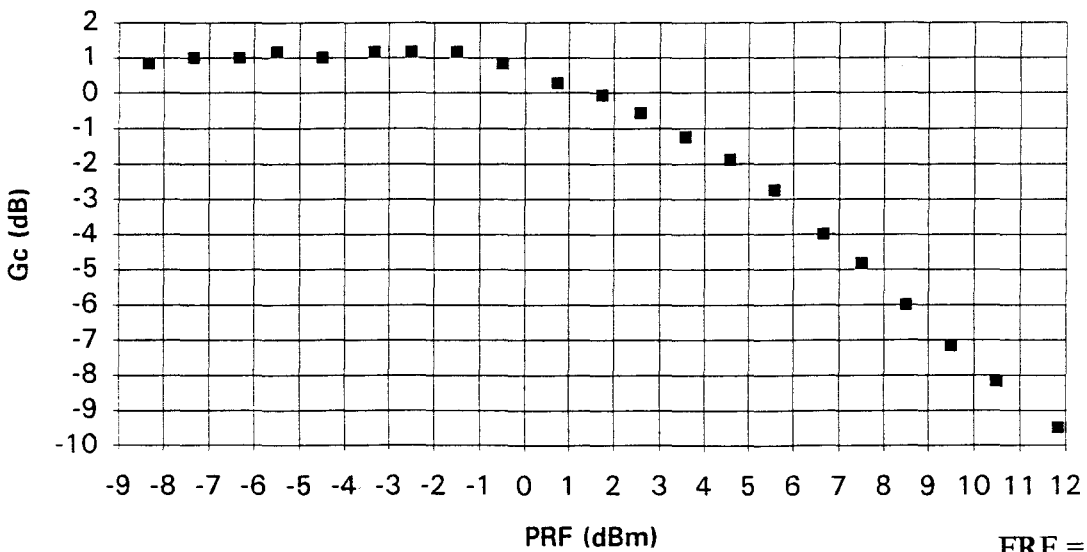
- Adaptation des accès

Nous avons trouvé une valeur de TOS voisine de 2.5 sur l'accès RF dans la bande utile (fig.4.17), de 2 sur l'accès FI (fig.4.18) et de 6 sur l'accès OL (fig.4.19).



FRF = 9.25 GHz

Figure 4.15 Influence de la puissance de l'oscillateur local sur le gain de conversion du circuit n°1.



FRF = 9.25 GHz

FOL = 2 GHz

POL = 9 dBm

Figure 4.16 Compression du gain de conversion du circuit n°1.

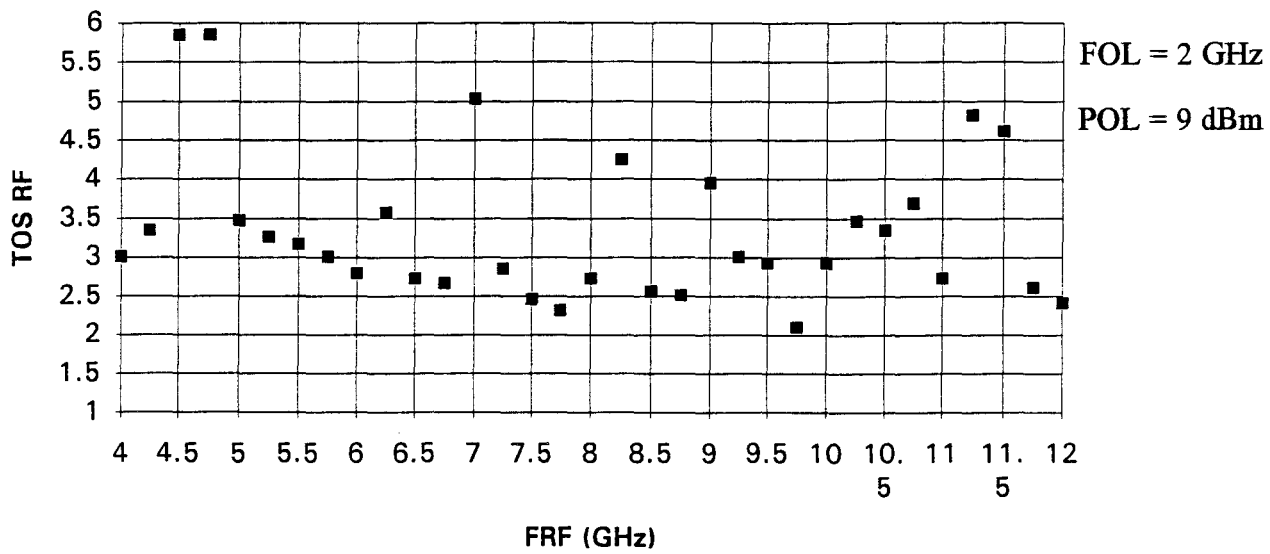


Figure 4.17 Adaptation de l'accès RF du circuit n°1.

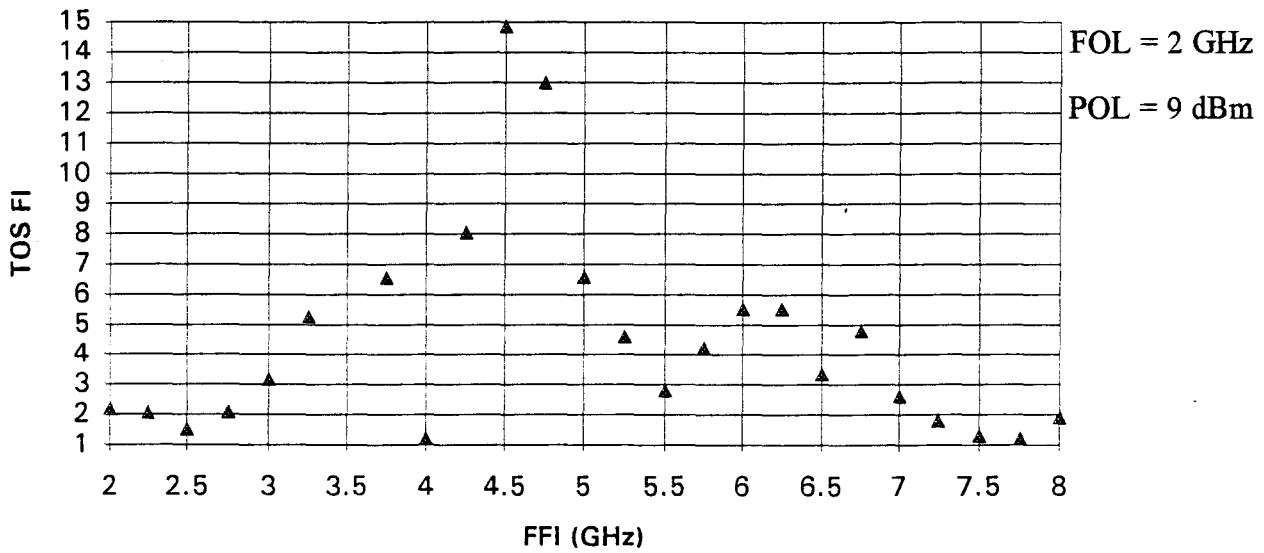


Figure 4.18 Adaptation de l'accès FI du circuit n°1.

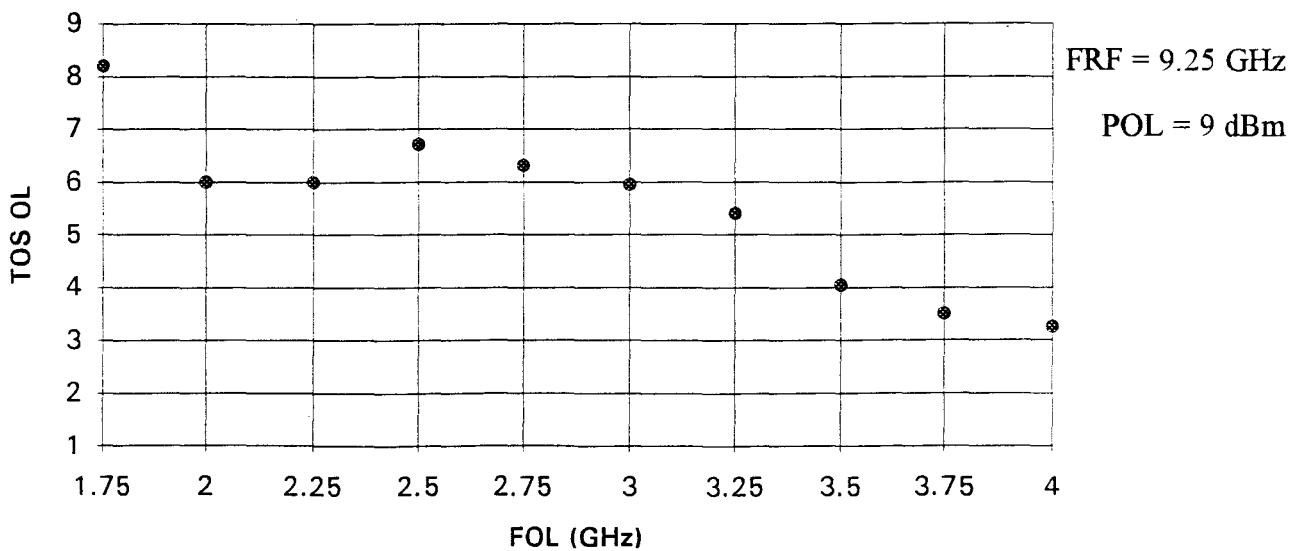


Figure 4.19 Adaptation de l'accès OL du circuit n°1.

- Isolations

Nous observons sur les figures 4.20 et 4.21 des valeurs d'isolation de l'ordre de 28 dB entre les accès OL et FI ($I_{OL/FI}$), de 30 dB entre les accès OL et RF ($I_{OL/RF}$) et enfin de 1.5 dB entre les accès RF et FI ($I_{RF/FI}$) (fig.4.22).

Les résultats s'avèrent globalement satisfaisants, sauf en ce qui concerne l'isolation RF/FI. Vraisemblablement, on peut l'expliquer par une dissymétrie de l'étage d'entrée et des commutateurs. A ce titre, une réalisation monolithique devrait permettre d'améliorer très sensiblement cette valeur grâce à l'appairage naturel des transistors du circuit.

Il est à noter que l'isolation OL/FI peut être améliorée jusqu'à la valeur de 38 dB, grâce à l'utilisation d'un déphaseur extérieur permettant d'ajuster à exactement 180° le déphasage entre les deux entrées de l'OL. En effet, le coupleur hybride utilisé comme déphaseur n'est pas suffisamment exact en amplitude et surtout en phase.

En conclusion, nous présentons dans le tableau 4.1 l'ensemble des résultats de mesure. Ils font apparaître des performances intéressantes par rapport aux réalisations actuelles.

(Sans piston de court-circuit)

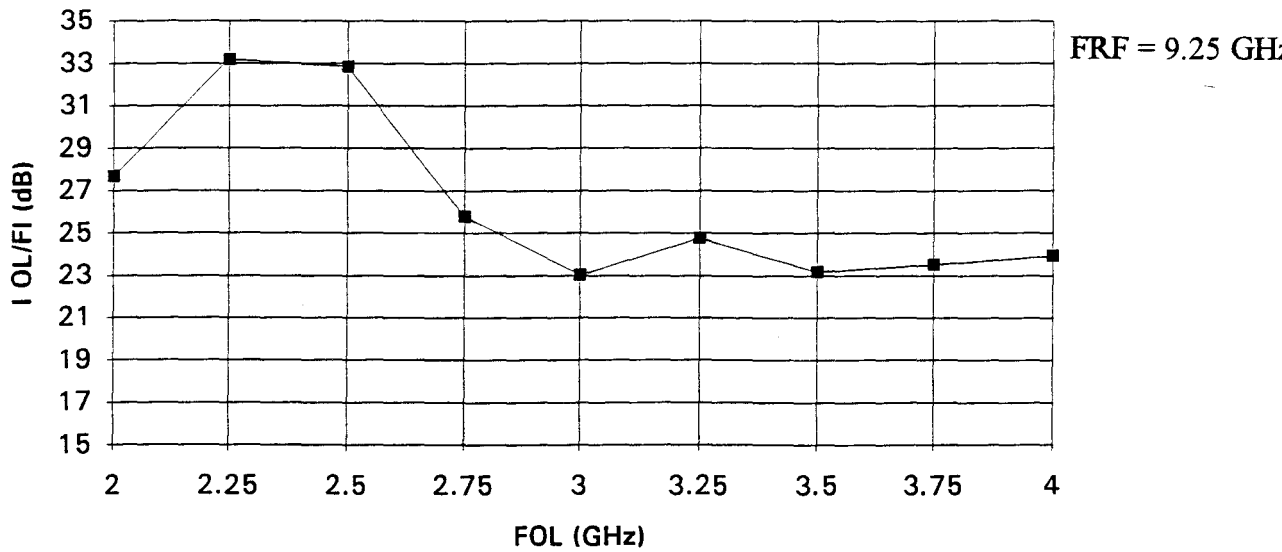


Figure 4.20 Isolation entre les accès OL et FI du circuit n°1.

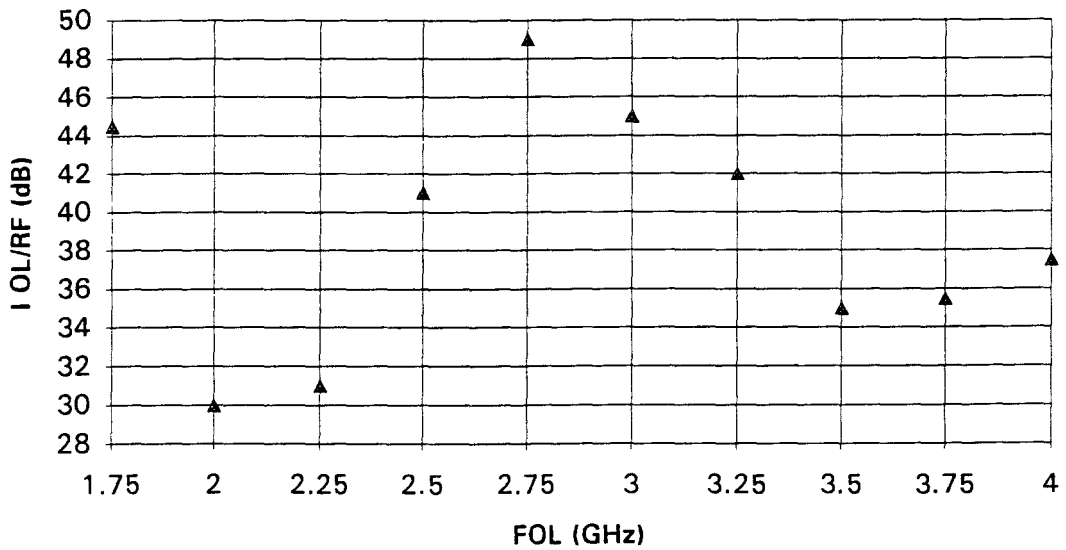


Figure 4.21 Isolation entre les accès OL et RF du circuit n°1.

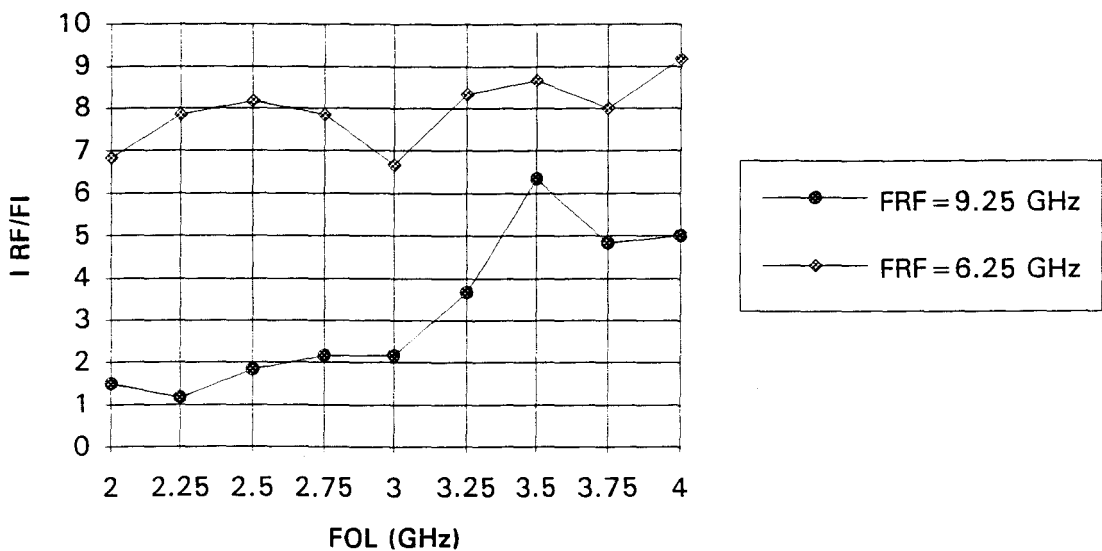


Figure 4.22 Isolation entre les accès RF et FI du circuit n°1.

(Sans piston de court-circuit)

FOL (GHz)	2
FRF (GHz)	9.25
FFI (GHz)	7.25
Gc (dB)	3
ΔGc (dB) ($\Delta FRF = 350$ MHz)	3.5
POL opt. (dBm)	13
Pc (dBm)	1.5
IMP3 (dBm)	12
I RF/FI (dB)	1.5
I OL/RF (dB)	30
I OL/FI (dB)	38
TOS RF	3
TOS OL	6.2
TOS FI	1.8

Tableau 4.1 Principaux résultats de mesure.
(Circuit n°1)

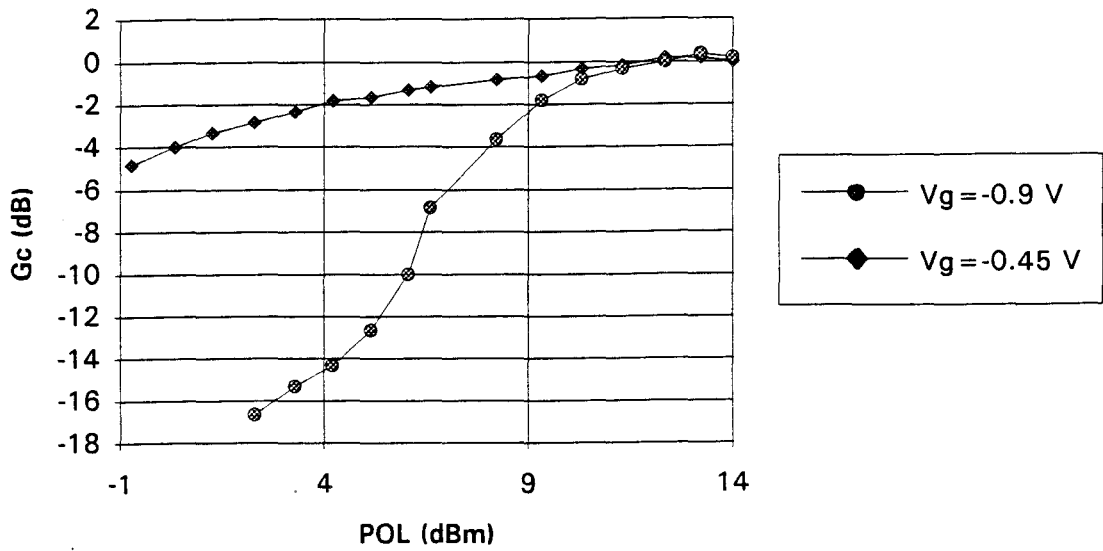


Figure 4.23 Evolution du gain de conversion en fonction de la puissance de l'oscillateur local.
(Circuit n°2)

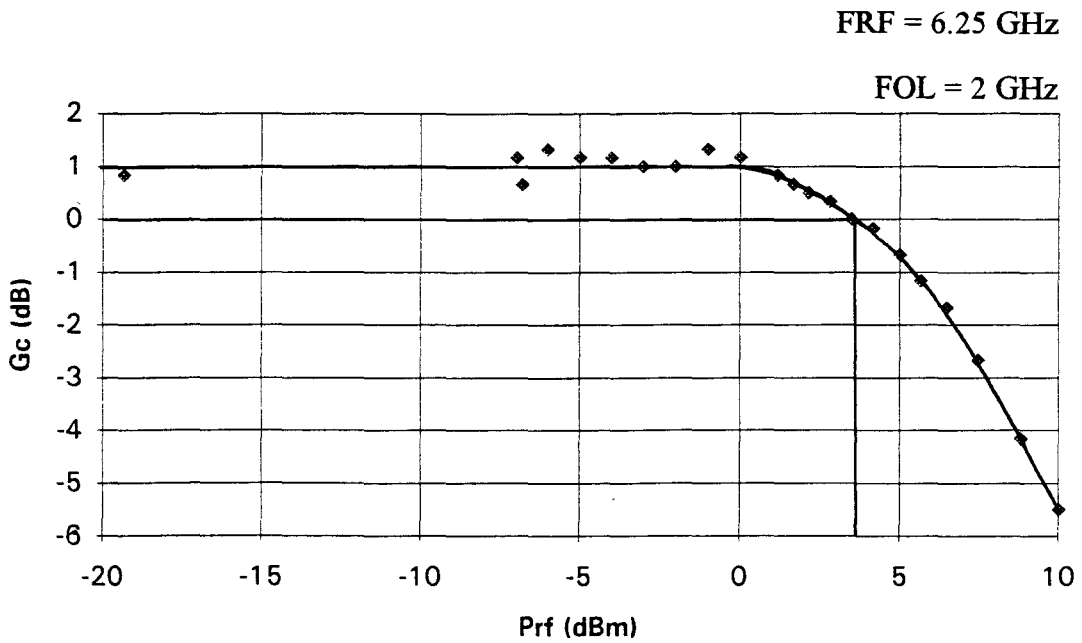


Figure 4.24 Détermination de la puissance de compression.
(Circuit n°2)

4.3.2.Circuit n°2

Nous présentons uniquement les résultats expérimentaux du MMIC fonctionnant en régime non linéaire. Les mesures s'effectuent pour une fréquence RF de l'ordre de 6.25 GHz en bande C. L'oscillateur local, de fréquence voisine de 2 GHz et de puissance nominale égale à 12 dBm, réalise la transposition de fréquence en FI vers 4.25 GHz.

1. Gain de conversion

a. Influence de la polarisation de grille des TECs froids

Les mesures ont fait apparaître une valeur maximale du gain de conversion voisine de 1dB, obtenue pour $P_{OL} = 12$ dBm. L'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance P_{OL} (fig.4.23) montre qu'il dépend fortement de la polarisation de grille des commutateurs. Ainsi, on observe qu'à canal ouvert, le gain de conversion présente une évolution relativement faible en fonction de la puissance P_{OL} , tandis qu'au pincement il évolue plus rapidement, comme l'a remarqué S.A.MAAS [1]. Cependant, malgré la plus grande sensibilité du gain dans cette zone, il sera conseillé de polariser les transistors au voisinage du pincement si l'on veut limiter l'intermodulation.

b. Compression du gain et intermodulation

Nous avons trouvé une puissance de compression à -1 dB d'environ 4 dBm en entrée (fig.4.24). Ce résultat intéressant peut s'expliquer grâce à l'utilisation pour la conversion de TECs froids, composants présentant une bonne linéarité de sortie. La mesure de l'IMP3 donne une valeur proche de 13 dBm (fig.4.25)

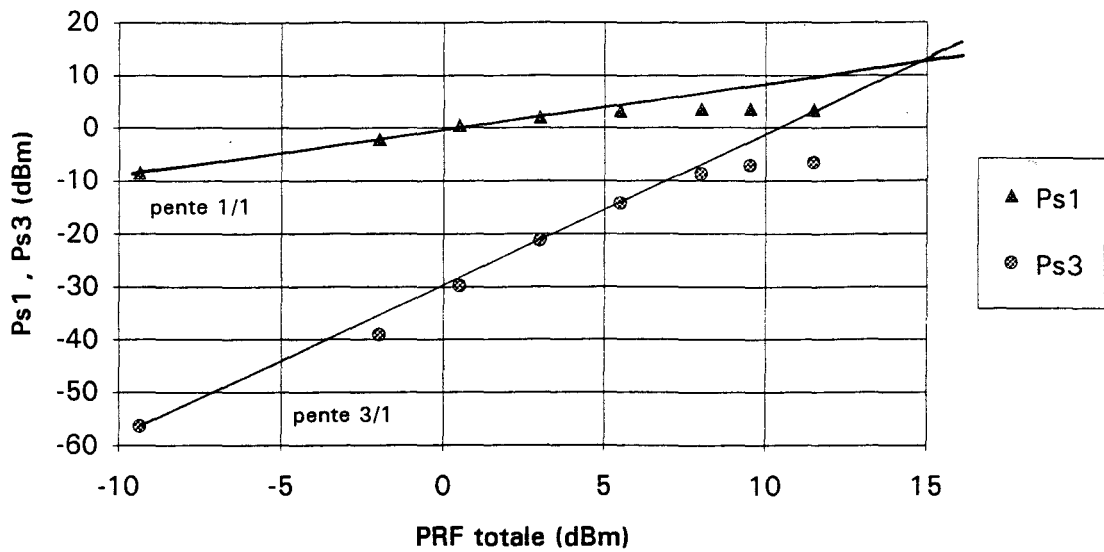
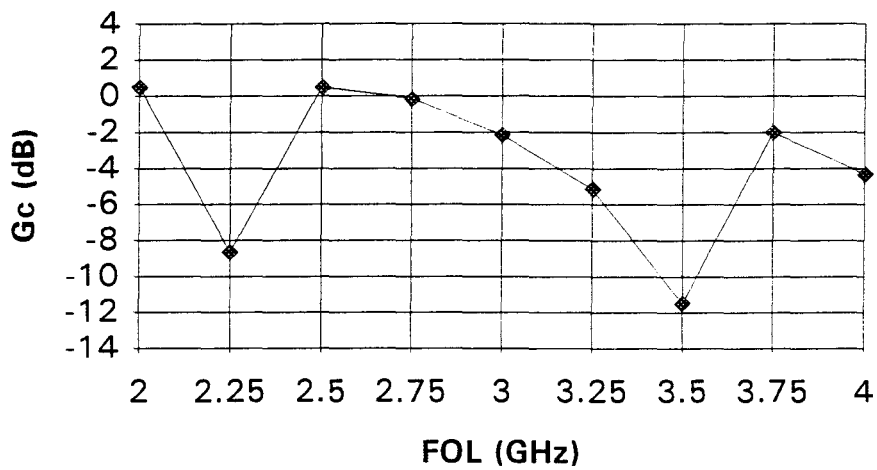


Figure 4.25 Mesure de l'intermodulation d'ordre 3.
(Circuit n°2)



POL = 12 dBm

Figure 4.26 Evolution du gain de conversion en fonction de la fréquence de l'OL.
(Circuit n°2)

c. Influence de la fréquence de l'OL

Il apparaît (fig.4.26) que l'on peut obtenir des gains de conversion importants dans une bande de fréquences de l'oscillateur local relativement large. La raison en est probablement l'absence de réseaux d'adaptation à 50Ω aux différents accès. On remarque cependant deux valeurs de la fréquence F_{OL} , 2.25 et 3.5 GHz, pour lesquelles le gain de conversion chute fortement. A notre avis, cela serait dû au déphaseur extérieur à 180° de l'OL, qui ne réalise pas correctement sa fonction à ces fréquences particulières. Par contre, la fonction semble bien réalisée pour les deux fréquences voisines de 2.5 et 3.5 GHz.

2. Autres caractéristiques

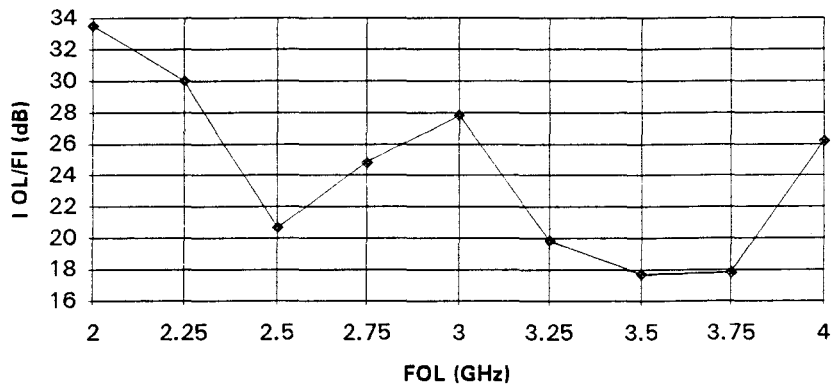
a. Isolations

Entre les accès OL et FI (à la fréquence de l'OL)

L'isolation est généralement satisfaisante à cause de la bonne symétrie de l'étage mélangeur et de l'étage buffer dans cette réalisation en MMIC. Cependant, on peut noter qu'elle présente une chute assez importante aux fréquences particulières de 3.5 et 3.75 GHz, mettant ainsi en évidence un déséquilibre du dispositif symétrique (fig.4.27), dû vraisemblablement au mauvais fonctionnement du déphaseur extérieur.

Entre les accès RF et FI (à la fréquence du RF)

L'isolation entre les accès RF et FI est, dans toute la bande utile, de valeur relativement satisfaisante puisque de l'ordre de 14 à 33 dB (fig.4.28). Signalons qu'entre 6 et 11 GHz, elle est excellente, de l'ordre de 24 dB, tout en demeurant supérieure à 10 dB



POL = 12 dBm

Figure 4.27 Evolution de l'isolation entre les accès OL et FI (à la fréquence de l'OL).
(Circuit n°2)

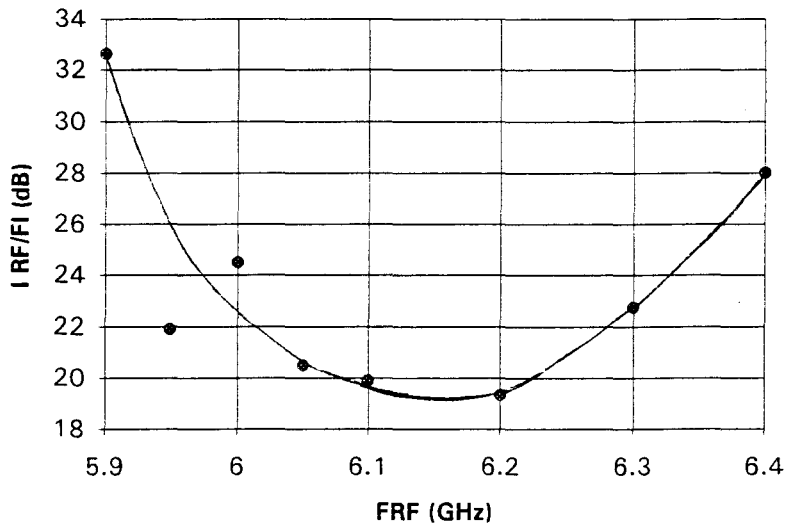


Figure 4.28a FOL = 2.225 GHz

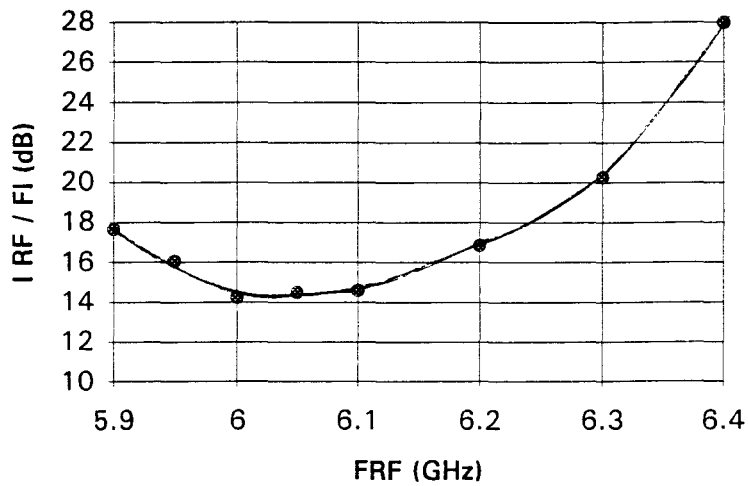


Figure 4.28b FOL = 2 GHz

Figure 4.28 Isolation RF/FI du circuit n°2 dans la bande de fréquences RF.

jusque 15 GHz. Ce bon résultat serait dû à la réalisation en MMIC d'un étage d'entrée bien symétrique.

Entre les accès OL et RF (à la fréquence de l'OL)

L'isolation entre les accès OL et RF, à la fréquence OL de 2 GHz, présente une valeur de l'ordre de 54 dB. Cet excellent résultat est essentiellement dû à l'utilisation de transistors pour la réalisation de l'étage déphaseur d'entrée.

En conclusion, les isolations entre les différents accès sont satisfaisantes. Cependant, elles pourraient être encore améliorées en utilisant un dispositif déphaseur extérieur de meilleure qualité (atténuation nulle et déphasage constant avec la fréquence).

b. Extension de la bande RF

A titre de curiosité, nous avons étendu la bande de fréquence RF jusque 14 GHz, en conservant la fréquence F_{OL} à 2 GHz.

On observe une forte décroissance du gain de conversion en 25 dB par octave (fig.4.29), justifiée par l'emploi des self-inductances en parallèle sur les commutateurs. Leur valeur est telle que la résonance s'effectue vers la fréquence RF de 6 GHz.

c. Adaptation des accès

Nous avons utilisé un signal OL de fréquence $F_{OL} = 2$ GHz et de puissance $P_{OL} = 12$ dBm, afin d'être dans la zone de saturation du gain de conversion.

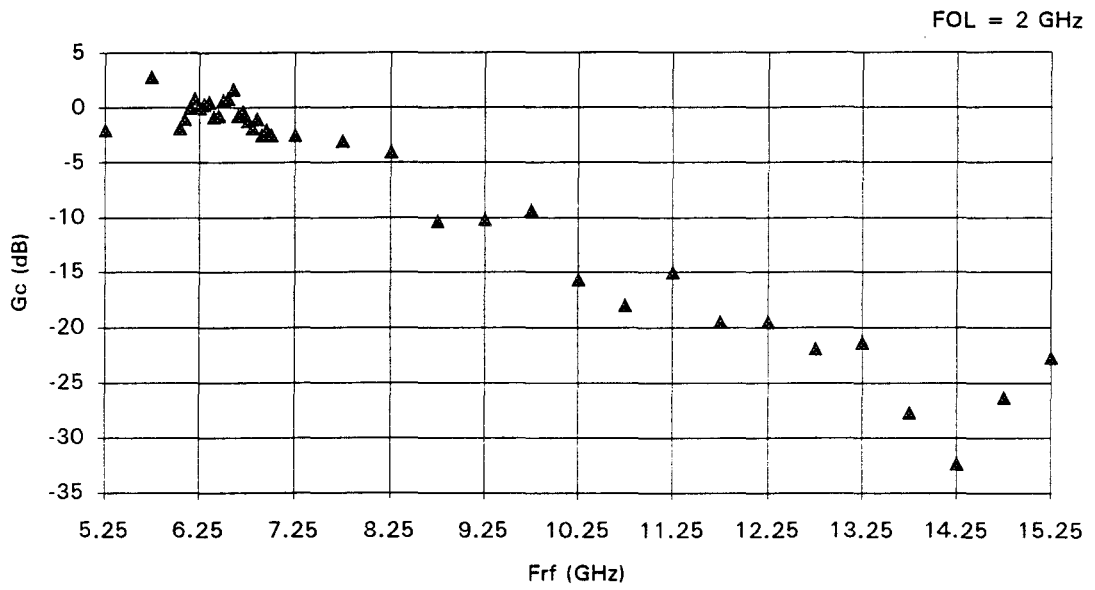


Figure 4.29 Evolution fréquentielle du gain de conversion.
(Circuit n°2)

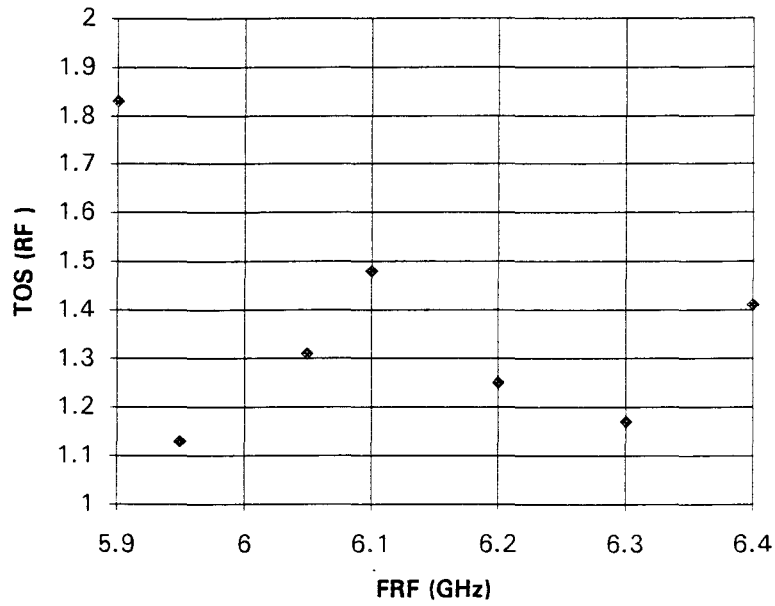


Figure 4.30 Adaptation à 50 Ω de l'accès RF.
(Circuit n°2)

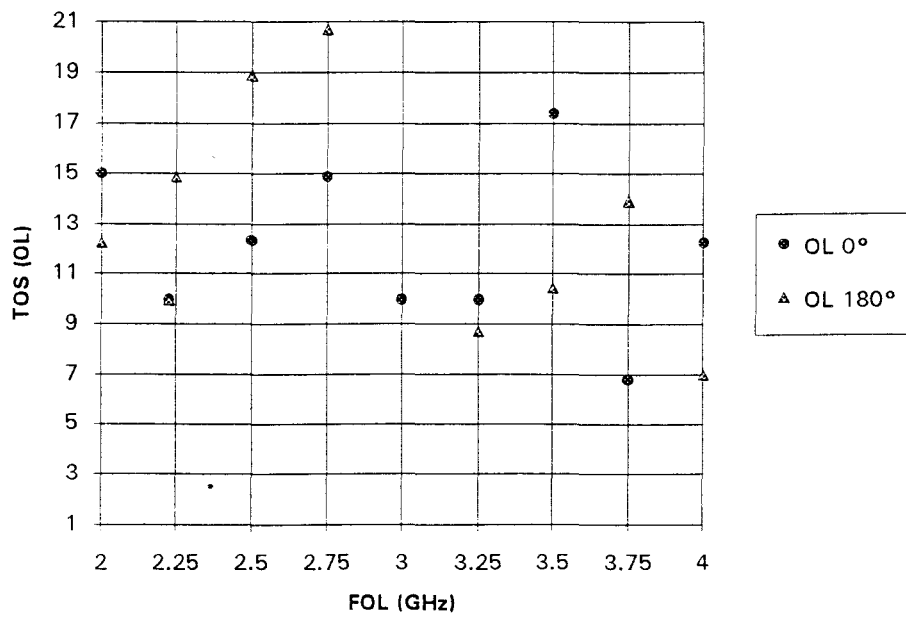


Figure 4.31 Adaptation à 50 Ω des deux accès OL.
(Circuit n°2)

Accès RF

Le TOS compris entre 1.13 et 1.82 (fig.4.30) montre que l'accès RF est relativement bien adapté à 50 Ω . Ce bon résultat est imputable au transistor de l'étage déphaseur d'entrée monté en grille commune.

Accès OL

Les deux accès OL du circuit sont totalement désadaptés (fig.4.31). Ces résultats s'expliquent aisément par le fait que les signaux déphasés sont appliqués directement sur la grille des transistors froids, sans étage adaptateur préalable. Par conséquent, l'impédance d'entrée correspond sensiblement à celle de la capacité grille-source des transistors.

Il est à signaler que nous nous sommes pénalisés en relevant les TOS aux deux accès du MMIC. Il était bien entendu plus juste de se placer au point de vue de l'utilisateur et de relever le TOS directement en sortie du générateur OL. Dans ce cas, l'adaptation est bonne grâce à l'utilisation du coupleur hybride.

Accès FI

La mesure se fait en appliquant à l'accès FI un signal de faible amplitude et de fréquence incluse dans la bande FI. Nous avons utilisé en OL un signal de fréquence égale à 2 GHz, puis à 2.225 GHz (fig.4.32). Les manipulations ont été menées en utilisant différentes valeurs pour la tension de drain V_B de l'étage tampon. L'adaptation est la meilleure avec une tension $V_B = 2$ V. On obtient alors un TOS compris entre 1.15 et 1.65.

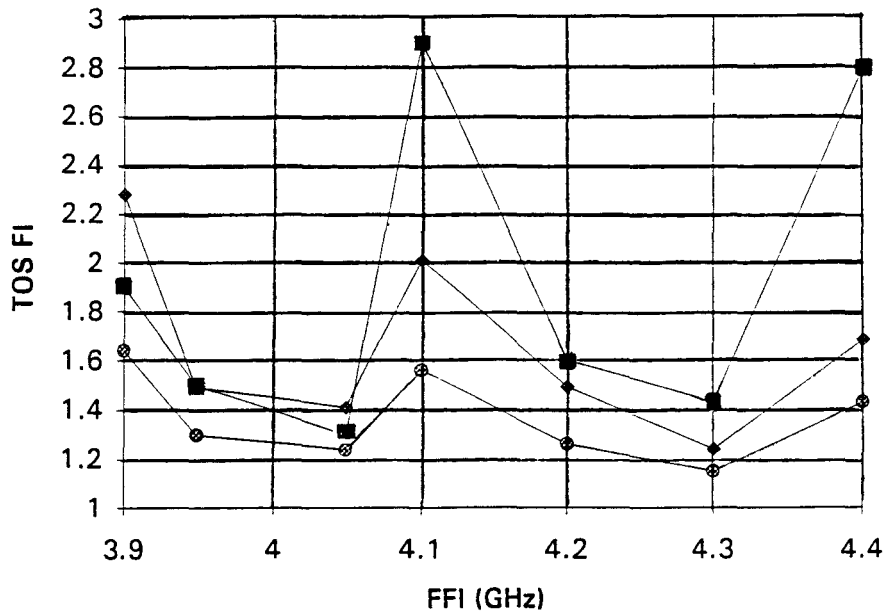


Figure 4.32a FOL = 2 GHz

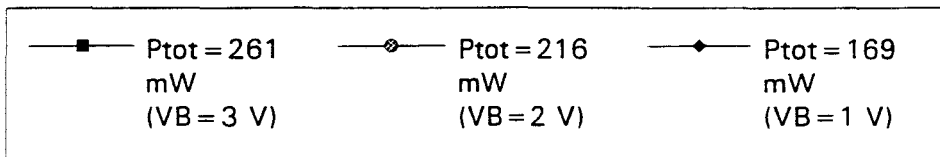
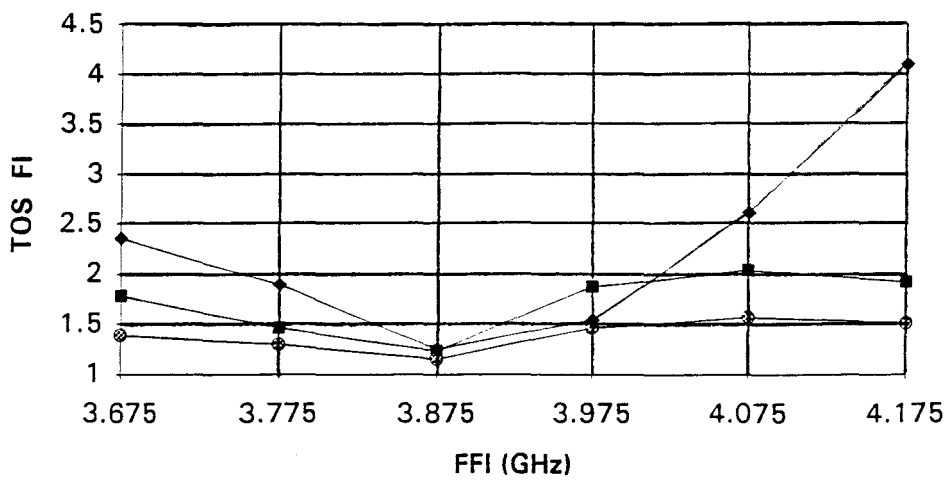


Figure 4.32b FOL = 2.225 GHz

PD = 132 mW

VD = 3 V

Figure 4.32 Influence de la puissance de l'étage tampon sur l'adaptation à 50 Ω de l'étage FI.
(Circuit n°2)

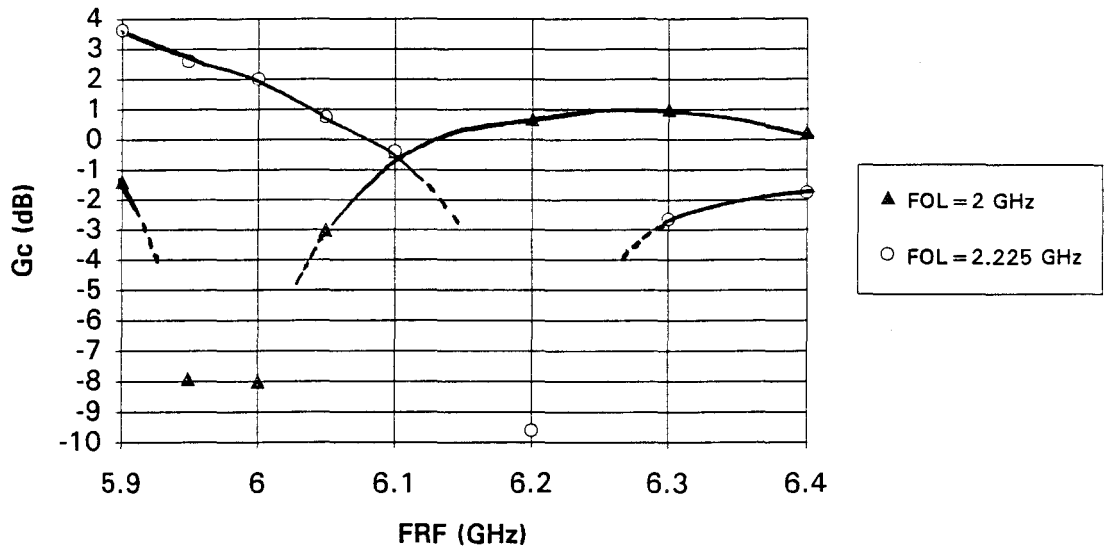


Figure 4.33 Ondulation du gain de conversion dans la bande RF utile.
(Circuit n°2)

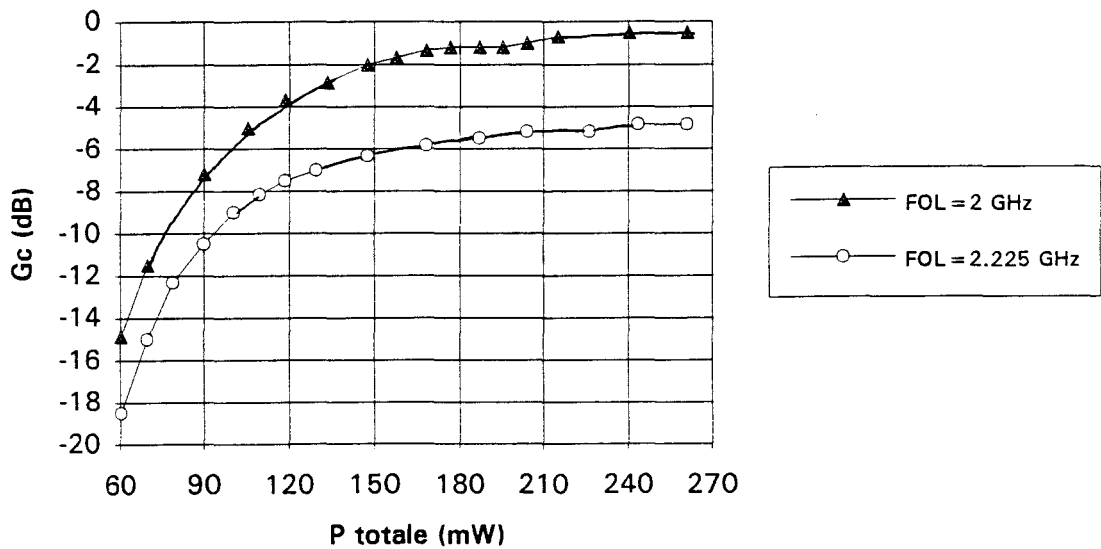


Figure 4.34 Influence de la puissance totale consommée sur le gain de conversion.
(Alimentation commune à l'étage d'entrée et à l'étage tampon : $V_D = V_B$)
(Circuit n°2)

Soulignons que les trois courbes paramétrées en VB sont d'allure similaire. Elles montrent que pour $F_{OL}=2.225$ GHz, l'adaptation est optimale à la fréquence F_{FI} de 3.875 GHz et qu'elle est la moins bonne à la fréquence F_{FI} de 4.175 GHz.

d. Ondulation du gain de conversion

Des mesures en dynamique, avec balayage automatique de la fréquence F_{RF} , ont permis de déterminer l'ondulation du gain de conversion dans la bande utile. Nous sommes fortement pénalisés par une chute très importante du gain de conversion aux environs de la fréquence $F_{RF} = 6.2$ GHz quand $F_{OL}=2.225$ GHz et autour de la fréquence $F_{RF} = 6$ GHz quand $F_{OL}=2$ GHz (fig.4.33). Dans ce dernier cas, la fréquence F_{RF} correspond à l'harmonique d'ordre 3 de la fréquence F_{OL} .

Si l'on exclut les points singuliers, nous obtenons pour l'ondulation du gain de conversion des valeurs néanmoins assez fortes de 6.2 dBcc ($F_{OL} = 2.225$ GHz) et 4 dBcc ($F_{OL} = 2$ GHz).

e. Consommation

Influence sur le gain de conversion

Les conditions de polarisation employées précédemment sont les suivantes : une tension de drain VD égale à 3 V, aussi bien pour l'étage d'entrée RF que pour l'étage tampon en sortie FI, ce qui correspond à une puissance continue totale PT de 260 mW. Aussi utilise-t-on une seule alimentation de tension continue.

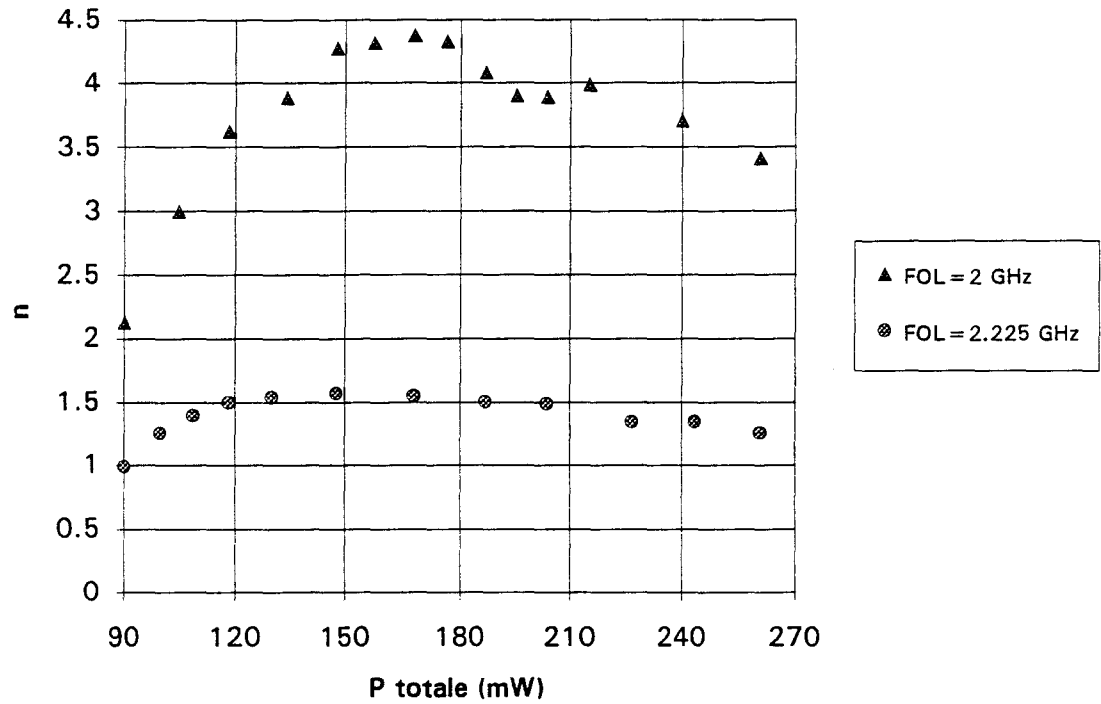


Figure 4.35 Recherche du meilleur compromis gain de conversion / puissance totale consommée.
(Circuit n°2)

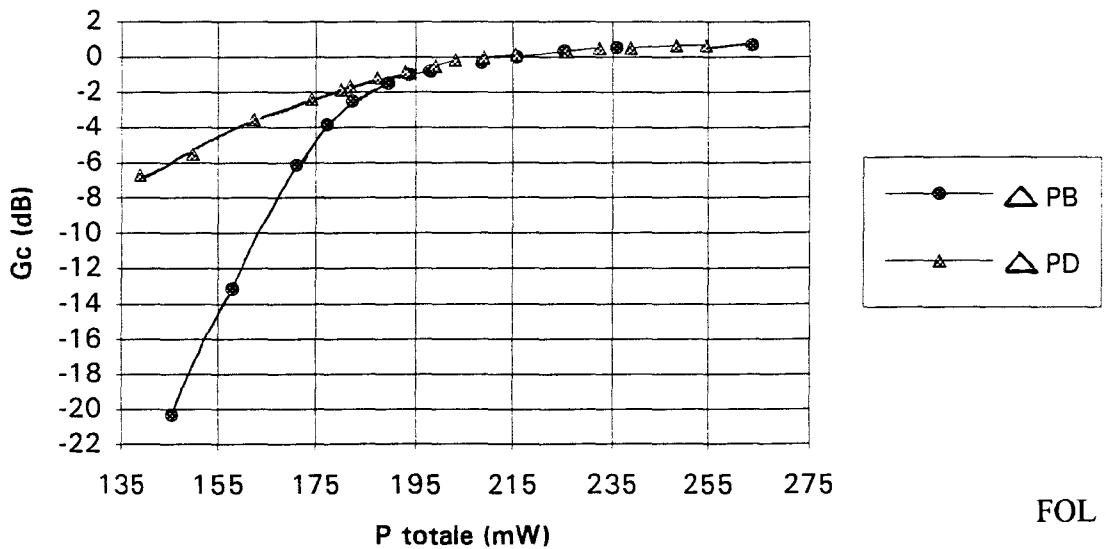


Figure 4.36 Influence de la puissance consommée par chacun des étages sur le gain de conversion.
(Circuit n°2)

FOL = 2 GHz
FRF = 6.25 GHz

Il s'avère cependant que la valeur du gain de conversion est peu affectée en diminuant la puissance P_T , tant que celle-ci demeure supérieure à 120 mW (fig.4.34), correspondant à une tension V_D d'environ 1.5 V.

Afin de mettre en évidence le meilleur compromis entre la performance et la consommation, nous avons tracé l'évolution de la grandeur ' n ', égale au rapport entre le gain de conversion et la puissance totale consommée, en fonction de cette même puissance P_T (fig.4.35). Le point recherché se caractérise par le maximum de la courbe.

Pour $F_{OL}=2.225$ GHz, le maximum de la courbe apparaît vers $P_T = 150$ mW, correspondant à une tension V_D proche de 1.85 V et à un gain de conversion de -6 dB. Pour $F_{OL}=2.$ GHz, le maximum de la courbe se produit vers $P_T = 170$ mW, correspondant à une tension V_D proche de 2 V et à un gain de conversion de -1.3 dB.

On peut s'interroger sur la sensibilité du gain de conversion à la consommation de puissance de l'étage RF ou de l'étage tampon. Pour juger de l'influence de chacun des étages, nous avons utilisé deux alimentations continues distinctes. La première sert à polariser l'étage RF. Elle fournit une tension notée V_D . On appellera P_D la puissance consommée par cet étage. La seconde, prévue pour la polarisation des buffers, dispense une tension notée V_B . La puissance correspondante sera appelée P_B . La puissance totale consommée P_T est égale à la somme de P_D et de P_B .

Nous avons mesuré l'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance totale P_T :

-en modifiant simultanément les tensions V_D et V_B ($P_D = P_B$)
(fig.4.34)

-en modifiant uniquement la tension V_D ($V_B = 3 \text{ V}$)
(fig.4.36)

-en modifiant uniquement la tension V_B ($V_D = 3 \text{ V}$)
(fig.4.36)

Comme on pouvait s'y attendre, le gain de conversion dépend essentiellement de la consommation de l'étage de sortie, la consommation de l'étage RF ayant une influence moindre. Par conséquent, il serait avantageux de disposer de deux sources continues distinctes, afin de pouvoir effectuer une distribution optimale d'énergie.

A titre d'exemple, en prenant une alimentation de 1 V pour l'étage RF et une autre de 2 V pour l'étage tampon, soit respectivement une puissance de 33 mW et 84 mW, on atteint un gain de conversion de -3.5dB avec une consommation totale de 117mW.

Influence sur les isolations

Nous avons pu observer que les isolations $I_{OL/FI}$ et $I_{RF/FI}$ sont peu affectées par la consommation continue. Ce résultat semble assez évident puisqu'elles sont liées essentiellement à la bonne symétrie de réalisation du dispositif.

Conséquences sur l'adaptation FI

Rappelons que nous nous sommes intéressés (fig.4.32) aux variations du TOS de sortie lorsque l'on modifie la tension V_B . Il apparaît qu'il existe une valeur optimale d'environ 2 V, correspondant à une consommation totale de 216 mW et permettant d'obtenir un TOS compris entre 1.15 et 1.8.

Choix de la fréquence de l'oscillateur local

Les différentes mesures présentées précédemment ont été obtenues à l'aide d'une fréquence $F_{OL} = 2$ GHz. Nous avons observé des résultats tout-à-fait proches dans le cas où $F_{OL} = 2.225$ GHz.

f. Fonctionnement en mélangeur

A titre de curiosité, nous avons effectué des mesures en down-convertor. Dans les conditions nominales de fonctionnement, nous sortons à la fréquence $F_{FI} = 300$ MHz. Les résultats présentés ont été obtenus en ajustant au mieux la polarisation de grille des commutateurs (tabl.4.2). Le gain de conversion obtenu est assez modeste.

En conclusion, nous présentons dans le tableau 4.3 l'ensemble des résultats expérimentaux obtenus avec le circuit n°2.

FOL (GHz)	2	3	4
FRF (GHz)	2.3	3.3	4.3
Gc (dB)	-18.6	-15.7	-14

Tableau 4.2 Gain de conversion du circuit n°2 en down-convertor.
(FFI = 300 MHz)

FOL (GHz)	2	2.225
FRF (GHz)	6.25	6.25
FFI (GHz)	4.25	4.025
Gc (dB)	1	-4
Δ Gc (dB) (Δ FRF = 350 MHz)	4	6
POL opt. (dBm)	12	12
Pc (dBm)	4	
IMP3 (dBm)	# 13	
I RF/FI (dB)	18.5	21
I RF/OL (dB)	54	
I OL/FI (dB)	33	32
TOS RF	1.2	
TOS OL	# 13.5	# 11.5
TOS FI	# 1.5	# 1.9

Tableau 4.3 Principaux résultats de mesure pour le circuit n°2.

4.3.3.Circuit n°3

Les résultats expérimentaux que nous présentons ont été mesurés soit sous pointes, soit en boîtier chez Thomson-TCS. Ces résultats sont propriété d'Alcatel-Espace et ne doivent pas être utilisés par un tiers sans l'autorisation écrite d'Alcatel-Espace.

Les tensions de polarisation utilisées sont :

Pour l'étage déphaseur OL :

- tension drain VD = 3 V
- tension grille VG1 = -0.6 V

Pour les deux commutateurs :

- tension grille VG2 = -1.1 V

Les conditions normales de fonctionnement étant :

$$F_{RF} = 14.12 \text{ GHz}$$

$$P_{OL} = 13 \text{ dBm}$$

$$F_{FI} < F_{RF}$$

1. Mesures sous pointes hyperfréquences

Les mesures ont porté uniquement sur le gain de conversion, pour deux plaquettes comptant chacune 48 échantillons, testées avec une fréquence de l'OL de 2.55 GHz.

FOL (GHz)	1.5	2.55	3.3
Δ FRF (MHz)	350	350	350
Gc moyen (dB)	-20	-16	-16
Δ Gc (dB) (Δ FRF = 350 MHz)	2	2	4

Tableau 4.4 Gain de conversion mesuré en fonction de la fréquence de l'OL (POL=13 dBm).
(Circuit n°3)

FOL (GHz)	1.5	2.55	3.3
Δ Gc (dB)	# 0.1	# 0.17	# 0.33

Tableau 4.5 Influence de la variation de la puissance de l'OL de +/- 2 dBm autour de 13 dBm.
(Circuit n°3)

FOL (GHz)	1.5	2.55	3.3
Ps1 (dBm)	-27	-22	-23.3
Ps3 (dBm)	-70	-72	-68.7
IMP3 (dBm)	-5	3.5	0

Tableau 4.6 Point d'interception IMP3 (POL=13 dBm).
(Circuit n°3)

La plaquette (G5305 / R225-1) a fourni des gains de conversion compris entre -15.2 et -14.2 dB, avec un taux de reproductibilité de 85 %. La plaquette (G5305 / R227-3) a donné des gains de conversion compris entre -14.4 et -14 dB, avec un taux de reproductibilité de 90 %.

En résumé, on estime que le gain de conversion du circuit n°3 est compris entre -15 et -14 dB avec un bon rendement.

2. Mesures en boîtier

Il a été étudié le gain de conversion, l'influence de la puissance de l'OL et l'intermodulation sur quatre échantillons différents ayant fourni des performances voisines. Tous les résultats sont présentés sous forme de tableau pour des raisons de clarté.

a. Gain de conversion

On étudie l'influence de la fréquence de l'oscillateur local sur le gain de conversion, ainsi que l'ondulation du gain de conversion quand la fréquence RF varie de + ou - 175 MHz autour de sa valeur centrale (12.4 %).

Il a été mesuré (tabl.4.4) un gain de conversion compris entre -20 et -16 dB et une ondulation comprise entre 2 et 4 dB selon la fréquence de l'OL. La perte de quelques dB observée par rapport aux mesures sous pointe peut être attribuée aux pertes de la monture.

b. Influence de la puissance de l'OL

Le tableau 4.5 présente la sensibilité du gain de conversion à une variation de la puissance de l'OL selon la fréquence utilisée pour l'oscillateur local.

Il apparaît que les variations les plus faibles du gain se trouvent à la fréquence de l'OL de 1.5 GHz, ce qui laisse supposer que 13 dBm correspond à la puissance optimale de l'OL à cette fréquence.

c. Intermodulation d'ordre 3

Deux sources RF sont utilisées de puissance égale et distantes de 200 MHz. Il apparaît, sur le tableau 4.6, que le point d'interception IMP3 est compris entre -5 et 3.5 dBm.

En conclusion, nous présentons sur le tableau 4.7 les principaux résultats obtenus sur le circuit n°3.

FOL (GHz)	1.5	2.55	3.3
FRF (GHz)	14.125	14.125	14.375
FFI (GHz)	12.625	11.575	11.075
Gc (dB)	-20	-16	-16
Δ Gc (dB) (Δ FRF = 350 MHz)	2	2	4
Δ Gc (dB) (Δ POL = +/- 2 dBm autour de 13 dBm)	0.1	0.17	0.33
POL opt.(dBm)	13	#13	#13
IMP3 (dBm)	-5	3.5	0

Tableau 4.7 Principaux résultats de mesure.
(Circuit n°3)

Conclusion

Après avoir effectué un choix parmi toutes les configurations possibles de structure du circuit, nous avons proposé une configuration originale, testée et optimisée par simulation sur ordinateur. Ce circuit a ensuite été réalisé au laboratoire, tout d'abord en hybride (circuit n°1), afin de vérifier la validité des modélisations et des simulations, et dans le but de montrer la faisabilité de réalisation d'un transposeur de fréquence fonctionnant en bande C. Les résultats expérimentaux ainsi obtenus sont modestes mais encourageants. Ils démontrent la nécessité d'une intégration monolithique si l'on veut obtenir les performances les meilleures. La réalisation en circuit hybride a donc été suivie de deux réalisations monolithiques, l'une en bande C semblable au premier projet (circuit n°2), l'autre en bande Ku avec des concepts très différents (circuit n°3).

L'étude expérimentale des performances microondes s'est donc appliquée à ces trois circuits :

- Le circuit n°1 (tabl.4.1) conçu et réalisé au laboratoire en technologie hybride, fonctionnant en bande C.
- Le circuit n°2 (tabl.4.3) conçu au laboratoire et réalisé chez GEC-Marconi en structure intégrée sur AsGa, fonctionnant en bande C.
- Le circuit n°3 (tabl.4.7) conçu au LEMMIC et réalisé chez Thomson-TCS en structure intégrée sur AsGa, fonctionnant en bande Ku.

Les principaux résultats de mesure obtenus avec les trois réalisations sont les suivants :

- Avec une fréquence de l'oscillateur local proche de 2 GHz, les circuits n°1 et n°2 ont donné des gains de conversion voisins de l'unité, tandis que le circuit n°3 donnait un gain de -16 dB, mais pour une fréquence RF beaucoup plus élevée de 14 GHz.
- Les ondulations dans une bande de 350 MHz sont voisines pour les trois circuits, mais on remarque une quasi-insensibilité du circuit n°3 à la variation de puissance de l'OL
- Les isolations mesurées sur les circuits n°1 et 2 sont relativement bonnes, mais les TOS en particulier sur l'accès OL sont élevés.
- L'intermodulation d'ordre 3 est satisfaisante pour les circuits n°1 et n°2 (#13 dBm), mais un peu faible pour le circuit n°3 (entre -5 et 3.5 dBm, selon la fréquence de l'oscillateur local).

Chapitre 5

Chapitre 5

Comparaison théorie-expérience

Introduction

Faisant suite à la simulation des transposeurs conçus (chapitre 3) et à leur test (chapitre 4), ce dernier chapitre est consacré à la comparaison des performances théoriques et expérimentales.

Lors de la première partie, des résultats de mesure du circuit n°1 seront confrontés aux résultats issus de la rétrosimulation, dans laquelle nous avons tenu compte des discontinuités inhérentes à une réalisation hybride.

Les deux autres parties concerneront la comparaison entre les performances mesurées et simulées pour les circuits intégrés n°2 et n°3.

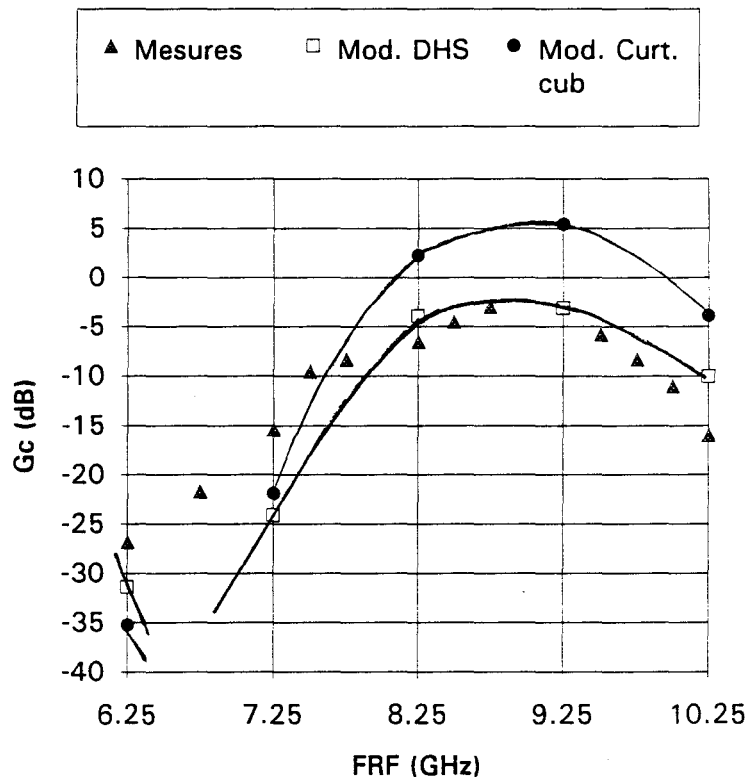
Cette étude a pour but de mettre en évidence la plus ou moins grande fiabilité des modélisations utilisées pour le TEC froid.

Signalons que dans le cadre de ces comparaisons, nous avons employé dans le modèle D.H.S. l'expression n°2 (chap.2, partie 2.3.2) pour décrire l'évolution de la résistance de sortie R_c , plus exacte que l'expression n°1 que nous avons utilisée au chapitre 3.

5.1.Circuit n°1

Les résultats de simulation donnés au cours du chapitre 3 ont été obtenus en utilisant les éléments idéaux de la bibliothèque de M.D.S.Cependant, dans la mesure où par exemple les fils électriques idéaux reliant les composants sont remplacés, dans une réalisation hybride, par des fils de thermocompression de longueur difficilement prévisible, cette simulation avait simplement valeur d'orientation.Ainsi, l'optimisation de la structure nous a indiqué le point de fonctionnement pour lequel les performances devaient être les meilleures.Toutefois, les mesures présentées au chapitre 4 ont montré que le point optimal est différent et que les performances sont très inférieures à celles escomptées à cause de toutes les discontinuités.

Par conséquent, les simulations ont été reprises afin de tenir compte de l'existence de divers éléments intrinsèques à la réalisation hybride, en particulier des fils de thermocompression.Ces derniers ont été représentés par des self-inductances dont les valeurs ont été ajustées dans une limite raisonnable, compte tenu des incertitudes sur leur longueur.Par ailleurs, nous avons modélisé le TEC froid au moyen du modèle Curtice cubique, puis au moyen du modèle D.H.S..



POL=9 dBm FOL=2 GHz

Fig.5.1 : Comparaison des évolutions fréquentielles théoriques et expérimentale du gain de conversion.
(Circuit n°1)

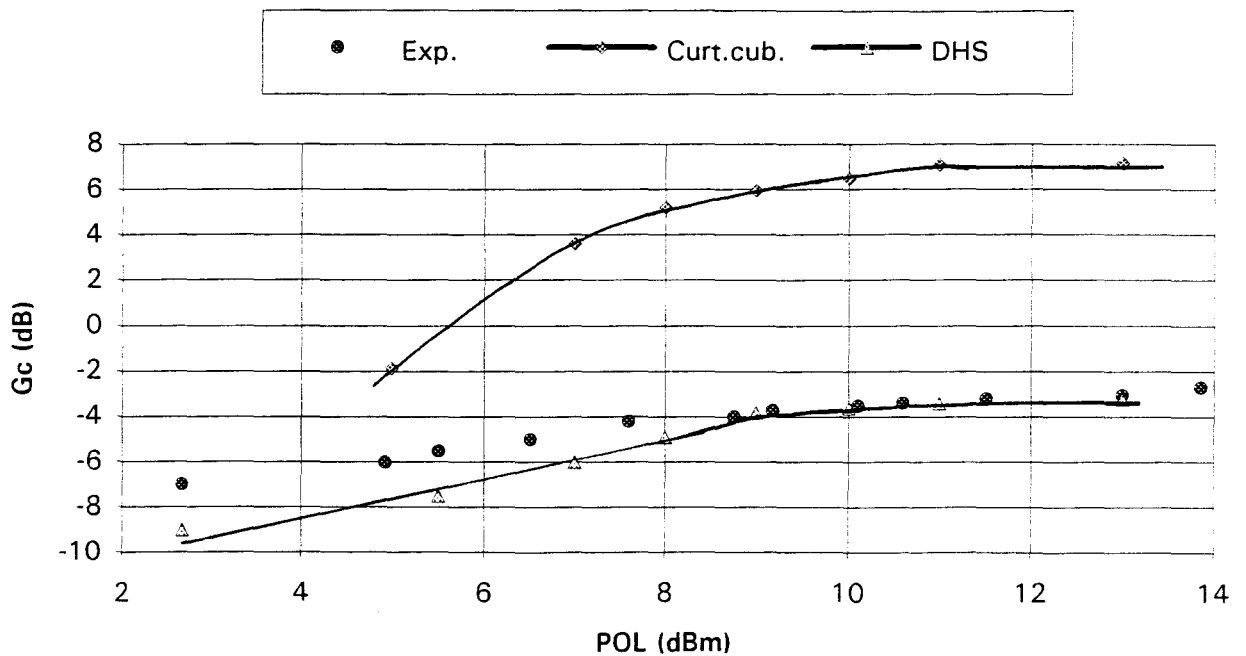


Fig.5.2 : Comparaison théorie-expérience de l'influence de la puissance de l'oscillateur local sur le gain de conversion.
(Circuit n°1)

a. Evolution fréquentielle du gain de conversion

Nous avons reproduit (fig.5.1) l'évolution fréquentielle du gain de conversion obtenue en pratique et en théorie avec les deux modèles. Les courbes rétro-simulées ont une allure semblable et reproduisent assez bien l'évolution expérimentale. Cependant, les performances théoriques atteintes sont très différentes selon le modèle utilisé. Celles données par le modèle Curtice cubique sont beaucoup trop optimistes, tandis que le modèle D.H.S. fournit des résultats plus conformes à l'expérience.

b. Influence de la puissance de l'OL sur le gain de conversion

Encore une fois, les courbes théoriques fournies par les deux modèles sont d'évolution analogue à la courbe expérimentale (Fig.5.2). Cependant, le modèle Curtice cubique donne des gains de conversion trop élevés, alors que les résultats fournis par notre modèle sont plus proches des mesures.

c. Isolations

Isolation OL/FI à la fréquence de l'OL (2 GHz)

Au lieu des 38 dB expérimentaux, on trouve avec le modèle D.H.S. une valeur de 41 dB, tandis que le modèle Curtice cubique donne 24.4 dB (Tabl.5.1). On peut imputer les résultats incorrects obtenus avec le modèle Curtice cubique à la mauvaise modélisation de l'état OFF du commutateur (fig.2.19).

	I RF/FI (dB)	I OL/FI (dB)	I OL/RF (dB)	Pc (dBm)
Expérim.	1.5	38	30	1.5
Théorie (DHS)	19	41	62	0
Théorie (Curt.cub)	14	24	50	6

Tableau 5.1 Comparaison des performances théoriques et expérimentales.
(Circuit n°1)

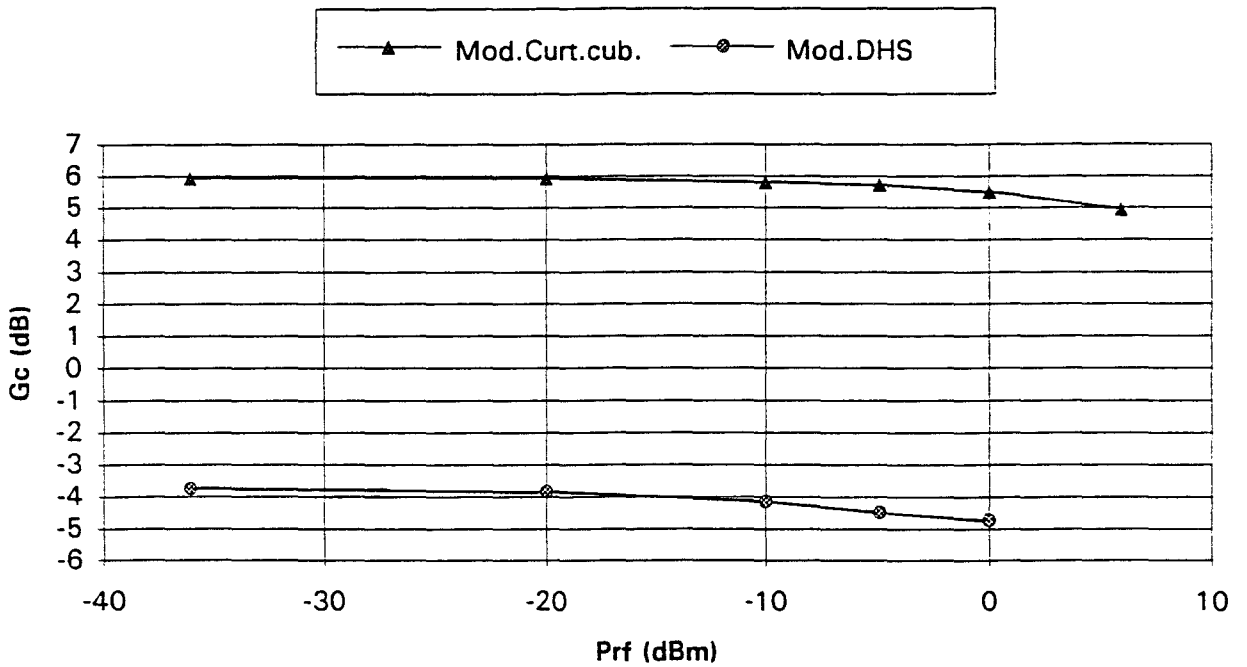


Figure 5.3 Rétrosimulation de la puissance de compression.
(Circuit n°1)

Isolation RF/FI à la fréquence du RF (9.25 GHz)

Le modèle Curtice cubique donne 14 dB et celui du D.H.S. 18.8 dB, alors que la valeur expérimentale s'élève à 1.5 dB (Tabl.5.1). Les résultats théoriques, très éloignés de la mesure, montrent qu'une modélisation plus précise des transistors chauds serait à faire.

d.Compression du gain de conversion

La figure 5.3 révèle une valeur théorique de la puissance de compression en entrée de 6 dBm avec le modèle Curtice cubique et de 0 dBm avec notre modèle. Les différents résultats, regroupés dans le tableau 5.1, mettent en évidence un meilleur accord théorie-expérience observé avec notre modèle.

5.2.Circuit n°2

Au cours de cette partie, les résultats théoriques ont été obtenus en modélisant le TEC froid au moyen du modèle du fondeur et au moyen du modèle D.H.S..

a.Gain de conversion

Pour le gain de conversion et la puissance de compression à -1 dB en entrée (Tabl.5.2), les valeurs prévues et mesurées sont comparables. C'est cependant le modèle D.H.S. qui se montre le plus exact. La puissance optimale de l'oscillateur local (Tabl.5.2) a été parfaitement calculée par les deux modèles.

Modèle TEC froid	Gc (dB)	POL opt. (dBm)	I RF/FI (dB)	I OL/FI (dB)	I OL/RF (dB)	Pc (dBm)
Fondeur	3.8	12	7.9	56	68	6.5
DHS (Form. n°2)	2	12	14	40	60	5
Mesures	1	12	18.5	33	54	4

Modèle TEC froid	TOS RF	TOS FI	TOS OL
Fondeur	2.7	3.4	6
Mesures	1.2	1.5	13.5

Tableau 5.2 Comparaison des performances théoriques et expérimentales.
(Circuit n°2)

b. Isolations

Le modèle D.H.S. permet d'obtenir une meilleure coïncidence entre la théorie et l'expérience (Tabl.5.2). Ce résultat est remarquable, en particulier pour l'isolation entre les accès RF et FI qui est une grandeur importante du cahier des charges.

c. Adaptation

Le tableau 5.2 montre que le modèle du fondeur ne permet pas de prévoir les TOS avec exactitude.

Ainsi, de façon générale, notre modèle se révèle être supérieur à celui du fondeur.

5.3. Comparaison théorie-expérience pour le circuit n°3

A la suite de la réalisation technologique du circuit, nous avons procédé à sa rétro-simulation en employant le modèle D.H.S., ce qui nous permet de le comparer avec le modèle Curtice cubique et celui du fondeur.

a. Gain de conversion

Le tableau 5.3 montre qu'il existe un écart non négligeable entre les performances obtenues en simulation avec le modèle développé par le fondeur (Fond.Th.) et celles issues de la mesure (Exp.).

FOL (GHz)		1.5	2.55	3.3
Gc (dB)	Fond.Th.	-12.5	-12.5	-13
	DHS.Th.	-17.9	-14.8	-14.5
	Exp.	-20	-16	-16
Δ Gc (dB)	Fond.Th.	≤ 2	≤ 0.9	≤ 0.9
	Exp.	2	2	4
POL opt. (dBm)	Fond.Th.	10	3	7
	DHS.Th.	#13	>13	>13
	Exp.	13	>13	>13
IMP3 (dBm)	Curt.Th.	1	9.2	5.8
	DHS.Th.	-2	5.6	3
	Exp.	-5	3.5	0

Tableau 5.3 Comparaison des performances théoriques et expérimentales.
(Circuit n°3)

C'est ainsi que le gain de conversion prévu est de l'ordre de -12.5 dB, alors que l'expérience donne une valeur moins satisfaisante de -16 ou -20 dB selon la fréquence de l'oscillateur local. De la même manière, l'ondulation du gain de conversion et la puissance optimale de l'oscillateur local théoriques (Tabl.5.3) sont sous-estimées par rapport à la pratique. Il apparaît donc que les résultats théoriques sont trop favorables et que, par conséquent, le modèle du fondeur est perfectible. Notre modèle (DHS.Th.) a permis d'obtenir des valeurs théoriques (Tabl.5.3) sans doute trop optimistes, mais tout de même plus proches de la réalité.

b. Intermodulation d'ordre 3

La comparaison théorie-expérience (Tabl.5.3) laisse apparaître, ici encore, une surestimation des performances prévues. La disparité entre les valeurs théoriques et les valeurs pratiques est cependant beaucoup moins importante en utilisant le modèle D.H.S. plutôt que le modèle Curtice cubique.

Tous ces résultats tendent à montrer la supériorité de notre modèle, qui nécessiterait néanmoins un affinement.

Conclusion

Dans le cadre du contrat passé entre le D.H.S. et Alcatel-Espace, nous avons mis au point une modélisation originale du TEC utilisé à tension drain-source nulle et dénommé 'froid' (chap.2). Nous avons également conçu (chap.1), simulé (chap.3) et réalisé (chap.4) trois transposeurs de fréquence fonctionnant avec des TECs froids.

La comparaison (chap.5) entre les résultats obtenus en simulation et expérimentalement a montré que notre modèle permettait de prévoir avec plus d'exactitude les performances des transposeurs hyperfréquences.

Ainsi, la nouvelle modélisation, déjà validée par comparaison des paramètres S (fig.2.18), a été également validée par comparaison avec les résultats expérimentaux obtenus sur une réalisation hybride et deux réalisations MMIC.

L'écart subsistant néanmoins entre mesures et simulations prouve que des améliorations pourraient encore être apportées à notre modèle. En particulier, il serait intéressant de faire intervenir dans l'expression décrivant la résistance de sortie une dépendance par rapport à la tension drain-source. Cela devrait notamment permettre d'augmenter la précision des prévisions de la puissance de compression et de l'intermodulation d'ordre 3.

Conclusion générale

Conclusion générale

La réalisation en MMIC de transposeurs de fréquence dans les bandes C (4-7 GHz) et Ku (12-18 GHz) pour les télécommunications par satellites a fait l'objet de ce travail de thèse. Cette étude a été menée dans le cadre d'une collaboration entre le DHS et Alcatel-Tel-space. Nous avons utilisé, pour la réalisation de l'étage mélangeur, des TECs de type MESFET fonctionnant à tension drain-source nulle et dénommés 'froids'.

Le premier chapitre a consisté en la présentation des trois projets conçus et en la justification des différents choix de conception en fonction des spécifications du cahier des charges.

Au cours du deuxième chapitre, nous avons montré l'insuffisance des modèles actuellement disponibles pour décrire le comportement du TEC froid et par conséquent la nécessité de développer une modélisation phénoménologique originale. Nous avons proposé un modèle, validé par la caractérisation expérimentale de nombreux transistors submicroniques au sein du laboratoire, et nous l'avons implanté dans le logiciel de simulation non linéaire MDS de Helwett Packard.

Nous avons exposé, lors du troisième chapitre, les résultats théoriques issus de la simulation des trois circuits, obtenus en utilisant différents modèles pour le TEC froid.

Nous avons procédé, dans le quatrième chapitre, à la description du banc de test réalisé et des méthodes de mesure employées. Nous avons également présenté les montures de test et le dessin technologique des trois transposeurs, ainsi que les performances expérimentales obtenues. Le premier circuit, réalisé en technologie hybride, a permis de montrer la faisabilité en MMIC du transposeur en bande C.

Nous avons consacré le cinquième et dernier chapitre à la validation du nouveau modèle de TEC froid, par comparaison des performances expérimentales des trois réalisations avec les performances théoriques issues de la simulation ou de la rétro-simulation. Il s'est avéré que l'exploitation de notre modèle a permis de prévoir avec plus de précision les performances des dispositifs hyperfréquences réalisés à partir de transistors froids, notamment l'intermodulation d'ordre 3.

Ce travail de thèse a donc montré que l'utilisation de TECs froids pour la réalisation de transposeurs de fréquences microondes pouvait fournir des performances intéressantes. Il a également mis en évidence la nécessité de développer une modélisation originale précise du TEC froid. Notre modèle, qui a fait l'objet de plusieurs communications scientifiques internationales, s'est révélé satisfaisant. Nous espérons néanmoins l'améliorer en tenant compte de la dépendance de la résistance de sortie par rapport à la tension drain-source. Il est aussi prévu, dans l'optique de systèmes embarqués et par conséquent soumis à de fortes variations de température, de prendre en considération ce dernier paramètre.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S.A.MAAS " A Low Distorsion GaAs MESFET Resistive Mixer ", Microwave Journal, pp.213-220, March 1988.
- [2] S.A.MAAS " Microwave Mixers in the 90s ", Microwave Journal, State Of The Art Reference, pp.58-72, 1990.
- [3] L.LOVAL, E.ALLAMANDO et L.PICHETA " Répéteurs en télécommunications spatiales ", contrat n°393 550 561, du 1^{er} Juillet 1989 au 30 Juin 1990.
- [4] L.PICHETA et E.ALLAMANDO " Conception et simulation en bandes C et KU - Réalisation en structure hybride ", contrat n°393 550 561, avenant n°1 du 1^{er} Octobre 1990 au 1^{er} Juin 1991.
- [5] E.ALLAMANDO, L.LOVAL et L.PICHETA " Conception et simulation d'un circuit intégré AsGa embarqué sur satellite ", contrat Alcatel-Espace Toulouse, 30 Juin 1991.
- [6] L.PICHETA et E.ALLAMANDO " Modélisation et réalisation d'un mélangeur à FETs froids en technologie MMIC appliquée au RFM ", contrat Alcatel - Telspace Nanterre (L.E.M.M.I.C.) n°393 550 989, du 1^{er} Juin 1992 au 15 Sep. 1992.
- [7] L.LOVAL " Réalisation d'un transposeur de fréquences en MMIC dans les bandes C, Ku et K ", Mémoire présenté au CNAM, centre associé de Lille, Université de Lille, 1990.

- [8] L.PICHETA " Faisabilité de réalisation d'un transposeur de fréquence microondes en structure intégrée monolithique ", Diplôme d'Etudes Approfondies, U.S.T.L., Juillet 1990.
- [9] S.A.MAAS " A GaAs MESFET Mixer with Very Low Intermodulation ", I.E.E.E. Trans.On Microwave Theory And Techniques, Vol.MTT-35, NO.4, pp.425-429, Apr.1987.
- [10] R.A.PUCEL, D.MASSE, R.BERA " Performance of GaAs MESFET Mixers at X Band ", I.E.E.E. Trans.On Microwave Theory And Techniques, Vol.MTT-24, NO.6, pp.351-360, June 1976.
- [11] Y.AYASLI " Microwave Switching with GaAs FETs - Device and Circuit Design Theory and Applications ", Microwave Journal, NO.4, pp.61-74, Nov.1982.
- [12] I.ANGELOV, H.ZIRATH " On the Performance of Different Types of MESFET-Mixers ", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.4, NO.12, pp.517-521, Nov.1991.
- [13] J.GEDDES, P.BAUHAHN, S.SWIRHUN " A Millimeter Wave Passive FET Mixer with Low $1/f$ Noise ", I.E.E.E. MTT-S Digest, 1991.
- [14] S.A.MAAS " A GaAs MESFET Balanced Mixer with Very Low Intermodulation ", I.E.E.E. MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.895-898, 1987.
- [15] C.VERSNAYEN, M.LE BRUN, C.RUMELHARD " Commutateur Monolithique SPDT en Bande X ".

- [16] R.H.CAVERLY " Distortion in OFF-State Arsenide MESFET Switches ", I.E.E.E. Trans.On Microwave Theory And Techniques, Vol.41, NO.8, Aug. 1993.
- [17] I.ANGELOV, H.ZIRATH, N.RORSMAN " A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices ", I.E.E.E. Trans.On Microwave Theory And Techniques, Vol.40, NO. 12, pp.2258-2266, Dec.1992.
- [18] A.GOPINATH " Comparison of GaAs MESFET and GaAs p-i-n Diodes as Switch Elements ", IEEE Electron Device Letters, Vol.EDL-6, NO.10, pp.505-506, Oct.1985.
- [19] T.SUGIURA, K.HONJO, T.TSUJI " 12 GHz-Band GaAs Dual-Gate MESFET Monolithic Mixers ", I.E.E.E. Trans.On Microwave Theory And Techniques, Vol.MTT-33, NO.2, pp. 105-110, Febr.1985.
- [20] G.DAWE, D.BARTLE, F.SPOONER " DC to 20 GHz Monolithic GaAs FET Switches Based on Quarter-Micron Gates ", Technical Feature, Microwave Journal, pp.116 - 123, Aug.1988.
- [21] K.HONJO, Y.HOSONO, T.SUGIURA " X-Band Low-Noise GaAs Monolithic Frequency Converter ", I.E.E.E. Trans.On Microwave Theory And Techniques, Vol.MTT-33, NO.11, Nov. 1985.
- [22] A.MINAKAWA, T.HIROTA " An Extremely Small 26 GHz Monolithic Image-Rejection Mixer without DC power Consumption ", I.E.E.E. Trans.On Microwave Theory And Techniques, Vol.41, NO.9, Sept. 1993.

- [23] H.STATZ, P.NEWMAN, I.W.SMITH, R.A.PUCCEL, H.A.HAUS
" GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE ", I.E.E.E. Trans.Electron
Devices, Vol.ED-34, NO.2, pp.160-168, Febr.1987.
- [24] H.ZIRATH, I.LANGELOV, N.RORSMAN " A HFET
Millimeterwave Resistive Mixer ", European Microwave Conference, pp.614 -
619, 1992.
- [25] H.ZIRATH, N.RORSMAN " A Resistive HEMT-Mixer with Very
Low LO-Power Requirements and Low Intermodulation ", European
Microwave Conference Proceedings, pp.1469 - 1474, 1991.
- [26] N.SCHEINBERG, R.J.BAYRUNS, P.W.WALLACE, R.GOYAL
" An Accurate MESFET Model for Linear and Microwave Circuit Design ",
I.E.E.E. J.Solid-State Circuits, Vol.24, NO.2, pp.532-539, Apr.1989.
- [27] N.SCHEINBERG, E.CHISHOLM " A Capacitance Model for
GaAs MESFET's ", I.E.E.E. J.Solid-State Circuits, Vol.26, NO.10, pp.1467-
1470, Oct.1991.
- [28] V.I.COJOCARU, T.J.BRAZIL " Modelling the gate capacitances
of MESFETs and HEMTs from low-frequency C-V measurements ", European
Microwave Conference, Madrid, 1993.
- [29] A.PEDEN, R.A. PERICHON " Modélisation non linéaire de
transistors MESFET ", Ann.Télécommun., 47, n°5-6, pp.180-192, 1992.
- [30] W.GROSS " Balanced Resistive MESFET Mixer in Uniplanar
Technology ", European Microwave Conference Proceedings, pp.405 - 406,
1993.

- [31] D.DIVEKAR " Comments on "GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE ", I.E.E.E. Trans.Electron Devices, Vol.ED-34, NO.12, pp.2564-2568, Dec.1987.
- [32] I.W.SMITH, H.STATZ, H.A.HAUS et R.A.PUCEL " On charge non conservation in FET's ", I.E.E.E. Trans.Electron Devices, Vol.ED-34, pp.2565-2568, Déc.1987.
- [33] Hewlett Packard, Microwave Design System, Component Catalog, Vol.2, pp.10 - 75, Feb. 1991.
- [34] W.R.CURTICE, M.ETTENBERG " A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifier ", I.E.E.E. Trans.On Microwave Theory And Techniques, Vol.MTT-33, NO.12, pp.1383 - 1394, Dec. 1985.
- [35] J.Ch.CAYROU, M.GAYRAC, C.TRONCHE, M.POUYSEGUR, J.GRAFFEUIL, J.F.SAUTEREAU " Optimum design of MESFET Mixers using a quasianalytical Technique ", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.5, NO.13, Déc.1992.
- [36] J.Ch.CAYROU, J.M.DIENOT, J.GRAFFEUIL, J.F.SAUTEREAU " Méthodologie pour l'étude de circuits non linéaires-Conception de mélangeurs à TEC ", 8^{èmes} J.N.M., Brest, 12-14 Mai 1993.
- [37] E.ALLAMANDO, L.PICHETA " GaAs microwave monolithic mixer ", Eurochip workshop, p.101, Grenoble, 30 Septembre au 2 Octobre 1991.

[38] E.ALLAMANDO, L.PICHETA " Nonlinear modelling of GaAs FET switches ", I.S.S.S.E. U.R.S.I. Paris, p.406-407, 1-4 Sept. 1992.

[39] E.ALLAMANDO et L.PICHETA " Nonlinear modelling of GaAs FET switches ", Int. Conf. on Microelectronics, p.3241 - 3242, Monastie (Tunisie), du 19 au 21 Décembre 1992.

[40] L.PICHETA, E.GOSSE, E.ALLAMANDO " Modèle nonlinéaire de CAO des switches réalisés par TEC en AsGa ", 8^{èmes} J.N.M. Brest, du 12 au 14 Mai 1993.

[41] E.ALLAMANDO, L.LOVAL et L.PICHETA " Modélisation des transistors MESFET et HEMT utilisés en microondes et en commutation ", 7^{èmes} J.N.M. Grenoble, p.249 - 250, du 20 au 22 Mars 1991.

[42] E.ALLAMANDO, L.PICHETA " Nonlinear modelling of III-V switching devices in microwave frequency ", Symposium Nacional de la Union Scientifica Internacional de Radio, Caceres (Espana), 24-27 Sept. 1991.