

50376  
1996  
149

T

# THESE

Présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

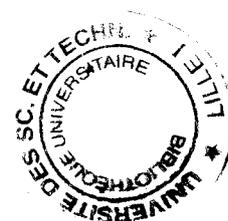
pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**

**Spécialité : ELECTRONIQUE**

par

**Emmanuel GOSSE**



## **Conception et optimisation des mélangeurs à TEC froid en bande K**

Soutenue le 10 mai 1996 devant la commission d'examen.

Membres du jury : Mr E. CONSTANT

Mr E.A. ALLAMANDO

Mr F.M. GHANNOUCHI

Mr J.F. SAUTEREAU

Mr L. LOVAL

Mr JL. CAZAUX

Mr Y. CROSNIER

Président

Directeur de thèse

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

"...Si tu as le désir et pas la volonté,  
tu tomberas de haut.

...Si tu as la volonté et pas le désir,  
tu ne t'envoleras pas."

JOUCHKA.

A ma mère qui m'a donné la volonté,  
A mon père qui m'a donné le désir.

A Lisa, Béné et Ludo, si différents  
et à la fois si proches de moi.

A Ludo et Eric, pour qui la vie est une pièce de théâtre  
où chacun a son rôle à jouer avec le sourire.

A Hélène, Marie et tous ceux qui m'ont,  
un jour, appelé "chef".

A tous mes amis que je porte dans mon coeur  
et à tous ceux que j'essaie de porter.

Cette thèse a été effectuée au Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS) de l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (IEMN) dirigé par Monsieur le Professeur G. Salmer.

Je tiens à manifester ma profonde reconnaissance envers Monsieur le Professeur E. Constant, Directeur de l'IEMN, qui me fait l'honneur de présider mon jury.

Je remercie Monsieur le Professeur E.A. Allamando qui a assuré la direction de ce travail.

J'exprime toute ma reconnaissance envers Monsieur le Professeur F. M. Ghannouchi de l'Ecole Polytechnique de Montréal qui me fait l'honneur de juger ce travail et d'en être rapporteur.

Mes sincères remerciements vont 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 J.L. Cazaux, ingénieur d'Alcatel-Espace à Toulouse, soit vivement remercié pour l'honneur qu'il me fait de bien vouloir juger ce travail.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur L. Loval, ingénieur au LEMMIC d'Alcatel-Telspace à Nanterre, pour sa participation à ce jury de thèse.

Je remercie Monsieur Y. Crosnier pour sa participation à ce jury de thèse.

J'adresse également tous mes remerciements à Madame S. Lepilliet et Madame E. Delos de la Centrale de Caractérisation pour leur collaboration dans la bonne humeur, ainsi qu'à Monsieur E. Playez.

Je tiens à remercier Messieurs J.C. Andries, J.C. Jennequin et P. Michon de l'atelier de Mécanique, ainsi que Monsieur J.P. Dehorter qui a assuré la reproduction de ce mémoire.

Enfin, j'exprime toute ma reconnaissance et ma sympathie envers Laurence Picheta pour le soutien qu'elle m'a apporté et je remercie de tout coeur ma collègue de bureau Najwa El Kathib, tous les membres de l'équipe de Didier Lippens pour leur aide et la sympathie qu'ils m'ont témoignée, ainsi que tous mes amis du laboratoire.

# Sommaire

# Sommaire

<b>Remerciements</b>	<b>1</b>
<b>Sommaire</b>	<b>3</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>7</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>13</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>15</b>
<b>Chapitre I : Modélisation du TEC froid</b>	<b>19</b>
<b>Introduction</b>	<b>19</b>
<b>I.1 Principe de fonctionnement</b>	<b>21</b>
I.1.1 Non linéarités	21
I.1.2 Schéma électrique équivalent	23
I.1.3 Configurations utilisées	25
<b>I.2 Modélisation de la résistance de canal</b>	<b>27</b>
I.2.1 Modèles actuels	27
I.2.2 Modèle DHS1	29
I.2.3 Modèle DHS2	29
I.2.4 Modèle DHS3	33
<b>I.3 Modélisation des capacités</b>	<b>39</b>
I.3.1 Modèles actuels	39
I.3.2 Modèle original	43
<b>I.4 Implantation dans un logiciel de CAO</b>	<b>45</b>
<b>Conclusion</b>	<b>47</b>

<b>Chapitre II : Conception et simulation de têtes mélangeuses</b>	<b>53</b>
Introduction	53
II.1 Généralités	55
II.1.1 Logiciel utilisé	55
II.1.2 Définition des performances	57
II.2 Structures hybrides	65
II.2.1 Description des circuits	65
II.2.2 Résultats théoriques	67
II.2.3 Synthèse	75
II.3 Structures intégrées	77
II.3.1 Description des circuits	77
II.3.2 Résultats théoriques	81
II.3.3 Synthèse	85
Conclusion	85
<b>Chapitre III : Résultats expérimentaux</b>	<b>87</b>
Introduction	87
III.1 Banc de mesures	89
III.2 Structures hybrides	91
III.2.1 Circuits et montures de test	91
III.2.2 Principaux résultats	93
III.2.3 Analyse comparative	96
III.3 Structures intégrées	97
III.3.1 Circuits et montures de test	97
III.3.2 Principaux résultats	101
III.3.2.1 Configuration parallèle	101
III.3.2.2 Configuration série	105
III.3.3 Comparaison des configurations	109

III.4 Intermodulation d'ordre trois	111
III.4.1 Mélangeurs hybrides	112
III.4.2 Mélangeurs intégrés	113
Conclusion	118
<b>Chapitre IV : Comparaison théorie-expérience</b>	<b>119</b>
Introduction	119
IV.1 Structures hybrides	121
IV.1.1 Gain de conversion	123
IV.1.2 Isolations	126
IV.1.3 Puissance de compression	126
IV.1.4 Intermodulation d'ordre trois	127
IV.2 Structures intégrées	127
IV.2.1 Nécessité d'une rétrosimulation	127
IV.2.2 Importance du choix du modèle	129
IV.2.3 Performances	131
IV.2.3.1 Gain de conversion	131
IV.2.3.2 Isolations	135
IV.2.3.3 Puissance de compression	137
IV.2.3.4 Intermodulation d'ordre trois	137
Conclusion	138
<b>Chapitre V : Optimisation de la configuration série</b>	<b>141</b>
Introduction	141
V.1 Présentation de l'étude	143
V.1.1 Objectif	143
V.1.2 Description du circuit	145
V.1.3 Principe de l'étude	147
V.1.4 Description du programme de calcul numérique	149

V.2 Validité du programme	151
V.2.1 Recherche de la résistance optimale d'adaptation	151
V.2.2 Simulation sur MDS	151
V.2.3 Comparaison des résultats	155
V.3 Premiers résultats	157
V.3.1 Optimisation en sortie à la fréquence FI ( $i=1$ )	157
V.3.1.1 Gain de conversion et charge optimale	159
V.3.1.2 Influence de la non linéarité de transfert	162
V.3.2 Optimisation en sortie aux autres fréquences	162
V.3.2.1 Adaptation sur deux composantes	162
V.3.2.2 Adaptation sur quatre composantes	165
V.3.3 Optimisation en entrée RF	165
Conclusion	168
<b>Conclusion générale</b>	169
<b>Annexe</b>	171
<b>Références</b>	173

# Liste des figures

# Liste des figures

Figure I.1 : Caractéristiques de sortie du transistor NE710.	20
Figure I.2 : Evolution de la résistance drain-source à $V_{ds}$ nulle (NE710).	20
Figure I.3 : Modèle électrique équivalent au TEC froid.	20
Figure I.4 : Evolution des capacités du HEMT JS8818 (Toshiba) à $V_{ds}$ nulle.	22
Figure I.5 : Schéma électrique équivalent au TEC froid.	22
Figure I.6 : Impédance équivalente du canal d'un TEC froid.	24
Figure I.7 : Configurations possibles d'une tête mélangeuse à TEC froid.	24
Figure I.8 : Evolution de $R_{ds}$ suivant les différents modèles existants du NE710.	26
Figure I.9 : Modélisation DHS1 de $R_{ds}$ (NE710 : $R_0=3$ , $V_p=-2.06$ , $a=1.04$ , $R_s+R_d=3$ ).	28
Figure I.10 : Evolution de $R_{ds}$ pour de faibles valeurs de $V_{ds}$ (NE710).	28
Figure I.11 : Modélisation DHS2 de $R_{ds}$	
a. transistor NE710 $\{0.3 \times 300 \mu\text{m}^2\}$ .	30
b. transistor Gec Marconi $\{0.5 \times 200 \mu\text{m}^2\}$ .	30
Figure I.12 : Evolution de $R_{ds}$ pour $V_{ds} > 0.4 \text{ V}$ (NE710).	32
Figure I.13 : Evolution de $G_{ds}$ et du $G_m$ intrinsèques du modèle DHS1 (NE710).	32
Figure I.14 : Modélisation intrinsèque DHS3 du transistor NE710	
a. $G_{ds}=f(V_{gs})$ .	34
b. $G_m=f(V_{gs})$ .	34
c. $G_{m2}=f(V_{gs})$ .	34
Figure I.15 : Modélisation intrinsèque DHS3 du TEC Gec Marconi $\{0.5 \times 200 \mu\text{m}^2\}$	
a. $G_{ds}=f(V_{gs})$ .	36
b. $G_m=f(V_{gs})$ .	36
c. $G_{m2}=f(V_{gs})$ .	36
Figure I.16 : Détermination des paramètres du modèle DHS3.	37
Figure I.17 : Modélisation extrinsèque DHS3 du $G_m$ du TEC Gec M. $\{0.5 \times 200 \mu\text{m}^2\}$ .	37
Figure I.18 : Modélisation des capacités du NE710 (premier modèle)	
a. $C_{gs}=f(V_{ds}, V_{gs})$ .	38
b. $C_{gd}=f(V_{ds}, V_{gs})$ .	38
c. $C_{gs}=f(V_{gs}), V_{ds}=0\text{V}$ .	38

Figure I.19 : Modélisation des capacités du HEMT Toshiba JS8818 (2nd modèle)	
a. $C_{gs}=f(V_{gs}), V_{ds}=0V.$	40
b. $C_{gs}=f(V_{ds}, V_{gs}).$	40
c. $C_{gd}=f(V_{ds}, V_{gs}).$	40
Figure I.20 : Modélisation originale de $C_{gs}$ à $V_{ds}$ nulle (NE710).	42
Figure I.21 : Modélisation originale des capacités du NE710 en fonction de $V_{ds}$	
a. $C_{gs}=f(V_{ds}, V_{gs}).$	42
b. $C_{gd}=f(V_{ds}, V_{gs}).$	42
Figure I.22 : Modélisation originale des capacités du NE710 pour de faibles $V_{ds}$	
a. $C_{gs}=f(V_{ds}, V_{gs}).$	44
b. $C_{gd}=f(V_{ds}, V_{gs}).$	44
Figure I.23 : Schéma d'implantation du TEC froid sur logiciel de CAO.	46
Figure I.24 : Evolution fréquentielle des paramètres S du NE710 (modèle DHS1).	49
Figure I.25 : Evolution fréquentielle des paramètres S du NE710 (modèle DHS2).	50
Figure I.26 : Evolution fréquentielle des paramètres S du NE710 (modèle DHS3).	51
Figure II.1 : Schéma de principe des mélangeurs intégrés.	54
Figure II.2 : Spectre fréquentiel en sortie FI.	56
Figure II.3 : Détermination de la puissance de compression à -1 dB.	58
Figure II.4 : Détermination du taux d'intermodulation d'ordre 3.	60
Figure II.5 : Détermination du point d'interception IP3.	62
Figure II.6 : Schéma de la structure hybride du mélangeur parallèle.	64
Figure II.7 : Schéma de la structure hybride du mélangeur série.	64
Figure II.8 : Schéma d'implantation du TEC dans le logiciel MDS.	66
Figure II.9 : Evolution du gain de conversion en fonction de $V_{gs}$ (parallèle N°1 : $P_{ol}=5dBm$ ).	68
Figure II.10 : Evolution du gain de conversion en fonction de $P_{ol}$ (parallèle N°1 : $V_{gs}=-0.8V$ ).	68
Figure II.11 : Compression du mélangeur parallèle N°1 ( $V_{gs}=-0.8V, P_{ol}=5dBm$ ).	68
Figure II.12 : Influence de la self inductance drain-source sur le gain de conversion.	69
Figure II.13 : Evolution du gain de conversion en fonction de $V_{gs}$ (parallèle N°2 : $P_{ol}=5dBm$ ).	69

Figure II.14 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (parallèle N°2 : $V_{gs}=-0.8V$ ).	70
Figure II.15 : Compression du mélangeur parallèle N°2 ( $V_{gs}=-0.8V$ , Pol=5dBm).	70
Figure II.16 : Détermination de l'IP3 pour le circuit parallèle N°2 (modèle DHS3).	72
Figure II.17 : Evolution du gain de conversion en fonction de $V_{gs}$ (série : Pol=5dBm).	72
Figure II.18 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (série : $V_{gs}=-0.8V$ ).	74
Figure II.19 : Compression du mélangeur série ( $V_{gs}=-0.8V$ , Pol=5dBm).	74
Figure II.20 : Schéma des mélangeurs en structure intégrée	
a. configuration parallèle.	78
b. configuration série.	78
Figure II.21 : Evolution du gain de conversion en fonction de $V_{gs}$ (Pol=10dBm).	80
Figure II.22 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (parallèle : $V_{gs}=-1.1V$ , série : $V_{gs}=-1.5V$ ).	80
Figure II.23 : Compression des mélangeurs (Pol=10dBm, parallèle : $V_{gs}=-1.1V$ , série : $V_{gs}=-1.5V$ ).	80
Figure II.24 : Bande passante en entrée RF.	82
Figure II.25 : Evolution des isolations en fonction de la fréquence RF (mélangeur parallèle).	82
Figure II.26 : Evolution des isolations en fonction de la fréquence RF (mélangeur série).	82
Figure III.1 : Schéma du banc de mesure des mélangeurs.	88
Figure III.2 : Réalisation technologique des mélangeurs hybrides.	90
Figure III.3 : Evolution du gain de conversion en fonction de $V_{gs}$ (mélangeurs hybrides).	92
Figure III.4 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (mélangeurs hybrides à $V_{gs}$ optimale).	92
Figure III.5 : Bande passante en entrée RF des mélangeurs hybrides.	92
Figure III.6 : Compression des mélangeurs hybrides ( $V_{gs}=-0.8V$ ).	94
Figure III.7 : Influence de $V_{gs}$ sur l'isolation RF-FI du mélangeur série.	94
Figure III.8 : Dessins technologiques des mélangeurs intégrés	
a. configuration parallèle.	98
b. configuration série.	98
Figure III.9 : Monture de test des mélangeurs intégrés.	99
Figure III.10 : Bande passante en entrée RF du mélangeur intégré parallèle.	100

Figure III.11 : Evolution du gain de conversion en fonction de $V_{gs}$ et $F_{rf}$ (mélangeur intégré parallèle).	100
Figure III.12 : Evolution du gain de conversion en fonction de $V_{gs}$ et $Pol$ (mélangeur intégré parallèle : $F_{rf}=20$ GHz).	100
Figure III.13 : Evolution du gain de conversion en fonction de $Pol$ et $F_{rf}$ (Mélangeur intégré parallèle : $V_{gs}=-1V$ ).	102
Figure III.14 : Evolution du gain de conversion pour trois échantillons de MMICs (configuration parallèle à $F_{rf}=20GHz$ )	
a. $G_c = f(Pol)$ , $V_{gs}=-1V$ .	102
b. $G_c = f(V_{gs})$ , $Pol=4dBm$ .	102
Figure III.15 : Compression du mélangeur intégré parallèle (à $V_{gs}$ optimale).	104
Figure III.16 : Bande passante en entrée RF du mélangeur intégré série.	104
Figure III.17 : Evolution du gain de conversion en fonction de $V_{gs}$ (mélangeur intégré série).	106
Figure III.18 : Evolution du gain de conversion en fonction de $Pol$ et $F_{rf}$ (mélangeur intégré série : $V_{gs}=-1.4V$ ).	106
Figure III.19 : Evolution du gain de conversion en fonction de $Pol$ et $V_{gs}$ (mélangeur intégré série : $F_{rf}=20GHz$ ).	106
Figure III.20 : Compression du mélangeur intégré série ( $V_{gs}=-1.4V$ ).	108
Figure III.21 : Bande passante en sortie FI du mélangeur intégré série ( $F_{rf}=20GHz$ ).	108
Figure III.22 : Evolution de l'IP3 et de l'IMD3 en fonction de $Pol$ et $V_{gs}$ (mélangeur intégré parallèle)	
a. $F_{rf} = 14$ GHz.	114
b. $F_{rf} = 20$ GHz.	114
Figure III.23 : Evolution de l'IP3 et de l'IMD3 en fonction de $Pol$ et $V_{gs}$ (mélangeur intégré série)	
a. $F_{rf} = 14$ GHz.	115
b. $F_{rf} = 20$ GHz.	115
Figure III.24 : Influence de la polarisation $V_{gs}$ sur l'IP3 du mélangeur intégré série.	116
Figure III.25 : Evolution des puissances de sortie $Ps_1$ et $Ps_3$ en fonction de $Pol$ .	
a. Mélangeur intégré parallèle.	116
b. Mélangeur intégré série.	116
Figure IV.1 : Comparaison théorie-expérience des évolutions $G_c=f(V_{gs})$ .	
a. Mélangeur parallèle N°1.	124
b. Mélangeur parallèle N°2.	124
c. Mélangeur série.	124

Figure IV.2 : Comparaison théorie-expérience des évolutions $G_c=f(\text{Pol})$ .	
a. Mélangeur parallèle N°1 ( $V_{gs}=-0.8V$ ).	125
b. Mélangeur parallèle N°2 ( $V_{gs}=-0.8V$ ).	125
c. Mélangeur série ( $V_{gs}=-0.8V$ ).	125
Figure IV.3 : Validation de notre modèle par comparaison de $G_c=f(V_{gs})$ à 20 GHz (mélangeur intégré parallèle, $\text{Pol}=4\text{dBm}$ ).	128
Figure IV.4 : Validation de notre modèle par comparaison de $G_c=f(\text{Pol})$ à 20 GHz (mélangeur intégré série à $V_{gs}$ opt.).	128
Figure IV.5 : Comparaison théorie-expérience des évolutions $G_c=f(V_{gs})$ à 14 GHz (mélangeur intégré série).	133
Figure IV.6 : Comparaison théorie-expérience des évolutions $G_c=f(V_{gs})$ à 14 GHz (mélangeur intégré parallèle).	133
Figure IV.7 : Comparaison théorie-expérience des évolutions $G_c=f(\text{Pol})$ à 14 GHz (mélangeurs intégrés parallèle et série).	133
Figure IV.8 : Comparaison théorie-expérience des évolutions $G_c=f(\text{Pol})$ à différents $V_{gs}$ .	
a. Mélangeur intégré parallèle à 20 GHz.	134
b. Mélangeur intégré série à 20 GHz.	134
Figure IV.9 : Compression expérimentale et théorique (mélangeurs intégrés à 14 GHz) ( $\text{Pol}=4\text{dBm}$ , parallèle : $V_{gs}=-1V$ , série : $V_{gs}=-1.4V$ ).	136
Figure V.1 : Circuit électrique équivalent au mélangeur série et équations de définition.	144
Figure V.2 : Spectre fréquentiel des composantes dans le circuit.	146
Figure V.3 : Algorithme de notre programme d'adaptation d'impédance.	150
Figure V.4 : Validation de notre programme par comparaison de $G_c$ ( $V_g=-1V$ ).	154
Figure V.5 : Validation de notre programme par comparaison de $G_c$ ( $V_g=-1.4V$ ).	154
Figure V.6 : Validation de notre programme par comparaison de Radap ( $V_g=-1V$ ).	156
Figure V.7 : Validation de notre programme par comparaison de Radap ( $V_g=-1.4V$ ).	156
Figure V.8 : Evolution du gain de conversion en fonction de $V_{ol}$ et $V_g$ (NE710).	158
Figure V.9 : Evolution du gain de conversion en fonction de $V_{ol}$ et $V_g$ (Gec Marconi).	159
Figure V.10 : Comparaison des évolutions de $R_{ds}$ intrinsèque des transistors étudiés.	160
Figure V.11 : Evolution de la résistance d'adaptation optimale (Gec Marconi).	
a. Pour de faibles tensions $V_{ol}$ .	161
b. Pour de fortes tensions $V_{ol}$ .	161

# Liste des tableaux

# Liste des tableaux

Tableau I.1 : Dépendance fréquentielle de $R_c$ du transistor NE045.	22
Tableau I.2 : Expressions phénoménologiques de $R_c$ des modèles commercialisés.	26
Tableau II.1 : Principaux résultats de simulation des mélangeurs hybrides.	76
Tableau II.2 : Principaux résultats de simulation des mélangeurs intégrés.	84
Tableau III.1 : Principales performances expérimentales des mélangeurs hybrides.	96
Tableau III.2 : Principales performances expérimentales des mélangeurs intégrés.	110
Tableau III.3 : Performances expérimentales en intermodulation d'ordre trois (mélangeurs hybrides).	112
Tableau III.4 : Performances expérimentales en intermodulation d'ordre trois (mélangeurs intégrés).	117
Tableau IV.1 : Comparaison théorie-expérience des performances du mélangeur parallèle N°1.	120
Tableau IV.2 : Comparaison théorie-expérience des performances du mélangeur parallèle N°2.	121
Tableau IV.3 : Comparaison théorie-expérience des performances du mélangeur série.	122
Tableau IV.4 : Comparaison théorie-expérience des performances à 14 GHz (mélangeur intégré parallèle).	130
Tableau IV.5 : Comparaison théorie-expérience des performances à 20 GHz (mélangeur intégré parallèle).	130
Tableau IV.6 : Comparaison théorie-expérience des performances à 14 GHz (mélangeur intégré série).	132
Tableau IV.7 : Comparaison théorie-expérience des performances à 20 GHz (mélangeur intégré série).	132
Tableau V.1 : Nombre de fréquences considérées dans les quatre cas simulés sur MDS.	152
Tableau V.2 : Paramètres des modèles des deux transistors utilisés.	157
Tableau V.3 : Optimisation du mélangeur série par adaptation sur deux composantes (NE710, $V_{ol}=1V$ , $V_p/2 > V_g > V_p$ ).	164
Tableau V.4 : Résultats des adaptations sur deux, puis sur quatre composantes ( $V_g=-1.4V$ , $V_{ol}=1V$ ).	166
Tableau V.5 : Comparaison du gain de conversion avec et sans optimisation de $R_g$ ( $V_g=-1.4V$ , $V_{ol}=1V$ ).	167

# Introduction générale

# Introduction générale

Tout dispositif d'électronique analogique nécessite l'usage de fonctions telles que l'amplification, la génération de signaux, la transposition de fréquences ou encore le mélange de fréquences. L'encombrement des différentes gammes de fréquences amène les concepteurs à prévoir des dispositifs microondes fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. La préoccupation des chercheurs est alors de trouver de nouveaux composants actifs permettant de réaliser certaines fonctions à très hautes fréquences. A l'heure actuelle, la recherche s'oriente vers l'utilisation d'éléments actifs tels que les diodes, les transistors MESFET (MEtal Semiconductor Field Effect Transistor) et HEMT (High Electron Mobility Transistor) et les transistors bipolaires à hétérojonction (TBH).

Dans le domaine qui nous intéresse, celui des mélangeurs de fréquences, ces composants sont largement utilisés mais quelques auteurs ont préféré le transistor à effet de champ non polarisé en drain-source, dit TEC "froid" (ou HEMT "froid"), employé dans de nombreux dispositifs [1-3]. Souvent étudié et utilisé en hyperfréquences (jusqu'en bande K) comme élément résistif variable [4-7], le TEC froid présente également de bons atouts en bande millimétrique [8-10]. Par exemple, de nombreux travaux ont été publiés au sein de l'équipe sur ce sujet, concernant notamment la réalisation d'un transposeur de fréquences [11-12], mettant à profit les différents avantages du TEC froid [13] :

- un facteur de bruit inférieur à celui des dispositifs à porteurs chauds,
- une consommation quasi-nulle en raison de l'absence de polarisation continue de drain,
- des isolations naturelles entre les divers accès du TEC,
- une intégration monolithique aisée,
- des condensateurs de liaison rendus inutiles par l'absence de tension continue drain-source,
- des performances en intermodulation supérieures à celles obtenues avec une diode [14].

L'originalité des recherches que nous avons effectuées réside, d'une part, dans l'utilisation du TEC froid comme élément non linéaire dans la réalisation de mélangeurs hyperfréquences (dans les bandes X, Ku et K) et, d'autre part, dans la comparaison des deux configurations que peut adopter le TEC froid, à savoir les montages, parallèle et série. En effet, alors que la configuration parallèle a fait l'objet de diverses publications dans le domaine des mélangeurs [15], rares sont les auteurs qui ont mis en oeuvre la configuration série [16-17].

Nous nous sommes donc efforcés, tout au long de notre travail à la fois théorique et expérimental, d'analyser les atouts de chacune des configurations. Pour cela, nous avons utilisé des différents moyens suivants :

- la modélisation originale du TEC froid,

- la simulation de structures de mélange parallèle et série sur logiciel de CAO microonde,

- la réalisation et la mesure des performances de têtes de mélange en technologie hybride puis en technologie intégrée dans le cadre de l'action européenne EUROCHIP (contrat ESPRIT de la CEE),

- l'optimisation théorique sur ordinateur d'un dispositif non linéaire de conversion de fréquences.

Lors du premier chapitre, nous expliquons en détail les spécificités du TEC froid comme élément non linéaire permettant le mélange de fréquences. Puis, nous exposons les modèles actuels ainsi que les améliorations que nous y avons apportées. Nous explicitons ensuite leur implantation sur logiciel de simulation non linéaire hyperfréquences.

Ces modélisations nous autorisent donc, lors du deuxième chapitre, la simulation du fonctionnement des mélangeurs, en configuration série et parallèle, par utilisation d'un logiciel de CAO non linéaire que nous présentons. Cette étude théorique nous a permis la recherche des conditions optimales de fonctionnement des mélangeurs.

Les réalisations expérimentales des mélangeurs, série et parallèle, sont présentées au troisième chapitre, d'une part en technologie hybride et d'autre part en technologie intégrée. Leurs différentes performances, mesurées au laboratoire, sont présentées et commentées. Nous concluons sur les avantages et spécificités présentés par les structures hybrides et intégrées et par les configurations série et parallèle.

Nous sommes donc en mesure, au chapitre quatre, d'effectuer une comparaison entre les résultats obtenus, dans les deux chapitres précédents, d'une part en simulation et d'autre part expérimentalement. Cette comparaison théorie-expérience nous permet de valider nos modèles théoriques.

Enfin, dans le cinquième et dernier chapitre, nous présentons un programme informatique original permettant l'étude des conditions optimales de fonctionnement d'un dispositif non linéaire de conversion de fréquences. Il s'agit d'une étude préliminaire destinée à montrer la possibilité d'optimiser les impédances de fermeture d'un mélangeur de façon à améliorer son gain de conversion. Nous donnons les premiers résultats obtenus sur un mélangeur à TEC froid adoptant la configuration série.

# Chapitre I

# Chapitre I

## Modélisation du TEC froid.

---

### Introduction

La conception de circuits, quels qu'ils soient, impose toujours et avant toute chose de rechercher une modélisation correcte de l'élément actif devant être utilisé, ceci afin de prévoir en simulation ses performances expérimentales.

Le TEC froid est un composant actif original qui présente de nombreux avantages que nous avons cités dans l'introduction générale. Plusieurs auteurs se sont déjà attachés à le modéliser et à l'utiliser dans certaines applications telles que les mélangeurs et transposeurs de fréquences.

Ainsi, dans la première partie de ce chapitre, nous présentons les caractéristiques non linéaires de ce composant et son principe de fonctionnement en mélangeur. Puis, nous décrivons les deux configurations utilisables auxquelles nous nous sommes intéressés : l'une parallèle, fréquemment rencontrée dans la littérature [15] et l'autre série, beaucoup moins utilisée [16-17].

Ensuite, nous avons cherché à modéliser, le plus exactement possible, ses non linéarités, c'est à dire la résistance de canal et les capacités grille-source et grille-drain. Dans ce but, nous sommes partis d'une modélisation de la résistance de canal DHS1, conçue au laboratoire, pour en élaborer une seconde DHS2, tenant compte de la non linéarité de sortie (fonction de  $V_{ds}$ ) et une troisième DHS3, décrivant bien les dérivées première et seconde de la non linéarité de transfert (fonction de  $V_{gs}$ ). Nous présentons, ainsi, ces trois modèles, de même qu'une modélisation originale des capacités.

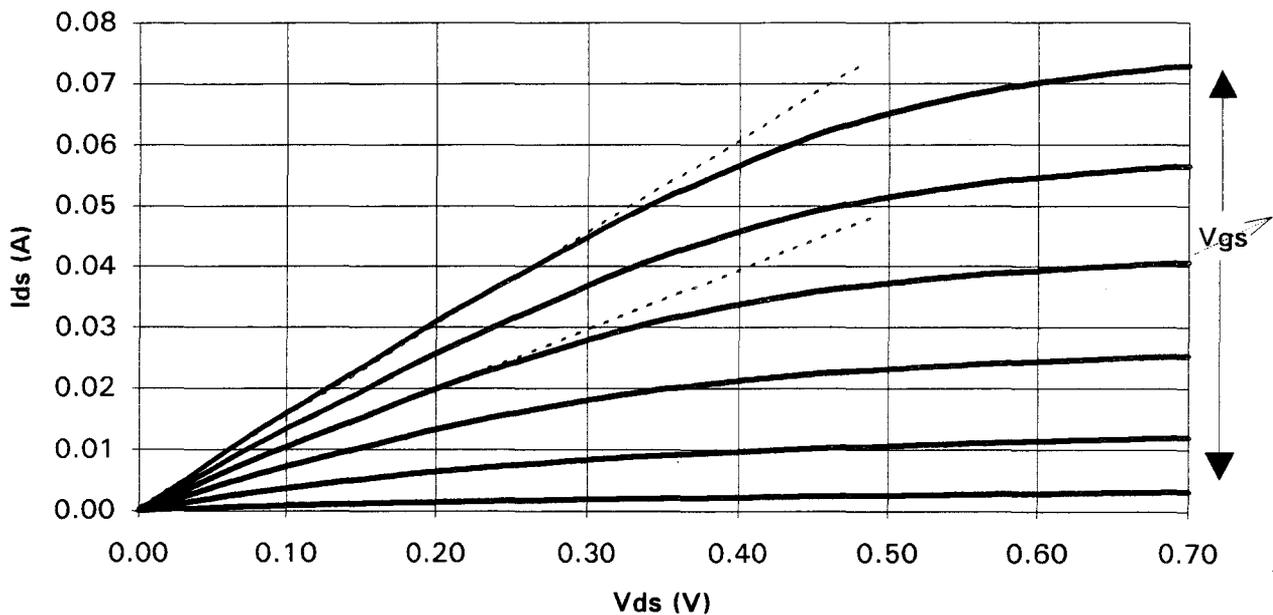


Figure I.1 : Caractéristiques de sortie du transistor NE710.

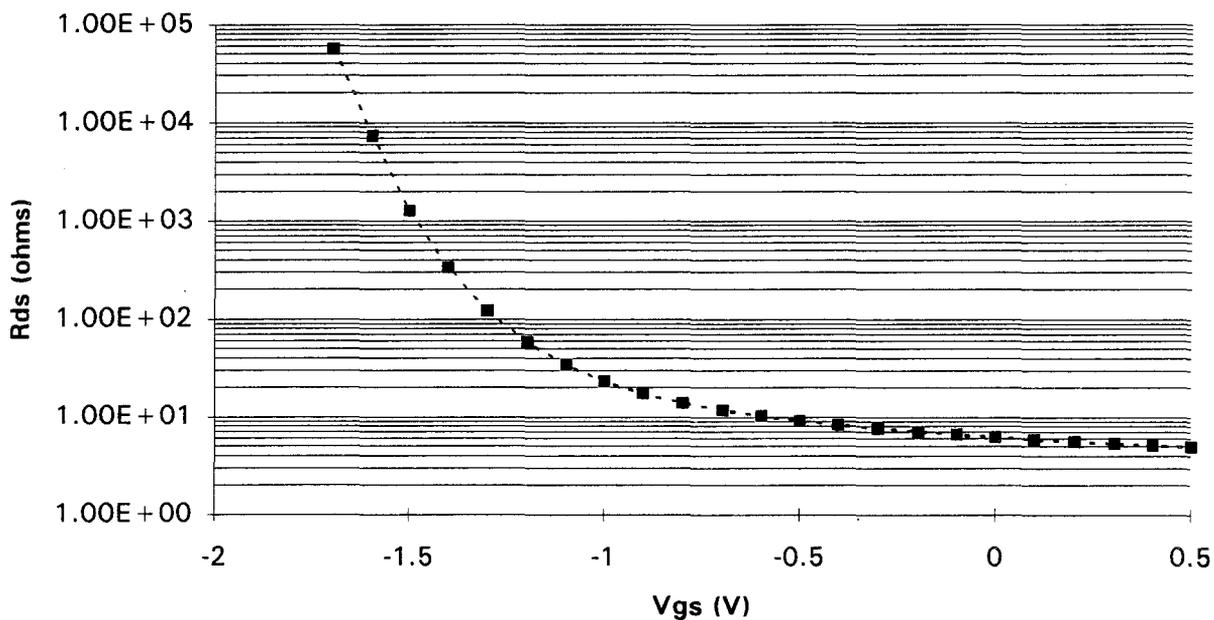


Figure I.2 : Evolution de la résistance drain-source à Vds nulle (NE710).

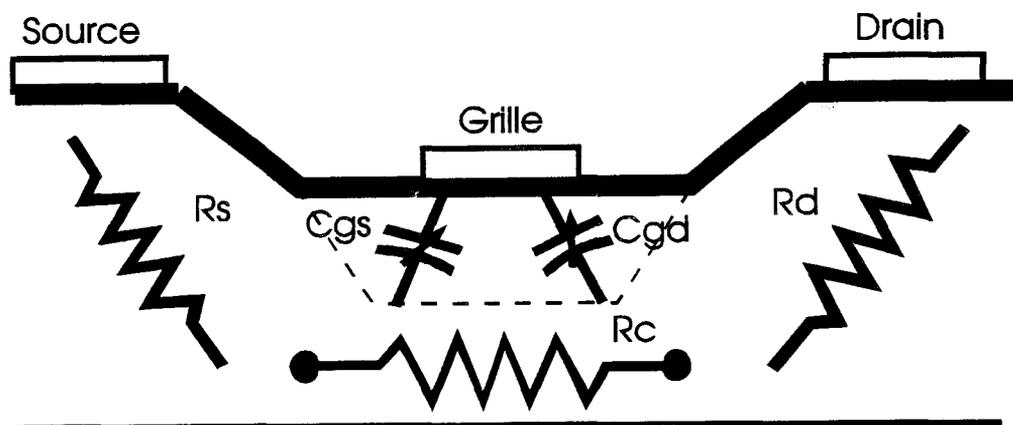


Figure I.3 : Modèle électrique équivalent au TEC froid.

Enfin, nous exposons globalement la méthode d'implantation de ces modèles dans un logiciel de simulation non linéaire.

## I.1 Principe de fonctionnement

### I.1.1 Non linéarités

Le TEC est dénommé froid lorsque sa tension drain-source  $V_{ds}$  moyenne est maintenue nulle. Il convient donc, pour rester dans ces conditions, de court-circuiter en continu le drain et la source par une self inductance.

Généralement, l'expérience montre que la tension instantanée en fonctionnement dynamique ne dépasse pas 0.3 à 0.4 Volt. Il est donc utilisé, en majeure partie, dans la zone linéaire des caractéristiques de sortie (dite zone de mobilité) : courant drain-source  $I_{ds}$  en fonction de la tension drain-source  $V_{ds}$  (figure I.1).

Par conséquent, jusqu'à présent, tous les auteurs définissent simplement la résistance équivalente entre drain et source  $R_{ds}$  dont la valeur dépend de la tension grille-source  $V_{gs}$ .

C'est la variation violemment non linéaire de  $R_{ds}$  avec  $V_{gs}$ , appelée non linéarité de transfert, qui explique la possibilité de mélange des fréquences (figure I.2). Physiquement, cela s'explique par une modulation de la zone désertée sous la grille par la tension de commande  $V_g$ , s'accompagnant d'une variation de la résistance de canal ( $R_c$ ) ou résistance drain-source intrinsèque  $R_{ds}^i$ . La résistance extrinsèque  $R_{ds}$  n'en diffère que par la présence des résistances parasites de source  $R_s$  et de drain  $R_d$  (figure I.3) [18] :

$$R_{ds}(V_g) = R_s + R_d + R_{ds}^i(V_g)$$

Notons que  $V_g$  représente dans cette expression soit la tension grille-source  $V_{gs}$  si  $V_{ds} > 0V$  (canal normal), soit la tension grille-drain  $V_{gd}$  si  $V_{ds} < 0V$  (canal inversé) [19]. Ceci correspond, en théorie, à permuter la source et le drain suivant le signe de la tension drain-source instantanée.

Vgs (V)	Rc (ohms)		
	D. C.	0.5 GHz	1 GHz
-0.4	6757	7729	7730
-0.32	1580	1548	1548
-0.26	540	525	525
-0.18	172	169	168
-0.12	91	89	88
-0.04	48	48	47
0.04	31	32	33
0.1	24	25	25
0.14	21	22	22

Tableau I.1 : Dépendance fréquentielle de Rc du transistor NE045.

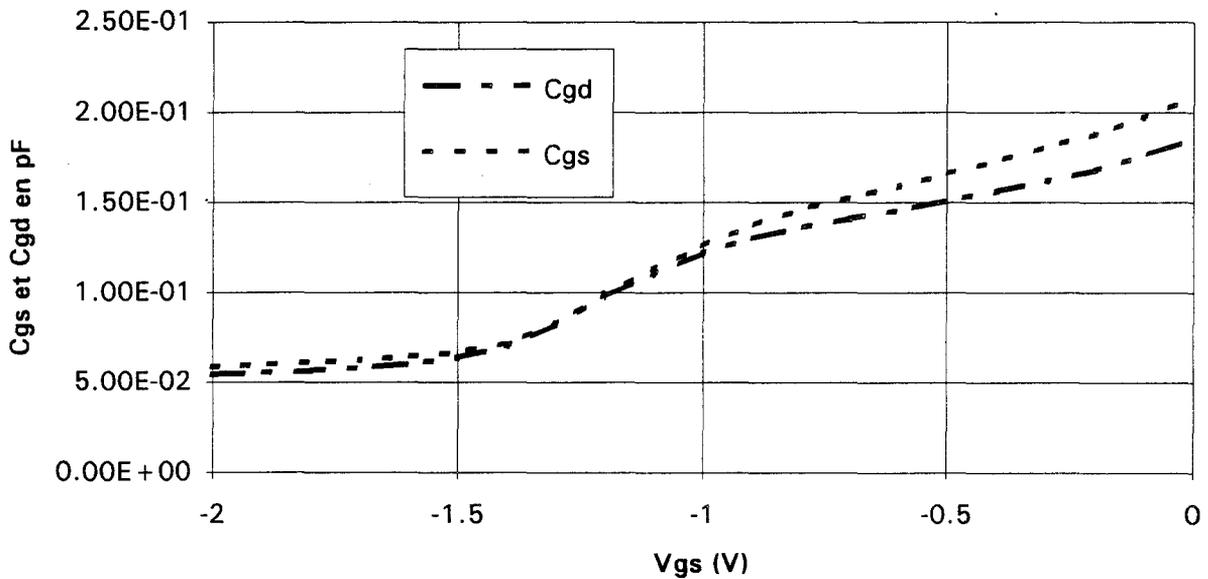


Figure I.4 : Evolution des capacités du HEMT JS8818 (Toshiba) à Vds nulle.

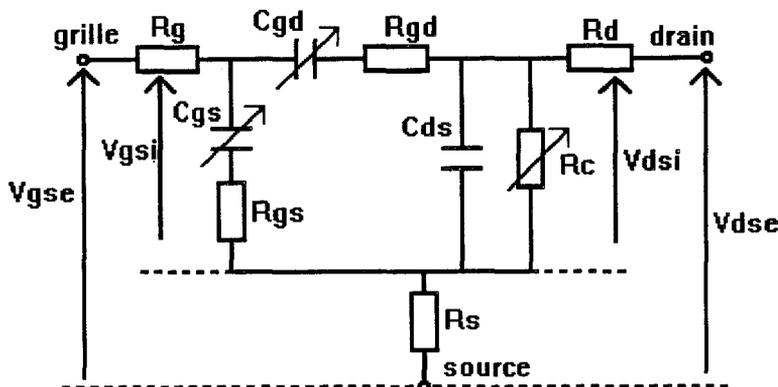


Figure I.5 : Schéma électrique équivalent au TEC froid.

Expérimentalement, nous avons montré que la résistance drain-source du TEC froid varie très peu avec la fréquence [20]. Cette insensibilité aux variations fréquentielles permet donc de le caractériser en basses fréquences puis d'en déduire un modèle utilisable à des fréquences très élevées. Il s'agit là d'une propriété originale du TEC froid qui en constitue un avantage appréciable (tableau I.1).

Enfin, signalons que la bonne linéarité des caractéristiques de sortie ne s'observe que si l'on considère la tension grille-source intrinsèque.

Cependant, le TEC froid présente en haute fréquence d'autres non linéarités. Il s'agit de l'évolution des capacités intrinsèques grille-source  $C_{gs}$  et grille-drain  $C_{gd}$  en fonction de la tension à leurs bornes, leurs évolutions, représentées sur la figure I.4, étant quasi-identiques à tension drain-source nulle [21]. Cette identité ne se vérifie que pour les valeurs intrinsèques.

Signalons que l'expérience nous a démontré que les effets des non linéarités des capacités sur la conversion de fréquences sont d'importance secondaire et que l'effet principal résulte de la non linéarité de la résistance drain-source  $R_{ds}$ . Néanmoins, elles jouent un rôle non négligeable dans la détermination des niveaux d'intermodulation [15] et des isolations [8] et il convient de les modéliser correctement.

## I.1.2 Schéma électrique équivalent

Le schéma électrique équivalent (figure I.5) du TEC froid est similaire à celui d'un transistor à effet de champ chaud dans lequel on a substitué au générateur de courant de drain une résistance de canal dépendant de la tension de commande de grille intrinsèque  $V_{gs}^i$  [22-23] :

$$R_{ds}(V_{gs}^i) = R_c(V_{gs}^i) + R_s + R_d$$

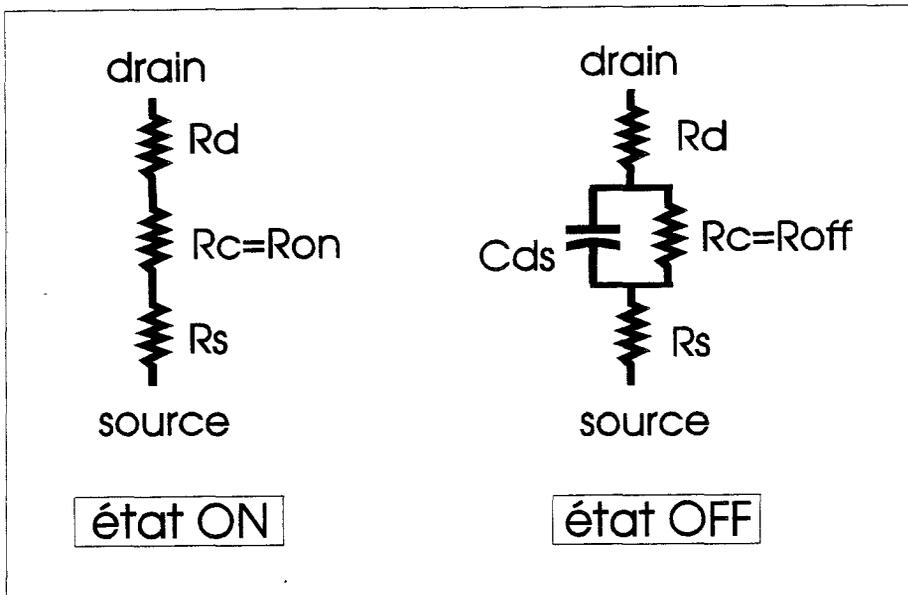


Figure I.6 : Impédance équivalente du canal d'un TEC froid.

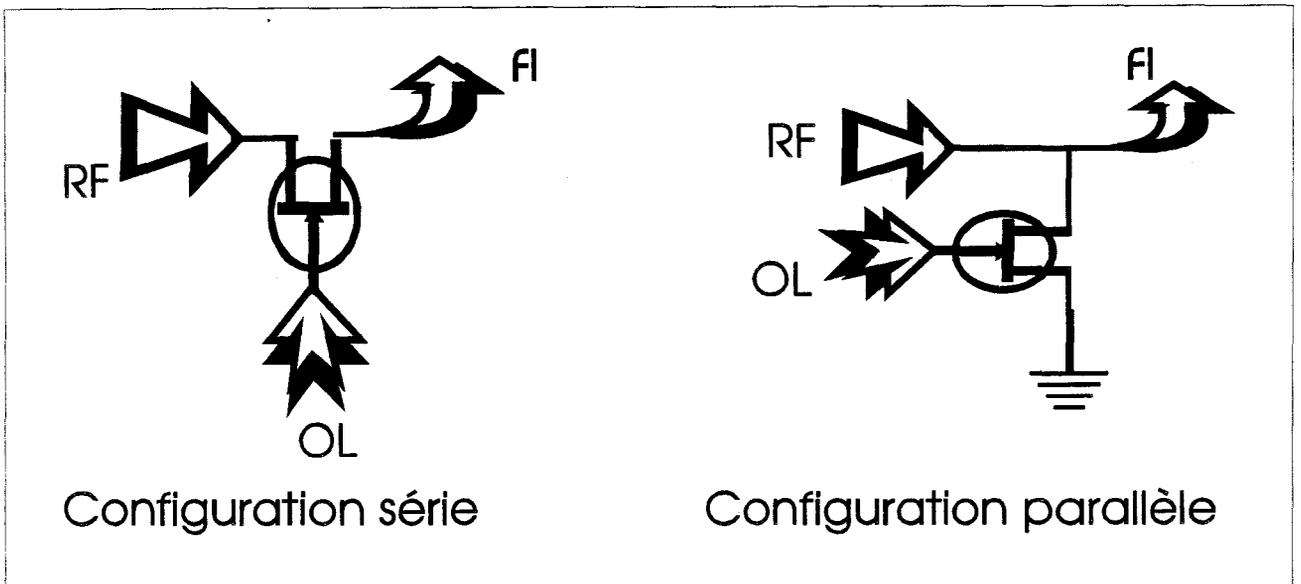


Figure I.7 : Configurations possibles d'une tête mélangeuse à TEC froid.

Il convient en effet de considérer les grandeurs intrinsèques, celles-ci étant liées aux grandeurs extrinsèques par les relations suivantes [21] :

$$\begin{aligned}V_{gs}^i &= V_{gs}^e - R_s \cdot I_{ds} \\V_{gd}^i &= V_{gd}^e - R_d \cdot I_{ds} \\V_{ds}^i &= V_{ds}^e - (R_s + R_d) \cdot I_{ds}\end{aligned}$$

En dehors de l'état intermédiaire, deux états limites peuvent être atteints pour la résistance drain-source (figure I.6) [4-5] :

- un état non-passant (OFF) caractérisé par une forte impédance obtenue à tension  $V_{gs}$  proche de la tension de pincement  $V_p$ .
- un état passant (ON) caractérisé par une impédance faible à canal ouvert obtenue à tension grille-source faible voire positive.

### I.1.3 Configurations utilisées

Le TEC froid peut donc basculer d'un état à l'autre grâce à la variation d'impédance de la résistance de canal commandée par la tension de grille. Cette résistance de canal non linéaire, modulée très fortement grâce à la commande d'un oscillateur local (OL), permet de réaliser le mélange de fréquences.

Cependant, le montage du transistor dans le circuit peut se faire selon deux configurations différentes présentées sur la figure I.7 [11] :

- la configuration parallèle où le TEC froid est monté en commutateur de tension.
- la configuration série où il est monté en commutateur de courant.

Ces deux configurations seront étudiées de façon exhaustive et leurs propriétés seront comparées.

Noms des modèles	Expressions de Rc	Paramètres (NE710)
Statz	$R0/(1-Vgs/Vp)^2 * ((1 + b*(Vgs-Vp))/(1-b*Vp))$	R0 = 3 b = -0.3 Vp = -1.6V
Curtice quadratique	$R0/(1-Vgs/Vp)^2$	R0 = 3, Vp = -1.6
Curtice cubique	$R0/(1 + a*Vgs + b*Vgs^2 + c*Vgs*Vgs^2)$	R0 = 3 a = 1.7, b = 0.95 c = 0.173
Materka	$R0/(1-Vgs/Vp)$	R0 = 3, Vp = -1.6
Tajima	$K/(1-1/m-(Vgs-f)/(Vp-f) + (1/m)\exp(-m(1-(Vgs-f)/(Vp-f)))$	Vp = -1.6V K = 0.5, f = 2.5 m = 3

Tableau I.2 : Expressions phénoménologiques de Rc des modèles commercialisés.

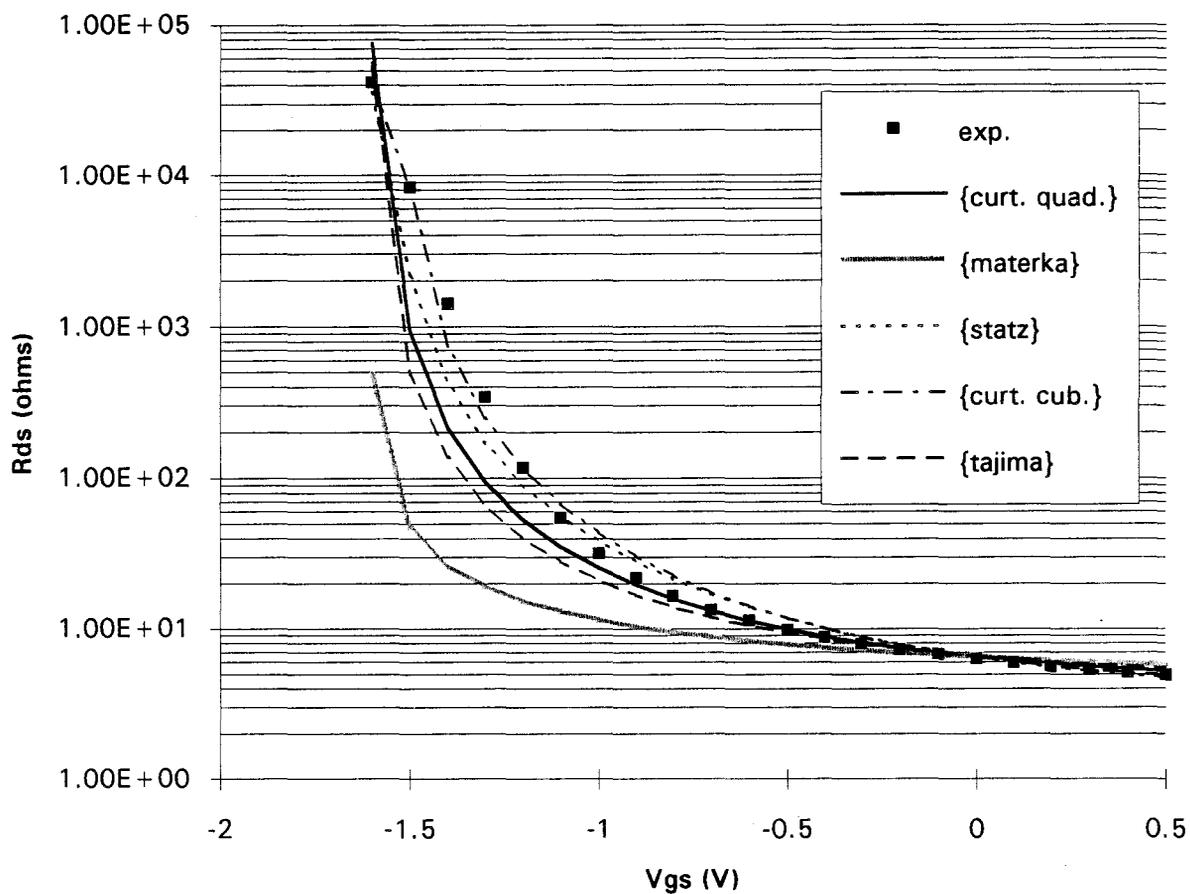


Figure I.8 : Evolution de Rds suivant les différents modèles existants du NE710.

## I.2 Modélisation de la résistance de canal

Afin de permettre une étude approfondie des systèmes complexes utilisant le TEC froid, il était nécessaire d'utiliser un modèle phénoménologique le définissant à partir d'équations empiriques. Ainsi, il sera possible d'effectuer rapidement des simulations en CAO par implantation d'un tel modèle dans un logiciel de conception utilisé sur une station de travail puissante.

Les différents modèles que nous allons présenter sont régis par un certain nombre de paramètres. Pour un transistor donné, que l'on aura caractérisé préalablement, il conviendra, bien entendu, d'ajuster les paramètres afin d'obtenir un accord théorie-expérience le meilleur possible [24].

Nous présentons, tout d'abord, les modèles actuellement disponibles sur les logiciels de simulation commerciaux. Puis après avoir noté leurs insuffisances, nous présenterons des modèles originaux mis au point au laboratoire.

### I.2.1 Modèles actuels

L'essentiel de la modélisation du TEC froid consiste à décrire l'évolution non linéaire de la résistance de canal en fonction de la polarisation de grille, pour une valeur moyenne de la tension drain-source proche de zéro (cf. paragraphe I.1.1). De nombreux auteurs ont proposé des expressions phénoménologiques décrivant les variations non linéaires du courant de drain en fonction des tensions grille  $V_{gs}$  et drain  $V_{ds}$ . Si l'on fait tendre  $V_{ds}$  vers zéro dans ces expressions, en négligeant la non linéarité de sortie, nous obtenons les formulations du tableau I.2 [25].

En fait, on s'aperçoit sur la figure I.8 qu'aucune des diverses expressions actuellement proposées ne modélise parfaitement les variations expérimentales de  $R_c$ .

En conséquence, nous avons été conduit à mettre au point au laboratoire une modélisation originale de la résistance de canal d'un TEC froid.

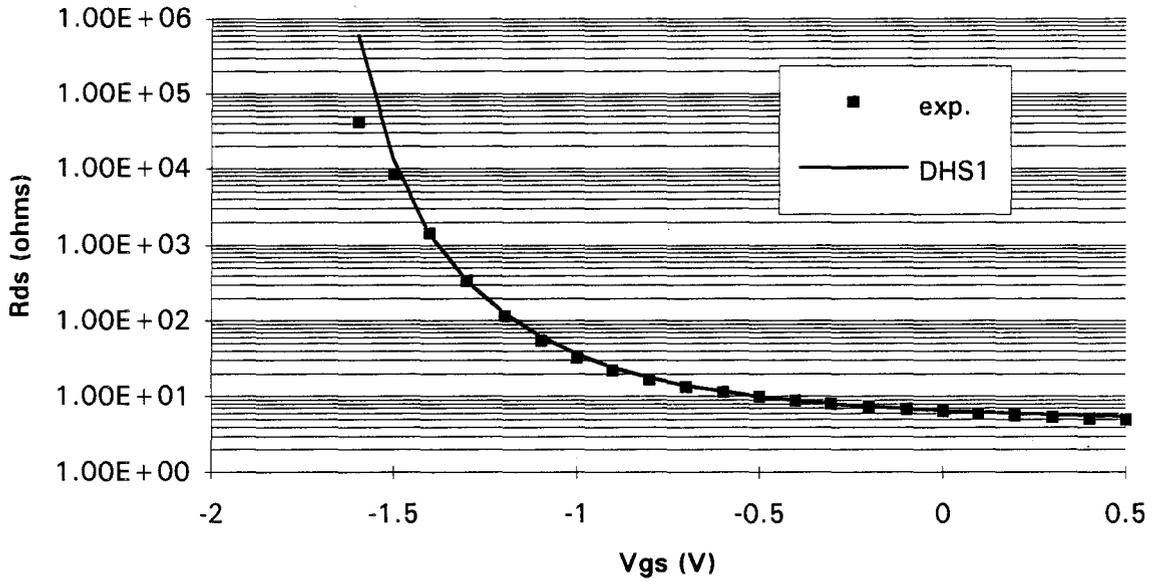


Figure I.9 : Modélisation DHS1 de  $R_{ds}$  (NE710 :  $R_0=3$ ,  $V_p=-2.06$ ,  $a=1.04$ ,  $R_s+R_d=3$ ).

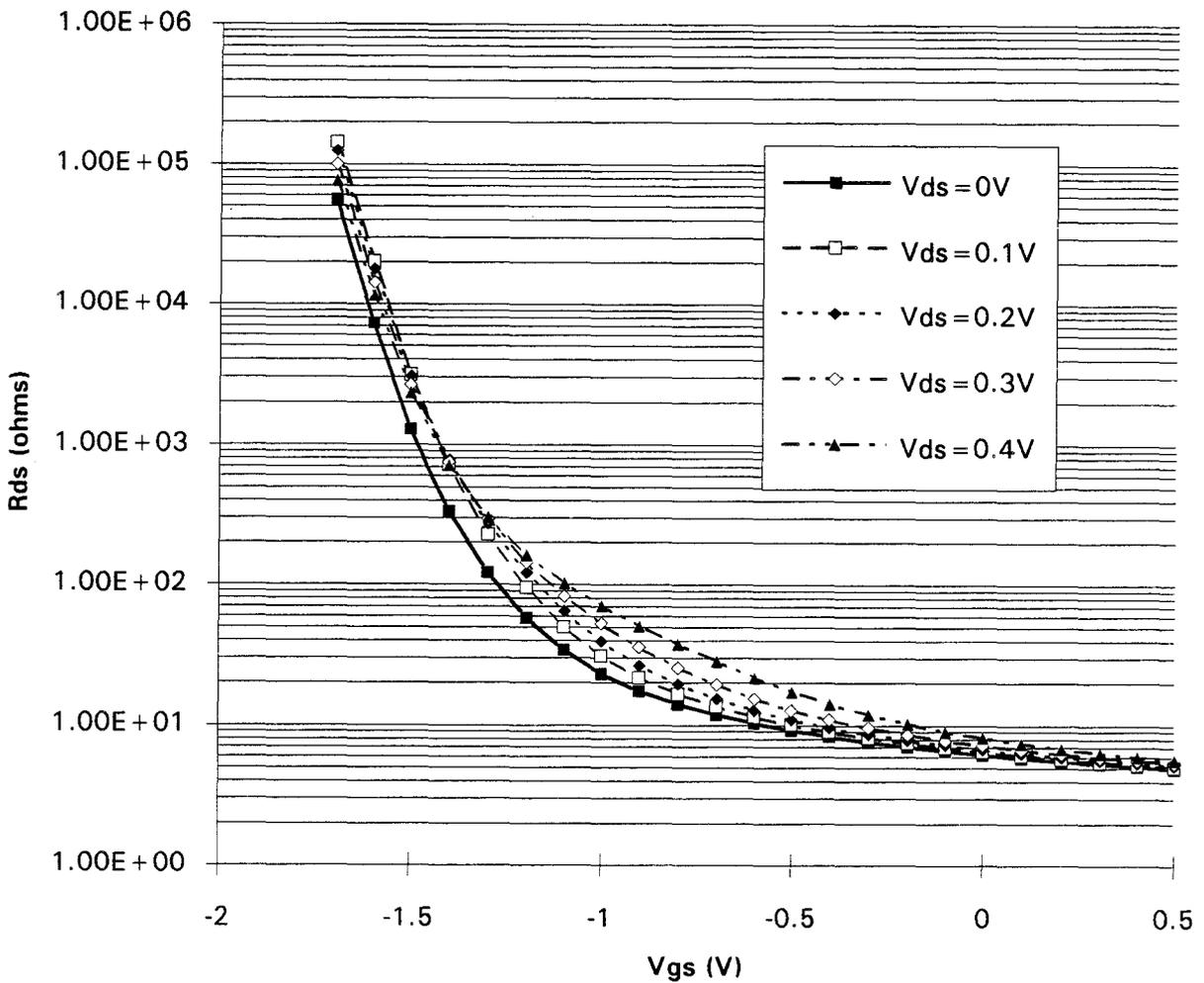


Figure I.10 : Evolution de  $R_{ds}$  pour de faibles valeurs de  $V_{ds}$  (NE710).

## I.2.2 Modèle DHS1

Une première expression nouvelle a été proposée par Laurence Picheta [26-27], pour représenter la non linéarité de transfert, c'est à dire l'évolution non linéaire de la résistance de canal  $R_c$  en fonction de sa tension grille-source  $V_{gs}$  :

$$R_c = R_0 \cdot \exp( a \cdot V_{gs}^i / (V_{gs}^i/V_p - 1) )$$

Nous constatons sur la figure I.9 un bien meilleur accord théorie-expérience qu'avec les modèles actuellement disponibles.

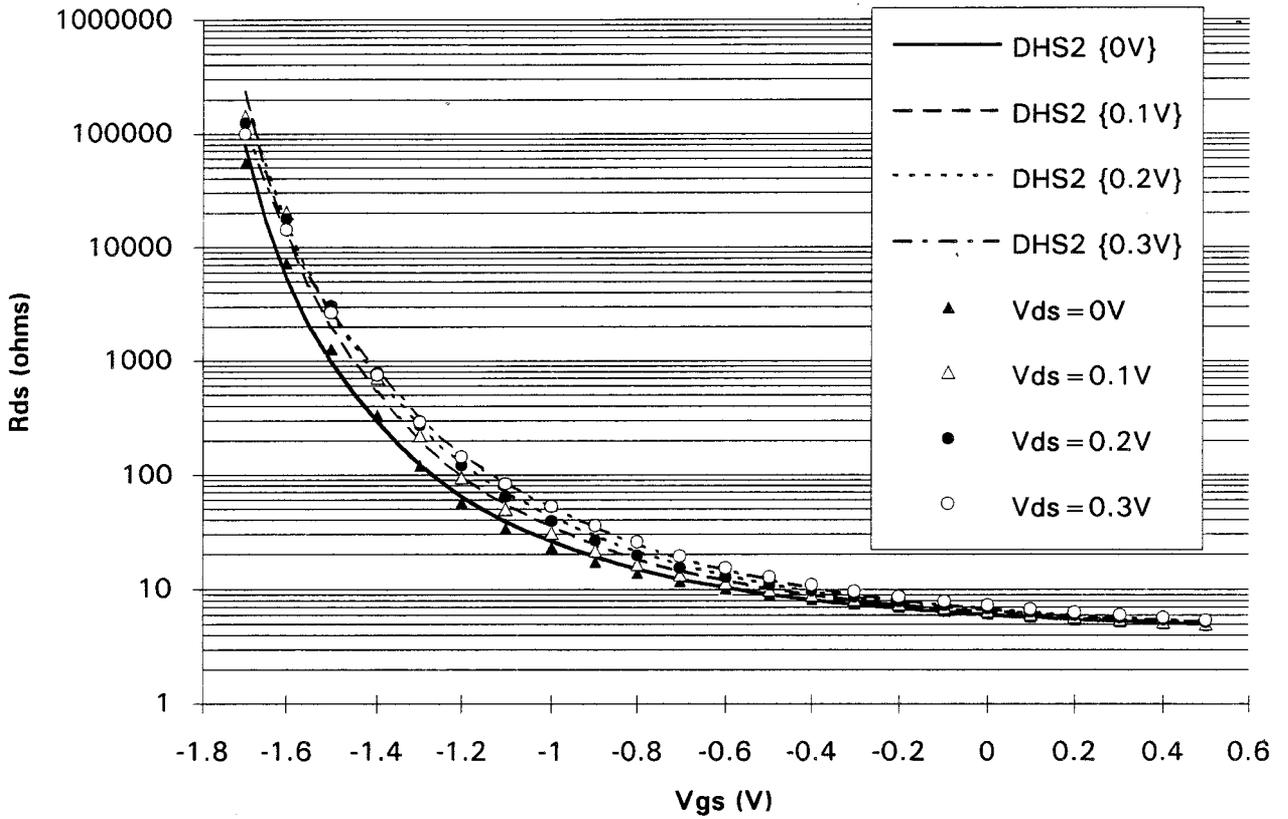
## I.2.3 Modèle DHS2

Rappelons que la valeur moyenne de la tension drain-source d'un transistor est nulle dans les conditions de fonctionnement en TEC froid, mais il faut remarquer que sa tension instantanée peut atteindre des valeurs extrêmes non négligeables pouvant aller jusque  $\pm 0.5$  V.

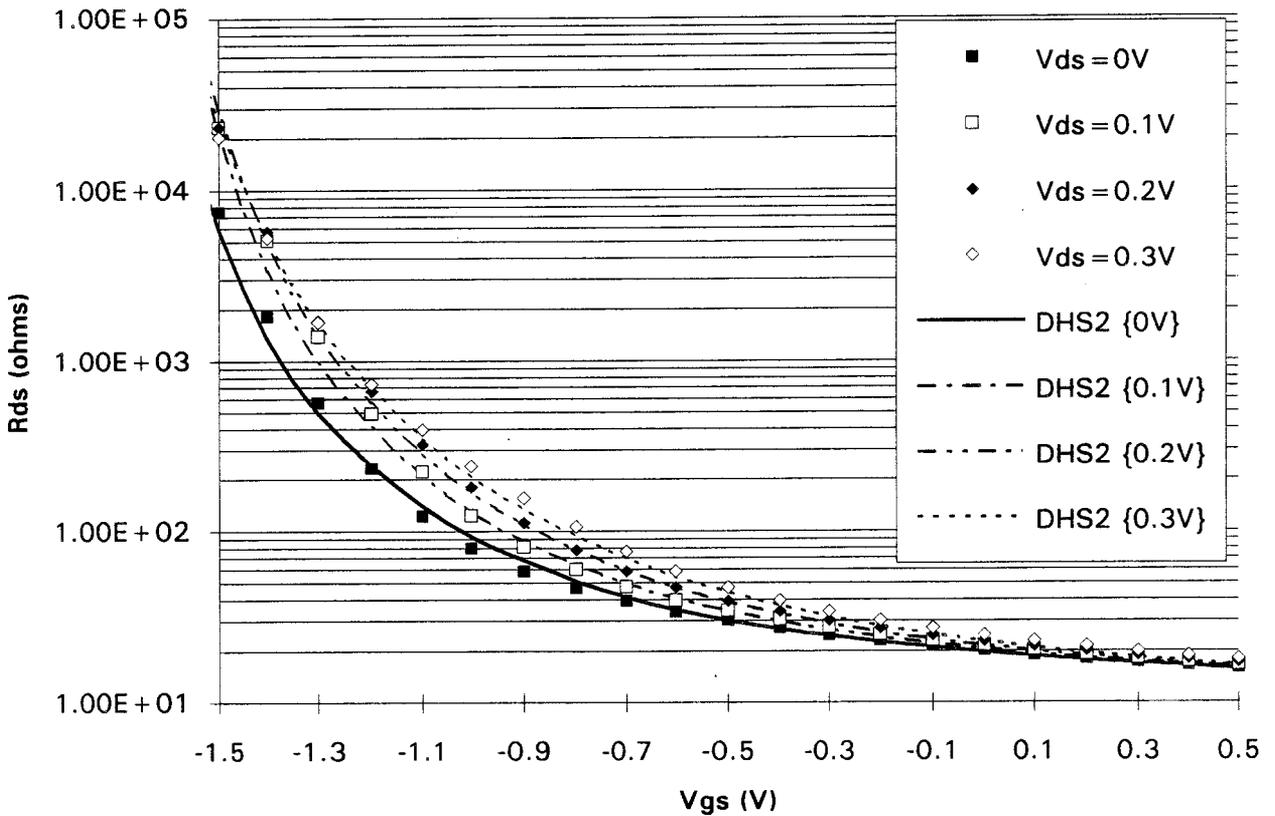
Nous avons donc tracé sur la figure I.10 les évolutions de la résistance extrinsèque  $R_{ds}$  pour plusieurs valeurs de tension drain-source. On remarque que la résistance de canal est peu sensible à la tension  $V_{ds}$  à la fois au pincement (état OFF) et à canal ouvert (état ON). Par contre, on observe de fortes variations dans la zone intermédiaire. Dans cette zone, si les variations de  $R_c$  demeurent acceptables lorsque  $V_{ds}$  est limité à 0.2 V, elles deviennent par contre assez importantes lorsque  $V_{ds}$  atteint 0.4 V à 0.5 V. C'est la non linéarité de sortie.

Dans le but de tenir compte de la faible dépendance en tension drain-source, nous avons considéré que les divers paramètres  $a$ ,  $R_0$  et  $V_p$  sont en réalité des fonctions polynomiales de  $V_{ds}$  [28-29] :

$$R_c(V_{gs}^i, V_{ds}^i) = R_0(V_{ds}^i) \cdot \exp[ a(V_{ds}^i) \cdot V_{gs}^i / [V_{gs}^i/V_p(V_{ds}^i) - 1] ]$$



a. transistor NE710  $\{0.3 \times 300 \mu\text{m}^2\}$ .



b. transistor Gec Marconi  $\{0.5 \times 200 \mu\text{m}^2\}$ .

Figure I.11 : Modélisation DHS2 de  $R_{ds}$ .

avec

$$a(V_{ds}^e) = a_0 + a_1 V_{ds} + a_2 V_{ds}^2 + \dots + a_n V_{ds}^n$$

$$R_0(V_{ds}^e) = R_0 + R_1 V_{ds} + R_2 V_{ds}^2 + \dots + R_n V_{ds}^n$$

$$V_p(V_{ds}^e) = V_{p0} + V_{p1} V_{ds} + V_{p2} V_{ds}^2 + \dots + V_{pn} V_{ds}^n$$

En pratique, la comparaison des courbes expérimentales et des résultats théoriques montre qu'il suffit de se limiter à des polynômes d'ordre trois (figure I.11 a et b).

Soulignons deux points délicats rencontrés lors de l'élaboration d'un tel modèle :

-Le premier est dû à une modélisation dépendante des tensions intrinsèques mais dont les paramètres des polynômes ont été élaborés à partir de données extrinsèques. C'est à dire que l'on détermine les polynômes de  $a$ ,  $R_0$  et  $V_p$  en fonction d'un  $V_{ds}$  fixé extrinsèque alors que, réinjectés dans l'équation de  $R_{ds}$  à l'intérieur d'un modèle utilisé en simulation, la variable deviendra la valeur intrinsèque de  $V_{ds}$ . Or, lorsque  $V_{gs}$  croît, le courant de drain croît également et la différence entre la tension  $V_{ds}^e$  et sa valeur intrinsèque  $V_{ds}^i$  devient plus grande.

-Le deuxième problème est que plus  $V_{ds}$  devient grand, moins l'allure de  $R_{ds}$  est exponentielle. La figure I.12 montre bien la déformation des courbes  $R_{ds}=f(V_{gs})$  pour des valeurs de  $V_{ds}^e$  de 0.4 et 0.5 Volts.

Ce modèle DHS2 est donc valable dans la mesure où  $V_{ds}$  extrinsèque reste sensiblement égale à sa valeur intrinsèque, c'est à dire pour des faibles courants drain-source. Ainsi, plus  $V_{ds}$  sera faible et moins le canal du TEC sera ouvert, plus le modèle sera fiable.

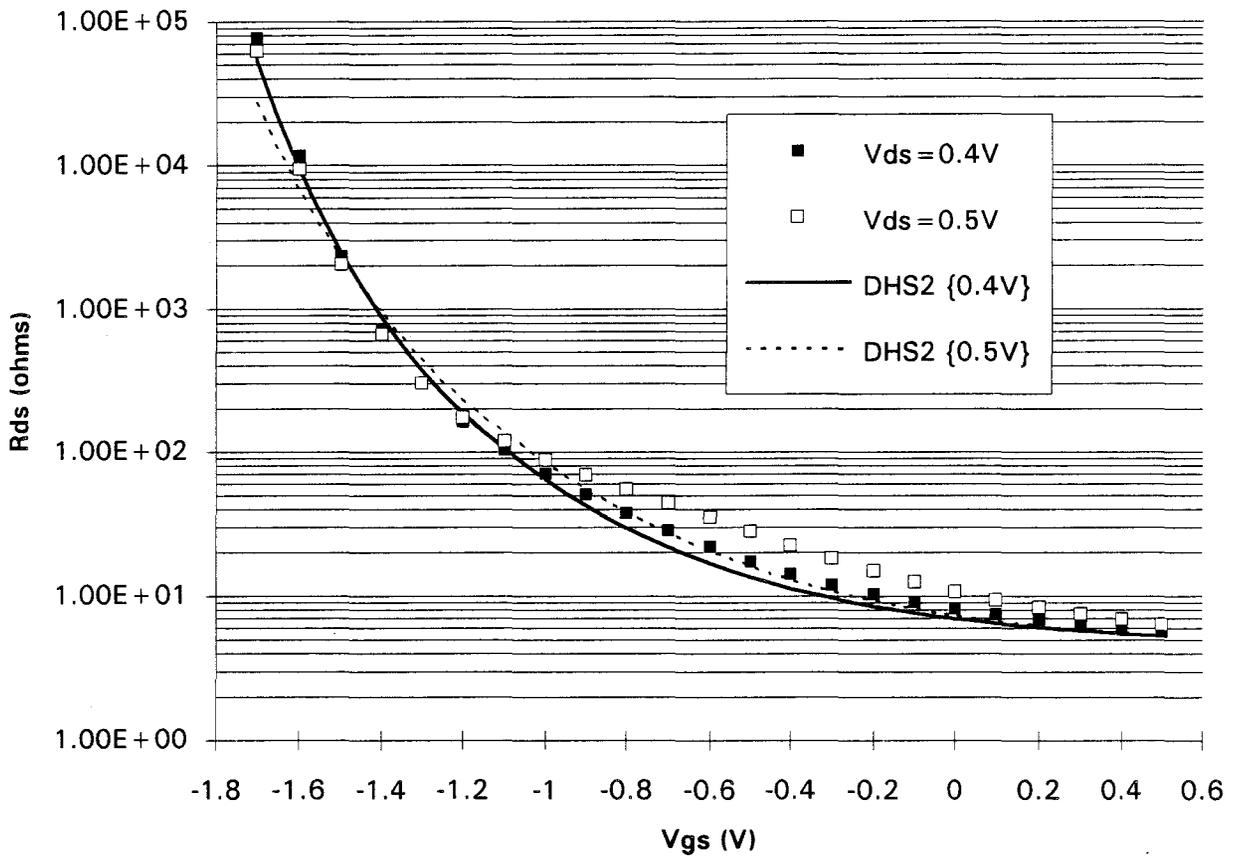


Figure I.12 : Evolution de  $R_{ds}$  pour  $V_{ds} > 0.4V$  (NE710).

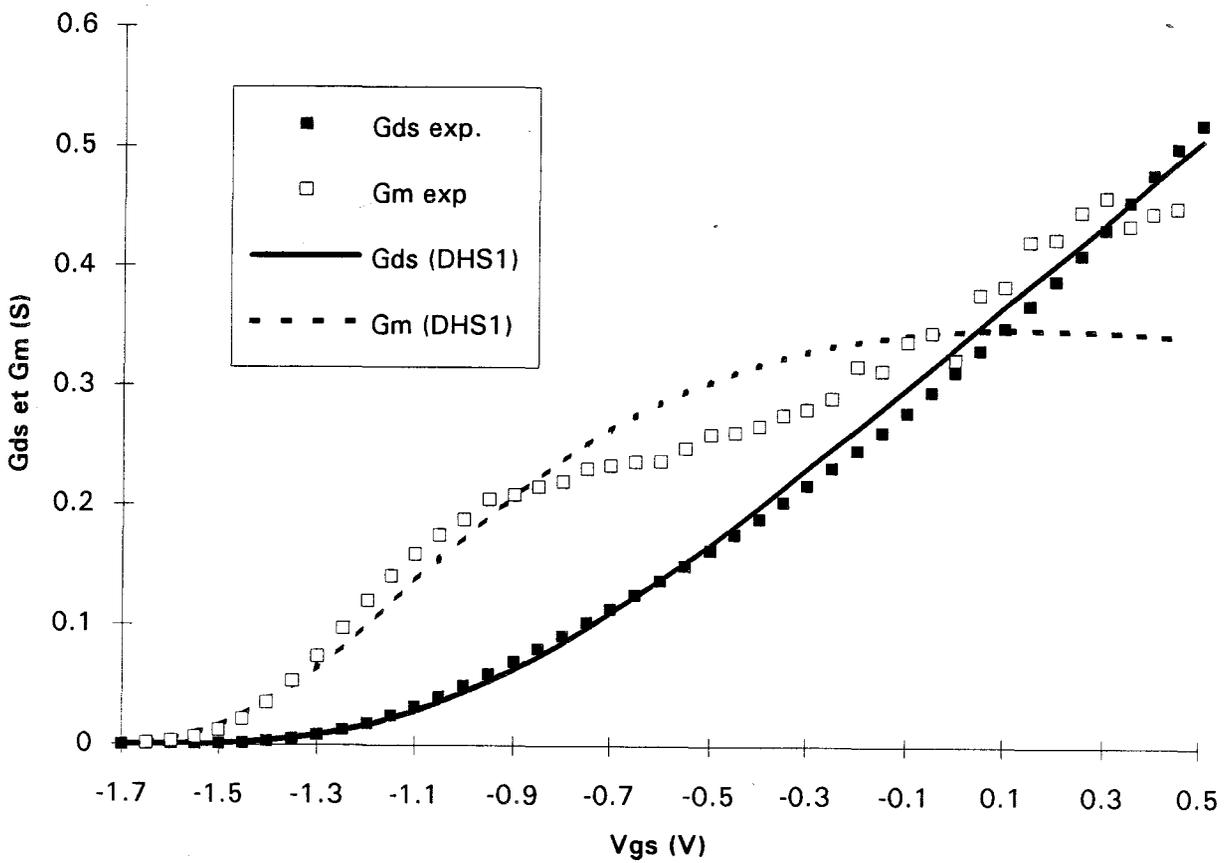


Figure I.13 : Evolution de  $G_{ds}$  et du  $G_m$  intrinsèques définis par le modèle DHS1 (NE710).

## I.2.4 Modèle DHS3

Généralement, les auteurs s'efforcent de modéliser correctement les caractéristiques statiques des transistors. En réalité, il est évident que les puissances hyperfréquences mises en jeu et les performances en gain des systèmes sont étroitement liées aux dérivées premières du courant et de la tension [30]. De même, certains auteurs ont montré que les puissances de compression et d'intermodulation sont liées aux dérivées d'ordre supérieur, seconde ou troisième [31-32].

Afin d'effectuer une modélisation des plus exactes, on peut penser qu'il convient de bien modéliser non seulement la courbe d'évolution de la résistance de canal (non linéarité de transfert) mais aussi de modéliser assez précisément sa dérivée première et seconde. Ceci est une méthode originale pour le TEC froid mais elle nous semble judicieuse.

En partant de la conductance intrinsèque

$$G_{ds}^i = 1/R_{ds}^i$$

avec

$$R_{ds}^i = R_{ds}^e - R_s - R_d$$

et du courant

$$I_{ds} = G_{ds}^i \cdot V_{ds}^i,$$

on peut déduire la transconductance qui est la dérivée première du courant

$$g_m^i = \delta I_{ds} / \delta V_g^i \quad \text{à } V_{ds}^i = \text{cte},$$

ainsi que sa dérivée seconde

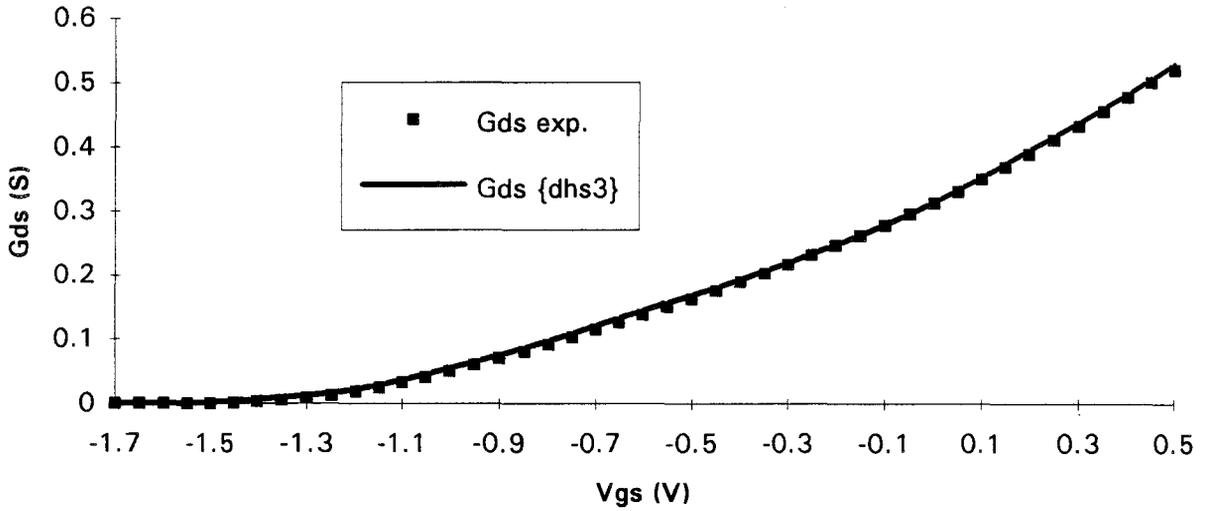
$$g_{m_2}^i = \delta^2 I_{ds} / \delta (V_g^i)^2 \quad \text{à } V_{ds}^i = \text{cte},$$

soit

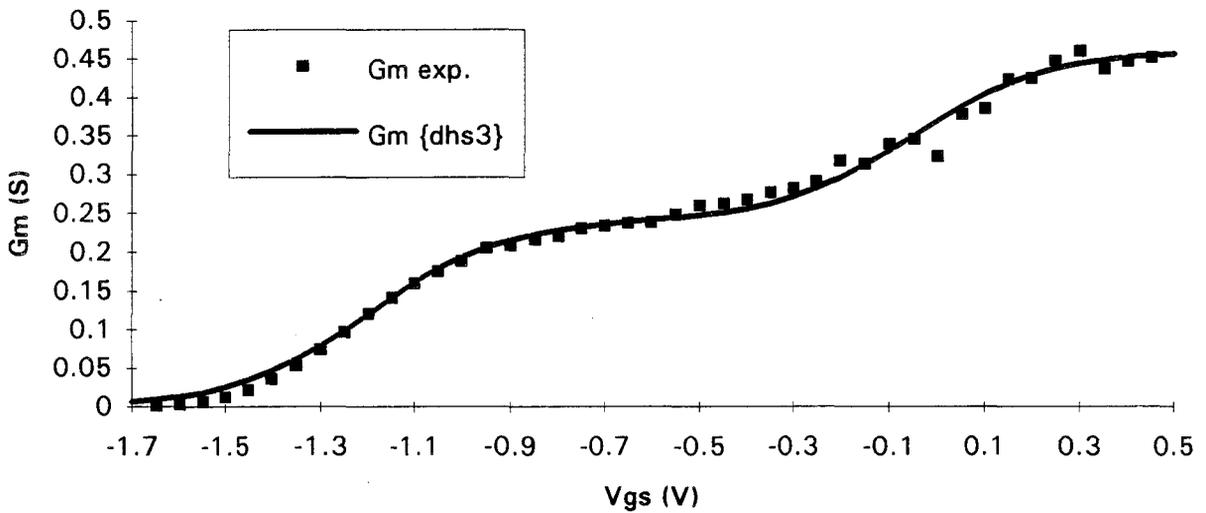
$$g_m^i = (\delta G_{ds}^i / \delta V_g^i) \cdot V_{ds}^i \quad \text{à } V_{ds}^i = \text{cte}$$

$$g_{m_2}^i = (\delta^2 G_{ds}^i / \delta (V_g^i)^2) \cdot V_{ds}^i \quad \text{à } V_{ds}^i = \text{cte}.$$

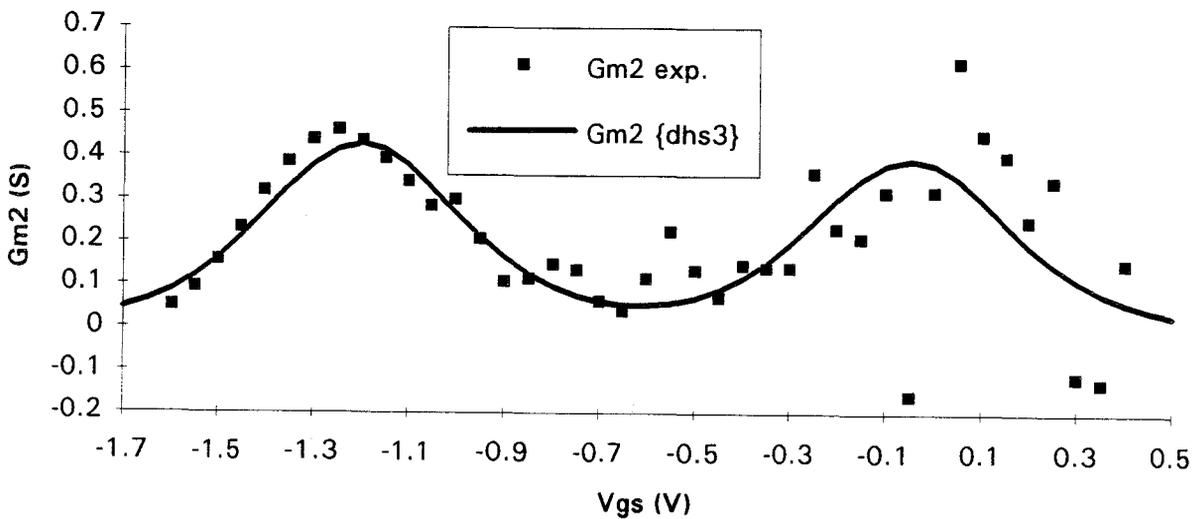
Ainsi à titre d'exemple, la figure I.13 montre que la transconductance  $g_m$  théorique issue du modèle DHS1 ne correspond pas aux résultats expérimentaux.



a.  $G_{ds}=f(V_{gs})$ .



b.  $G_m=f(V_{gs})$ .



c.  $G_{m2}=f(V_{gs})$ .

Figure I.14 : Modélisation intrinsèque DHS3 du transistor NE710.

Par conséquent, nous proposons une nouvelle expression phénoménologique de la dérivée première  $gm$ . Ensuite, par intégration et dérivation analytiques, nous pourrions en déduire les expressions théoriques respectives du courant et de la dérivée seconde  $gm_2$ .

Compte tenu de l'évolution de la transconductance  $gm$  observée expérimentalement sur la figure I.13, nous proposons l'expression suivante :

$$gm^i / Vds^i = G0 \cdot [1 + \tanh[(Vg - V0)/a]] + G00 \cdot [1 + \tanh[(Vg - V00)/a]]$$

Ensuite en dérivant le  $gm$  par rapport à la variable  $Vg$  nous obtenons l'expression de la dérivée seconde :

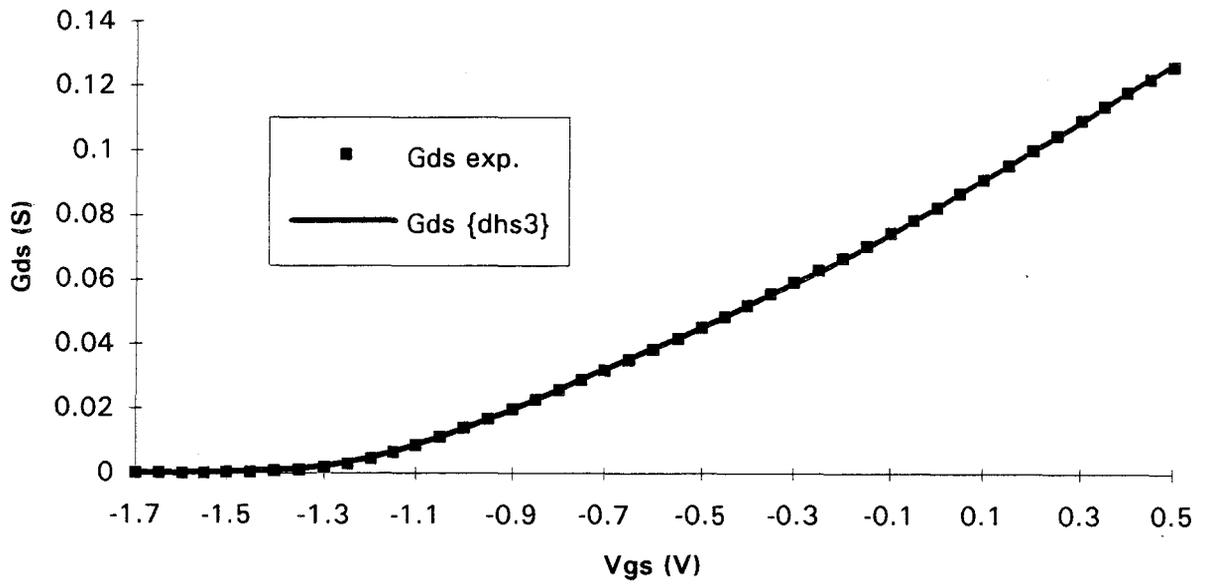
$$gm_2^i / Vds^i = G0 / [a \cdot \cosh^2[(Vg - V0)/a]] + G00 / [a \cdot \cosh^2[(Vg - V00)/a]]$$

Enfin, en intégrant le  $gm$  de  $Vp$  à  $Vg$ , nous obtenons l'expression correspondante du courant drain :

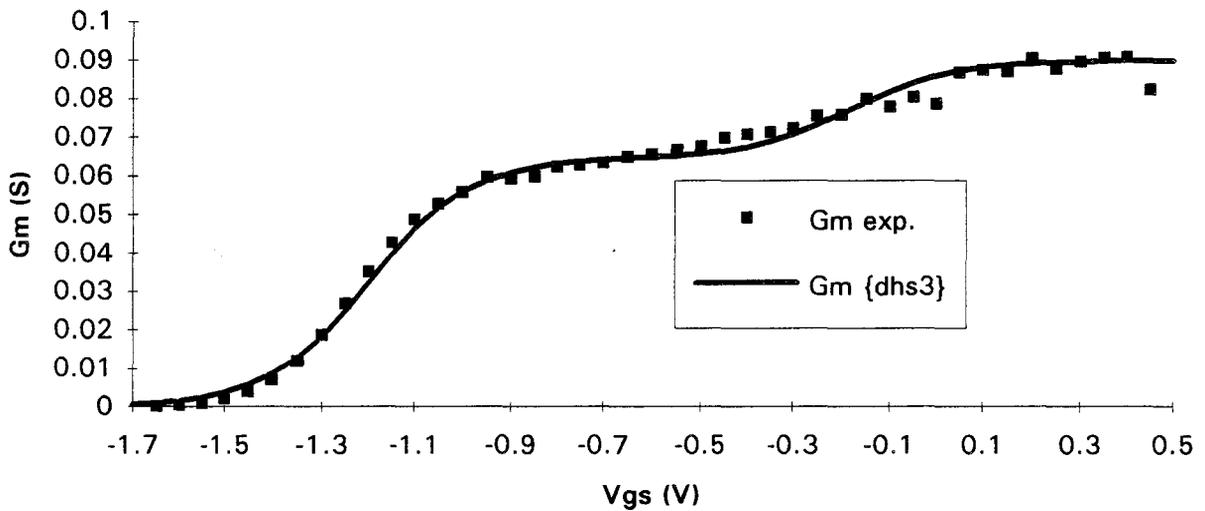
$$\begin{aligned} Ids / Vds^i = Gds^i = & a \cdot G0 \cdot \ln\{\cosh[(Vg - V0)/a] / \cosh[(Vp - V0)/a]\} \\ & + a \cdot G00 \cdot \ln\{\cosh[(Vg - V00)/a] / \cosh[(Vp - V00)/a]\} \\ & + (G0 + G00) \cdot (Vg - Vp) \end{aligned}$$

Effectivement, les figures I.14 et I.15 font apparaître un bon accord théorie-expérience pour la transconductance  $gm^i$  et la conductance  $Gds^i$ . Cependant, il est évident que, compte tenu des erreurs de mesure accrues par la dérivation numérique, il est plus difficile de juger de la validité de l'accord théorie-expérience du  $gm_2^i$  mais celle-ci semble satisfaisante.

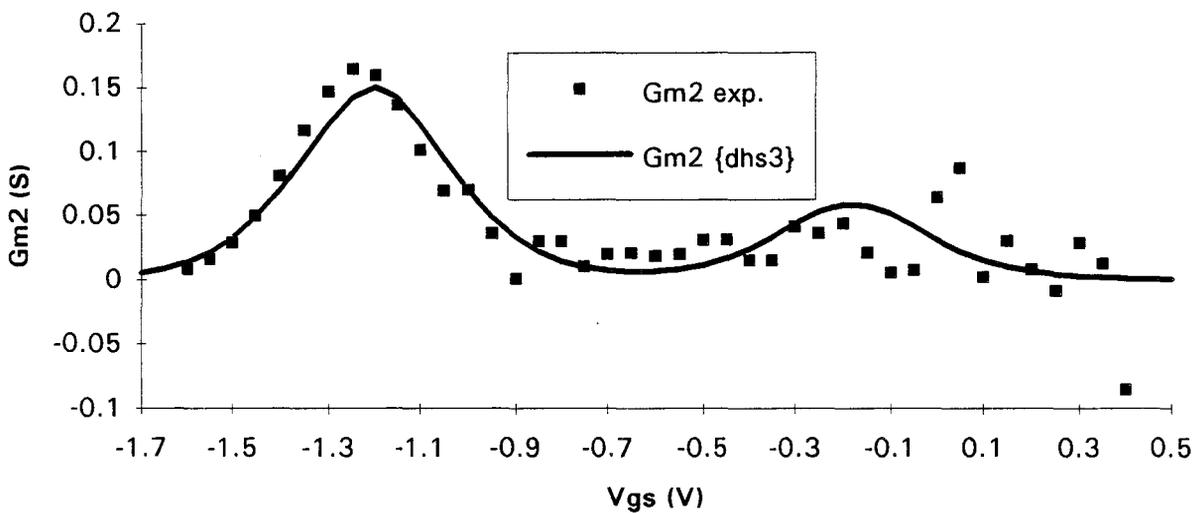
Remarquons que ce modèle est défini par des expressions mathématiques relativement simples et qu'il est aisé de déterminer les divers paramètres comme le montre la figure I.16. Il permet ainsi d'ajuster aisément et correctement la conductance  $Gds^i$ , ainsi que la transconductance  $gm^i$  et sa dérivée  $gm_2^i$ .



a.  $G_{ds}=f(V_{gs})$ .



b.  $G_m=f(V_{gs})$ .



c.  $G_{m2}=f(V_{gs})$ .

Figure I.15 : Modélisation intrinsèque DHS3 du TEC Gec Marconi  $\{0.5 \times 200 \mu\text{m}^2\}$ .

Signalons que l'on accède aux grandeurs extrinsèques par les formules suivantes :

$$G_{ds}^e = G_{ds}^i / (1 + (R_s + R_d) \cdot G_{ds}^i)$$

$$g_m = (\delta G_{ds} / \delta V_g) \cdot V_{ds}$$

$$g_m^e = g_m^i / (1 + (R_s + R_d) \cdot G_{ds}^i)^2$$

Là encore, nous pouvons observer sur la figure I.17 un bon accord théorie-expérience.

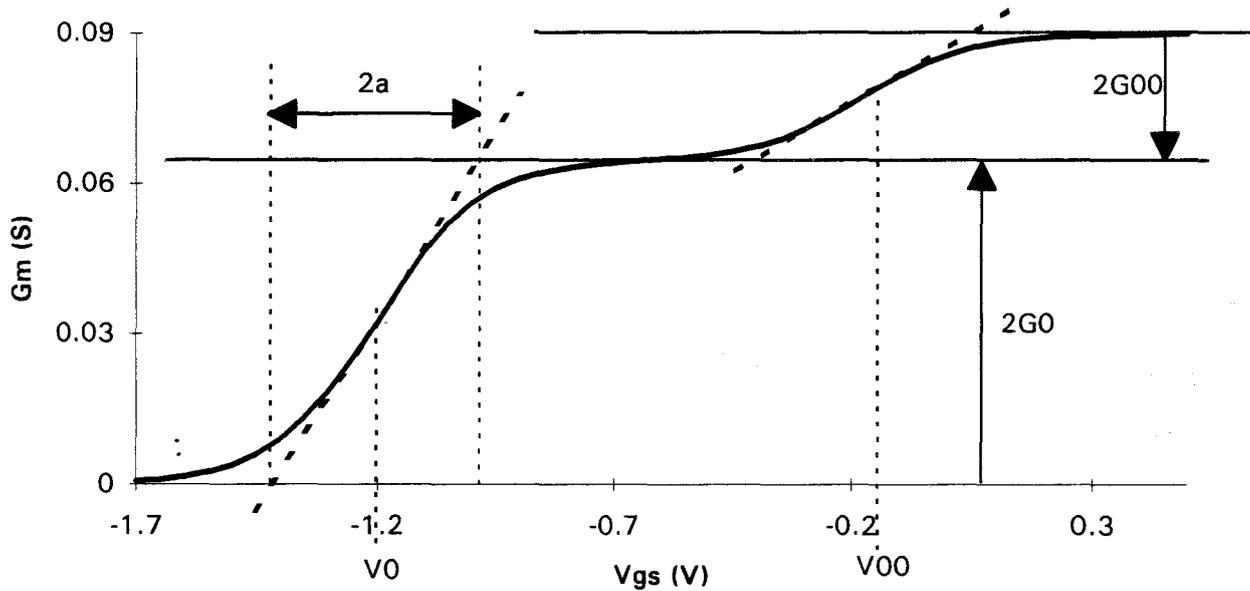


Figure I.16 : Détermination des paramètres du modèle DHS3.

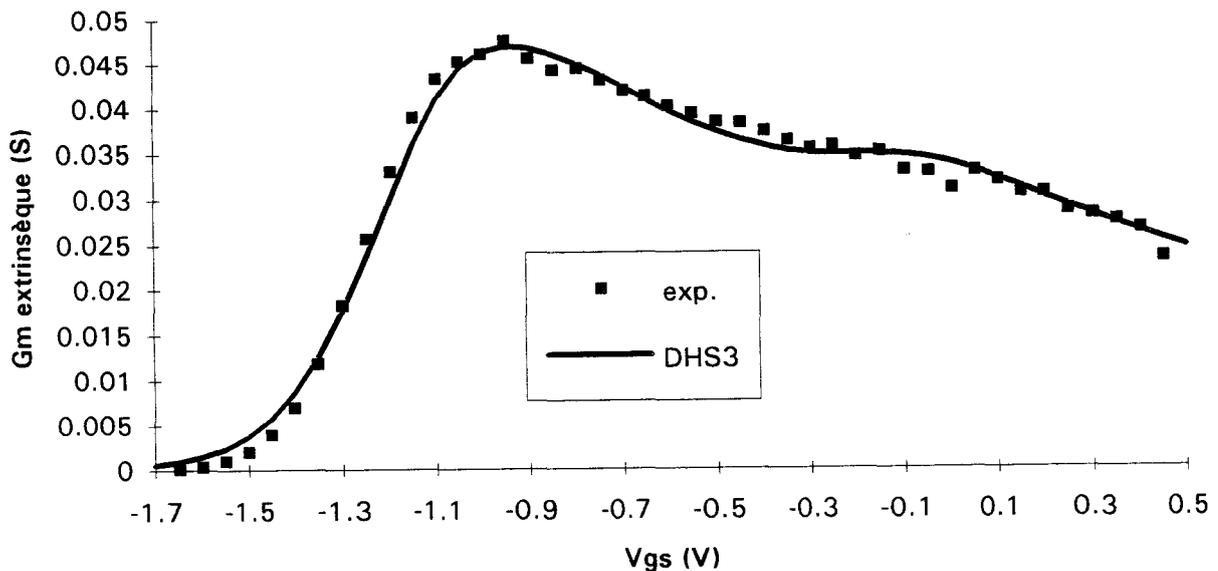
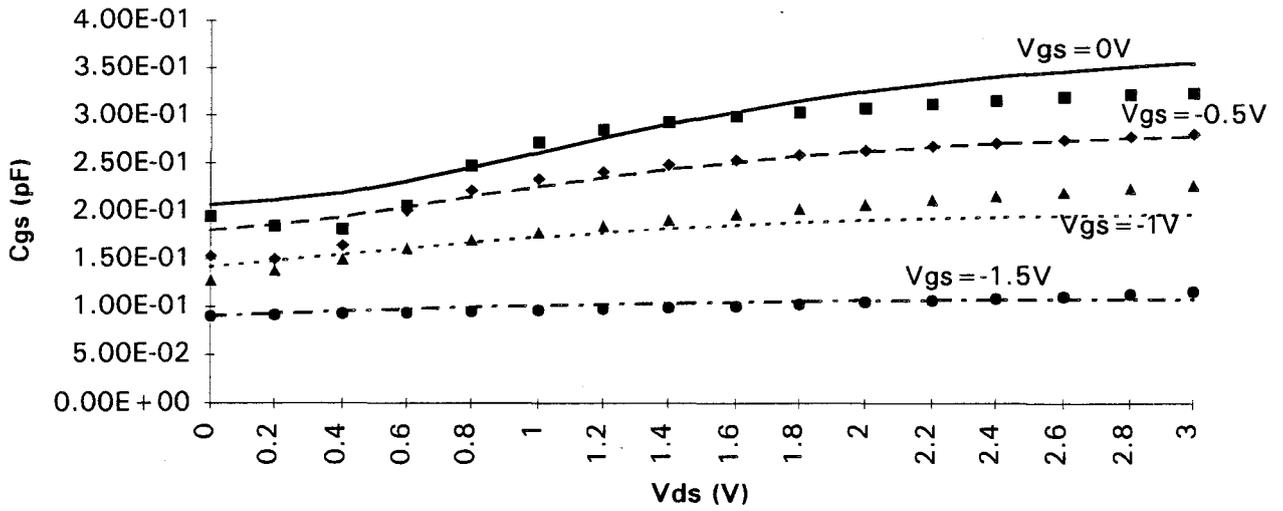
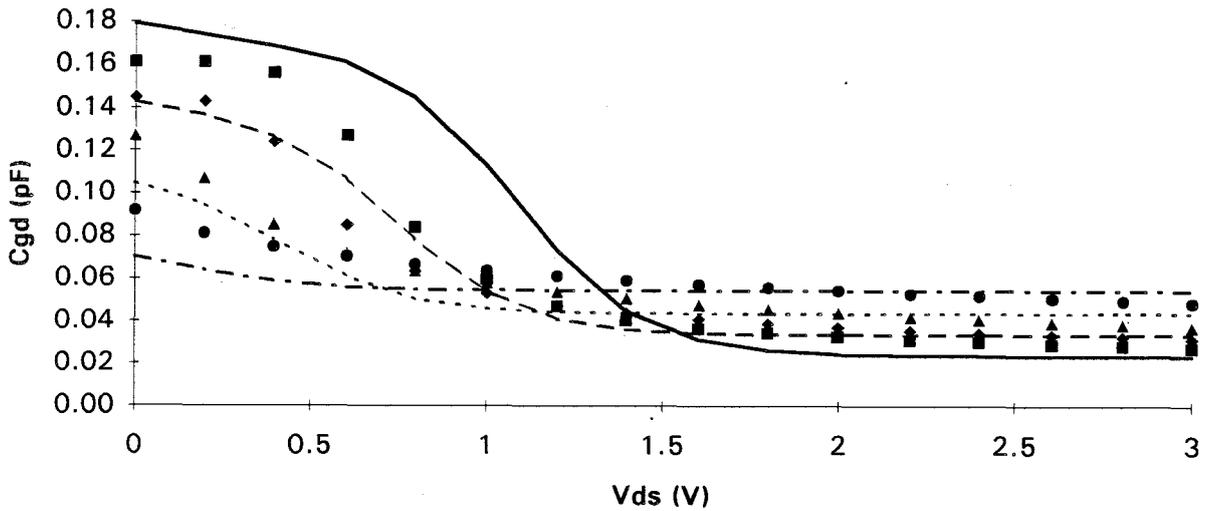


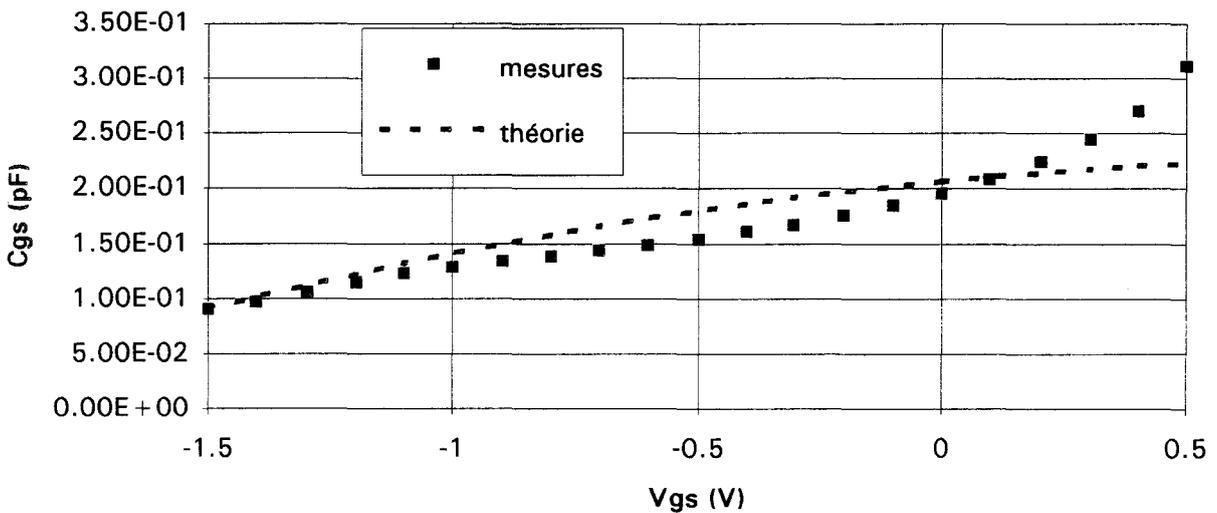
Figure I.17 : Modélisation extrinsèque DHS3 du \$G\_m\$ du TEC Gec Marconi \$\{0.5 \times 200 \mu m^2\}\$.



a.  $C_{gs}=f(V_{ds}, V_{gs})$ .



b.  $C_{gd}=f(V_{ds}, V_{gs})$ .



c.  $C_{gs}=f(V_{gs}), V_{ds}=0V$ .

Figure I.18 : Modélisation des capacités du NE710 (premier modèle).

## I.3 Modélisation des capacités

Le schéma équivalent de la figure I.5 montre l'existence de capacités grille-source  $C_{gs}$  et grille-drain  $C_{gd}$  présentant un caractère non linéaire à prendre en compte en régime de forts signaux. Pour décrire correctement le fonctionnement du TEC froid en haute fréquence, il convient donc de bien modéliser les non linéarités des capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  en fonction de  $V_{gs}$ ,  $V_{gd}$  et  $V_{ds}$  [33-34].

Ainsi, nous proposons la modélisation de ces non linéarités en rappelant tout d'abord les modèles actuels. Puis nous suggérons un modèle original représentant mieux les évolutions expérimentales.

### I.3.1 Modèles actuels

Nous présentons deux modèles actuellement disponibles qui paraissent les plus intéressants pour notre application. Rappelons que les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  sont de valeurs sensiblement égales lorsque la tension de polarisation  $V_{ds}$  est nulle (cf paragraphe I.1.1) et que dans toutes les équations qui suivent, il conviendra d'invertir  $V_{gs}$  et  $V_{gd}$  si  $V_{ds}$  devient négative.

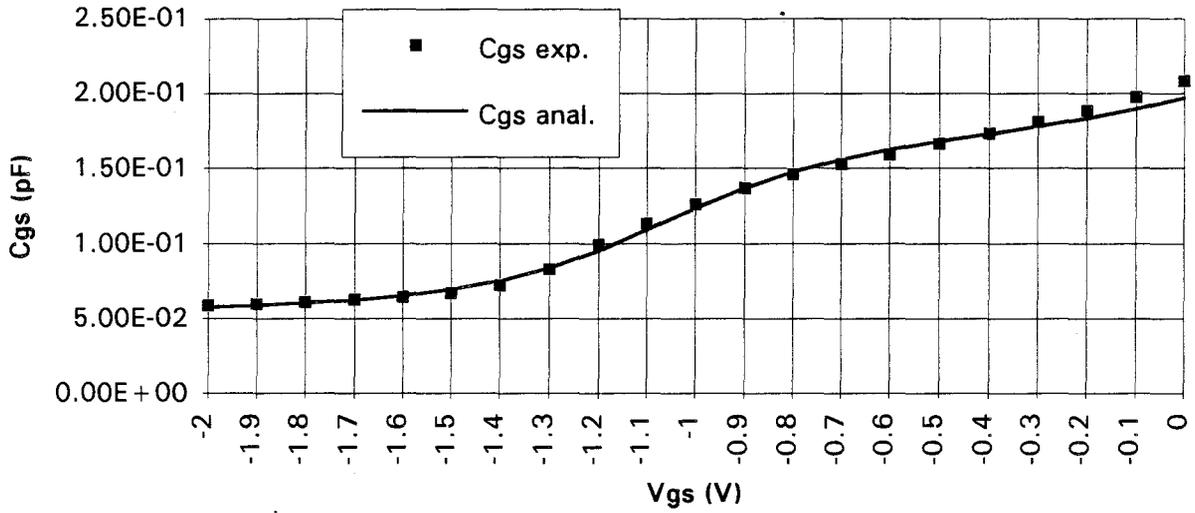
#### a. Premier modèle

Le modèle mis au point au laboratoire par Laurence Picheta [12] s'exprime par les équations:

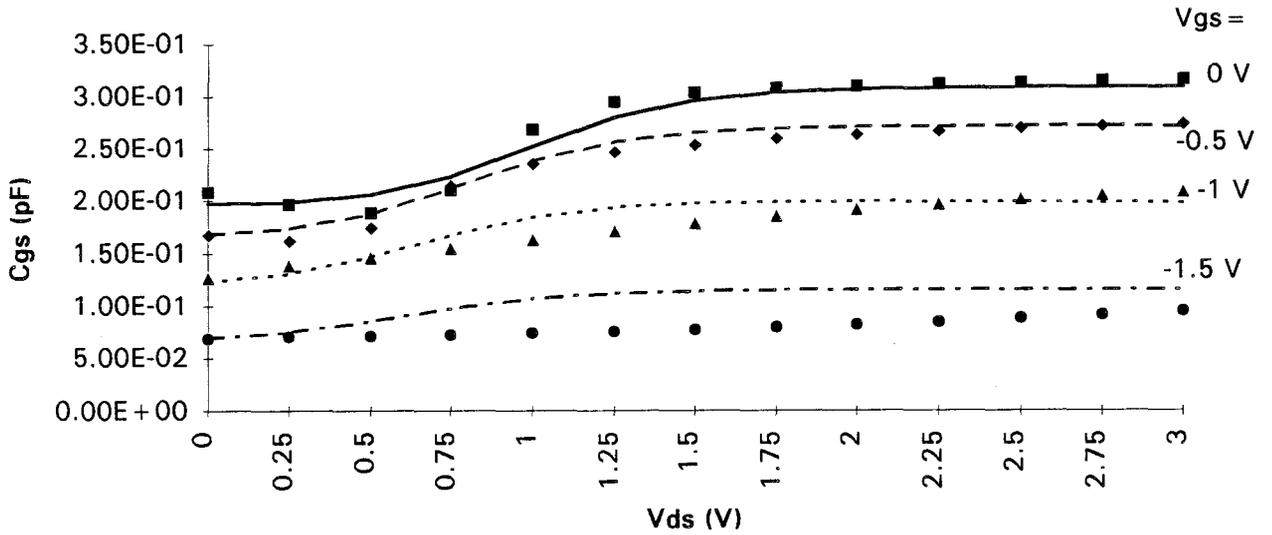
$$C_{gs} = d - e \cdot (V_{gs}^i/V_p) + a_s \cdot [1 - V_{gs}^i/V_p] \cdot \tanh[bs \cdot (V_{ds}^i - cs - V_{gs}^i/2)]$$

$$C_{gd} = f - g \cdot (V_{gd}^i/V_p) - a_d \cdot [1 - V_{gd}^i/V_p] \cdot \tanh[bd \cdot (V_{ds}^i - cd - V_{gd}^i/2)]$$

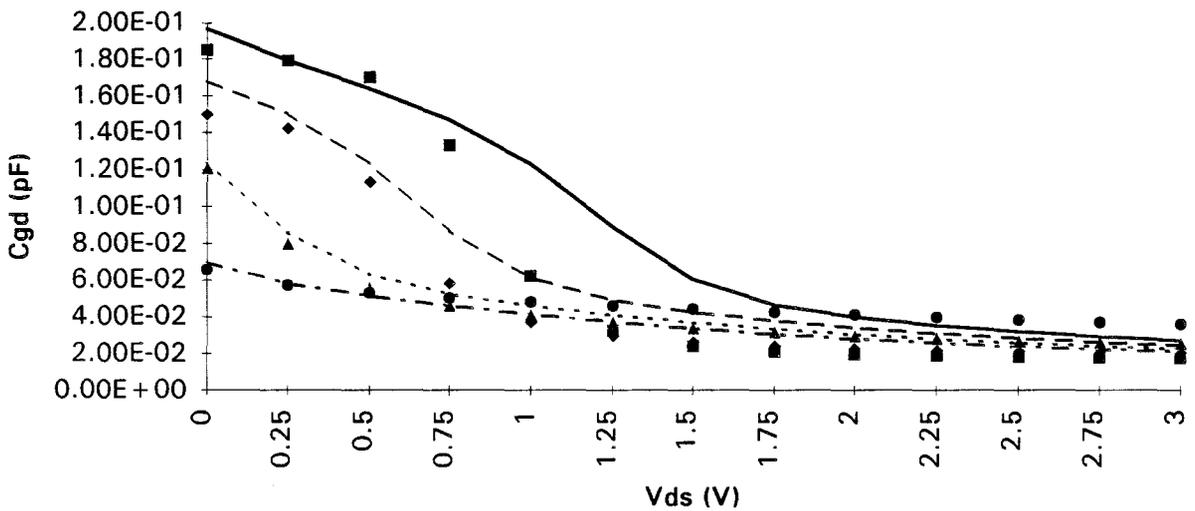
où  $d$ ,  $e$ ,  $a_s$ ,  $b_s$ ,  $c_s$ ,  $f$ ,  $g$ ,  $a_d$ ,  $b_d$  et  $c_d$  sont les paramètres du modèle à ajuster,  $V_p$  est la tension de pincement.



a.  $C_{gs}=f(V_{gs}), V_{ds}=0V$ .



b.  $C_{gs}=f(V_{ds}, V_{gs})$ .



c.  $C_{gd}=f(V_{ds}, V_{gs})$ .

Figure I.19 : Modélisation des capacités du HEMT Toshiba JS8818 (second modèle).

Sur la figure I.18, nous comparons les valeurs mesurées des capacités avec les courbes théoriques. On constate que ce modèle décrit bien les variations expérimentales de  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  avec  $V_{ds}$ , mais que, en fonctionnement en TEC froid où  $V_{ds}$  est nulle, l'évolution de la capacité avec la tension grille-source est assez mal représentée (figure I.18c).

Par conséquent, nous avons recherché d'autres modèles.

### b. Second modèle

C'est celui proposé par V. I. Cojocar et T. J. Brazil [35-36]. Ils ont eux mis au point une expression (1) qui donne un bon accord théorie-expérience à  $V_{ds}$  nulle (figure I.19a) et qui, associée à une autre fonction (2), permet d'étendre la modélisation à toute la plage des  $V_{ds}$  avec une assez bonne précision (figures I.19b et c). Les fonctions qu'ils proposent sont les suivantes :

$$C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = f(V_{gs}) \cdot g_1(V_{ds}) / g_1(0)$$

$$C_{gd}(V_{gd}, V_{ds}) = f(V_{gd}) \cdot g_2(V_{ds}) / g_2(0)$$

avec

$$f(V) = C_1 / (1 - V/V_{bi})^m + C_2 \cdot [1 + \tanh(a \cdot (V - V_p))] \quad (1)$$

et

$$g_1(V_{ds}) = 1 + k_1 \cdot \tanh[\mu_1 \cdot (V_{ds} - V_{ds0})] \quad (2)$$

$$g_2(V_{ds}) = 1 + k_2 \cdot \tanh[\mu_2 \cdot (V_{ds} - V_{ds0})] \quad (2)$$

où  $V_{bi}$  est la tension de built-in,  $V_p$  est la tension de pincement,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $a$  et  $m$  sont les paramètres du modèle à  $V_{ds}=0V$ ,  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $\mu_1$ ,  $\mu_2$  et  $V_{ds0}$  sont les paramètres à ajuster pour tenir compte de l'influence de  $V_{ds}$ .

Cette astuce, qui consiste à faire intervenir l'influence de  $V_{ds}$  dans les expressions mathématiques sans altérer les caractéristiques en fonction de  $V_{gs}$ , nous a inspiré la modélisation qui suit.

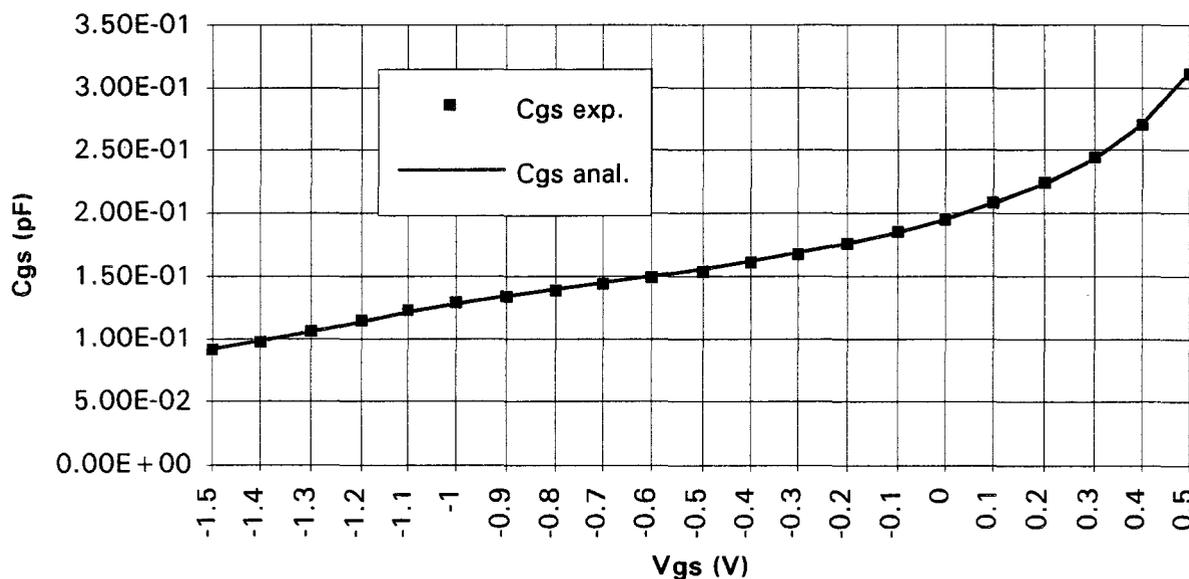
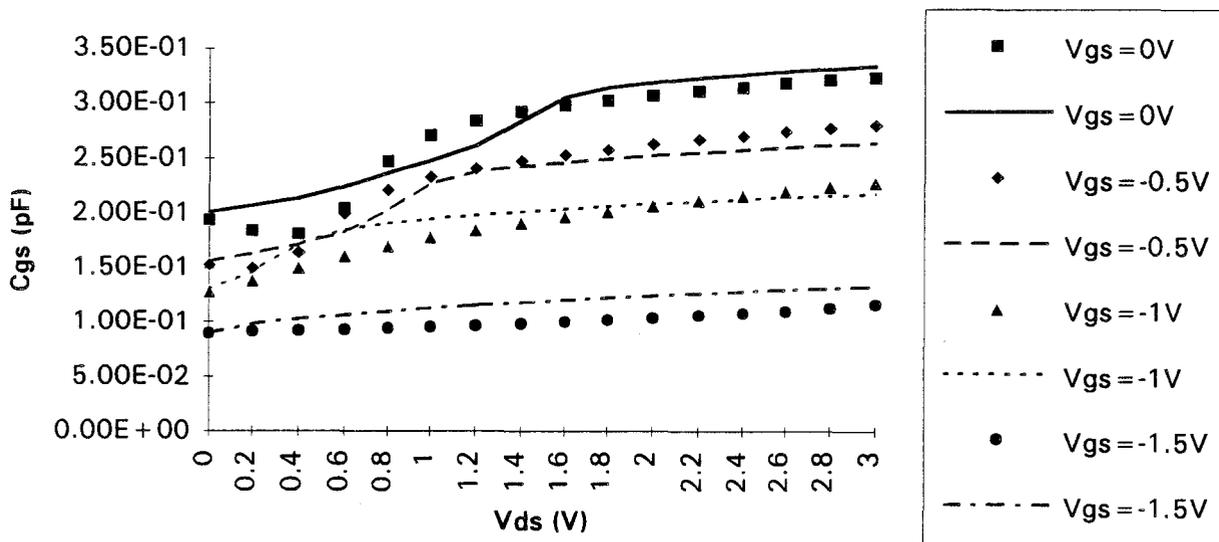
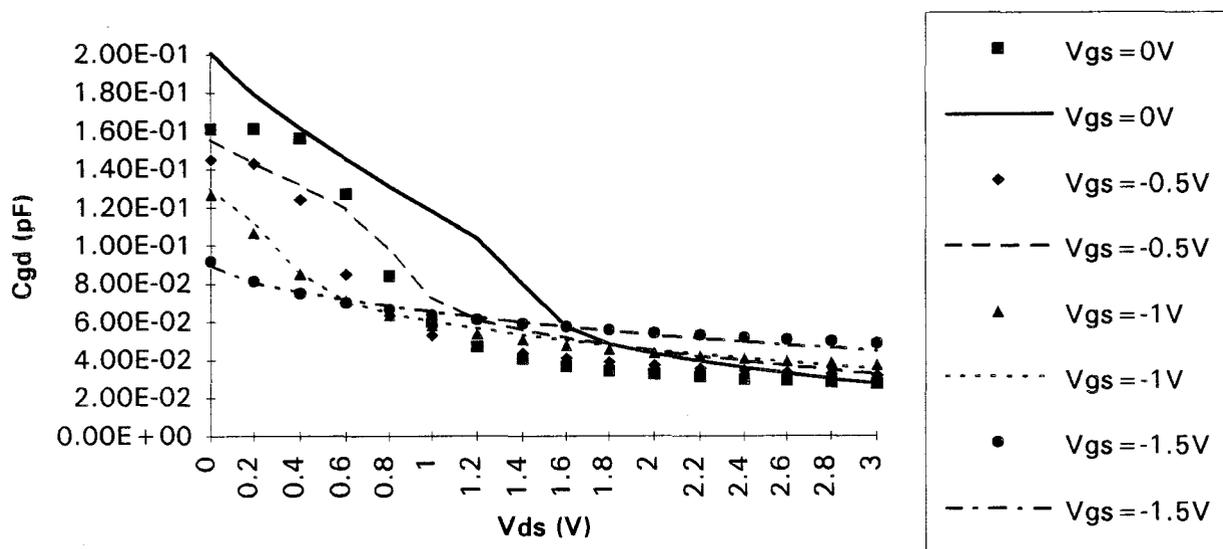


Figure I.20 : Modélisation originale de Cgs à Vds nulle (NE710).



a.  $C_{gs}=f(V_{ds}, V_{gs})$ .



b.  $C_{gd}=f(V_{ds}, V_{gs})$ .

Figure I.21 : Modélisation originale des capacités du NE710 en fonction de Vds.

### I.3.2 Modèle original

Si l'on néglige l'influence de la tension  $V_{ds}$ , nous proposons les expressions suivantes :

$$C_{gs} = C_g(V_{gs})$$

$$C_{gd} = C_g(V_{gd})$$

où 
$$C_g(V_g) = [d + e \cdot \tanh[a \cdot (V_g - V_0)]] / (1 - V_g/V_{bi})^{ex} \quad (3)$$

La figure I.20 montre que ce modèle permet d'obtenir un accord théorie-expérience quasi-parfait pour  $V_{ds}$  moyen nul.

Pour tenir compte de l'influence de  $V_{ds}$ , nous avons considéré que chaque capacité  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  dépendait à la fois de  $V_{gs}$  et à la fois de  $V_{gd}$ . Le poids de cette dépendance étant représenté par les paramètres  $m_s$  ou  $m_d$  à ajuster :

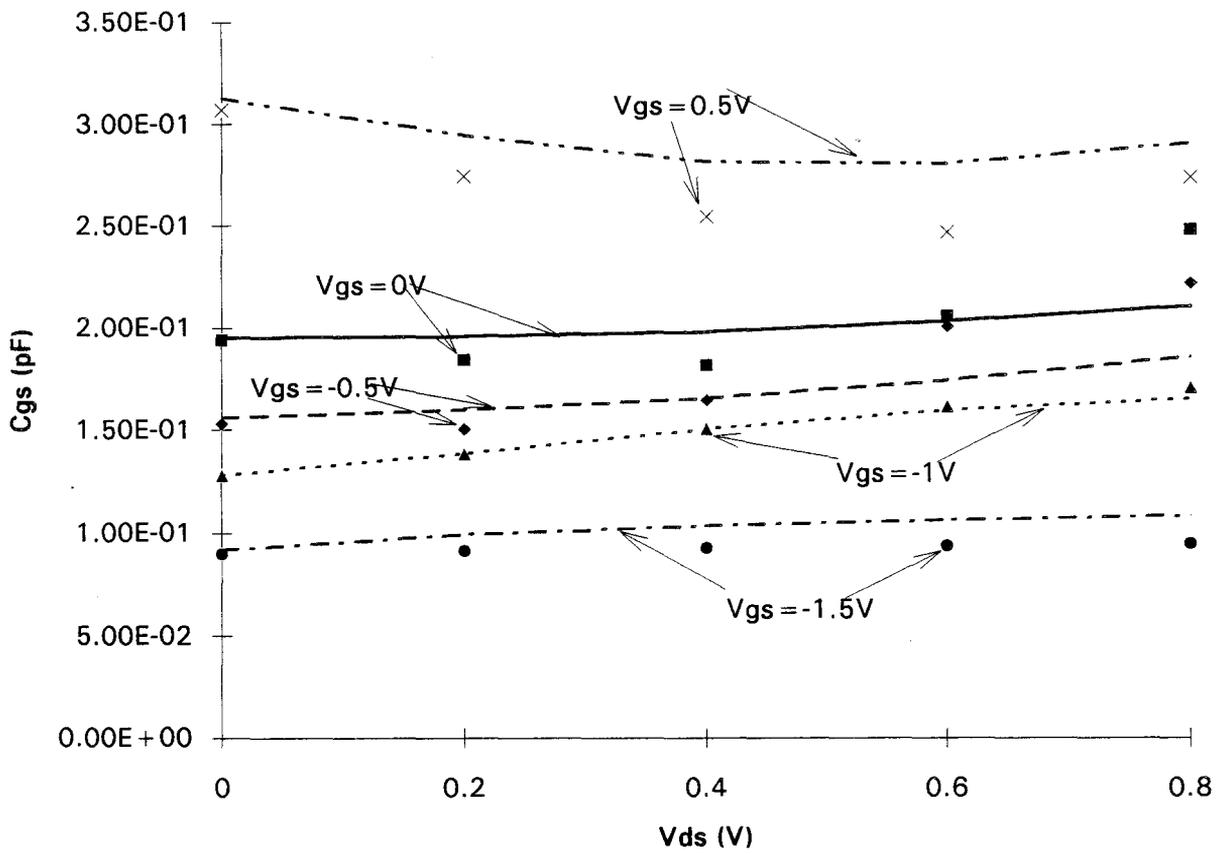
$$C_{gs}(V_{gs}, V_{gd}) = m_s \cdot C_g(V_{gs}) + (1 - m_s) \cdot C_g(V_{gd})$$

$$C_{gd}(V_{gd}, V_{gs}) = m_d \cdot C_g(V_{gd}) + (1 - m_d) \cdot C_g(V_{gs})$$

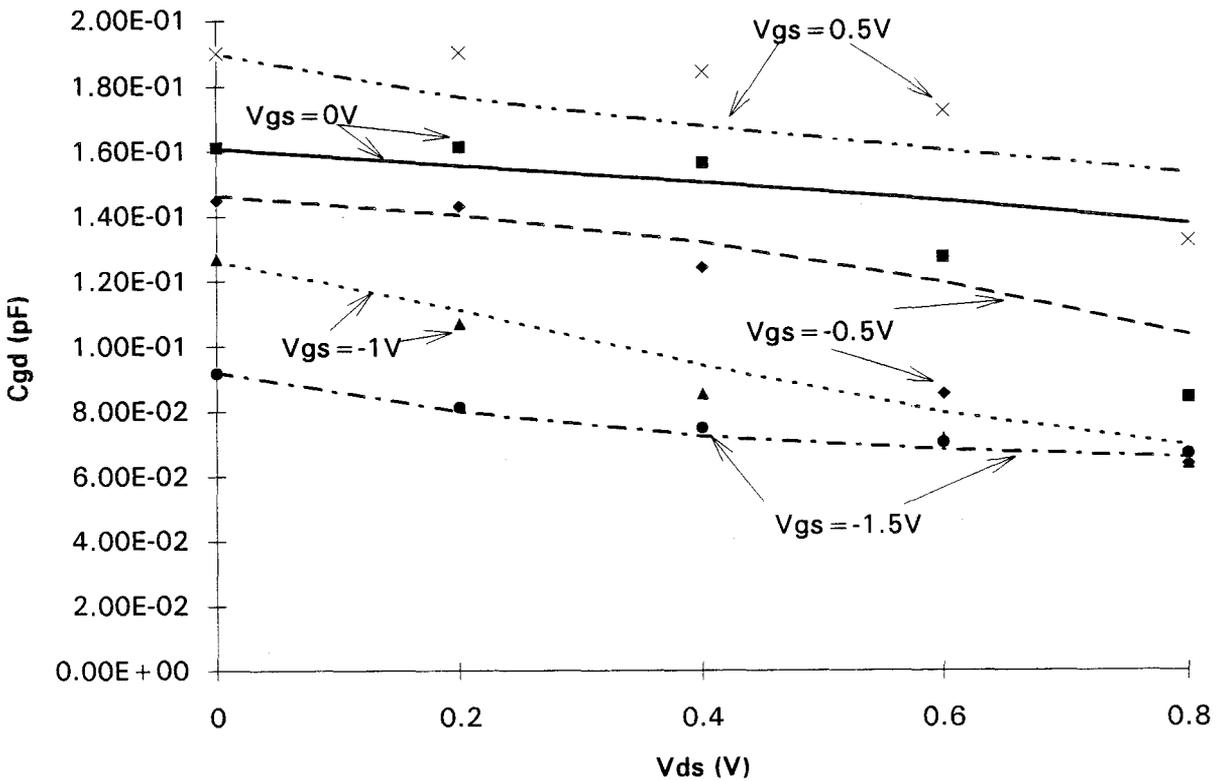
Remarquons que pour  $V_{ds}=0V$  on a  $V_{gs}=V_{gd}$  et on retrouve les expressions précédentes (3). Les figures I.21a et I.21b montrent que ces expressions décrivent relativement bien les évolutions expérimentales des capacités.

Les figures I.22a et I.22b montrent que l'on obtient aussi un accord assez satisfaisant jusqu'à 0.5V après ajustement des coefficients  $m_s$  et  $m_d$  afin de rester dans le cas du TEC froid qui nous intéresse.

Cette modélisation originale s'avère donc intéressante pour sa facilité d'utilisation, mais également parce qu'elle nous permet de bien décrire l'évolution des capacités du TEC froid.



a.  $C_{gs}=f(V_{ds}, V_{gs})$ .



b.  $C_{gd}=f(V_{ds}, V_{gs})$ .

Figure I.22 : Modélisation originale des capacités du NE710 pour de faibles  $V_{ds}$ .

## I.4 Implantation dans un logiciel de CAO

Sur de nombreux logiciels, existent des modèles de TEC prédéfinis qui nécessitent juste de rentrer les valeurs ou expressions mathématiques des différents paramètres du schéma électrique équivalent. Mais, afin de tenir compte de la modélisation particulière du TEC froid, nous avons préféré adopter une implantation suivant le schéma donné sur la figure I.23, où l'on retrouve le modèle intrinsèque du TEC sur lequel viennent se greffer les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  ainsi que les divers éléments parasites. Notons que le modèle intrinsèque du TEC reprend les configurations classiquement utilisées dans les modèles prédéfinis, introduisant en particulier le générateur de courant drain-source qu'il nous faut définir.

### a. Courant drain-source

On introduit le générateur de courant commandé par la tension intrinsèque  $V_g^i$  correspondant à la résistance de canal  $R_c$  grâce aux expressions mathématiques des divers modèles :

$$I_{ds}(V_g^i, V_{ds}^i) = V_{ds}^i / R_c(V_g^i)$$

### b. Capacités

Les logiciels commerciaux nécessitent généralement de représenter les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  à partir des charges  $Q_{gs}$  et  $Q_{gd}$  et exigent pour obtenir la convergence du processus itératif de calcul de vérifier la relation de self-consistance suivante [37-39] :

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

Or, selon les expressions choisies pour modéliser les capacités, il n'est pas toujours aisé de trouver les expressions analytiques des charges  $Q_{gs}$  et  $Q_{gd}$ , en fonction des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{gd}$ .

Pour nous affranchir de ces problèmes, une autre méthode consiste à introduire les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  sous la forme de "boîtes noires" (appelées SDD -Symbolic Defined Device- sur le logiciel MDS de Hewlett Packard [40]) définies par les expressions mathématiques du modèle utilisé.

### c. Eléments parasites

Ils correspondent aux self inductances et résistances d'accès de drain, source et grille. Ceux-ci sont introduits à l'aide d'éléments localisés.

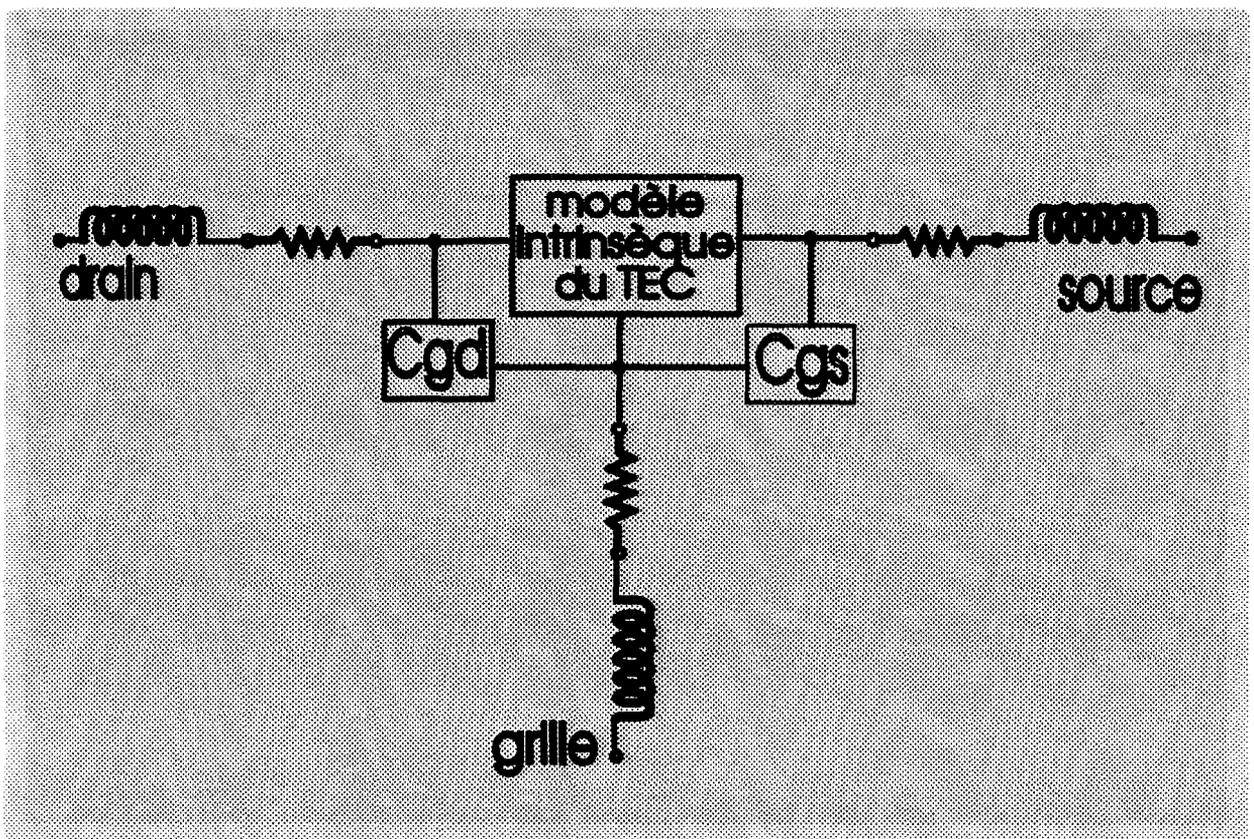


Figure I.23 : Schéma d'implantation du TEC froid sur logiciel de CAO.

# Conclusion

Nous avons décrit ici le TEC froid et son fonctionnement en mélangeur hyperfréquence. Il peut facilement être représenté comme un commutateur à deux états : passant et bloqué. Ainsi deux configurations d'utilisation sont envisageables : l'une série où le TEC est monté en commutateur de courant et l'autre parallèle où il est monté en commutateur de tension.

Afin de comparer les propriétés de ces deux types de mélangeurs, il a été nécessaire tout d'abord de modéliser, le plus précisément possible, les non linéarités du TEC froid. A partir d'un premier modèle de résistance de canal développé au laboratoire (DHS1), nous avons conçu deux autres modèles originaux, l'un DHS2 tenant compte d'une faible dépendance de  $R_c$  en fonction de  $V_{ds}$  (non linéarité de sortie) et l'autre DHS3 représentant plus exactement les variations des dérivées première et seconde de la conductance de sortie en fonction de  $V_{gs}$  (non linéarité de transfert).

Enfin, nous avons développé un nouveau modèle pour l'évolution non linéaire des capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$ .

Nous avons donc présenté trois modélisations originales de la conductance de canal d'un TEC froid (DHS1, DHS2, et DHS3). Une première estimation de la validité des modèles peut être faite sur l'étude en simulation des paramètres  $S$ . Nous comparons sur les figures I.24, I.25 et I.26 les évolutions expérimentales et théoriques de ces paramètres obtenues pour ces trois modèles entre 0.9 GHz et 19.9 GHz dans le cas du transistor NE710 (polarisé à tension drain-source nulle), dans les états ON ( $V_{gs}=0V$ ) et OFF ( $V_{gs}=-1.5V$ ). Les expressions utilisées pour les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  sont celles développées au laboratoire (paragraphe I.3.2).

L'analyse de cette comparaison montre un accord théorie-expérience satisfaisant mais ne nous permet pas, pour l'instant, de distinguer la modélisation la meilleure. Seule la simulation du fonctionnement de têtes mélangeuses nous permettra de préciser la modélisation la plus exacte.

En conséquence, le second chapitre mettra en oeuvre les différents modèles développés pour la simulation du fonctionnement en régime non linéaire et en hyperfréquence des têtes mélangeuses, utilisant les deux configurations possibles du TEC froid.

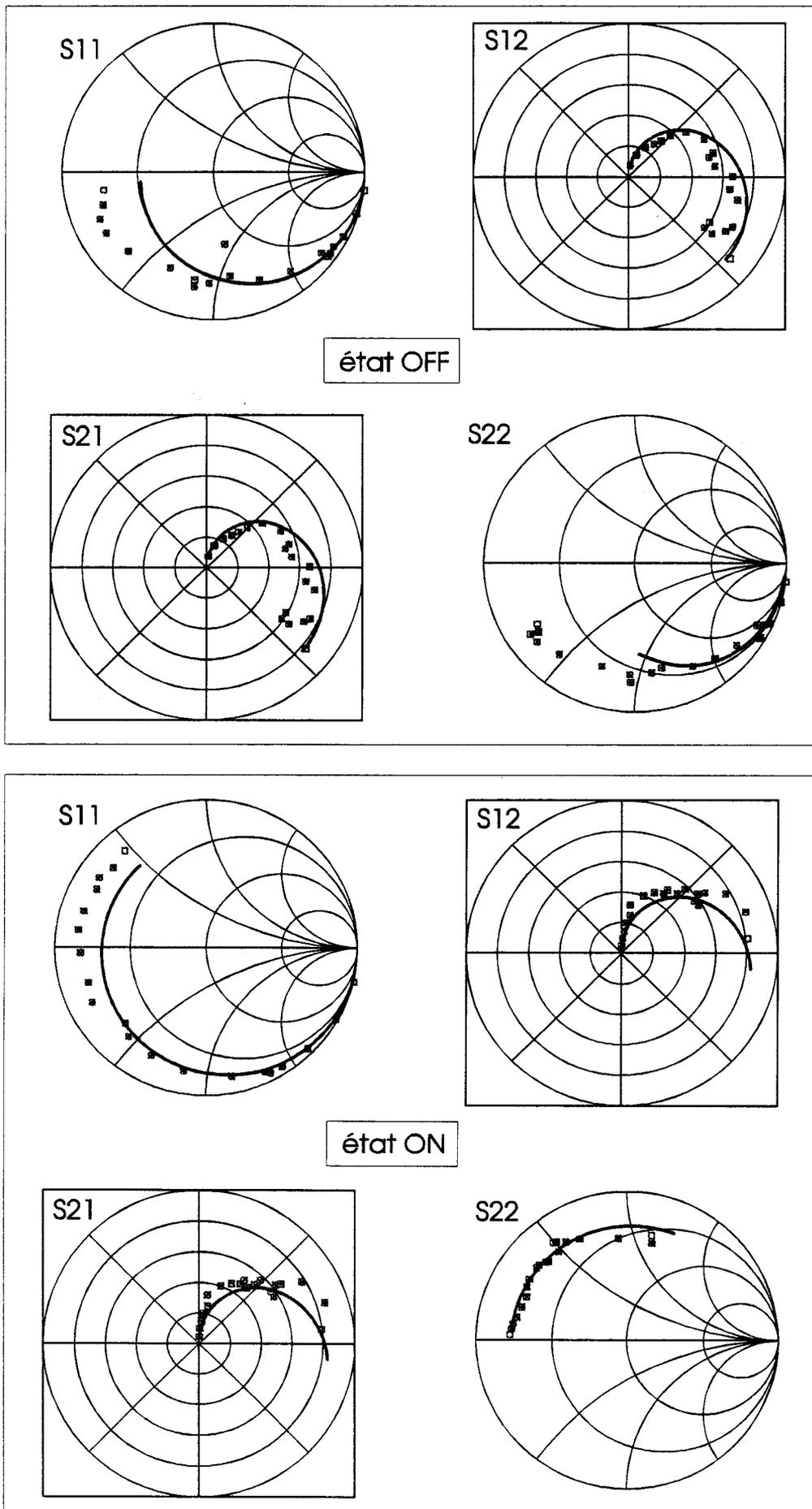


Figure I.24 : Evolution fréquentielle des paramètres S du NE710 (modèle DHS1).

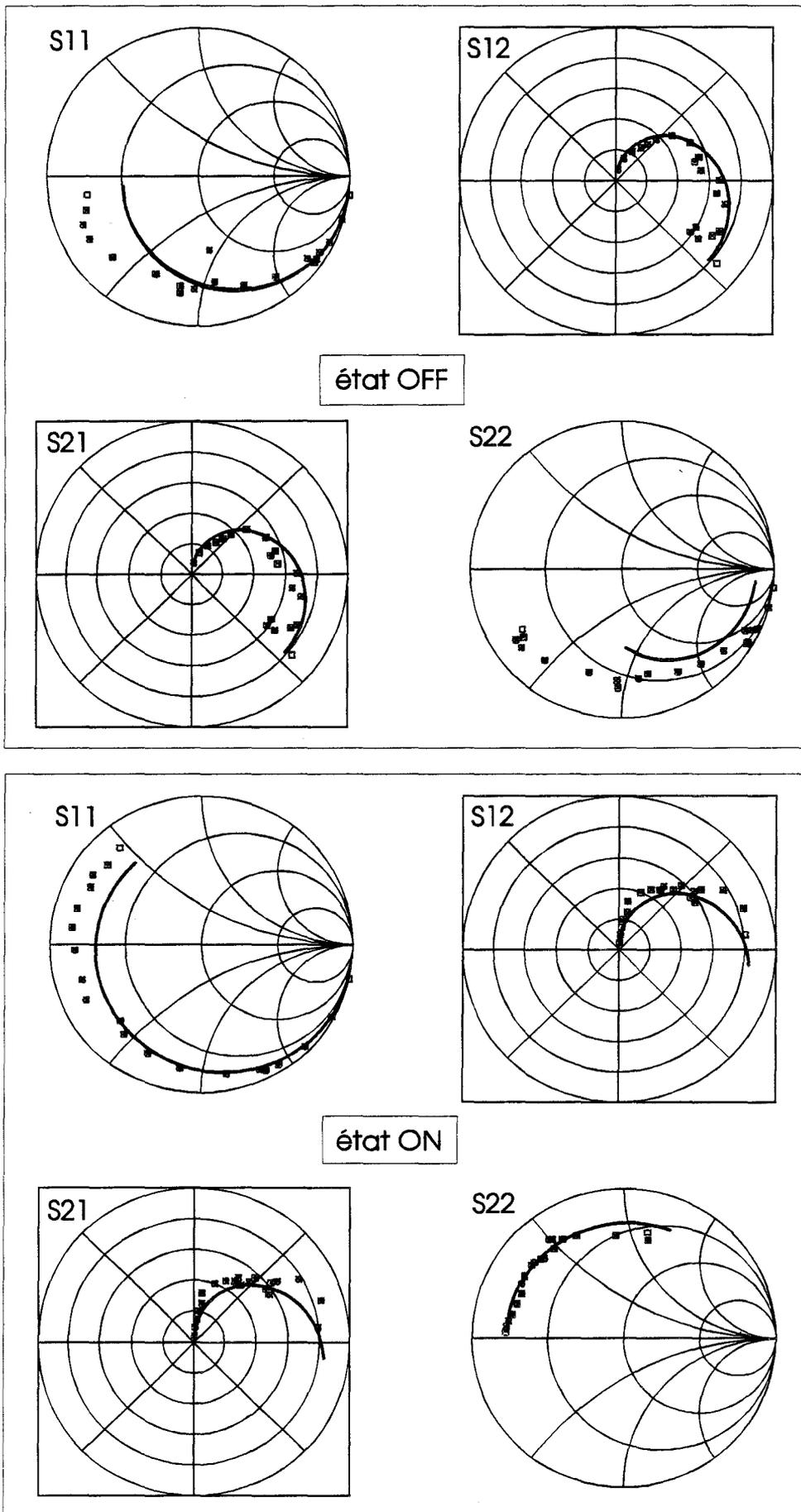


Figure I.25 : Evolution fréquentielle des paramètres S du NE710 (modèle DHS2).

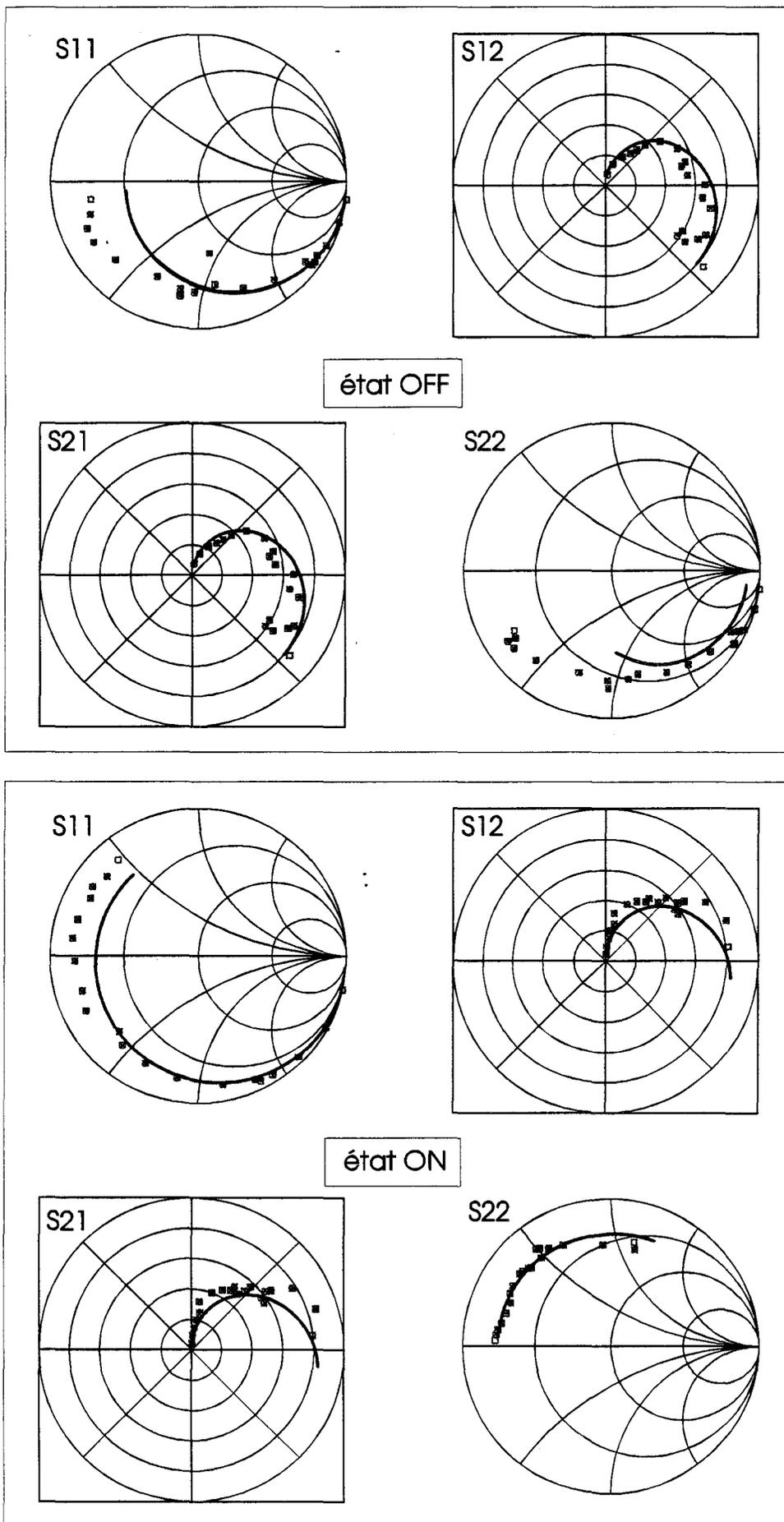


Figure I.26 : Evolution fréquentielle des paramètres S du NE710 (modèle DHS3).

## Chapitre II

# Chapitre II

## Conception et simulation de têtes mélangeuses.

---

### Introduction

L'objectif de cette étude est d'une part de comparer les deux configurations de mélange parallèle et série et d'autre part de valider les différents modèles mis au point au laboratoire et exposés dans le premier chapitre. Pour cela, nous avons d'abord étudié la faisabilité de structures parallèle et série non optimisées. Ces têtes de mélange, conçues autour d'un simple transistor sont destinées à être réalisées en technologie hybride. Il est évident que ces circuits ne présenteront pas des performances remarquables.

Afin d'approfondir cette étude et de trouver des structures optimales, il convient d'intégrer ces deux configurations. Ainsi, nous avons optimisé sur simulateur deux têtes de mélange réalisables en technologie intégrée. Elles ont été toutes deux conçues selon le même schéma de principe (figure II.1) pour pouvoir se placer dans des conditions de simulation identiques et par là obtenir une comparaison des deux mélangeurs la plus équitable possible.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons tout d'abord le matériel informatique et le logiciel de simulation utilisés. Puis, nous rappelons sommairement les définitions des performances caractérisant un mélangeur.

Dans un second paragraphe, consacré aux structures hybrides, nous commençons par décrire les circuits étudiés et l'implantation des modèles de TEC froid utilisés. Ensuite, nous donnons leurs performances respectives, obtenues avec les divers modèles que nous pourrions ainsi comparer.

Enfin, le dernier paragraphe est consacré aux structures intégrées. Nous donnons d'abord le schéma de principe des deux têtes de mélange parallèle et série, avec leur circuit électrique équivalent. Puis, nous exposons leurs performances théoriques que nous pouvons ensuite comparer.

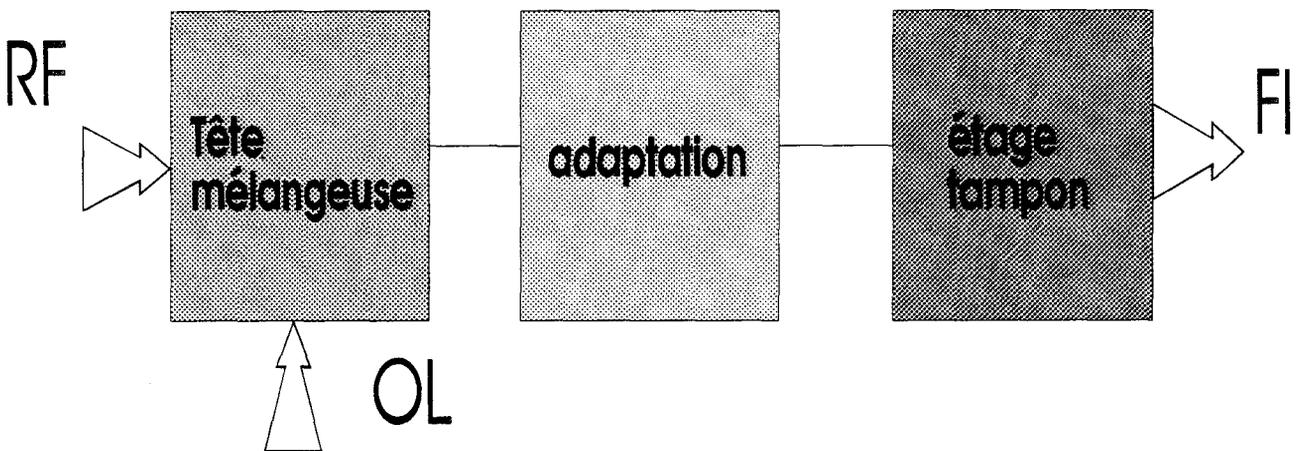


Figure II.1 : Schéma de principe des mélangeurs intégrés.

## II.1 Généralités

### II.1.1 Logiciel utilisé

Les mélangeurs sont des dispositifs présentant de fortes non linéarités. En conséquence, leur étude théorique exige l'utilisation d'un logiciel de simulation micro-onde fonctionnant en régime non linéaire. Notre choix s'est porté sur le logiciel commercial MDS (Microwave Design System) de la société Hewlett Packard (HP), largement implanté au laboratoire sur station de travail HP9000 série 700.

Rappelons que ce logiciel fonctionne sur le principe de l'équilibrage harmonique (HB pour Harmonic Balance), encore appelé méthode tempo-fréquentielle [41-42]. Son principe repose sur la séparation du circuit en deux parties, l'une linéaire, l'autre non linéaire. L'analyse de la partie linéaire se fait dans le domaine fréquentiel tandis que celle de la partie non linéaire est effectuée dans le domaine temporel. La transformée de Fourier réalise le lien entre les deux parties. L'équilibrage harmonique consiste à comparer, en suivant un processus itératif, les signaux en amplitude et en phase pour chaque harmonique et à chaque noeud défini entre les deux sous-ensembles. Une solution en régime stationnaire existe si, en chacun de ces noeuds, les signaux sont identiques. Cette méthode de la balance harmonique permet donc d'obtenir assez rapidement le régime permanent mais ne permet pas de connaître le régime transitoire. La précision des résultats dépend du nombre d'harmoniques pris en compte.

Signalons également que MDS est un logiciel très convivial qui fonctionne à partir des schémas électriques de circuits. De plus, il permet l'implantation aisée d'un modèle utilisateur et l'obtention automatique du dessin technologique d'un circuit (layout).

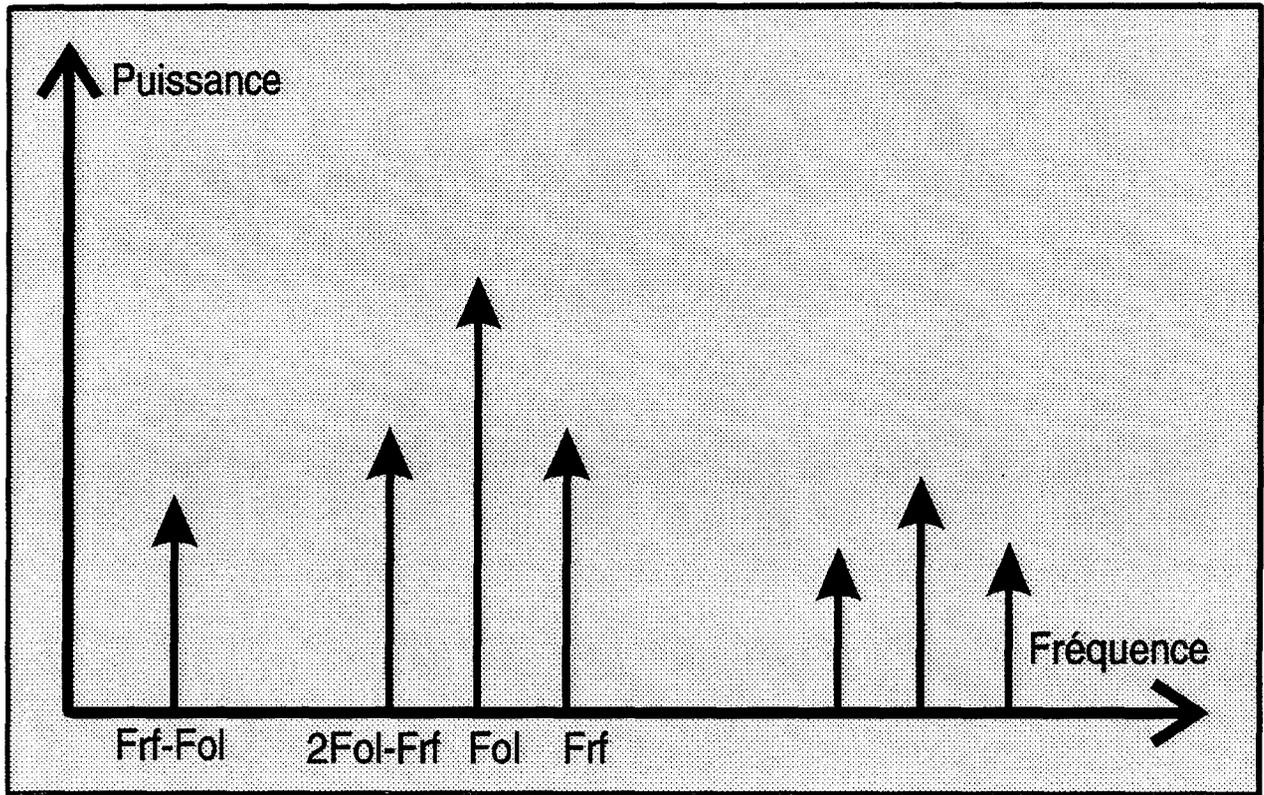


Figure II.2 : Spectre fréquentiel en sortie FI.

## II.1.2 Définitions des performances

Un mélangeur est un dispositif non linéaire qui permet de convertir un signal de haute fréquence  $F_{rf}$  en un signal de fréquence intermédiaire plus basse  $F_{if}$  en utilisant un oscillateur local de forte puissance. Le mélange des fréquences RF et OL permet d'obtenir en sortie FI un nombre considérable de fréquences, en particulier les fréquences somme et différence. Dans notre cas, la fréquence de l'oscillateur local étant choisie inférieure à celle du signal d'entrée RF (mélangeur non inverseur), le signal récupéré en sortie est à la fréquence :

$$F_{if} = F_{rf} - F_{ol}$$

Une représentation spectrale des signaux en sortie FI est donnée sur la figure II.2. Pour obtenir le fonctionnement optimal d'un mélangeur, il est alors souhaitable de rendre maximale la puissance disponible en sortie FI à la fréquence  $F_{if}$  et de rejeter toutes les autres fréquences qui sont indésirables.

### a. Gain de conversion :

Il est défini par le rapport entre la puissance de sortie à la fréquence FI et la puissance d'entrée à la fréquence RF :

$$G_c = P_{if}(F_{if}) / P_{rf}(F_{rf})$$

Le gain de conversion dépend des fréquences et des puissances d'entrée en OL et en RF. Il s'exprime généralement en dB. On définit aussi les pertes de conversion qui sont égales à l'inverse de  $G_c$ .

### b. Puissance de compression à -1 dB :

Notée  $P_c$ , en entrée, elle est définie par la valeur de la puissance d'entrée RF qui provoque une chute du gain de conversion de 1 dB.

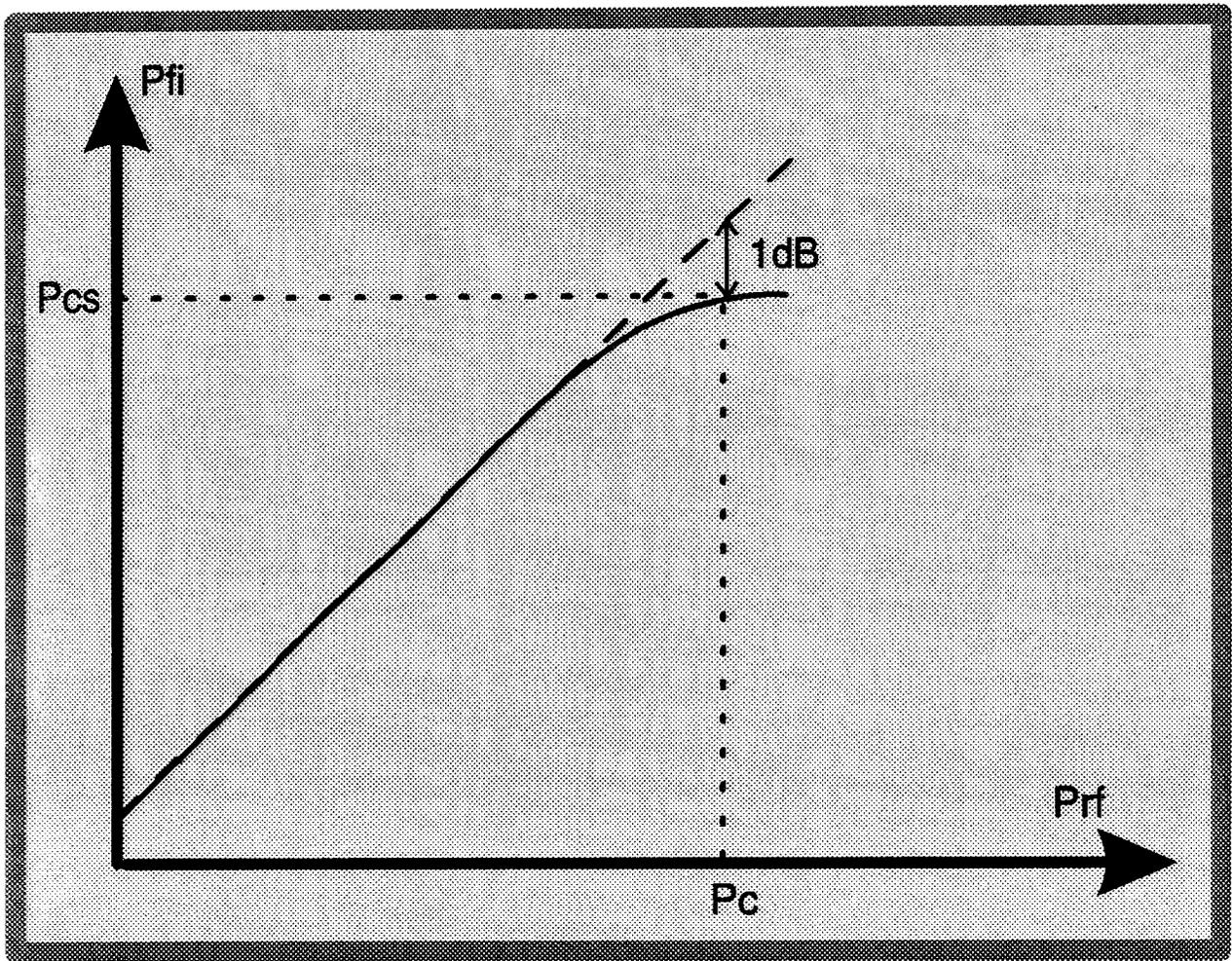


Figure II.3 : Détermination de la puissance de compression à -1dB.

La puissance de compression est généralement définie à partir du graphe d'évolution de la puissance de sortie Pif en fonction de la puissance d'entrée RF (figure II.3) : c'est alors la puissance d'entrée RF pour laquelle il existe un écart de 1 dB entre la puissance de sortie et la droite de pente unitaire. La puissance de compression correspondante en sortie est notée Pcs.

**c. Isolations :**

Afin de bien rejeter de chaque accès les composantes fréquentielles indésirables, il est souhaitable que les isolations entre les différents accès OL, RF et FI soient les plus élevées possible. En particulier le signal d'OL, de puissance importante, doit être fortement atténué sur les accès RF et FI. Mais il faut également, par exemple, rejeter le signal RF de l'accès FI. Les définitions sont les suivantes :

- Isolation RF-FI : c'est le rapport entre la puissance appliquée en entrée RF, à la fréquence RF, et la puissance recueillie en sortie FI, à la fréquence RF :

$$I_{RF-FI} = Prf(Frf) / Pif(Frf)$$

- Isolation OL-FI : elle se définit par le rapport entre la puissance délivrée en entrée OL et la puissance sur l'accès FI à la fréquence OL :

$$I_{OL-FI} = Pol(Fol) / Pif(Fol)$$

- Isolation OL-RF : c'est le rapport entre la puissance délivrée à l'accès OL par l'oscillateur local à la fréquence OL et la puissance récupérée sur l'accès RF à la fréquence OL :

$$I_{OL-RF} = Pol(Fol) / Prf(Fol)$$

Ces isolations s'expriment généralement en dB.

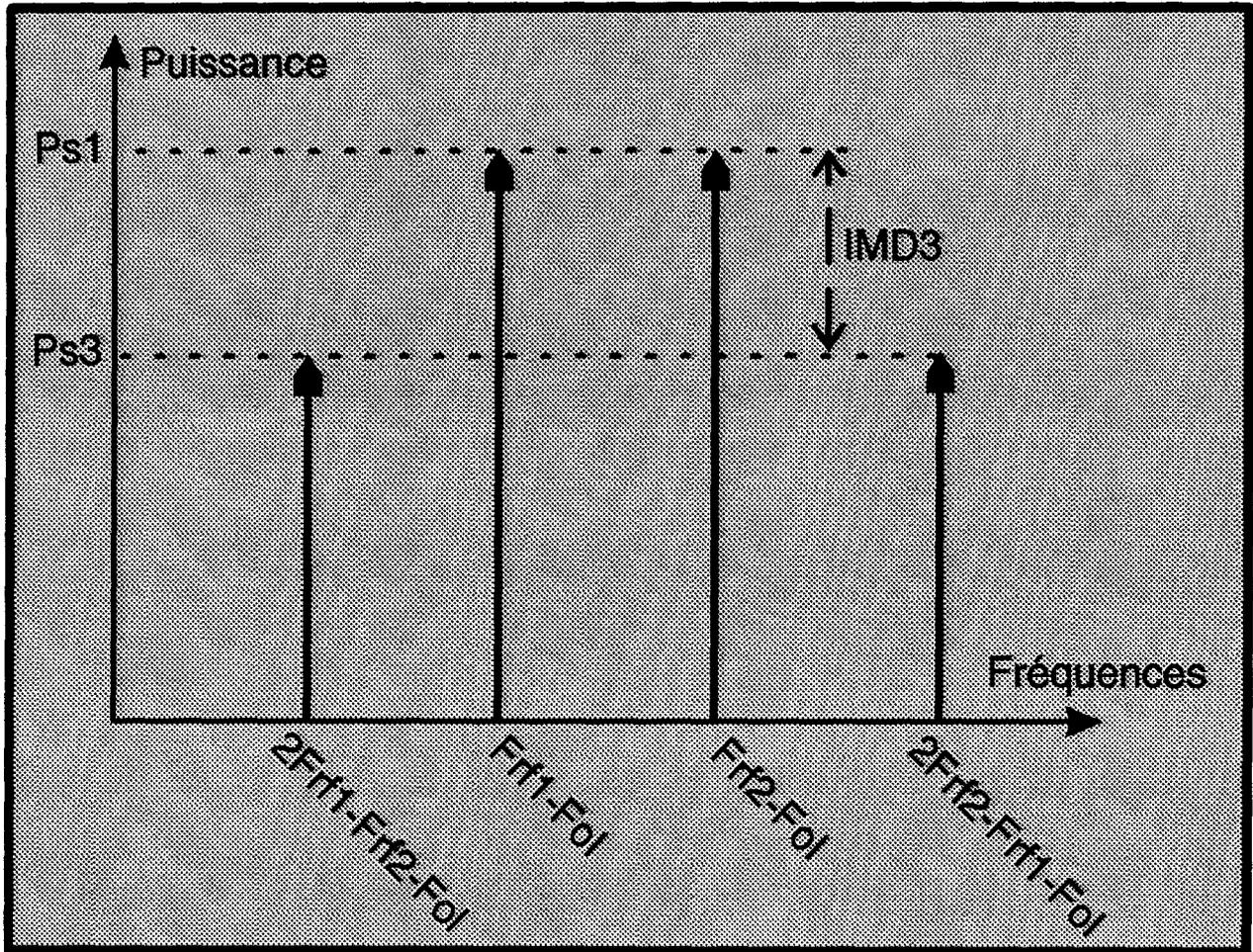


Figure II.4 : Détermination du taux d'intermodulation d'ordre 3.

**d. Taux d'onde stationnaire (TOS)**

La mesure des taux d'onde stationnaire (TOS) permet d'étudier l'adaptation des différents accès. Le TOS peut être évalué au moyen de la méthode réflectométrique [12]. La connaissance de la puissance réfléchie et de la puissance incidente à un accès nous permet d'obtenir le coefficient de réflexion et d'en déduire ainsi le TOS :

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

$$\text{TOS} = (1 + |\rho|) / (1 - |\rho|)$$

Notons que cette méthode n'est pas très précise lorsque l'adaptation est bonne, c'est à dire pour des TOS proches de l'unité.

**e. Intermodulation d'ordre 3 :**

L'intermodulation traduit l'interférence de deux signaux de fréquences voisines dans la bande passante en entrée d'un système non linéaire. Elle se manifeste par l'apparition de composantes fréquentielles indésirables en sortie du système.

Dans le cas du mélangeur de fréquences, ce phénomène peut être caractérisé en appliquant à son entrée deux signaux RF1 et RF2 de même amplitude et de fréquences Frf1 et Frf2 proches. Leur écart en fréquence  $\Delta F$  est faible, de l'ordre de 10 MHz à 100 MHz, pour rester à l'intérieur de la bande passante. En sortie FI, nous récupérons, bien entendu, les signaux de fréquences intermédiaires Frf1-Fol et Frf2-Fol de puissance Ps1, mais également deux raies d'intermodulation de puissance Ps3 aux fréquences 2Frf1-Frf2-Fol et 2Frf2-Frf1-Fol (figure II.4). Ces composantes peuvent être très gênantes car elles se trouvent dans la bande passante du mélangeur et sont alors très difficiles à filtrer. En outre, remarquons que leur puissance croît proportionnellement au cube de la puissance d'entrée RF.

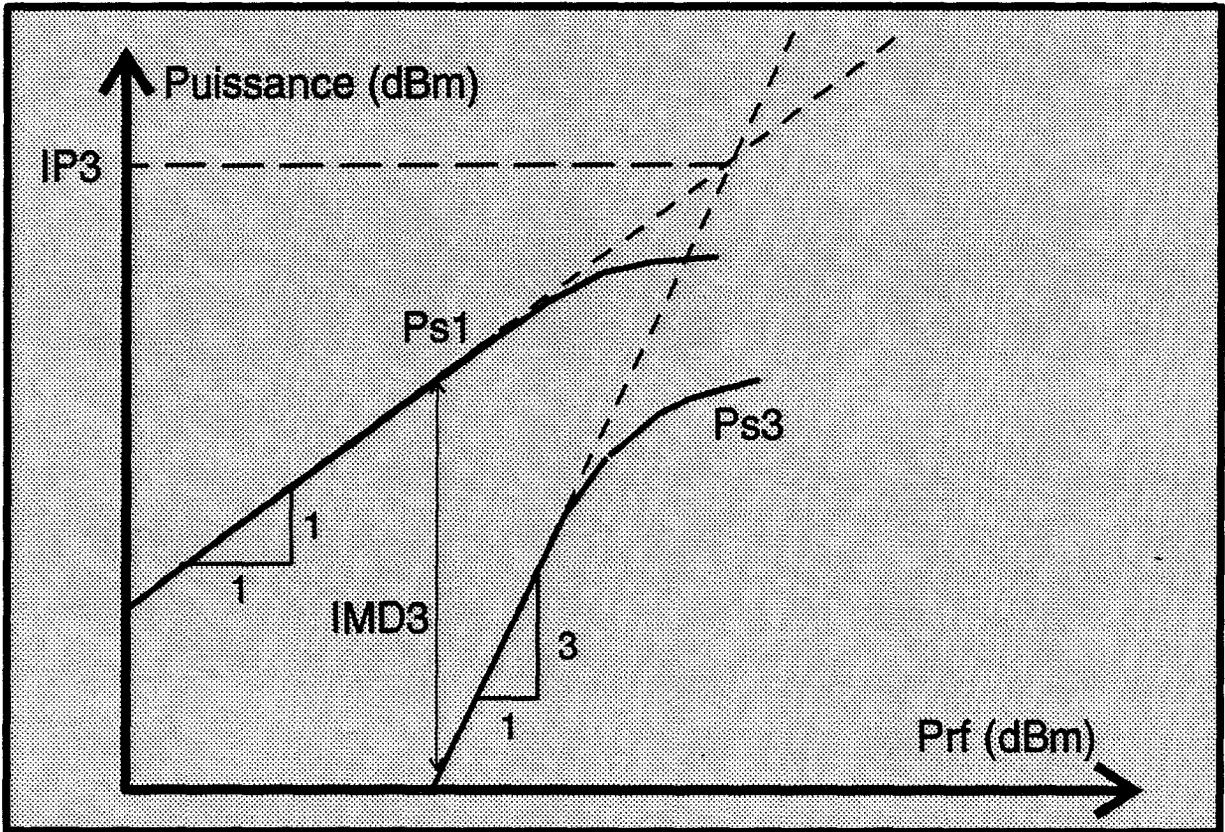


Figure II.5 : Détermination du point d'interception  $IP3$ .

Les grandeurs caractéristiques définissant le niveau d'intermodulation sont l'IMD3 et l'IP3 :

- L'IMD3 est le taux d'intermodulation d'ordre trois. C'est le rapport entre la puissance de sortie Ps1 et la puissance d'intermodulation en sortie Ps3, soit en dB (figure II.4) :

$$\text{IMD3 (dB)} = \text{Ps1 (dBm)} - \text{Ps3 (dBm)} \text{ à Prf donnée}$$

Il dépend de la puissance d'entrée considérée mais il est indépendant du gain.

- L'IP3 est le point d'interception. Il est défini comme étant la puissance de sortie correspondant au point de rencontre des droites représentant l'évolution de Ps1 et de Ps3 en fonction de la puissance RF (figure II.5). Si l'on admet une évolution linéaire de Ps1 et de Ps3 en fonction de Prf, avec des coefficients directeurs respectifs de un et trois, alors l'IP3 peut s'exprimer par la formule :

$$\text{IP3(dBm)} = 3/2 \text{ Ps1(dBm)} - 1/2 \text{ Ps3(dBm)}$$

Il varie avec le gain du dispositif mais il est indépendant du niveau d'entrée.

Il existe une relation approximative reliant la puissance de compression en sortie Pcs au point d'interception IP3 [43] :

$$\text{IP3(dBm)} - \text{Pcs(dBm)} \# 9 \text{ à } 10 \text{ dB}$$

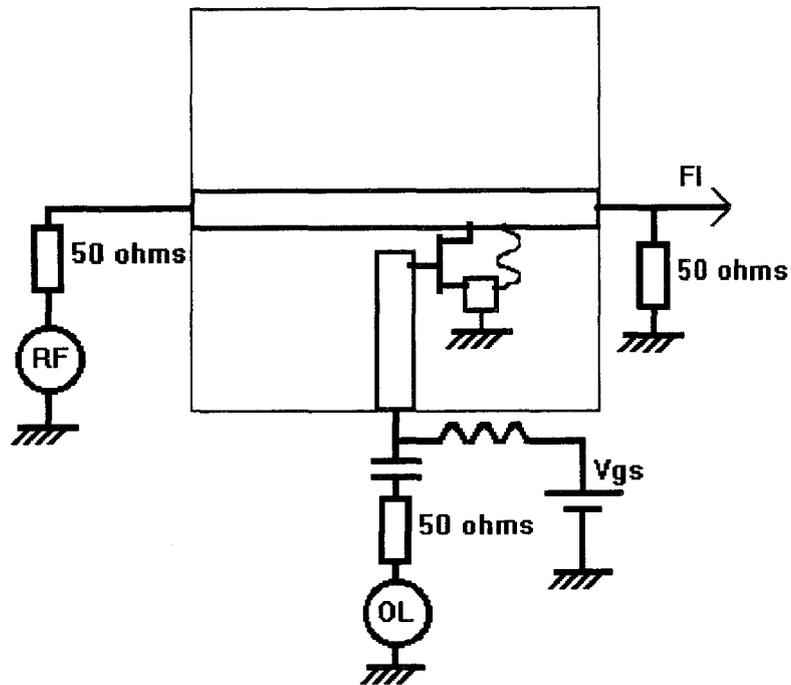


Figure II.6 : Schéma de la structure hybride du mélangeur parallèle.

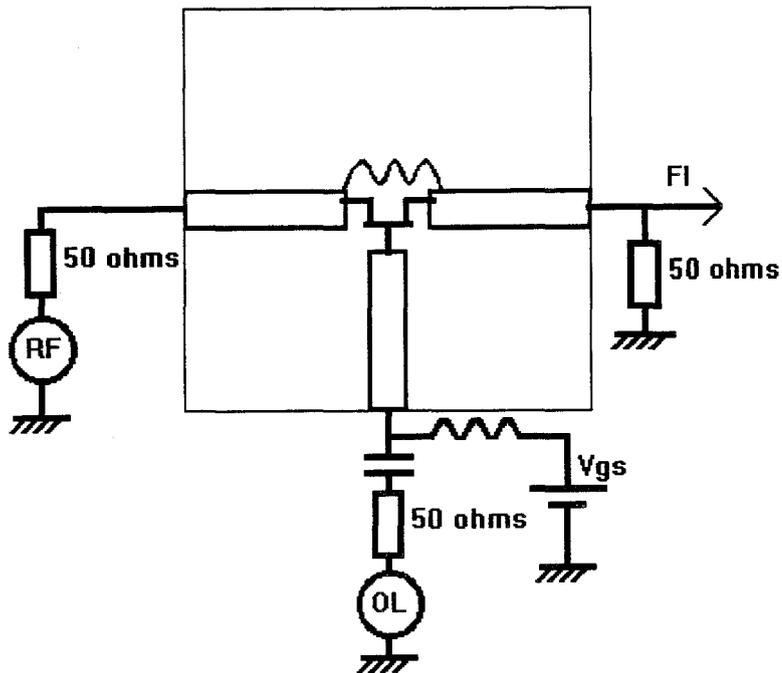


Figure II.7 : Schéma de la structure hybride du mélangeur série.

## II.2 Structures hybrides

### II.2.1 Description des circuits

S'agissant d'une réalisation préliminaire à la structure intégrée, nous nous sommes contentés d'étudier la tête mélangeuse seule, sans circuit d'adaptation ou étage tampon. Les schémas correspondants sont présentés sur la figure II.6 pour la configuration parallèle et sur la figure II.7 pour la configuration série. On y trouve : un transistor, une self inductance assurant le court-circuit drain-source et des lignes d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  correspondant aux trois accès du mélangeur (OL, RF et FI).

Les éléments passifs ont été simulés à l'aide de la bibliothèque de composants microondes du logiciel MDS. Le modèle de TEC a été implanté dans le logiciel selon le schéma électrique de la figure II.8. Il comprend :

- un modèle utilisateur (User Defined Model, nommé 'TEC froid' sur la figure) comportant en particulier l'expression théorique de la résistance drain-source  $R_{ds}$  d'un des modèles décrit au premier chapitre : DHS1, DHS2 ou DHS3,
- les modèles 'SDD' comportant les expressions théoriques des capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  du paragraphe I.3.2 (la description complète des 'SDD' est donnée en annexe),
- les éléments parasites  $L_s$ ,  $L_d$ ,  $L_g$ ,  $R_s$ ,  $R_d$  et  $R_g$ .

Le TEC modélisé est un transistor NE710 (NEC Japon), de longueur de grille  $0.3 \mu\text{m}$  et de largeur  $300 \mu\text{m}$ . Au laboratoire, nous avons réalisé une caractérisation précise de ce composant, nous permettant de déterminer les valeurs des différents paramètres du modèle.

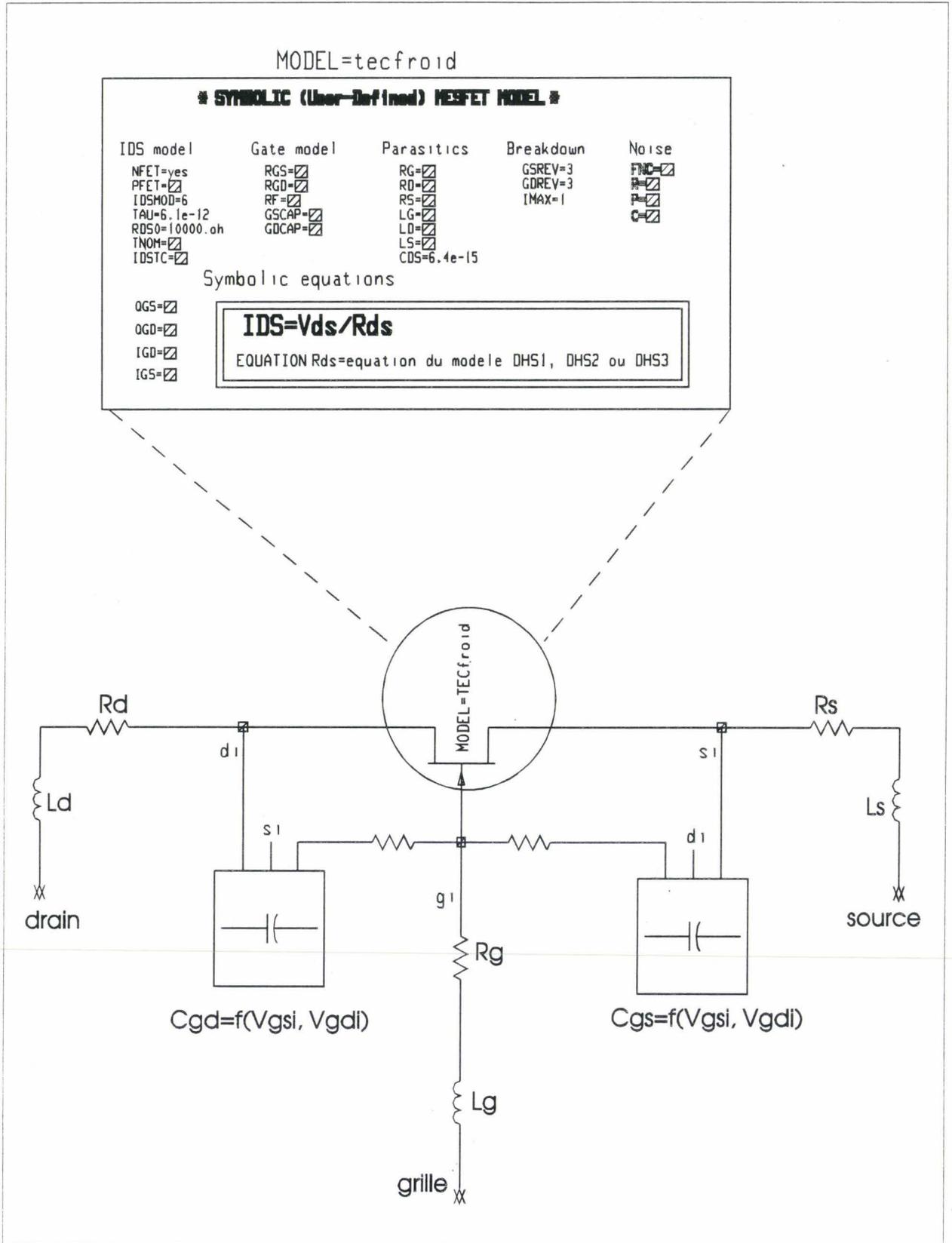


Figure II.8 : Schéma d'implantation du TEC dans le logiciel MDS.

## II.2.2 Résultats théoriques

Nous avons envisagé l'étude de trois circuits :

- les circuits parallèle (N°1) et série sont ceux décrits dans le paragraphe ci-dessus (la valeur de la self-inductance placée entre drain et source est égale à 1.5 nH),
- le circuit parallèle N°2, auquel la self inductance entre drain et source n'est plus intégrée (cas du N°1) mais extérieure au circuit.

Rappelons que les simulations ont été réalisées avec les trois modèles DHS1, DHS2 et DHS3, mis au point au laboratoire afin d'améliorer la précision des prévisions théoriques.

Les signaux RF, OL et FI ont pour fréquence :

$$F_{rf} = 10 \text{ GHz}$$

$$F_{ol} = 9.5 \text{ GHz}$$

$$F_{if} = 500 \text{ MHz}$$

### a. Circuit parallèle N°1

Pour ce circuit, où les accès ne sont pas adaptés, on trouve un gain de conversion maximum de -23 dB pour une puissance OL de 5 dBm. Cette valeur est obtenue pour une polarisation de grille voisine de  $V_p/2$ , soit  $V_{gs} \approx -0.8V$  (figure II.9). On remarque que la valeur du gain de conversion dépend peu du modèle théorique de TEC froid utilisé.

En fonction de la puissance OL, il apparaît sur la figure II.10 une saturation du gain de conversion au delà de 2 à 3 dBm. Ici encore, les résultats sont peu différents selon les modèles au voisinage du gain maximum mais diffèrent sensiblement à faible niveau de puissance OL .

Les évolutions de la puissance de sortie FI en fonction de la puissance RF, représentées sur la figure II.11, sont très proches pour chacun des trois modèles. La puissance de compression  $P_c$  prévue est comprise entre 12 et 14 dBm et correspond à une puissance en sortie  $P_{cs}$  d'environ -12 dBm à -10 dBm.

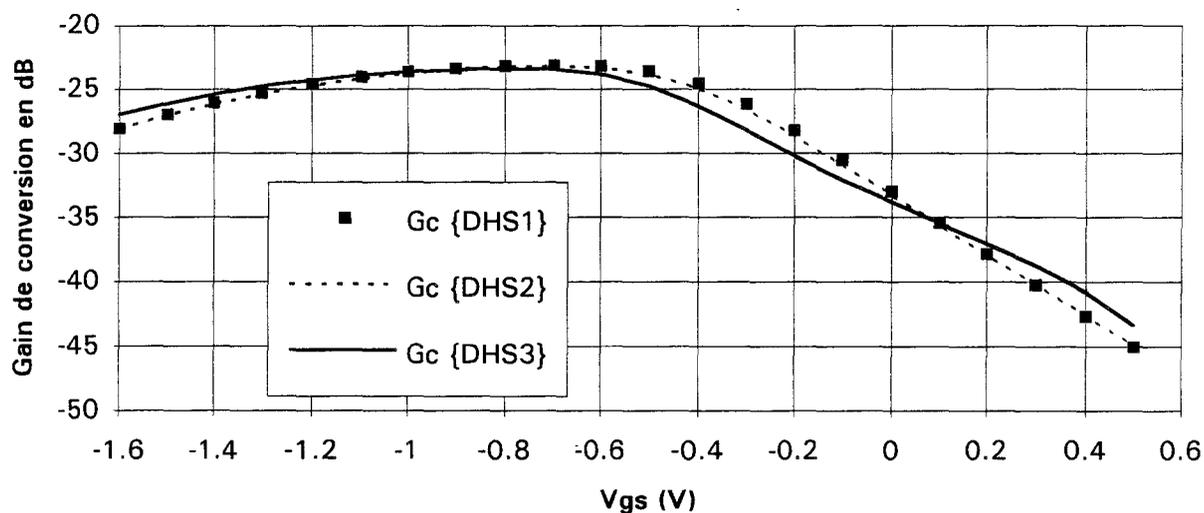


Figure II.9 : Evolution du gain de conversion en fonction de Vgs (parallèle N°1, Pol=5dBm).

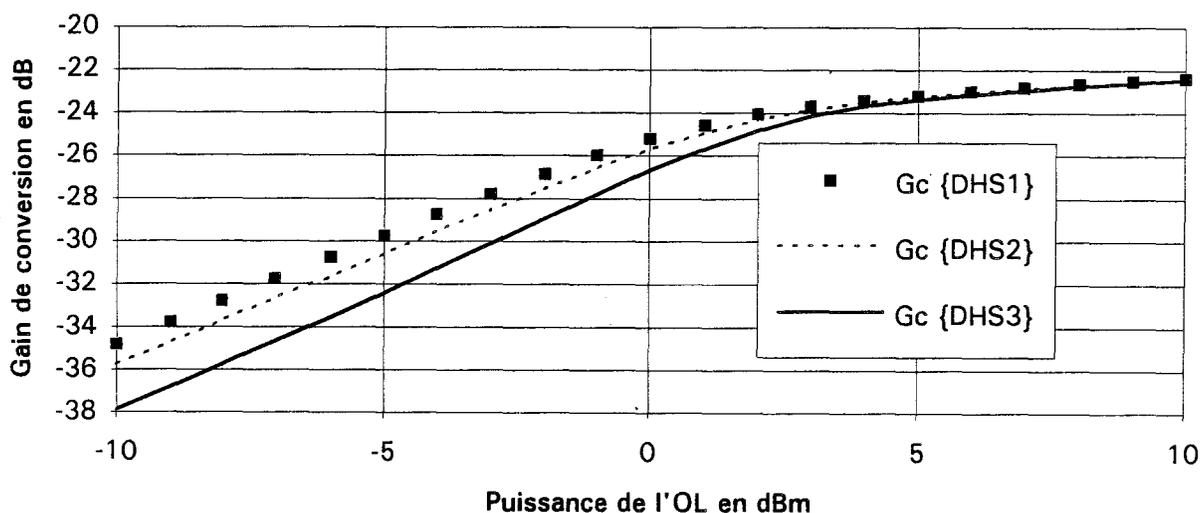


Figure II.10 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (parallèle N°1, Vgs=-0.8V).

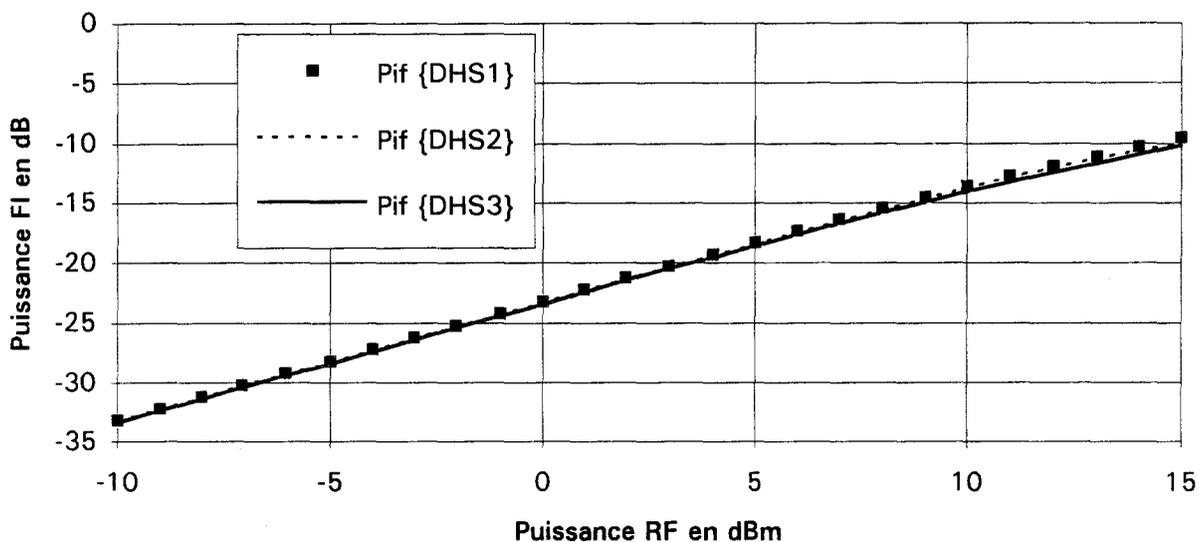


Figure II.11 : Compression du mélangeur parallèle N°1 (Vgs=-0.8V, Pol=5dBm).

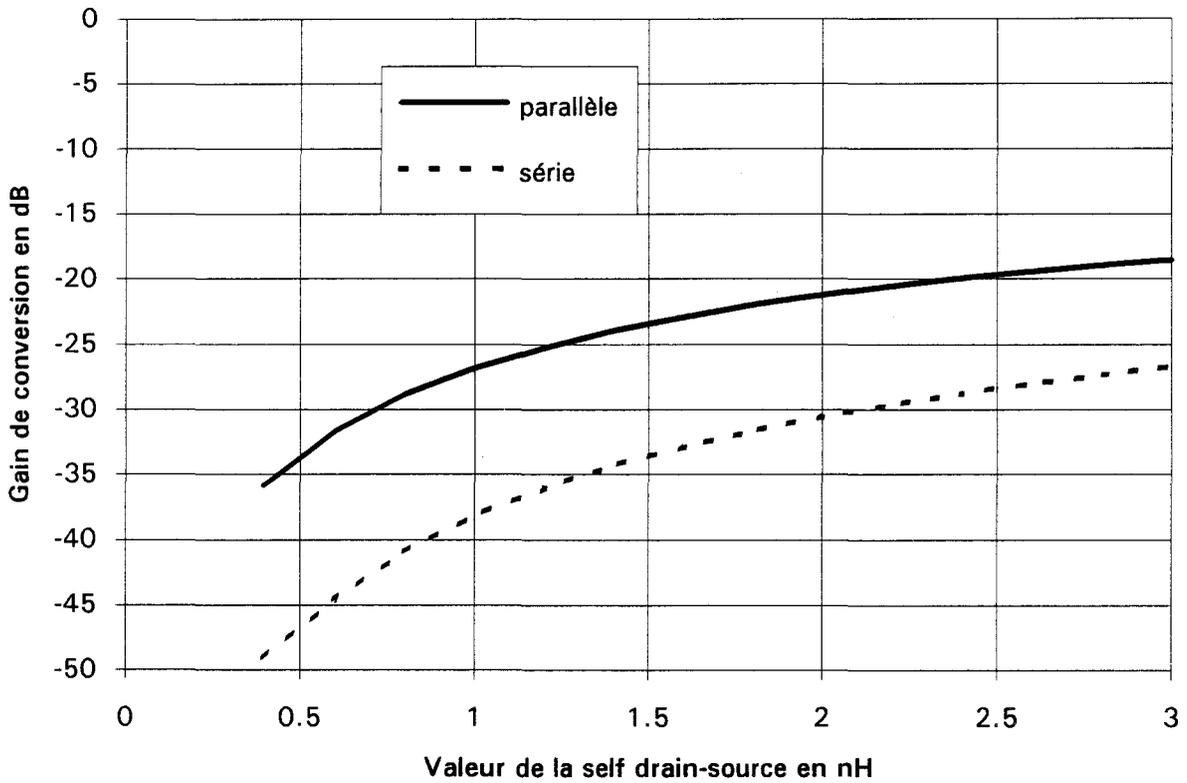


Figure II.12 : Influence de la self inductance drain-source sur le gain de conversion.

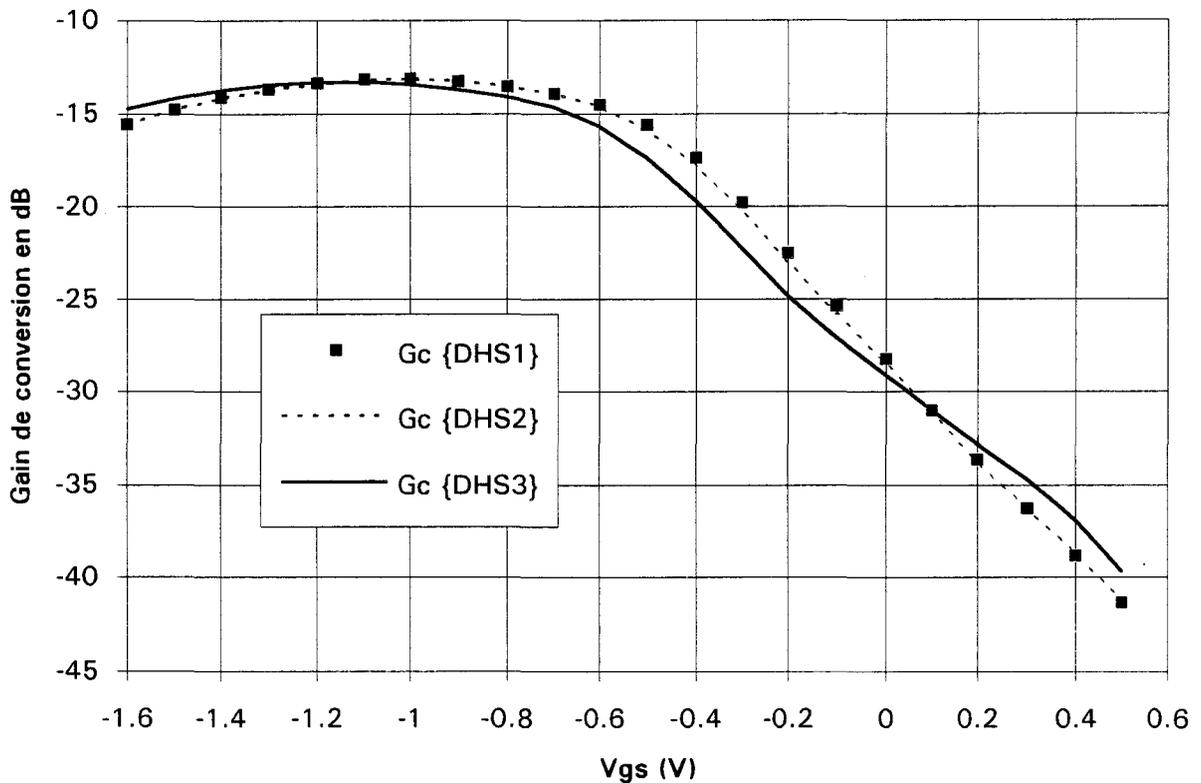


Figure II.13 : Evolution du gain de conversion en fonction de Vgs (parallèle N°2, Pol=5dBm).

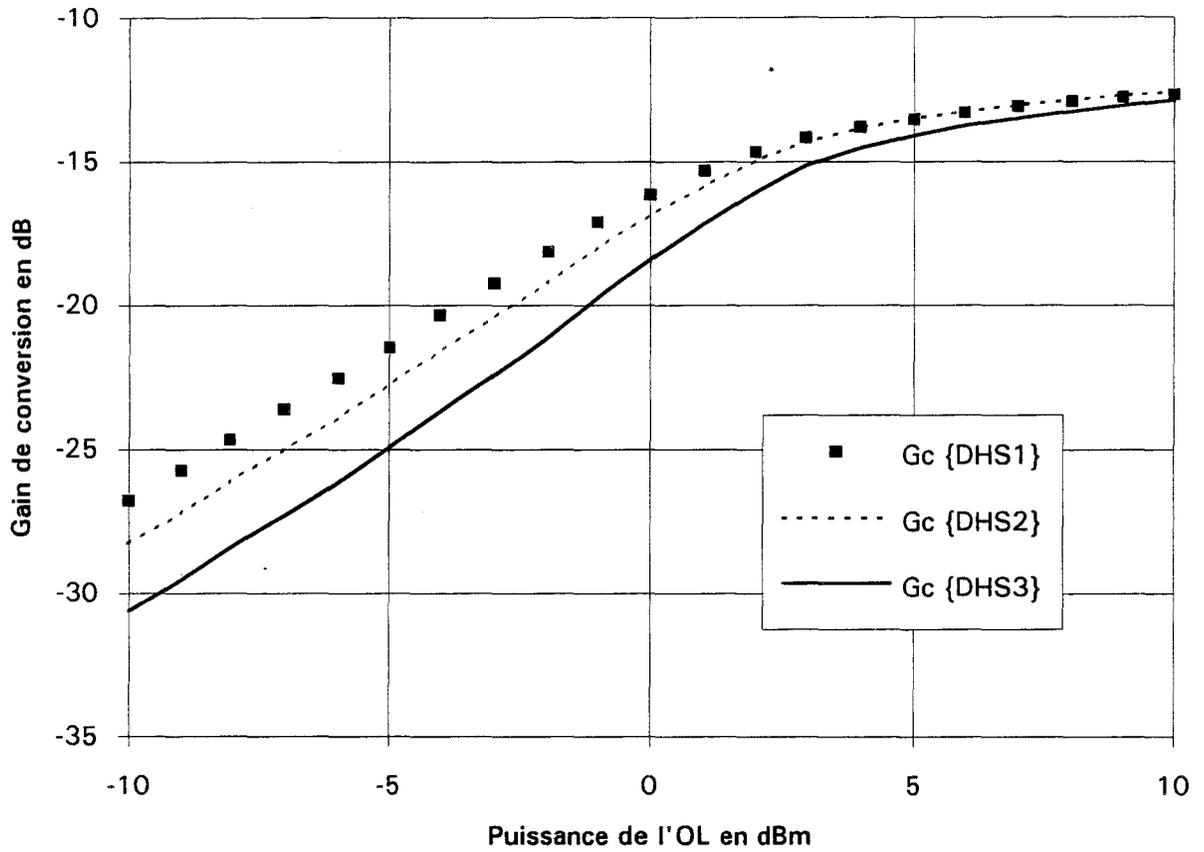


Figure II.14 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (parallèle N°2,  $V_{gs}=-0.8V$ ).

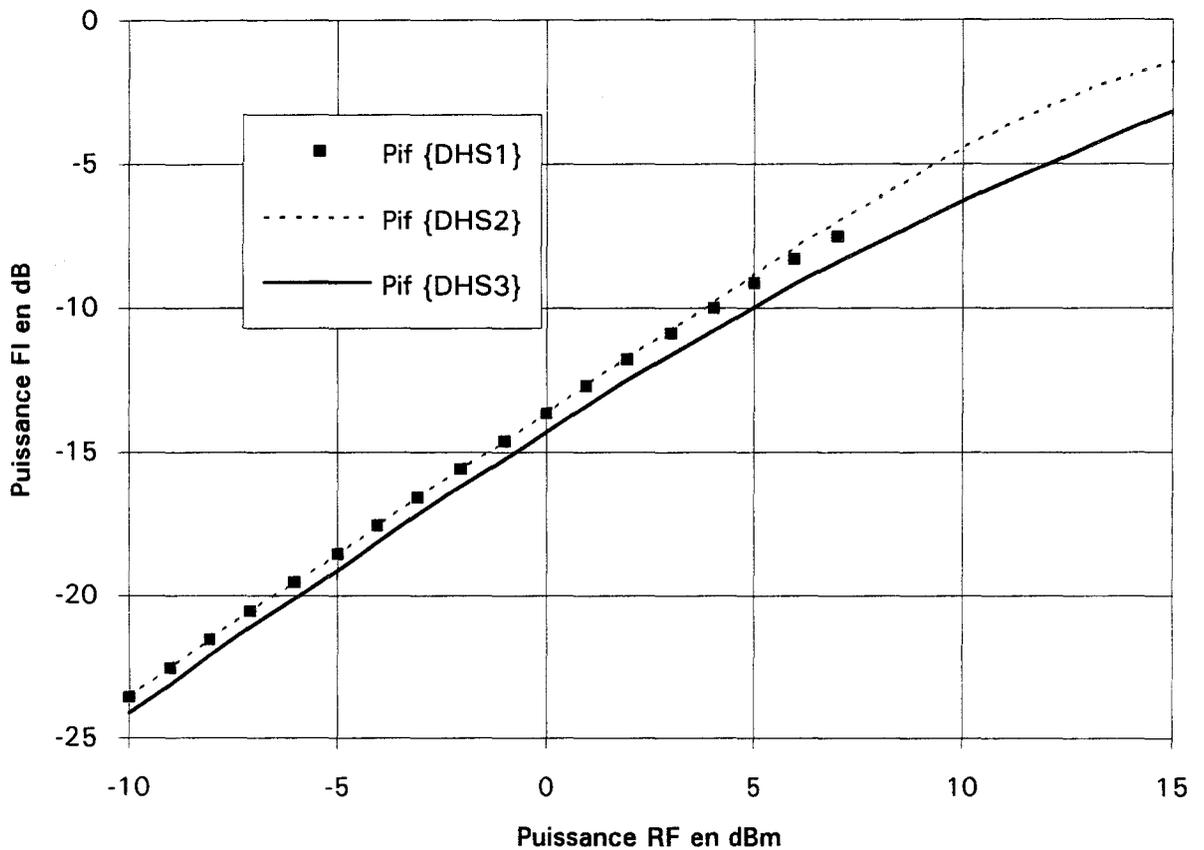


Figure II.15 : Compression du mélangeur parallèle N°2 ( $V_{gs}=-0.8V$ , Pol=5dBm).

Nous avons obtenu une bonne valeur d'isolation (environ 17 dB) entre les accès OL et RF, ainsi qu'entre les accès OL et FI, pour  $V_{gs} \# V_p/2$ . Par contre, l'isolation RF-FI n'est que de 6 dB car les accès RF et FI sont reliés directement par une ligne de transmission.

### b. Circuit parallèle N°2 (self extérieure)

La self inductance drain-source, servant à maintenir la tension  $V_{ds}$  moyenne nulle, joue un rôle essentiel dans le fonctionnement du TEC froid en mélange. En effet, elle permet d'une part d'améliorer l'adaptation en entrée RF ou en sortie FI et d'autre part d'améliorer le fonctionnement du commutateur à l'état OFF. Une étude, présentée sur la figure II.12, montre qu'une augmentation de sa valeur de quelques nH permet d'accroître le gain de conversion d'une vingtaine de dB.

Etant donné les limitations technologiques à la réalisation de self inductances importantes, nous avons été conduit à remplacer la self intégrée par celle d'un Té de polarisation extérieur en ce qui concerne notre second projet de circuit parallèle.

Effectivement, les résultats, présentés sur la figure II.13, sont nettement plus favorables puisque le gain de conversion est amélioré de 10 dB, en passant à -13 dB pour une tension  $V_{gs}$  de -1 V et une puissance OL optimale de 10 dBm.

Par contre, la saturation en puissance OL est inchangée (figure II.14) et la puissance de compression est diminuée à une valeur comprise entre 6 et 10 dBm suivant les modèles (figure II.15), correspondant à une puissance de sortie comprise entre -9 et -5 dBm.

Par rapport au circuit précédent, les isolations sont quasiment inchangées puisque entre les accès OL-RF et OL-FI, il est prévu 15 à 16 dB, tandis que l'isolation RF-FI serait d'environ 4 dB.

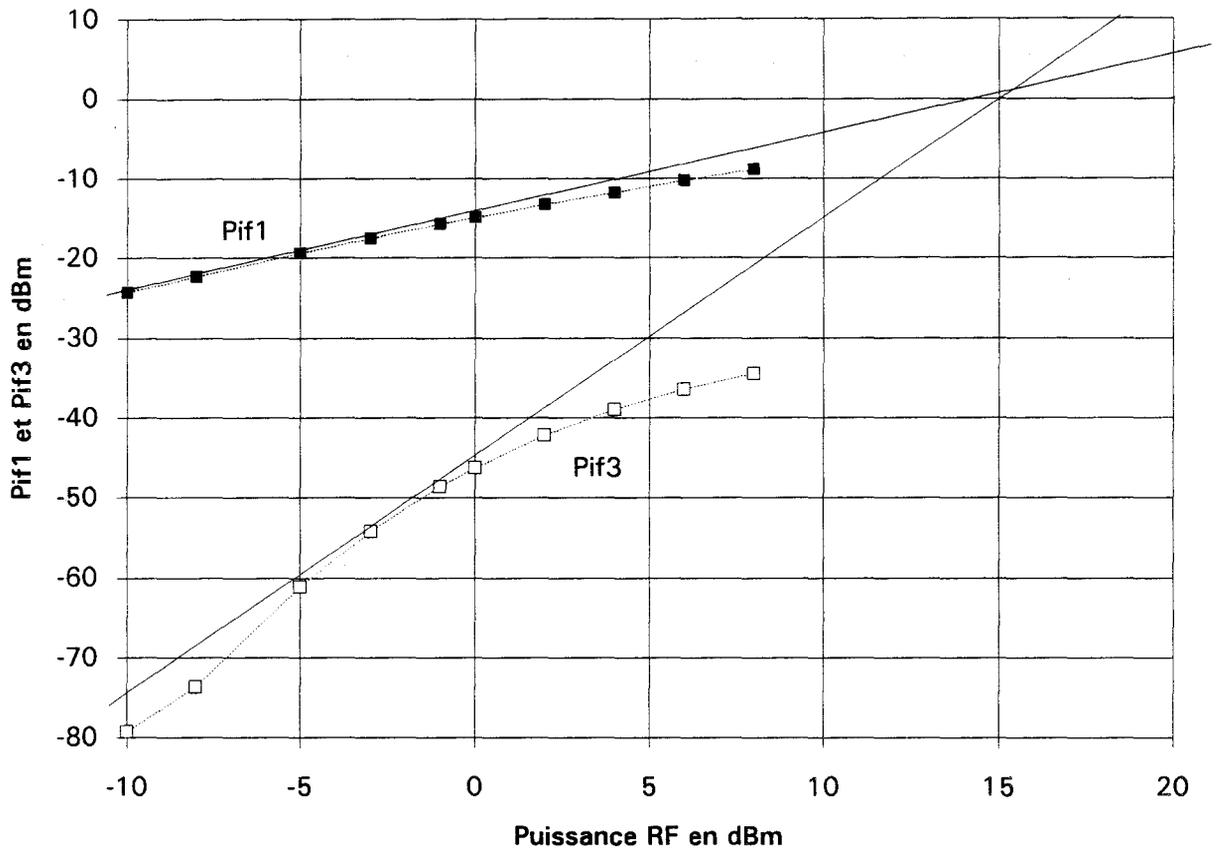


Figure II.16 : Détermination de l'IP3 pour le circuit parallèle N°2 (modèle DHS3).

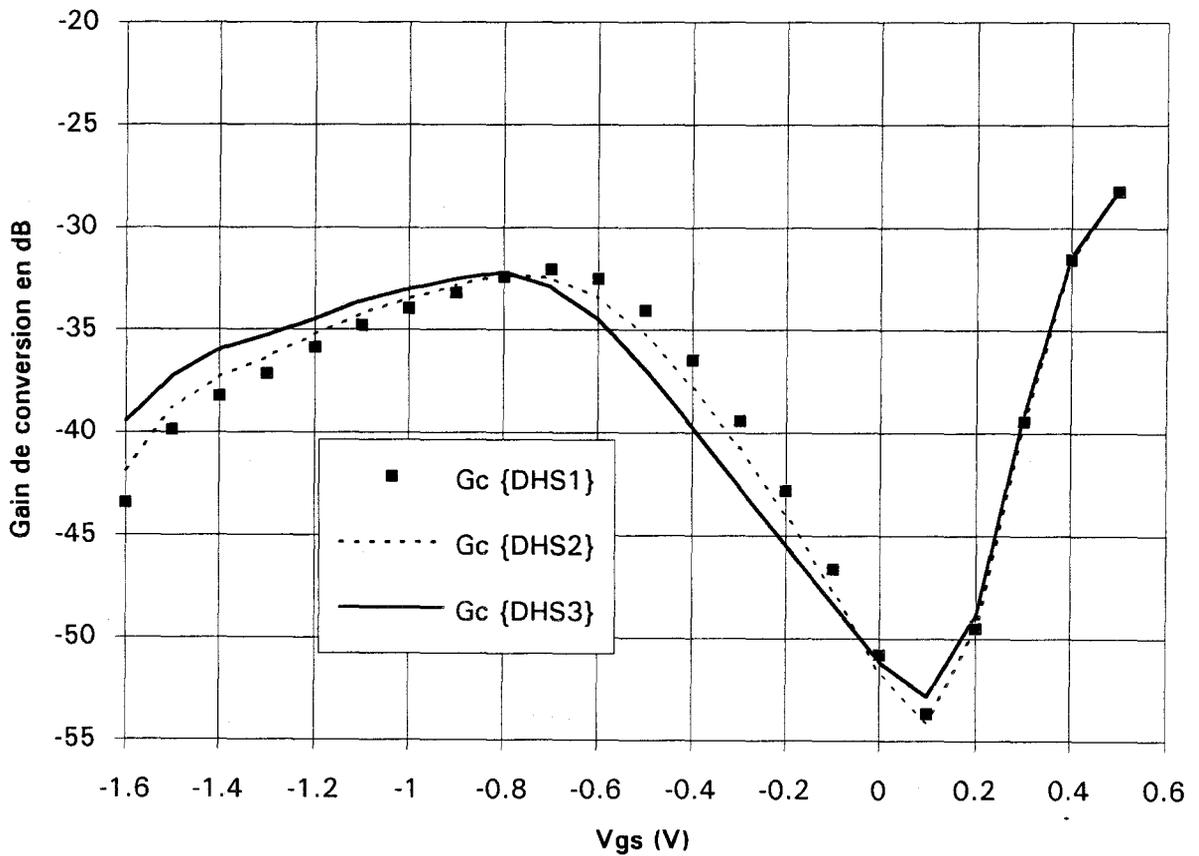


Figure II.17 : Evolution du gain de conversion en fonction de Vgs (série, Pol=5dBm).

La figure II.16 présente l'évolution théorique de la puissance fondamentale  $P_{if1}$  et de la puissance d'intermodulation  $P_{if3}$  en fonction de la puissance d'entrée  $P_{rf}$ . Contrairement aux prévisions des études analytiques simplifiées, on s'aperçoit que les produits d'intermodulation d'ordre trois n'évoluent pas linéairement selon une pente de 3 dB/dB. Ce phénomène connu [22] [43] est dû à la présence d'harmoniques d'ordre supérieur à trois contribuant à la génération des produits d'intermodulation du troisième ordre. Par conséquent, si l'intermodulation peut être mesurée précisément, l'extrapolation peut fournir une valeur erronée du point d'interception (IP3). De plus, ce dernier est lié non seulement à la distorsion du système mais aussi à son gain. Dans ces conditions, l'IMD3 peut être une caractéristique plus intéressante pour comparer les performances des systèmes en intermodulation.

Remarquons que le choix du modèle théorique prend toute son importance pour le calcul de l'intermodulation. Ainsi, selon les modèles, nous obtenons un IP3 compris entre 0.5 et 7.5 dBm, et un IMD3 compris entre 31 et 43 dB pour une puissance RF de 0 dBm.

### c. Circuit série

Les simulations font apparaître des performances généralement moins bonnes que celles du circuit parallèle N°1. En effet, la figure II.17, qui présente l'évolution du gain de conversion en fonction de la polarisation de grille  $V_{gs}$ , indique des valeurs maximales de l'ordre de -30 dB. On observe d'ailleurs deux maxima : un premier pour  $V_{gs}$  proche de  $V_p/2$  ( $V_{gs} \approx -0.8V$ ) et un second à canal ouvert ( $V_{gs} \approx 0.5V$ ). Ce dernier correspond à la non linéarité d'apparition du courant de grille ( $I_g$ ) en polarisation directe et sa bonne modélisation conditionne donc l'obtention de prévisions précises du niveau de gain.

Nous avons étudié sur la figure II.18 l'évolution du premier maximum de gain en fonction de la puissance OL. On trouve une saturation du gain vers 5 dBm. Enfin, on observe à nouveau que les prévisions données par les différents modèles sont assez proches, sauf aux faibles puissances OL.

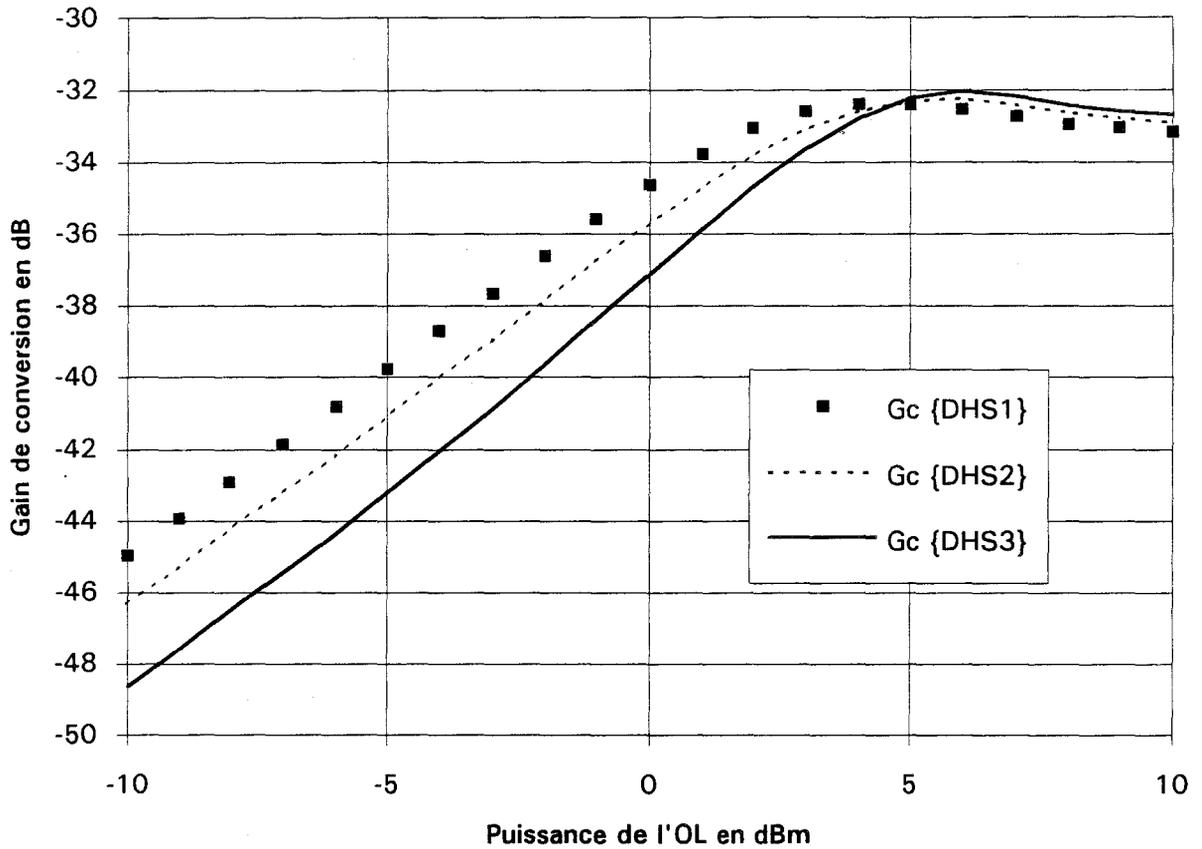


Figure II.18 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (série,  $V_{gs}=-0.8V$ ).

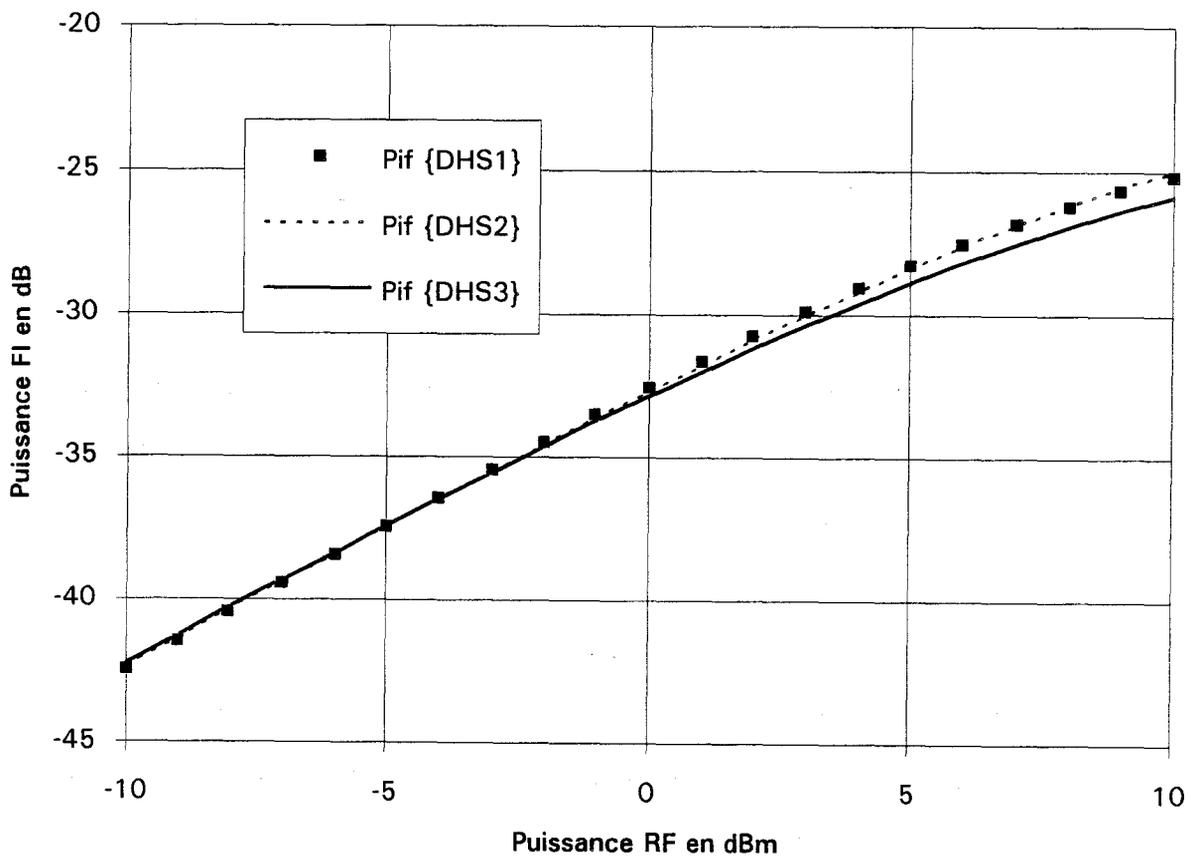


Figure II.19 : Compression du mélangeur série ( $V_{gs}=-0.8V$ ,  $P_{ol}=5dBm$ ).

Par contre, ici encore, on observe (figure II.19) une influence du choix du modèle sur les puissances de compression puisqu'elles varient entre 2 dBm et 6 dBm.

Par comparaison à la configuration parallèle, on observe une dégradation des isolations OL-RF et OL-FI qui sont de 6 dB et de l'isolation RF-FI qui est de 4dB. Ce dernier résultat peut s'expliquer par la présence de la self drain-source qui court-circuite en basses fréquences les accès RF et FI.

Concernant le point d'interception IP3 (qui dépend bien entendu du gain de conversion), son extrapolation nous donne un minimum de -24 dBm à -22 dBm selon les modèles. De même, l'IMD3 varie de 22 dB à 25 dB pour une puissance RF de 0 dBm.

## II.2.3 Synthèse

Nous présentons dans le tableau II.1 l'ensemble des résultats théoriques fournis par la simulation des trois circuits parallèle N°1, parallèle N°2 et série pour chacun des modèles de TEC froid DHS1, DHS2 et DHS3.

### **a. Influence de la configuration**

Nous constatons que la configuration parallèle présente des performances meilleures que celles obtenues avec la configuration série. Cependant, il est évident que ces têtes de mélange, non adaptées aux accès, ne peuvent donner de très bonnes performances. Par conséquent, ces résultats encourageants laissent supposer que de tels circuits, réalisés en adaptant leurs accès, présenteraient de bonnes performances aussi bien dans la configuration parallèle que série. Il suffit pour s'en convaincre de constater, sur le circuit parallèle N°2, l'amélioration qu'apporte une simple augmentation de la valeur de la self inductance placée entre le drain et la source.

Caractéristiques	PARALLELE N°1			PARALLELE N°2 (self extérieure)			SERIE			conditions
	DHS1	DHS2	DHS3	DHS1	DHS2	DHS3	DHS1	DHS2	DHS3	
Gc (dB)	-23.1	-23.2	-23.4	-13.1	-13.1	-13.3	-32.1	-32.3	-32.2	Pol = 5dBm
à Vgs (V)	-0.7	-0.7	-0.8	-1	-1	-1.1	-0.7	-0.8	-0.8	
Pol opt. (dBm)	>3	>3	>3	>3	>3	>3	4	6	6	Vgs = -0.8V
qui donne Gc (dB)	>-23	>-23	>-23	>-13	>-13	>-13	-32.4	-32.3	-32	
Pc (dBm)	14	13	12	7	10	6	6	5	2	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
pour Pcs (dBm) =	-10.3	-11.3	-12.5	-7.5	-4.5	-9.2	-27.5	-28.4	-31.2	
I OL-RF (dB)	17	17	17	15	15	16	6	6	6	à Vgs donnant Gc max.
I OL-FI (dB)	17	17	17	16	16	16	6	6	6	à Vgs donnant Gc max.
I RF-FI (dB)	6	6	6	4	4	4	4	4	4	à Vgs donnant Gc max.
IP3 (DBm)	\	\	\	3	7.5	0.5	-22	-24	-24	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
IMD3 (dB)	\	\	\	35	43	31	25	25	22	Prf = 0dBm

Tableau II.1 : Principaux résultats de simulation des mélangeurs hybrides.

### **b. Influence de la modélisation**

Les résultats obtenus pour chaque modélisation sont voisins du point de vue du gain de conversion mais très différents en puissance de compression et intermodulation.

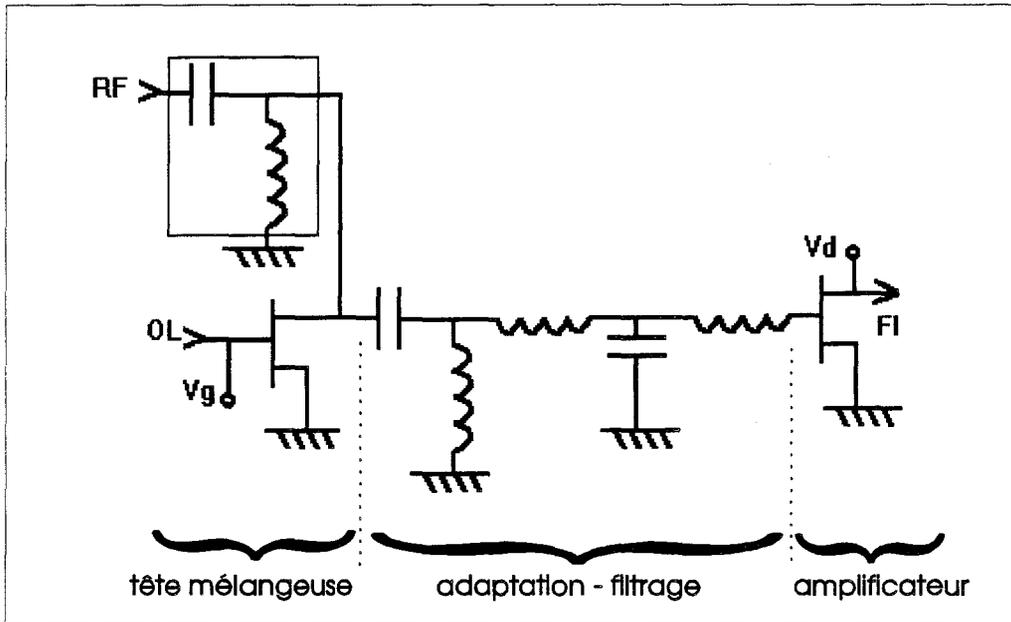
Par exemple, le gain de conversion prévu par le modèle DHS2 est proche de celui indiqué par le modèle DHS1, mais les résultats en puissance de compression et en intermodulation diffèrent sensiblement, en particulier dans le cas du circuit parallèle N°2. Ceci s'explique par le fait que le modèle DHS2 tient compte des variations de tension vds, et donc de la non linéarité du TEC froid en sortie. Celle-ci est responsable en partie de la compression du gain [12] [28], bien que la tension instantanée vds ne dépasse pas 0.2 V en valeur absolue dans nos simulations.

De même, le modèle DHS3 indique des gains de conversions proches de ceux prévus avec les autres modèles, mais il modélise mieux la non linéarité de transfert du TEC froid grâce à une meilleure représentation des dérivées première et seconde. En conséquence, on obtient des valeurs de la puissance de compression et d'intermodulation plus exactes [44].

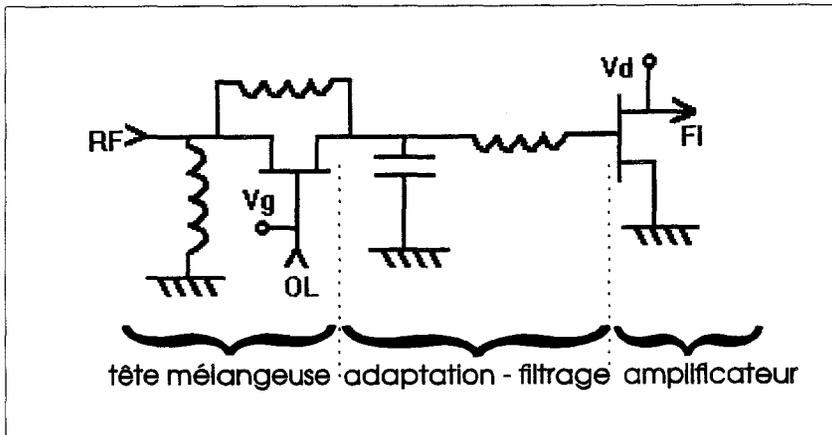
## **II.3 Structures intégrées**

### **II.3.1 Description des circuits**

La figure II.20 présente les circuits utilisés dans les configurations parallèle (a) et série (b). Les éléments actifs et passifs ont été simulés à l'aide de la bibliothèque de composants fournie par le fondeur GEC MARCONI (Grande Bretagne) et développée pour le logiciel MDS par l'ENSEA.



a. configuration parallèle.



b. configuration série.

Figure II.20 : Schéma des mélangeurs en structure intégrée.

Chacun des circuits se compose de trois étages différents :

**a. Tête de mélange :**

Elle est réalisée par un TEC de longueur de grille  $0.5 \mu\text{m}$ . Aucun filtrage n'est prévu sur les entrées OL et RF, ce qui nous permettra de tester les performances des circuits sur une large plage de fréquences pouvant s'étendre jusqu'à la bande K.

Notons que la self inductance, entre le drain et la source du transistor de la configuration parallèle, n'est pas intégrée et provient d'un Té de polarisation extérieur.

N'ayant pu disposer d'échantillon de TEC pour effectuer une caractérisation précise, nous avons utilisé la modélisation du fondeur (modèle Curtice cubique [40]) dont les paramètres dépendent de la largeur de grille. Nous savons qu'une diminution de la largeur de grille entraîne une augmentation du gain de conversion et une dégradation de la valeur de la puissance de compression [12]. Par conséquent, nous avons choisi une largeur de grille de  $200 \mu\text{m}$  (soit quatre doigts de  $50 \mu\text{m}$ ) réalisant un bon compromis.

**b. Etage intermédiaire :**

Réalisé avec des éléments passifs (self inductances spirales et capacités), il permet le filtrage de la fréquence FI de 500 MHz et l'adaptation entre la tête de mélange et l'étage de sortie.

**c. Amplificateur :**

Nous avons choisi d'utiliser un transistor de largeur de grille  $600 \mu\text{m}$  (quatre doigts de  $150 \mu\text{m}$ ), monté en source commune. Son rôle est d'amplifier la puissance en sortie FI à 500 MHz et de réaliser l'adaptation au circuit de sortie, en améliorant ainsi le gain de conversion. La polarisation de grille a été choisie nulle pour limiter la complexité des circuits.

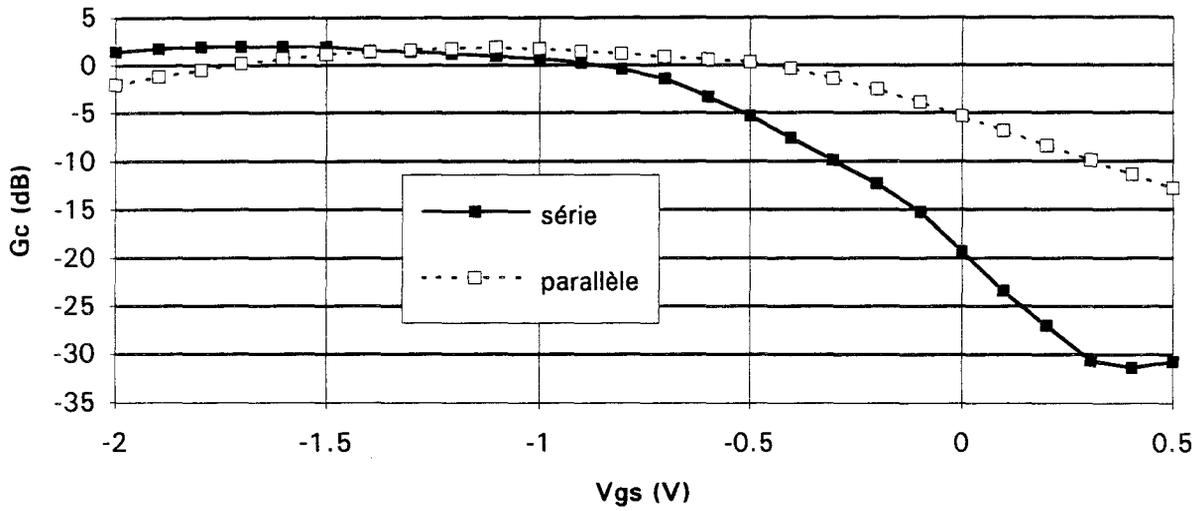


Figure II.21 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $V_{gs}$  ( $Pol=10$ dBm).

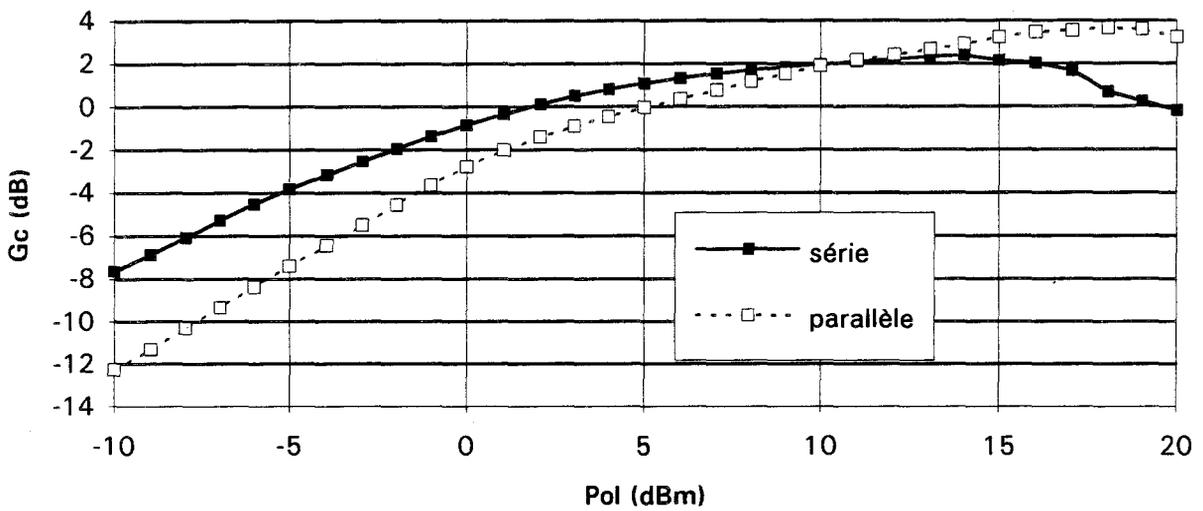


Figure II.22 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $Pol$   
(parallèle :  $V_{gs}=-1.1$ V, série :  $V_{gs}=-1.5$ V).

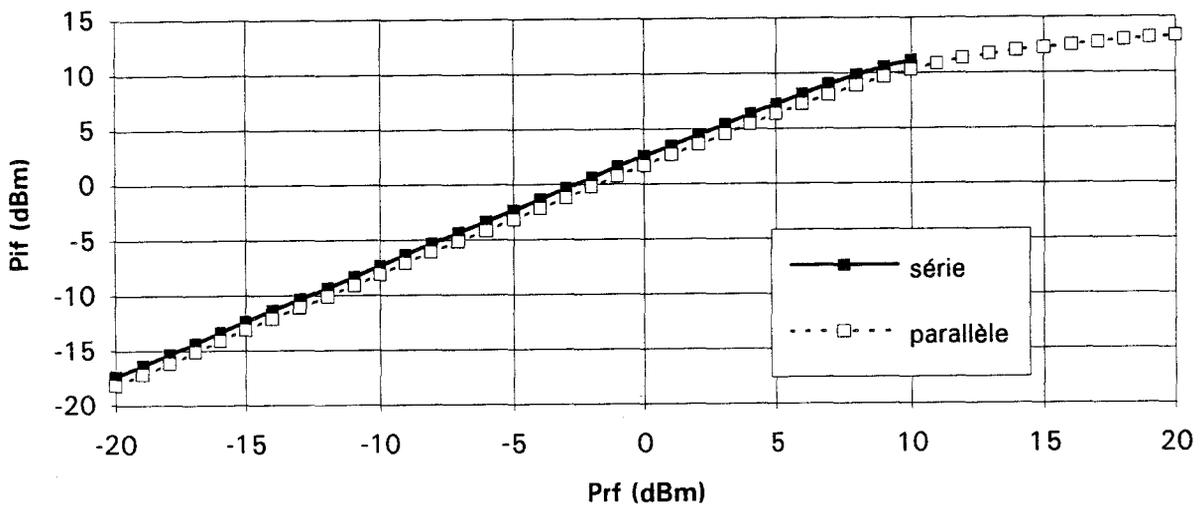


Figure II.23 : Compression des mélangeurs  
(parallèle :  $V_{gs}=-1.1$ V, série :  $V_{gs}=-1.5$ V,  $Pol=10$ dBm).

## II.3.2 Résultats théoriques

Contrairement aux circuits hybrides, nous avons amélioré les adaptations d'impédance sur les accès RF et FI. Par conséquent, ceci devrait permettre l'obtention de performances supérieures.

Rappelons que l'étude théorique des deux circuits, série et parallèle décrits dans le paragraphe ci-dessus, met en oeuvre le seul modèle de TEC disponible dans la bibliothèque du fondeur (Curtice Cubique), dont les valeurs de paramètres sont optimisées pour un fonctionnement en TEC chaud.

Nous avons souhaité un fonctionnement à large gamme de fréquences, aussi aucun filtrage n'est réalisé aux accès OL et RF. Cependant, l'optimisation des structures a été effectuée à la valeur nominale de 20 GHz de fréquence RF et de 19.5 GHz de fréquence OL (soit une fréquence FI de 500 MHz).

### a. Gain de conversion

La figure II.21, représentant l'évolution du gain de conversion en fonction de  $V_{gs}$ , fait apparaître une valeur optimale de la polarisation  $V_{gs}$  de l'ordre de -1.5 V pour le mélangeur série et de -1.1 V pour le mélangeur parallèle, correspondant à un gain de conversion maximum d'environ 2 dB (à  $P_{ol}=10\text{dBm}$ ) pour les deux structures. Nous observons, cependant, dans la configuration parallèle une variation du gain de conversion moins rapide (environ 8 dB pour une excursion de  $V_{gs}$  de 0 V à -2 V) que dans la configuration série (variation de plus de 20 dB).

En gardant la polarisation optimale, nous avons étudié (figure II.22) l'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance OL. Nous avons trouvé une saturation du gain de conversion au voisinage de 15 dBm pour le mélangeur parallèle ( $G_c\#3\text{dB}$ ) et de 10 dBm pour le mélangeur série ( $G_c\#2\text{dB}$ ). On remarque que, pour de faibles niveaux d'OL, le mélangeur série présente un gain de conversion plus important, ou encore se contente d'une puissance OL plus faible pour le même gain de conversion.

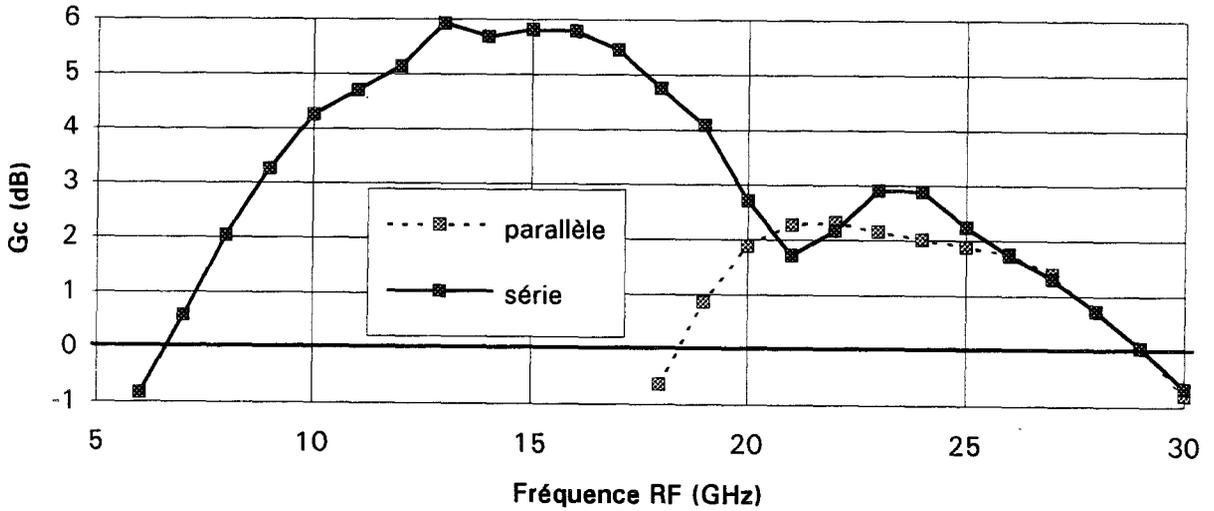


Figure II.24 : Bande passante en entrée RF.

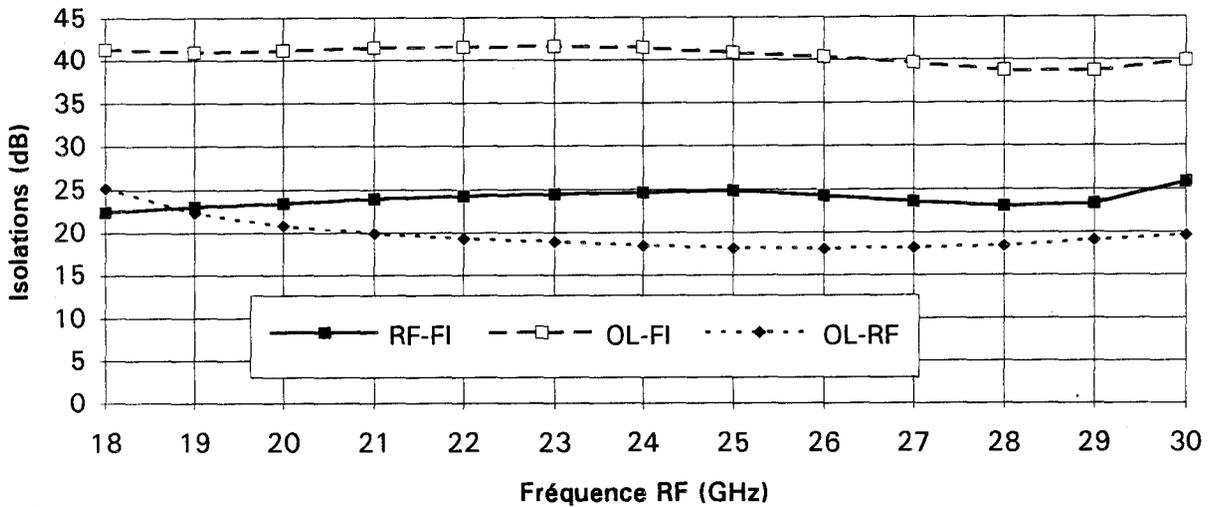


Figure II.25 : Evolution des isolations en fonction de la fréquence RF (mélangeur parallèle).

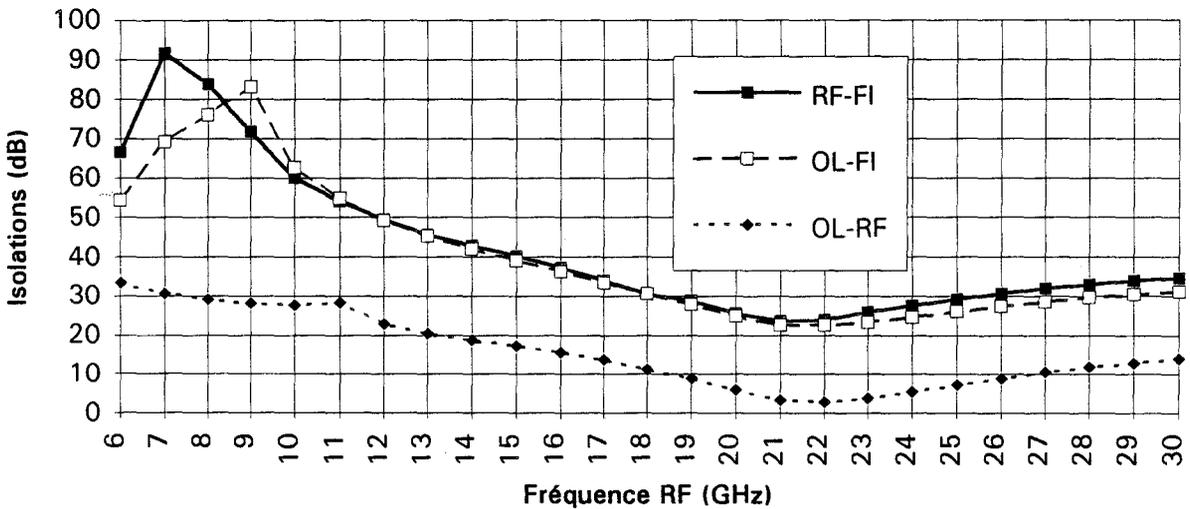


Figure II.26 : Evolution des isolations en fonction de la fréquence RF (mélangeur série).

La figure II.23 présente l'évolution de la puissance Pif en fonction de la puissance Prf. Pour les deux configurations, on observe une puissance de compression quasi identique, voisine de 9 dBm pour une puissance OL de 10 dBm.

**b. Bande passante en entrée**

Nous avons balayé la fréquence d'entrée RF entre 6 GHz et 30 GHz, en conservant une fréquence intermédiaire Fif constante, égale à 500 MHz. Afin d'obtenir le gain de conversion maximum, la polarisation Vgs a été optimisée à chaque fréquence RF. Il apparaît sur la figure II.24 que la configuration parallèle ne permet d'obtenir du gain que sur une bande étroite, entre 19 GHz et 29 GHz, alors que la configuration série fonctionne à plus large bande, entre 7 GHz et 29 GHz. En outre, le gain maximum donné par le circuit série est plus important puisqu'il atteint 6 dB.

Concernant les isolations, la figure II.25 montre que, dans le cas du circuit parallèle, elles conservent des valeurs quasi-constantes sur toute la bande, avec un minimum acceptable de 18 dB.

La figure II.26 montre que les variations sont beaucoup plus fortes dans le cas du mélangeur série, en particulier parce que la bande de fréquences est plus étendue. A la fréquence centrale de 14 GHz où le gain est appréciable (#6dB), elles sont très bonnes puisqu'elles sont supérieures à 18 dB. Cependant, à la fréquence nominale de 20 GHz, l'isolation entre les accès OL et RF devient inférieure à 10 dB.

A titre de comparaison, les isolations à 20 GHz pour les deux circuits sont les suivantes:

	circuit parallèle	circuit série
I. RF-FI (dB)	23	26
I. OL-FI (dB)	41	25
I. OL-RF (dB)	21	6

Performances		SERIE	PARALLELE	Conditions
Gain de conversion (dB)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	2.7 V <sub>gs</sub> = -1.5 V	2 V <sub>gs</sub> = -1 V	Pr <sub>f</sub> = -10 dBm Fi <sub>f</sub> = 500 MHz Pol = 10 dBm
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	2 V <sub>gs</sub> = -1.5V	1.9 V <sub>gs</sub> = -1.1V	
Bande passante (GHz)		19 à 28	19 à 28	G <sub>c</sub> = 1 à 3 dB
		9 à 19		G <sub>c</sub> = 3 à 6 dB
Isolation OL-FI (dB)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	25	41	Parallèle : V <sub>gs</sub> = -1V (24GHz) V <sub>gs</sub> = -1.1V (20GHz)  Série : V <sub>gs</sub> = -1.5V
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	25	41	
Isolation RF-FI (dB)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	28	25	
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	26	23	
Isolation OL-RF (dB)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	5	19	
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	6	21	
Pol optimale (dBm)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	15 pour G <sub>c</sub> = 3.6 dB	> 20 pour G <sub>c</sub> > 4.5 dB	
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	14 pour G <sub>c</sub> = 2.4 dB	18 pour G <sub>c</sub> = 3.6 dB	
P <sub>c</sub> (dBm)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	1	6	Pol = 10dBm Série : V <sub>gs</sub> = -1.5 V
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	9	9	Parallèle : V <sub>gs</sub> = -1V (24GHz) V <sub>gs</sub> = -1.1V (20GHz)

Tableau II.2 : Principaux résultats de simulation des mélangeurs intégrés.

### II.3.3 Synthèse

Nous avons observé que, dans le cas des circuits hybrides, la configuration parallèle présentait des performances meilleures que celles obtenues avec la configuration série. Toutefois, nous avons montré, à travers l'étude théorique des structures intégrées, que la réalisation des adaptations d'impédance aux entrées et en sortie permet d'améliorer les performances, notamment en ce qui concerne le mélangeur série. Ce n'est donc qu'ainsi que l'on pourra conclure sur le choix de la configuration la meilleure.

Le tableau II.2 récapitule l'ensemble des performances obtenues pour les fréquences RF de 20 GHz et 24 GHz. Il est intéressant de constater que le mélangeur série atteint ici des performances largement comparables à celles que présentent le mélangeur parallèle. Il possède même, par rapport à ce dernier, quelques avantages : une bande passante plus large, un gain de conversion meilleur dans le cas de faibles niveaux de puissance OL et une bonne isolation entre les accès RF et FI. Cependant, il présente une mauvaise isolation entre les accès RF et OL.

Ces résultats sont toutefois à prendre avec précaution pour deux raisons. La première est que le modèle utilisé dans toutes ces simulations n'est pas un modèle spécifique du TEC froid. La seconde est que la filière utilisée en fonderie n'est garantie que jusqu'à 20 GHz de fréquence de travail. Ceci laisse supposer que ces résultats de simulations ne sont pas rigoureux. Ils donnent néanmoins une bonne approche des performances expérimentales que l'on peut s'attendre à obtenir.

## Conclusion

La première étude de ce chapitre, concernant les configurations parallèle et série en structures hybrides, nous a d'abord montré l'importance du choix du modèle de TEC froid. Si les modèles se valent pour prévoir les performances en gain de conversion d'un mélangeur, il n'en est pas de même pour les performances en puissance de compression et en intermodulation qui diffèrent sensiblement suivant les modèles.

Aussi, ces résultats théoriques obtenus avec ces structures hybrides, ne nous permettent pas une comparaison équitable des deux configurations. En effet, la tête de mélange parallèle N°2, mieux adaptée grâce à une valeur de self inductance entre drain et source plus élevée, présente des performances largement supérieures à la structure série.

Par conséquent, il était intéressant de poursuivre cette étude en concevant deux têtes de mélange série et parallèle en technologie intégrée et adaptées aux accès RF et FI. Ainsi, les performances obtenues avec ces deux mélangeurs se valent et nous permettent donc d'envisager la réalisation de telles structures avec de bonnes performances expérimentales. Cependant, il est difficile de déterminer la meilleure configuration car, cette fois-ci, les circuits n'ont pas pu être simulés en utilisant un modèle spécifique de TEC froid.

Ainsi, l'ensemble de cette étude nous a montré qu'il est possible de réaliser des têtes de mélanges utilisant le TEC froid monté soit en configuration parallèle soit en configuration série et donnant, dans les deux cas, de bonnes performances. De plus, nous avons souligné l'importance du choix du modèle en montrant que la modélisation de la non linéarité de transfert (fonction de  $V_{gs}$ ) et de la non linéarité de sortie (fonction de  $V_{ds}$ ) influe fortement sur les performances obtenues en puissance de compression et en intermodulation.

Toutefois, seule une étude expérimentale nous permettra de conclure sur l'exactitude des différents modèles et sur les atouts de chaque configuration. Cette étude fait l'objet du troisième chapitre.

## Chapitre III

## Chapitre II

# Chapitre II

## Conception et simulation de têtes mélangeuses.

---

### Introduction

L'objectif de cette étude est d'une part de comparer les deux configurations de mélange parallèle et série et d'autre part de valider les différents modèles mis au point au laboratoire et exposés dans le premier chapitre. Pour cela, nous avons d'abord étudié la faisabilité de structures parallèle et série non optimisées. Ces têtes de mélange, conçues autour d'un simple transistor sont destinées à être réalisées en technologie hybride. Il est évident que ces circuits ne présenteront pas des performances remarquables.

Afin d'approfondir cette étude et de trouver des structures optimales, il convient d'intégrer ces deux configurations. Ainsi, nous avons optimisé sur simulateur deux têtes de mélange réalisables en technologie intégrée. Elles ont été toutes deux conçues selon le même schéma de principe (figure II.1) pour pouvoir se placer dans des conditions de simulation identiques et par là obtenir une comparaison des deux mélangeurs la plus équitable possible.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons tout d'abord le matériel informatique et le logiciel de simulation utilisés. Puis, nous rappelons sommairement les définitions des performances caractérisant un mélangeur.

Dans un second paragraphe, consacré aux structures hybrides, nous commençons par décrire les circuits étudiés et l'implantation des modèles de TEC froid utilisés. Ensuite, nous donnons leurs performances respectives, obtenues avec les divers modèles que nous pourrions ainsi comparer.

Enfin, le dernier paragraphe est consacré aux structures intégrées. Nous donnons d'abord le schéma de principe des deux têtes de mélange parallèle et série, avec leur circuit électrique équivalent. Puis, nous exposons leurs performances théoriques que nous pouvons ensuite comparer.

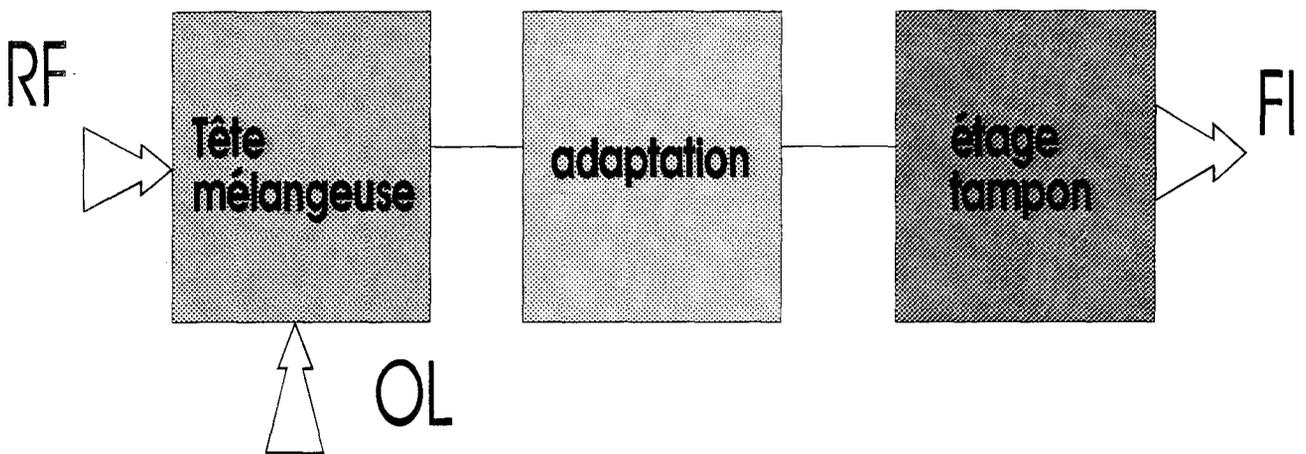


Figure II.1 : Schéma de principe des mélangeurs intégrés.

## II.1 Généralités

### II.1.1 Logiciel utilisé

Les mélangeurs sont des dispositifs présentant de fortes non linéarités. En conséquence, leur étude théorique exige l'utilisation d'un logiciel de simulation micro-onde fonctionnant en régime non linéaire. Notre choix s'est porté sur le logiciel commercial MDS (Microwave Design System) de la société Hewlett Packard (HP), largement implanté au laboratoire sur station de travail HP9000 série 700.

Rappelons que ce logiciel fonctionne sur le principe de l'équilibrage harmonique (HB pour Harmonic Balance), encore appelé méthode tempo-fréquentielle [41-42]. Son principe repose sur la séparation du circuit en deux parties, l'une linéaire, l'autre non linéaire. L'analyse de la partie linéaire se fait dans le domaine fréquentiel tandis que celle de la partie non linéaire est effectuée dans le domaine temporel. La transformée de Fourier réalise le lien entre les deux parties. L'équilibrage harmonique consiste à comparer, en suivant un processus itératif, les signaux en amplitude et en phase pour chaque harmonique et à chaque noeud défini entre les deux sous-ensembles. Une solution en régime stationnaire existe si, en chacun de ces noeuds, les signaux sont identiques. Cette méthode de la balance harmonique permet donc d'obtenir assez rapidement le régime permanent mais ne permet pas de connaître le régime transitoire. La précision des résultats dépend du nombre d'harmoniques pris en compte.

Signalons également que MDS est un logiciel très convivial qui fonctionne à partir des schémas électriques de circuits. De plus, il permet l'implantation aisée d'un modèle utilisateur et l'obtention automatique du dessin technologique d'un circuit (layout).

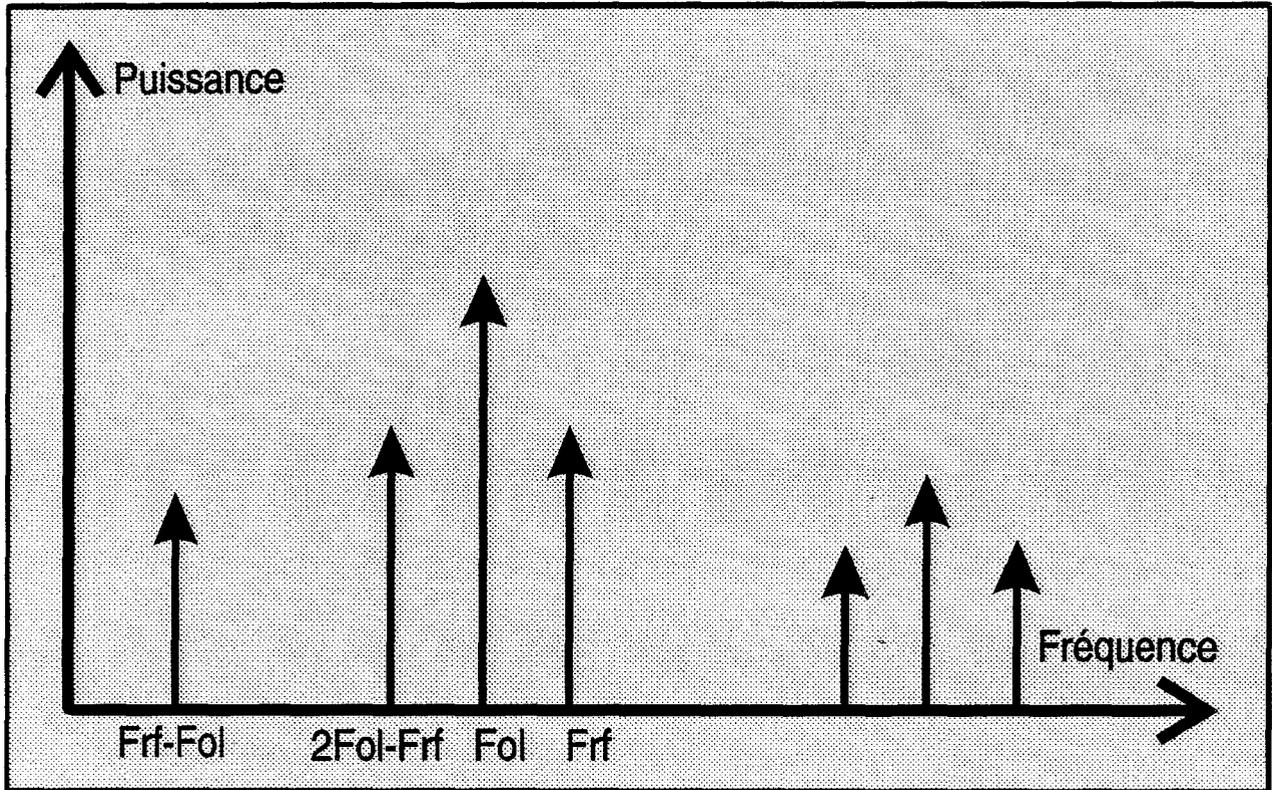


Figure II.2 : Spectre fréquentiel en sortie FI.

## II.1.2 Définitions des performances

Un mélangeur est un dispositif non linéaire qui permet de convertir un signal de haute fréquence  $F_{rf}$  en un signal de fréquence intermédiaire plus basse  $F_{if}$  en utilisant un oscillateur local de forte puissance. Le mélange des fréquences RF et OL permet d'obtenir en sortie FI un nombre considérable de fréquences, en particulier les fréquences somme et différence. Dans notre cas, la fréquence de l'oscillateur local étant choisie inférieure à celle du signal d'entrée RF (mélangeur non inverseur), le signal récupéré en sortie est à la fréquence :

$$F_{if} = F_{rf} - F_{ol}$$

Une représentation spectrale des signaux en sortie FI est donnée sur la figure II.2. Pour obtenir le fonctionnement optimal d'un mélangeur, il est alors souhaitable de rendre maximale la puissance disponible en sortie FI à la fréquence  $F_{if}$  et de rejeter toutes les autres fréquences qui sont indésirables.

### a. Gain de conversion :

Il est défini par le rapport entre la puissance de sortie à la fréquence FI et la puissance d'entrée à la fréquence RF :

$$G_c = P_{if}(F_{if}) / P_{rf}(F_{rf})$$

Le gain de conversion dépend des fréquences et des puissances d'entrée en OL et en RF. Il s'exprime généralement en dB. On définit aussi les pertes de conversion qui sont égales à l'inverse de  $G_c$ .

### b. Puissance de compression à -1 dB :

Notée  $P_c$ , en entrée, elle est définie par la valeur de la puissance d'entrée RF qui provoque une chute du gain de conversion de 1 dB.

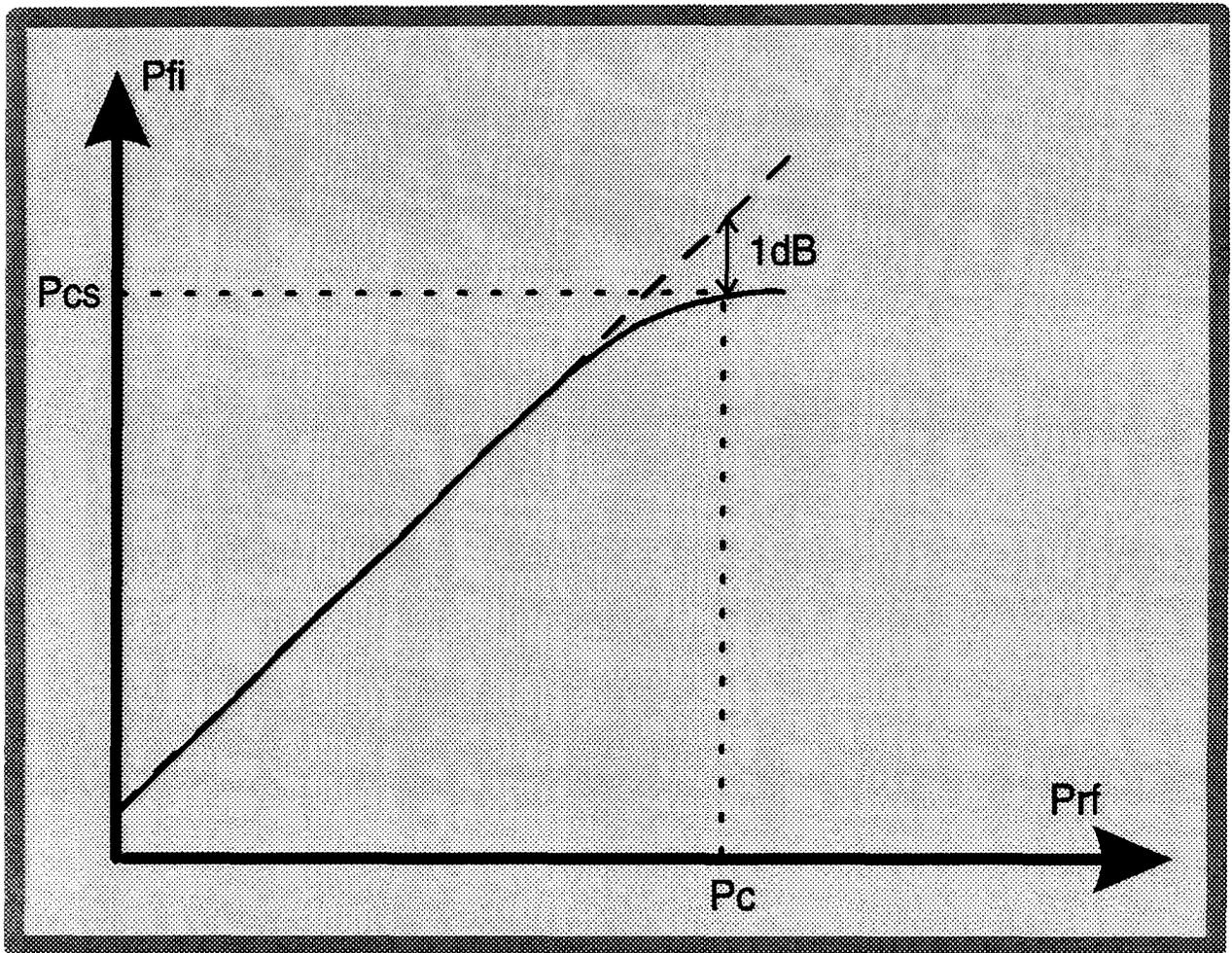


Figure II.3 : Détermination de la puissance de compression à -1dB.

La puissance de compression est généralement définie à partir du graphe d'évolution de la puissance de sortie Pif en fonction de la puissance d'entrée RF (figure II.3) : c'est alors la puissance d'entrée RF pour laquelle il existe un écart de 1 dB entre la puissance de sortie et la droite de pente unitaire. La puissance de compression correspondante en sortie est notée Pcs.

### c. Isolations :

Afin de bien rejeter de chaque accès les composantes fréquentielles indésirables, il est souhaitable que les isolations entre les différents accès OL, RF et FI soient les plus élevées possible. En particulier le signal d'OL, de puissance importante, doit être fortement atténué sur les accès RF et FI. Mais il faut également, par exemple, rejeter le signal RF de l'accès FI. Les définitions sont les suivantes :

- Isolation RF-FI : c'est le rapport entre la puissance appliquée en entrée RF, à la fréquence RF, et la puissance recueillie en sortie FI, à la fréquence RF :

$$I_{RF-FI} = P_{rf}(F_{rf}) / P_{if}(F_{rf})$$

- Isolation OL-FI : elle se définit par le rapport entre la puissance délivrée en entrée OL et la puissance sur l'accès FI à la fréquence OL :

$$I_{OL-FI} = P_{ol}(F_{ol}) / P_{if}(F_{ol})$$

- Isolation OL-RF : c'est le rapport entre la puissance délivrée à l'accès OL par l'oscillateur local à la fréquence OL et la puissance récupérée sur l'accès RF à la fréquence OL :

$$I_{OL-RF} = P_{ol}(F_{ol}) / P_{rf}(F_{ol})$$

Ces isolations s'expriment généralement en dB.

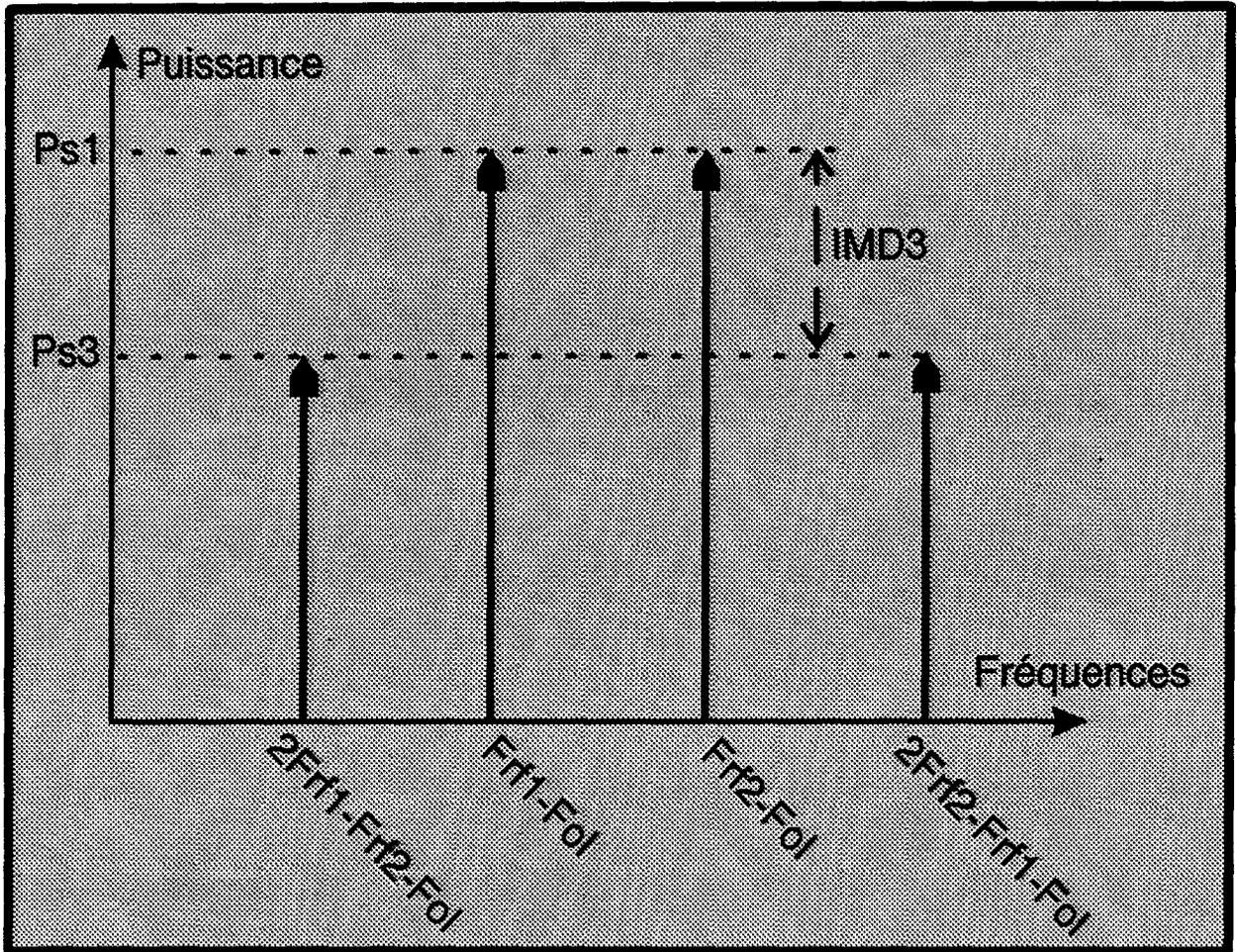


Figure II.4 : Détermination du taux d'intermodulation d'ordre 3.

**d. Taux d'onde stationnaire (TOS)**

La mesure des taux d'onde stationnaire (TOS) permet d'étudier l'adaptation des différents accès. Le TOS peut être évalué au moyen de la méthode réflectométrique [12]. La connaissance de la puissance réfléchie et de la puissance incidente à un accès nous permet d'obtenir le coefficient de réflexion et d'en déduire ainsi le TOS :

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

$$\text{TOS} = (1 + |\rho|) / (1 - |\rho|)$$

Notons que cette méthode n'est pas très précise lorsque l'adaptation est bonne, c'est à dire pour des TOS proches de l'unité.

**e. Intermodulation d'ordre 3 :**

L'intermodulation traduit l'interférence de deux signaux de fréquences voisines dans la bande passante en entrée d'un système non linéaire. Elle se manifeste par l'apparition de composantes fréquentielles indésirables en sortie du système.

Dans le cas du mélangeur de fréquences, ce phénomène peut être caractérisé en appliquant à son entrée deux signaux RF1 et RF2 de même amplitude et de fréquences Frf1 et Frf2 proches. Leur écart en fréquence  $\Delta F$  est faible, de l'ordre de 10 MHz à 100 MHz, pour rester à l'intérieur de la bande passante. En sortie FI, nous récupérons, bien entendu, les signaux de fréquences intermédiaires Frf1-Fol et Frf2-Fol de puissance Ps1, mais également deux raies d'intermodulation de puissance Ps3 aux fréquences 2Frf1-Frf2-Fol et 2Frf2-Frf1-Fol (figure II.4). Ces composantes peuvent être très gênantes car elles se trouvent dans la bande passante du mélangeur et sont alors très difficiles à filtrer. En outre, remarquons que leur puissance croît proportionnellement au cube de la puissance d'entrée RF.

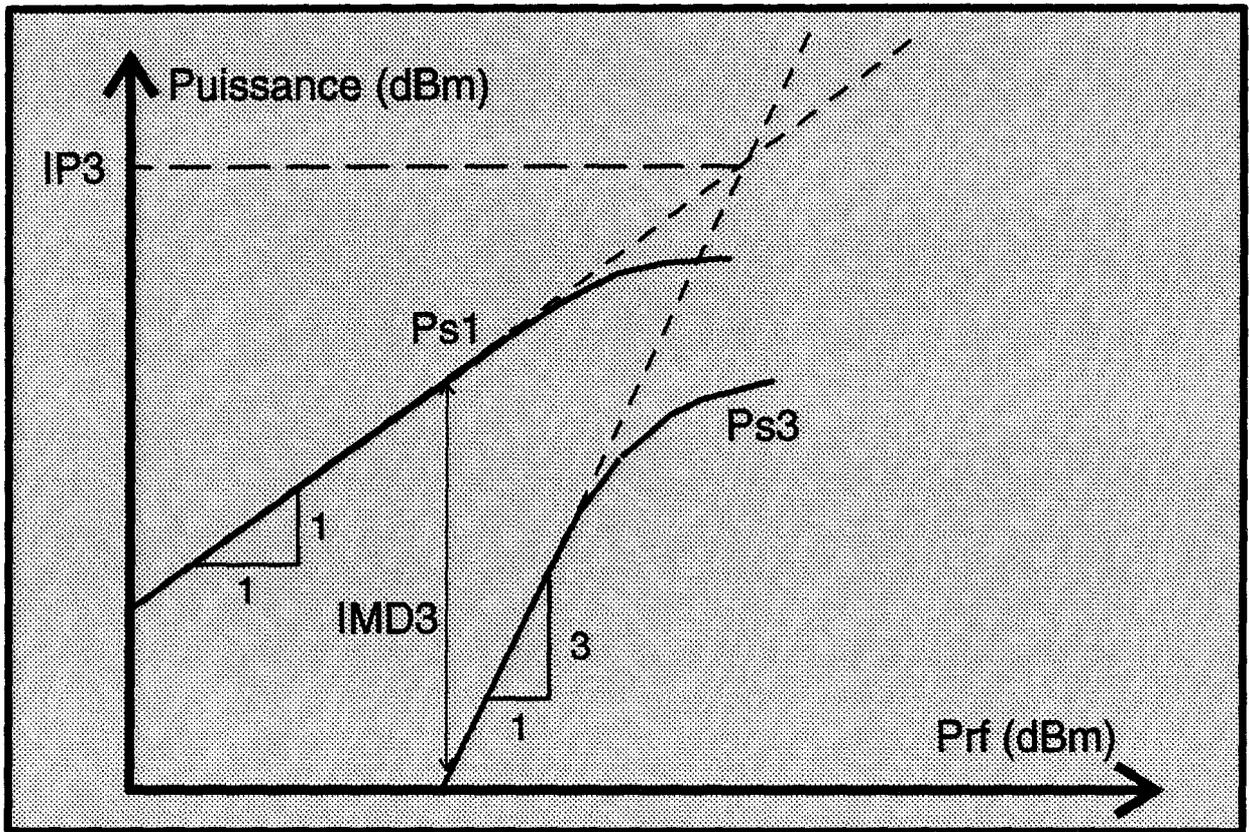


Figure II.5 : Détermination du point d'interception  $IP3$ .

Les grandeurs caractéristiques définissant le niveau d'intermodulation sont l'IMD3 et l'IP3 :

- L'IMD3 est le taux d'intermodulation d'ordre trois. C'est le rapport entre la puissance de sortie  $P_{s1}$  et la puissance d'intermodulation en sortie  $P_{s3}$ , soit en dB (figure II.4) :

$$\text{IMD3 (dB)} = P_{s1} \text{ (dBm)} - P_{s3} \text{ (dBm)} \text{ à Prf donnée}$$

Il dépend de la puissance d'entrée considérée mais il est indépendant du gain.

- L'IP3 est le point d'interception. Il est défini comme étant la puissance de sortie correspondant au point de rencontre des droites représentant l'évolution de  $P_{s1}$  et de  $P_{s3}$  en fonction de la puissance RF (figure II.5). Si l'on admet une évolution linéaire de  $P_{s1}$  et de  $P_{s3}$  en fonction de Prf, avec des coefficients directeurs respectifs de un et trois, alors l'IP3 peut s'exprimer par la formule :

$$\text{IP3(dBm)} = 3/2 P_{s1}(\text{dBm}) - 1/2 P_{s3}(\text{dBm})$$

Il varie avec le gain du dispositif mais il est indépendant du niveau d'entrée.

Il existe une relation approximative reliant la puissance de compression en sortie  $P_{cs}$  au point d'interception IP3 [43] :

$$\text{IP3(dBm)} - P_{cs}(\text{dBm}) \# 9 \text{ à } 10 \text{ dB}$$

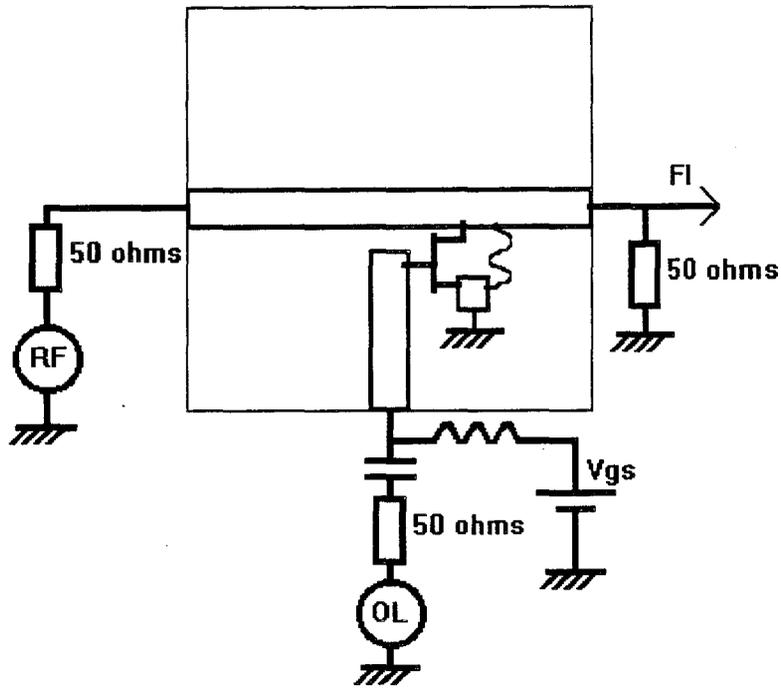


Figure II.6 : Schéma de la structure hybride du mélangeur parallèle.

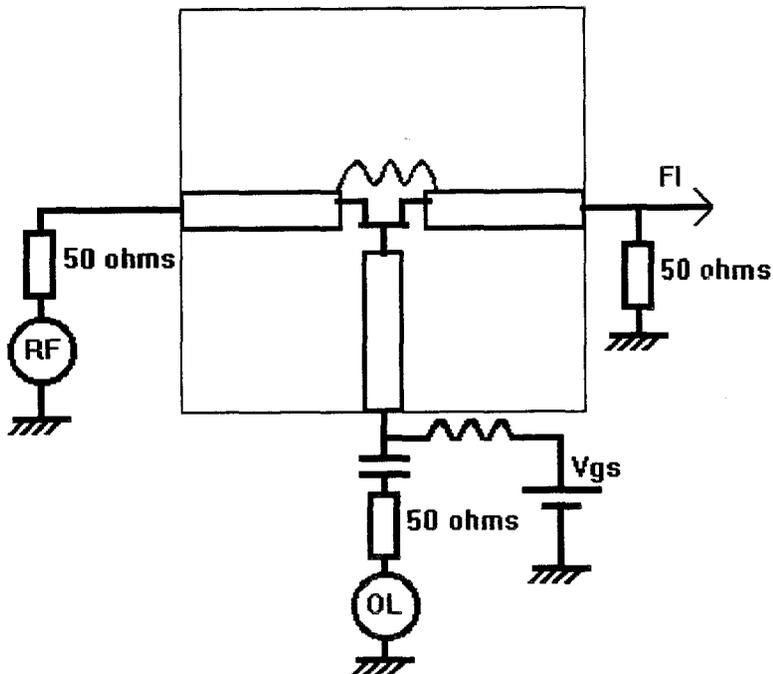


Figure II.7 : Schéma de la structure hybride du mélangeur série.

## II.2 Structures hybrides

### II.2.1 Description des circuits

S'agissant d'une réalisation préliminaire à la structure intégrée, nous nous sommes contentés d'étudier la tête mélangeuse seule, sans circuit d'adaptation ou étage tampon. Les schémas correspondants sont présentés sur la figure II.6 pour la configuration parallèle et sur la figure II.7 pour la configuration série. On y trouve : un transistor, une self inductance assurant le court-circuit drain-source et des lignes d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  correspondant aux trois accès du mélangeur (OL, RF et FI).

Les éléments passifs ont été simulés à l'aide de la bibliothèque de composants microondes du logiciel MDS. Le modèle de TEC a été implanté dans le logiciel selon le schéma électrique de la figure II.8. Il comprend :

- un modèle utilisateur (User Defined Model, nommé 'TEC froid' sur la figure) comportant en particulier l'expression théorique de la résistance drain-source  $R_{ds}$  d'un des modèles décrit au premier chapitre : DHS1, DHS2 ou DHS3,
- les modèles 'SDD' comportant les expressions théoriques des capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  du paragraphe I.3.2 (la description complète des 'SDD' est donnée en annexe),
- les éléments parasites  $L_s$ ,  $L_d$ ,  $L_g$ ,  $R_s$ ,  $R_d$  et  $R_g$ .

Le TEC modélisé est un transistor NE710 (NEC Japon), de longueur de grille  $0.3 \mu\text{m}$  et de largeur  $300 \mu\text{m}$ . Au laboratoire, nous avons réalisé une caractérisation précise de ce composant, nous permettant de déterminer les valeurs des différents paramètres du modèle.

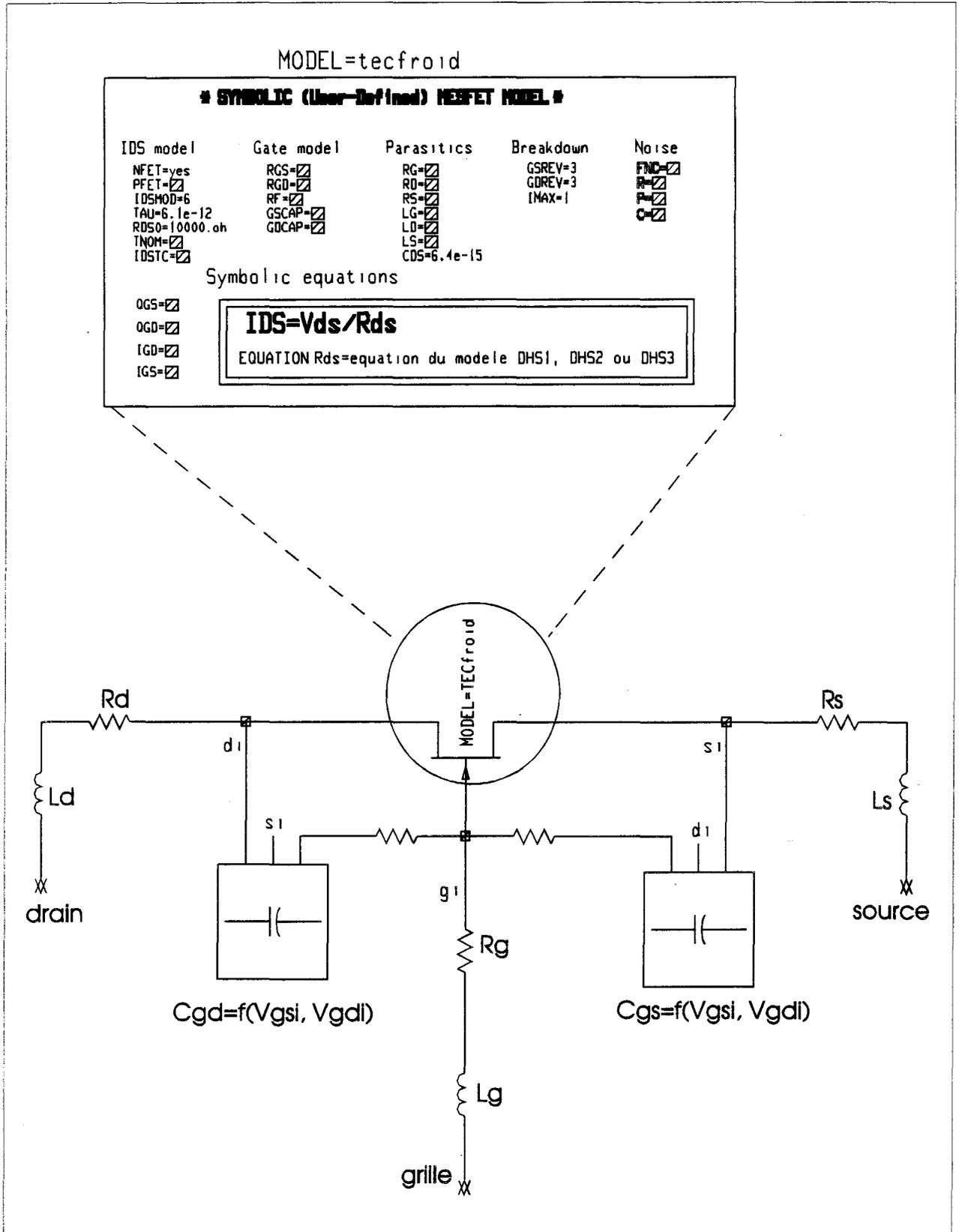


Figure II.8 : Schéma d'implantation du TEC dans le logiciel MDS.

## II.2.2 Résultats théoriques

Nous avons envisagé l'étude de trois circuits :

- les circuits parallèle (N°1) et série sont ceux décrits dans le paragraphe ci-dessus (la valeur de la self-inductance placée entre drain et source est égale à 1.5 nH),
- le circuit parallèle N°2, auquel la self inductance entre drain et source n'est plus intégrée (cas du N°1) mais extérieure au circuit.

Rappelons que les simulations ont été réalisées avec les trois modèles DHS1, DHS2 et DHS3, mis au point au laboratoire afin d'améliorer la précision des prévisions théoriques.

Les signaux RF, OL et FI ont pour fréquence :

$$F_{rf} = 10 \text{ GHz}$$

$$F_{ol} = 9.5 \text{ GHz}$$

$$F_{if} = 500 \text{ MHz}$$

### a. Circuit parallèle N°1

Pour ce circuit, où les accès ne sont pas adaptés, on trouve un gain de conversion maximum de -23 dB pour une puissance OL de 5 dBm. Cette valeur est obtenue pour une polarisation de grille voisine de  $V_p/2$ , soit  $V_{gs} \approx -0.8V$  (figure II.9). On remarque que la valeur du gain de conversion dépend peu du modèle théorique de TEC froid utilisé.

En fonction de la puissance OL, il apparaît sur la figure II.10 une saturation du gain de conversion au delà de 2 à 3 dBm. Ici encore, les résultats sont peu différents selon les modèles au voisinage du gain maximum mais diffèrent sensiblement à faible niveau de puissance OL .

Les évolutions de la puissance de sortie FI en fonction de la puissance RF, représentées sur la figure II.11, sont très proches pour chacun des trois modèles. La puissance de compression  $P_c$  prévue est comprise entre 12 et 14 dBm et correspond à une puissance en sortie  $P_{cs}$  d'environ -12 dBm à -10 dBm.

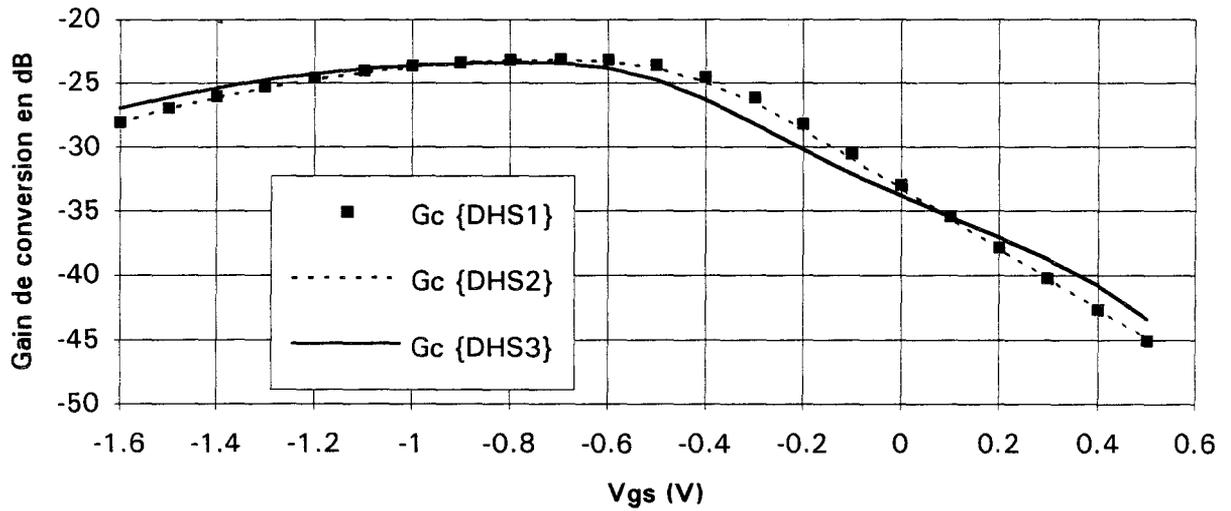


Figure II.9 : Evolution du gain de conversion en fonction de Vgs (parallèle N°1, Pol=5dBm).

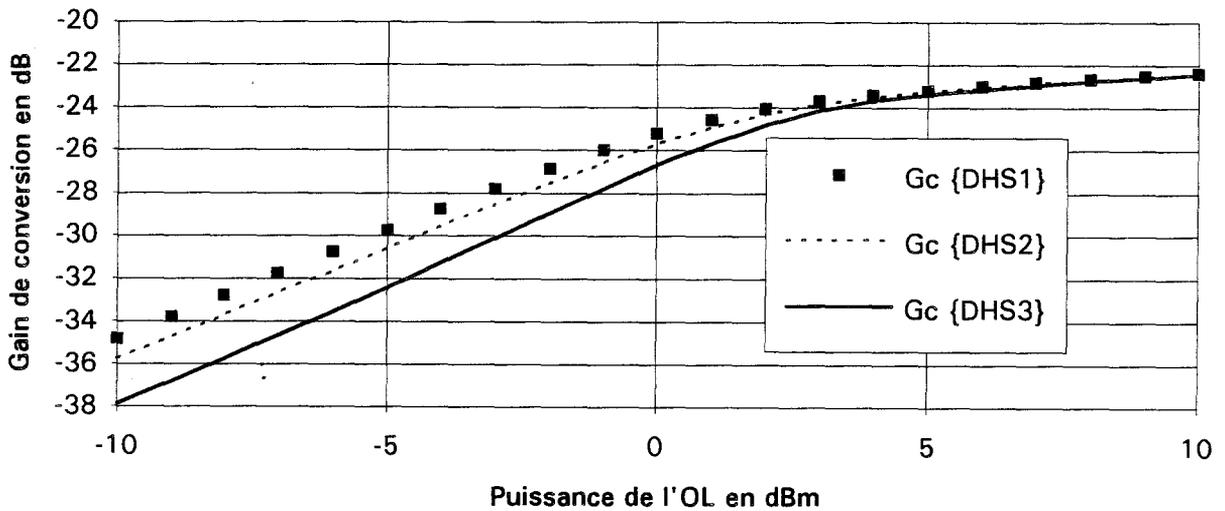


Figure II.10 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (parallèle N°1, Vgs=-0.8V).

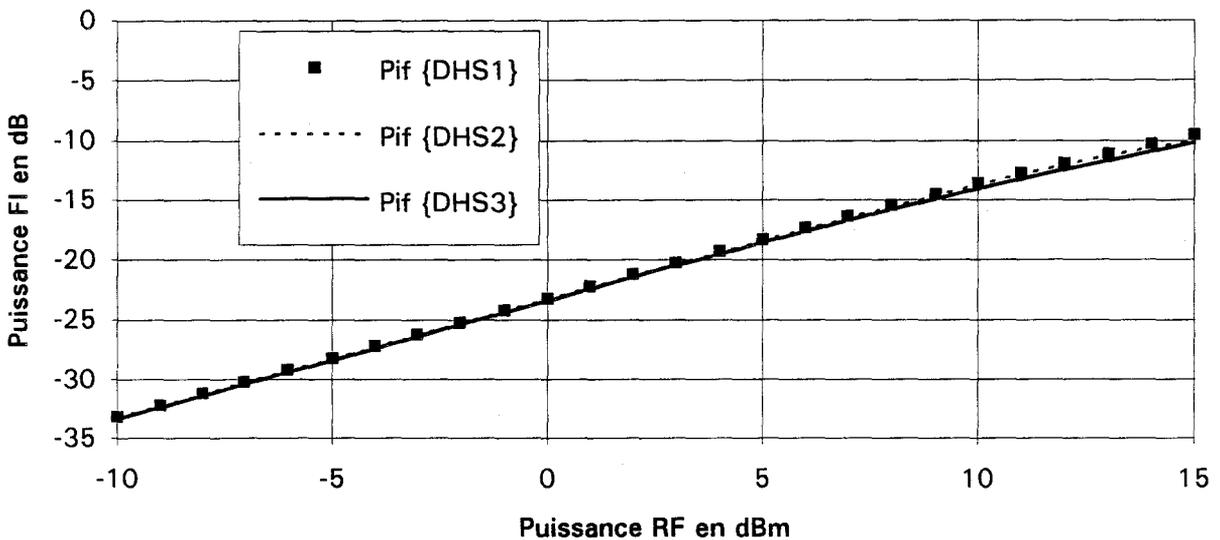


Figure II.11 : Compression du mélangeur parallèle N°1 (Vgs=-0.8V, Pol=5dBm).

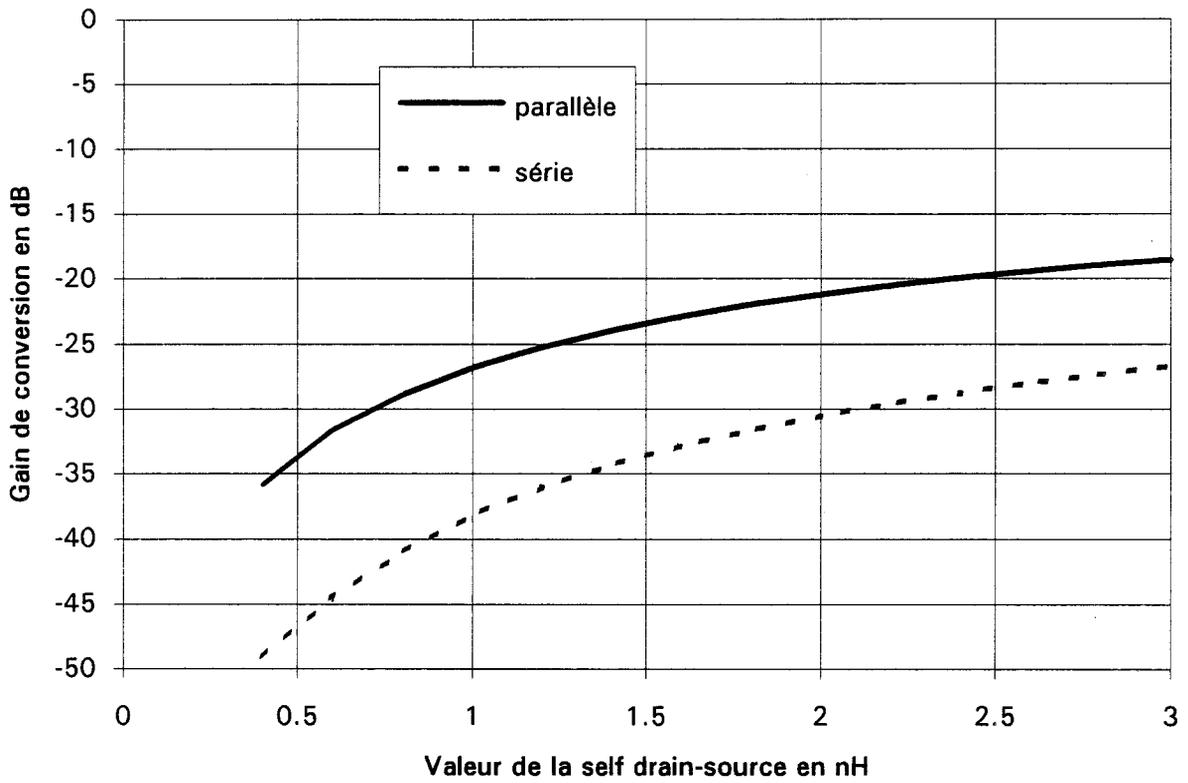


Figure II.12 : Influence de la self inductance drain-source sur le gain de conversion.

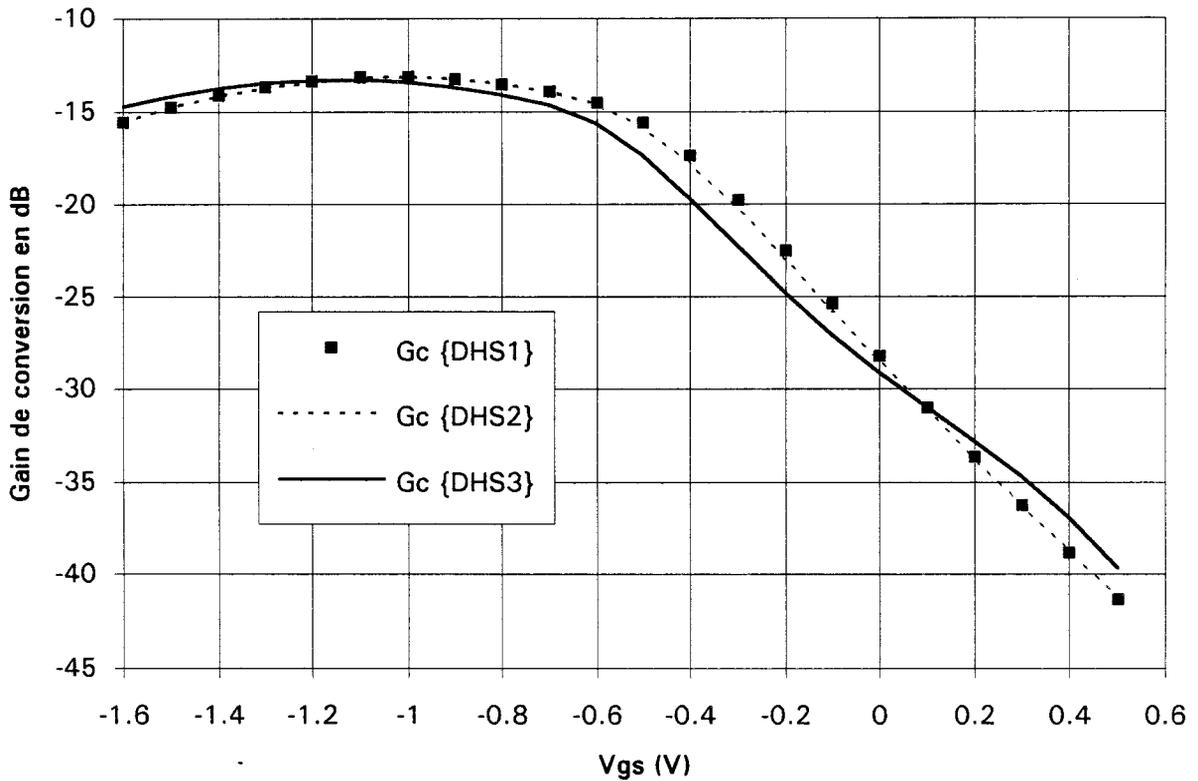


Figure II.13 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $V_{gs}$  (parallèle N°2, Pol=5dBm).

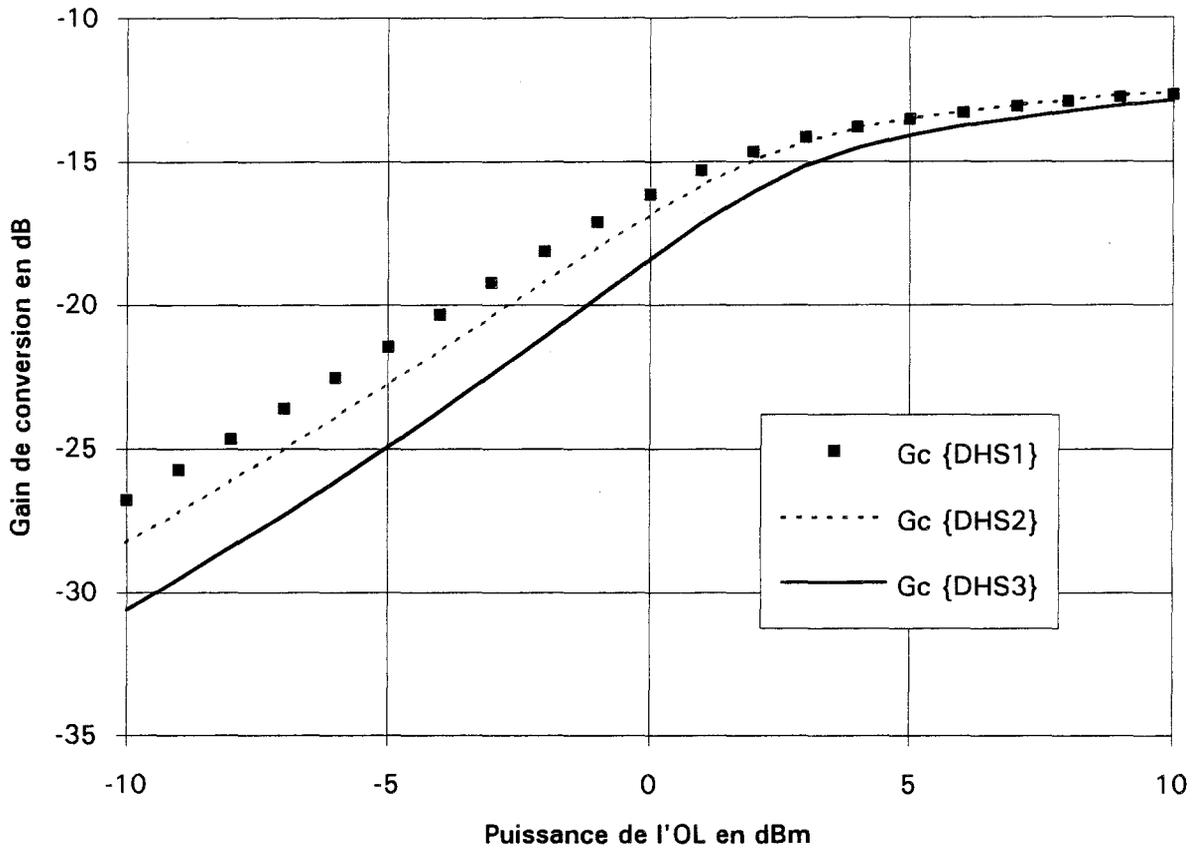


Figure II.14 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (parallèle N°2,  $V_{gs}=-0.8V$ ).

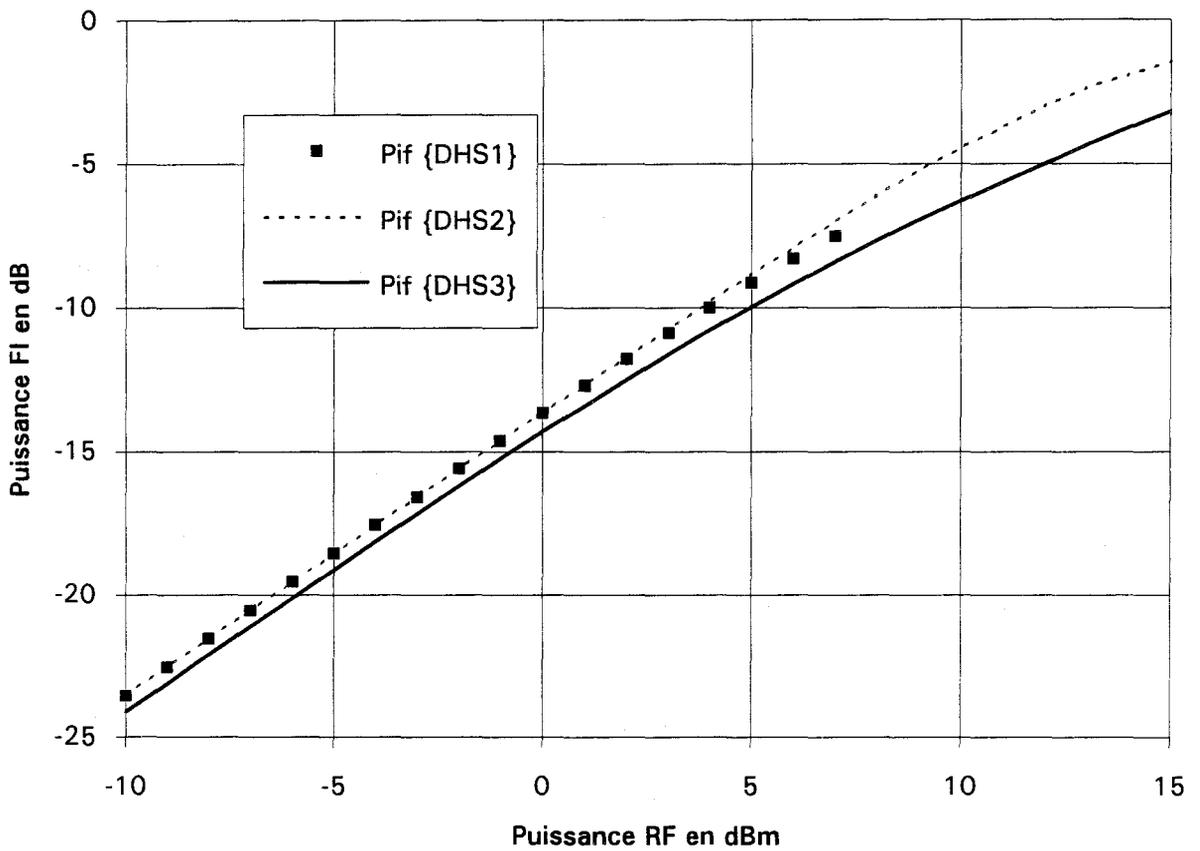


Figure II.15 : Compression du mélangeur parallèle N°2 ( $V_{gs}=-0.8V$ , Pol=5dBm).

Nous avons obtenu une bonne valeur d'isolation (environ 17 dB) entre les accès OL et RF, ainsi qu'entre les accès OL et FI, pour  $V_{gs} \# V_p/2$ . Par contre, l'isolation RF-FI n'est que de 6 dB car les accès RF et FI sont reliés directement par une ligne de transmission.

### **b. Circuit parallèle N°2 (self extérieure)**

La self inductance drain-source, servant à maintenir la tension  $V_{ds}$  moyenne nulle, joue un rôle essentiel dans le fonctionnement du TEC froid en mélange. En effet, elle permet d'une part d'améliorer l'adaptation en entrée RF ou en sortie FI et d'autre part d'améliorer le fonctionnement du commutateur à l'état OFF. Une étude, présentée sur la figure II.12, montre qu'une augmentation de sa valeur de quelques nH permet d'accroître le gain de conversion d'une vingtaine de dB.

Etant donné les limitations technologiques à la réalisation de self inductances importantes, nous avons été conduit à remplacer la self intégrée par celle d'un Té de polarisation extérieur en ce qui concerne notre second projet de circuit parallèle.

Effectivement, les résultats, présentés sur la figure II.13, sont nettement plus favorables puisque le gain de conversion est amélioré de 10 dB, en passant à -13 dB pour une tension  $V_{gs}$  de -1 V et une puissance OL optimale de 10 dBm.

Par contre, la saturation en puissance OL est inchangée (figure II.14) et la puissance de compression est diminuée à une valeur comprise entre 6 et 10 dBm suivant les modèles (figure II.15), correspondant à une puissance de sortie comprise entre -9 et -5 dBm.

Par rapport au circuit précédent, les isolations sont quasiment inchangées puisque entre les accès OL-RF et OL-FI, il est prévu 15 à 16 dB, tandis que l'isolation RF-FI serait d'environ 4 dB.

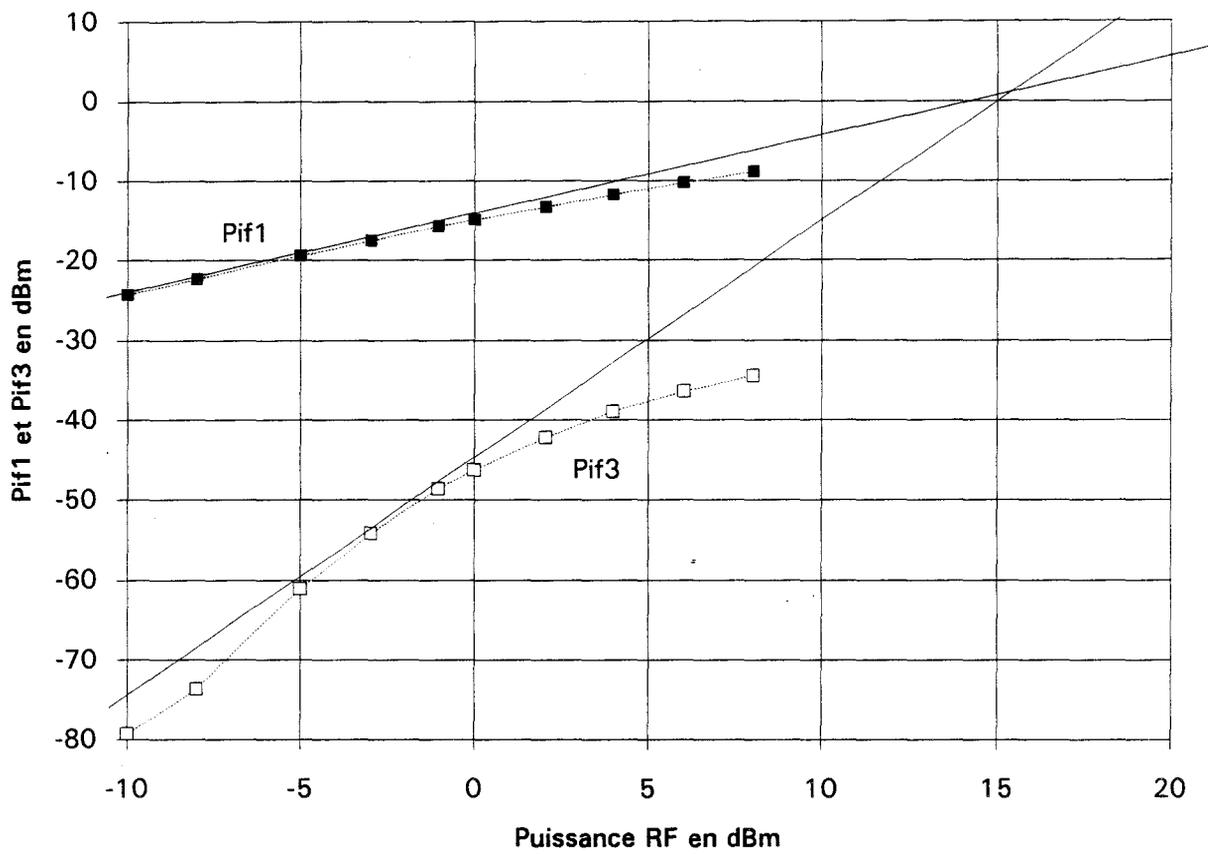


Figure II.16 : Détermination de l'IP3 pour le circuit parallèle N°2 (modèle DHS3).

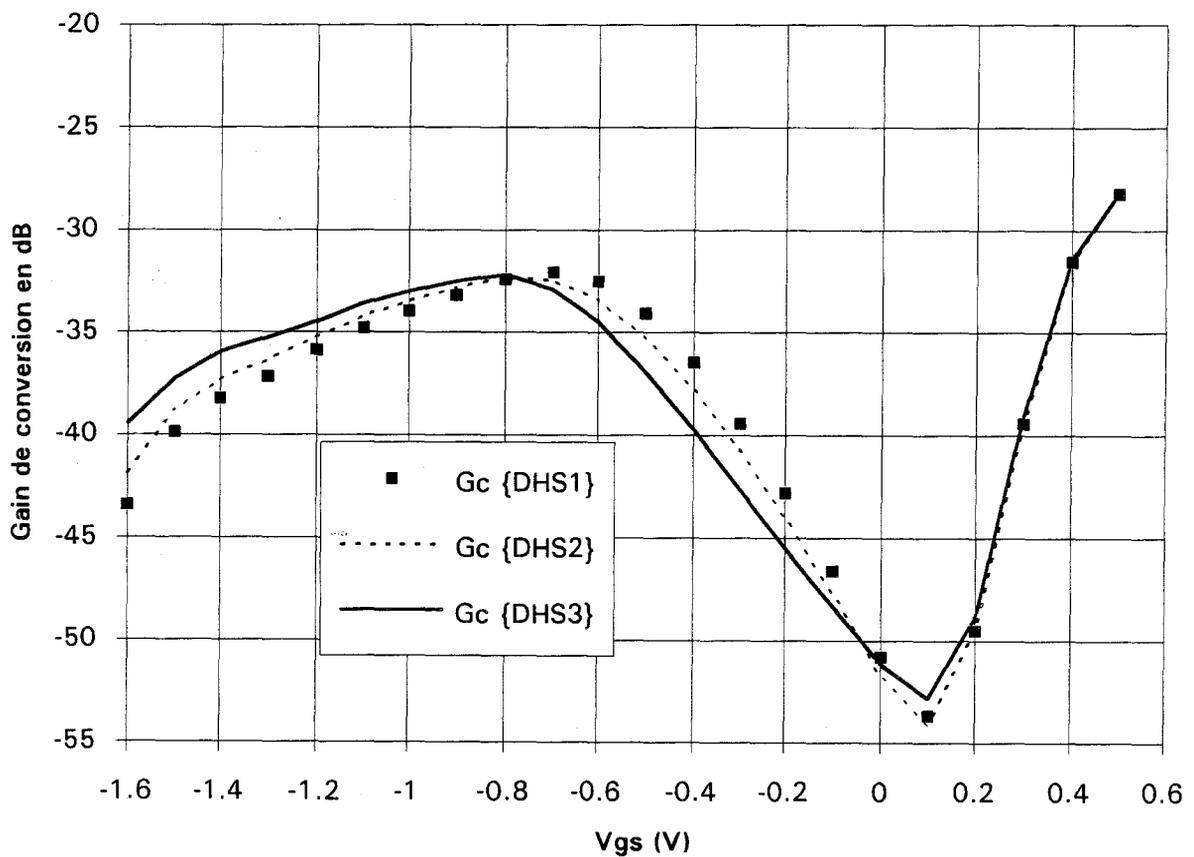


Figure II.17 : Evolution du gain de conversion en fonction de Vgs (série, Pol=5dBm).

La figure II.16 présente l'évolution théorique de la puissance fondamentale  $P_{if1}$  et de la puissance d'intermodulation  $P_{if3}$  en fonction de la puissance d'entrée  $P_{rf}$ . Contrairement aux prévisions des études analytiques simplifiées, on s'aperçoit que les produits d'intermodulation d'ordre trois n'évoluent pas linéairement selon une pente de 3 dB/dB. Ce phénomène connu [22] [43] est dû à la présence d'harmoniques d'ordre supérieur à trois contribuant à la génération des produits d'intermodulation du troisième ordre. Par conséquent, si l'intermodulation peut être mesurée précisément, l'extrapolation peut fournir une valeur erronée du point d'interception (IP3). De plus, ce dernier est lié non seulement à la distorsion du système mais aussi à son gain. Dans ces conditions, l'IMD3 peut être une caractéristique plus intéressante pour comparer les performances des systèmes en intermodulation.

Remarquons que le choix du modèle théorique prend toute son importance pour le calcul de l'intermodulation. Ainsi, selon les modèles, nous obtenons un IP3 compris entre 0.5 et 7.5 dBm, et un IMD3 compris entre 31 et 43 dB pour une puissance RF de 0 dBm.

### c. Circuit série

Les simulations font apparaître des performances généralement moins bonnes que celles du circuit parallèle N°1. En effet, la figure II.17, qui présente l'évolution du gain de conversion en fonction de la polarisation de grille  $V_{gs}$ , indique des valeurs maximales de l'ordre de -30 dB. On observe d'ailleurs deux maxima : un premier pour  $V_{gs}$  proche de  $V_p/2$  ( $V_{gs} \approx 0.8V$ ) et un second à canal ouvert ( $V_{gs} \approx 0.5V$ ). Ce dernier correspond à la non linéarité d'apparition du courant de grille ( $I_g$ ) en polarisation directe et sa bonne modélisation conditionne donc l'obtention de prévisions précises du niveau de gain.

Nous avons étudié sur la figure II.18 l'évolution du premier maximum de gain en fonction de la puissance OL. On trouve une saturation du gain vers 5 dBm. Enfin, on observe à nouveau que les prévisions données par les différents modèles sont assez proches, sauf aux faibles puissances OL.

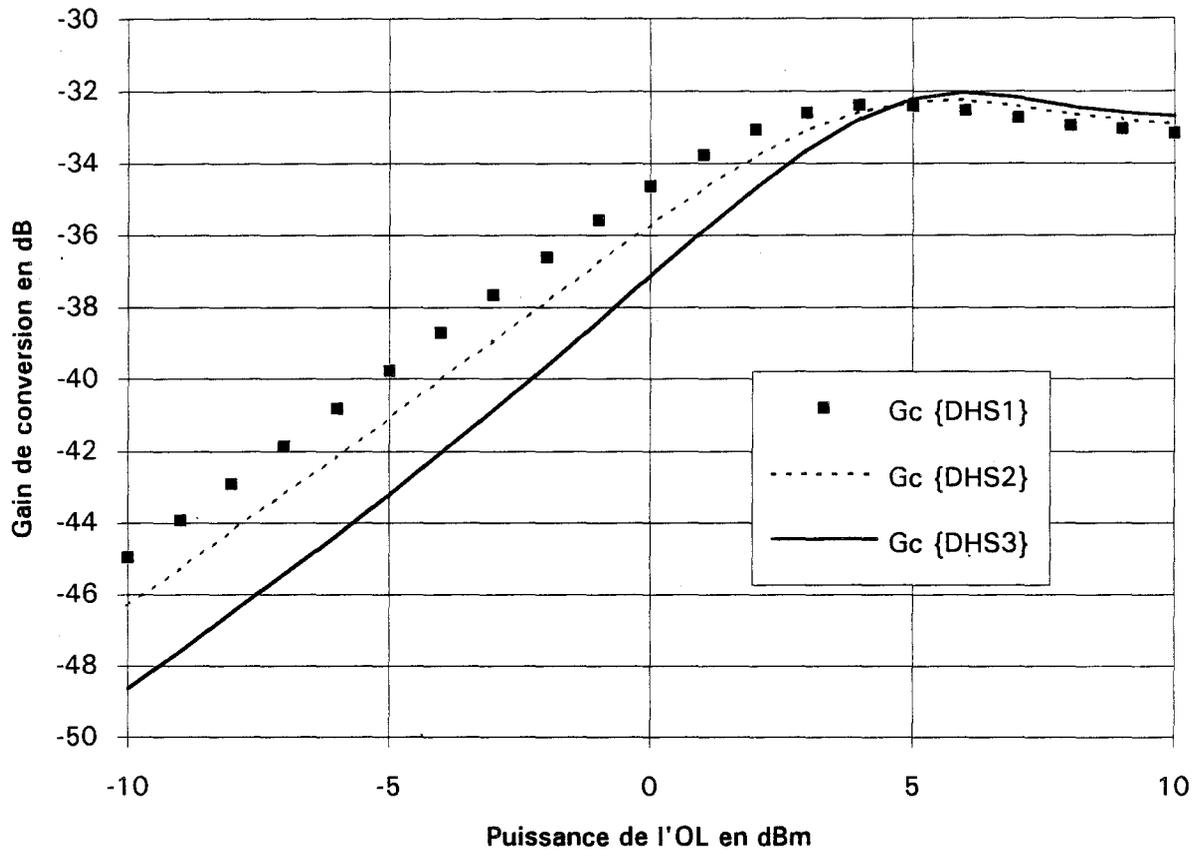


Figure II.18 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (série,  $V_{gs}=-0.8V$ ).

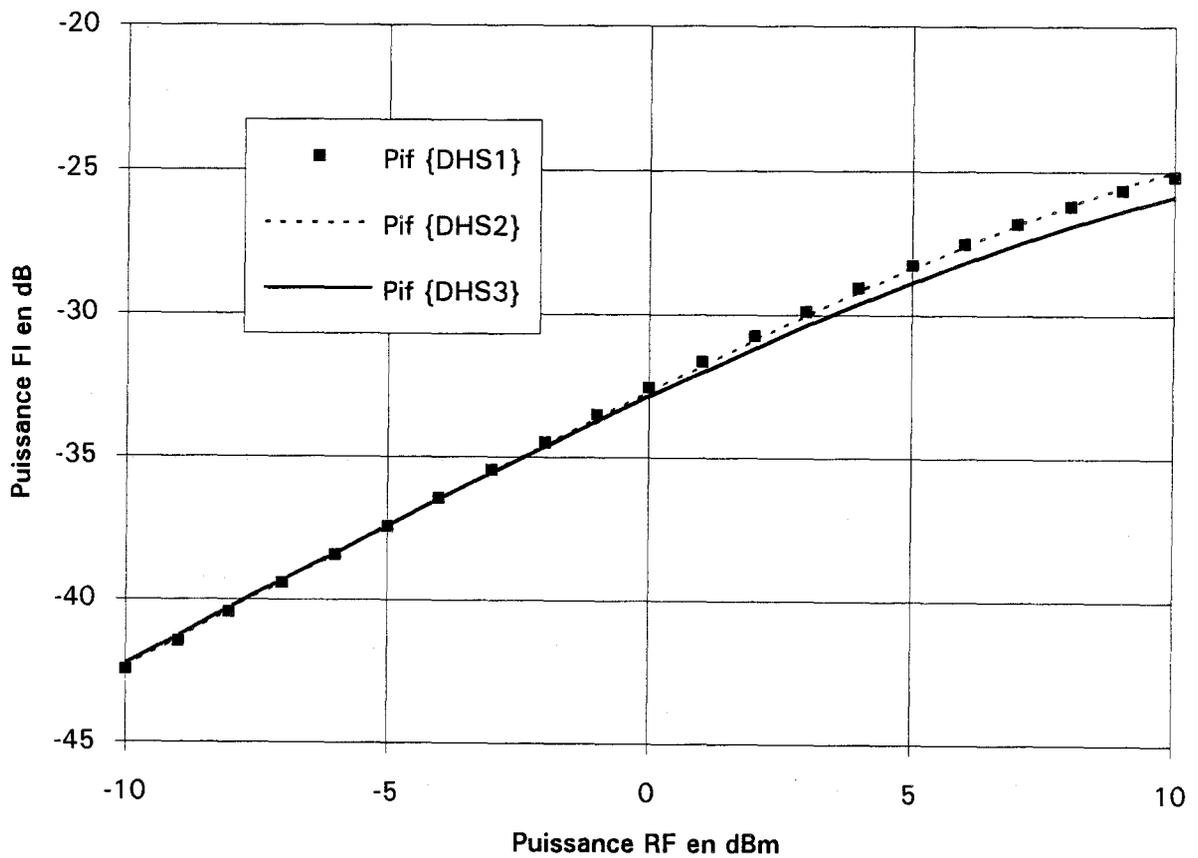


Figure II.19 : Compression du mélangeur série ( $V_{gs}=-0.8V$ ,  $P_{ol}=5dBm$ ).

Par contre, ici encore, on observe (figure II.19) une influence du choix du modèle sur les puissances de compression puisqu'elles varient entre 2 dBm et 6 dBm.

Par comparaison à la configuration parallèle, on observe une dégradation des isolations OL-RF et OL-FI qui sont de 6 dB et de l'isolation RF-FI qui est de 4dB. Ce dernier résultat peut s'expliquer par la présence de la self drain-source qui court-circuite en basses fréquences les accès RF et FI.

Concernant le point d'interception IP3 (qui dépend bien entendu du gain de conversion), son extrapolation nous donne un minimum de -24 dBm à -22 dBm selon les modèles. De même, l'IMD3 varie de 22 dB à 25 dB pour une puissance RF de 0 dBm.

## II.2.3 Synthèse

Nous présentons dans le tableau II.1 l'ensemble des résultats théoriques fournis par la simulation des trois circuits parallèle N°1, parallèle N°2 et série pour chacun des modèles de TEC froid DHS1, DHS2 et DHS3.

### a. Influence de la configuration

Nous constatons que la configuration parallèle présente des performances meilleures que celles obtenues avec la configuration série. Cependant, il est évident que ces têtes de mélange, non adaptées aux accès, ne peuvent donner de très bonnes performances. Par conséquent, ces résultats encourageants laissent supposer que de tels circuits, réalisés en adaptant leurs accès, présenteraient de bonnes performances aussi bien dans la configuration parallèle que série. Il suffit pour s'en convaincre de constater, sur le circuit parallèle N°2, l'amélioration qu'apporte une simple augmentation de la valeur de la self inductance placée entre le drain et la source.

Tableau II.1 : Principaux résultats de simulation des mélangeurs hybrides.

Caractéristiques	PARALLELE N°1			PARALLELE N°2 (self extérieure)			SERIE			conditions
	DHS1	DHS2	DHS3	DHS1	DHS2	DHS3	DHS1	DHS2	DHS3	
Gc (dB) à Vgs (V)	-23.1 -0.7	-23.2 -0.7	-23.4 -0.8	-13.1 -1	-13.1 -1	-13.3 -1.1	-32.1 -0.7	-32.3 -0.8	-32.2 -0.8	Pol = 5dBm
Pol opt. (dBm) qui donne Gc (dB)	> 3 > -23	> 3 > -23	> 3 > -23	> 3 > -13	> 3 > -13	> 3 > -13	4 -32.4	6 -32.3	6 -32	Vgs = -0.8V
Pc (dBm) pour Pcs (dBm) =	14 -10.3	13 -11.3	12 -12.5	7 -7.5	10 -4.5	6 -9.2	6 -27.5	5 -28.4	2 -31.2	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
I OL-RF (dB)	17	17	17	15	15	16	6	6	6	à Vgs donnant Gc max.
I OL-FI (dB)	17	17	17	16	16	16	6	6	6	à Vgs donnant Gc max.
I RF-FI (dB)	6	6	6	4	4	4	4	4	4	à Vgs donnant Gc max.
IP3 (DBm)	\	\	\	3	7.5	0.5	-22	-24	-24	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
IMD3 (dB)	\	\	\	35	43	31	25	25	22	Prf = 0dBm

### **b. Influence de la modélisation**

Les résultats obtenus pour chaque modélisation sont voisins du point de vue du gain de conversion mais très différents en puissance de compression et intermodulation.

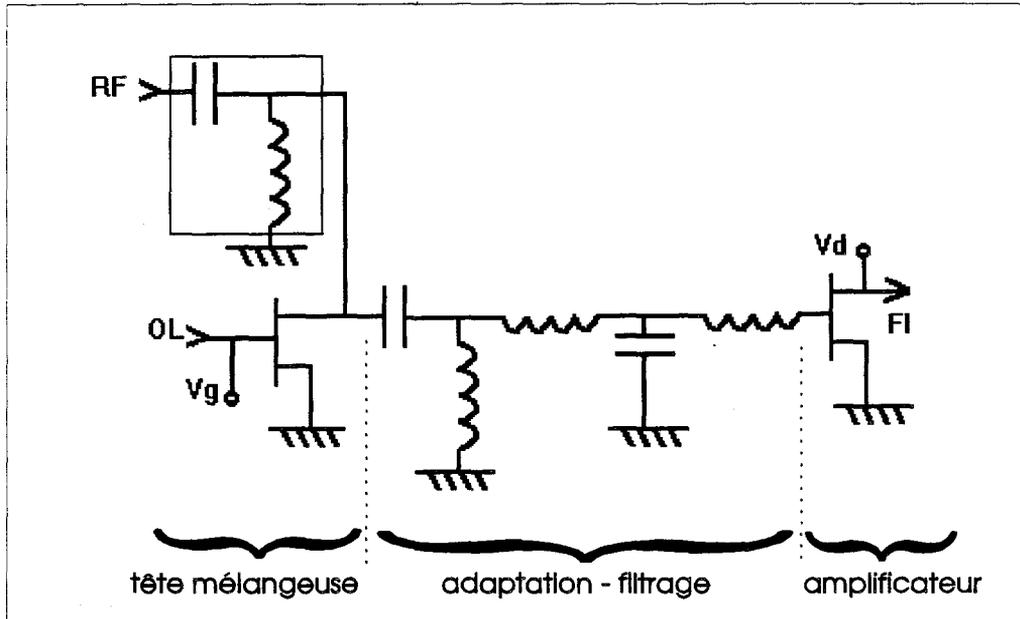
Par exemple, le gain de conversion prévu par le modèle DHS2 est proche de celui indiqué par le modèle DHS1, mais les résultats en puissance de compression et en intermodulation diffèrent sensiblement, en particulier dans le cas du circuit parallèle N°2. Ceci s'explique par le fait que le modèle DHS2 tient compte des variations de tension vds, et donc de la non linéarité du TEC froid en sortie. Celle-ci est responsable en partie de la compression du gain [12] [28], bien que la tension instantanée vds ne dépasse pas 0.2 V en valeur absolue dans nos simulations.

De même, le modèle DHS3 indique des gains de conversions proches de ceux prévus avec les autres modèles, mais il modélise mieux la non linéarité de transfert du TEC froid grâce à une meilleure représentation des dérivées première et seconde. En conséquence, on obtient des valeurs de la puissance de compression et d'intermodulation plus exactes [44].

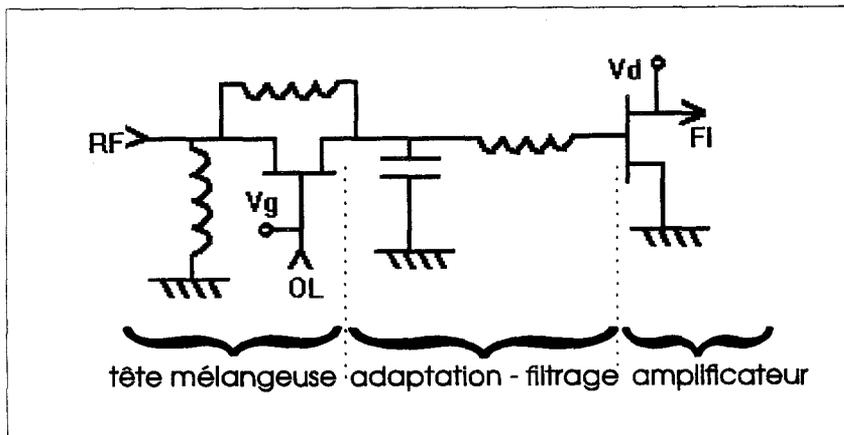
## **II.3 Structures intégrées**

### **II.3.1 Description des circuits**

La figure II.20 présente les circuits utilisés dans les configurations parallèle (a) et série (b). Les éléments actifs et passifs ont été simulés à l'aide de la bibliothèque de composants fournie par le fondeur GEC MARCONI (Grande Bretagne) et développée pour le logiciel MDS par l'ENSEA.



a. configuration parallèle.



b. configuration série.

Figure II.20 : Schéma des mélangeurs en structure intégrée.

Chacun des circuits se compose de trois étages différents :

**a. Tête de mélange :**

Elle est réalisée par un TEC de longueur de grille  $0.5 \mu\text{m}$ . Aucun filtrage n'est prévu sur les entrées OL et RF, ce qui nous permettra de tester les performances des circuits sur une large plage de fréquences pouvant s'étendre jusqu'à la bande K.

Notons que la self inductance, entre le drain et la source du transistor de la configuration parallèle, n'est pas intégrée et provient d'un Té de polarisation extérieur.

N'ayant pu disposer d'échantillon de TEC pour effectuer une caractérisation précise, nous avons utilisé la modélisation du fondeur (modèle Curtice cubique [40]) dont les paramètres dépendent de la largeur de grille. Nous savons qu'une diminution de la largeur de grille entraîne une augmentation du gain de conversion et une dégradation de la valeur de la puissance de compression [12]. Par conséquent, nous avons choisi une largeur de grille de  $200 \mu\text{m}$  (soit quatre doigts de  $50 \mu\text{m}$ ) réalisant un bon compromis.

**b. Etage intermédiaire :**

Réalisé avec des éléments passifs (self inductances spirales et capacités), il permet le filtrage de la fréquence FI de 500 MHz et l'adaptation entre la tête de mélange et l'étage de sortie.

**c. Amplificateur :**

Nous avons choisi d'utiliser un transistor de largeur de grille  $600 \mu\text{m}$  (quatre doigts de  $150 \mu\text{m}$ ), monté en source commune. Son rôle est d'amplifier la puissance en sortie FI à 500 MHz et de réaliser l'adaptation au circuit de sortie, en améliorant ainsi le gain de conversion. La polarisation de grille a été choisie nulle pour limiter la complexité des circuits.

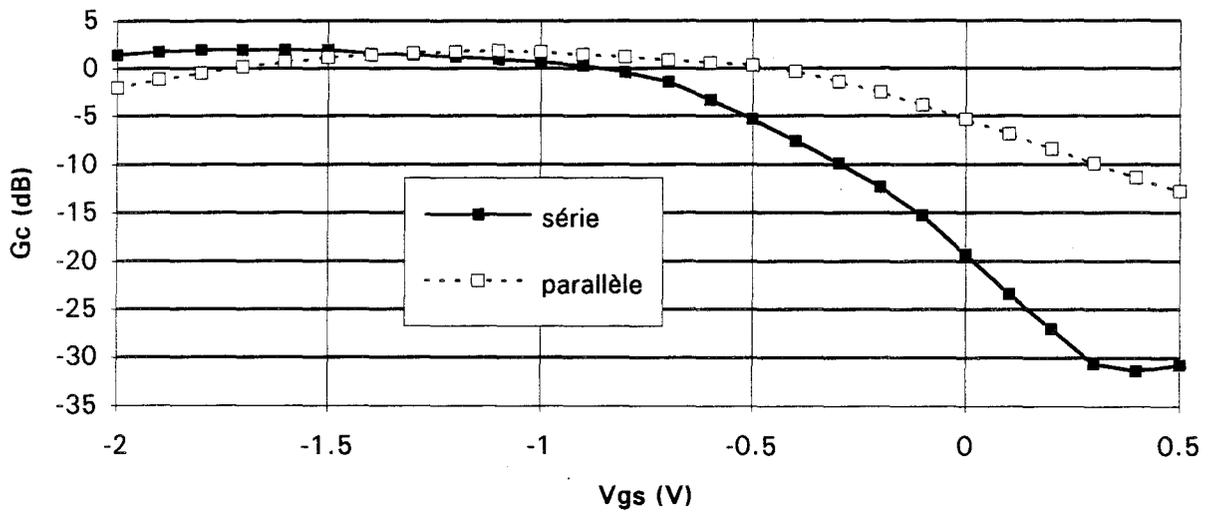


Figure II.21 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $V_{gs}$  (Pol=10dBm).

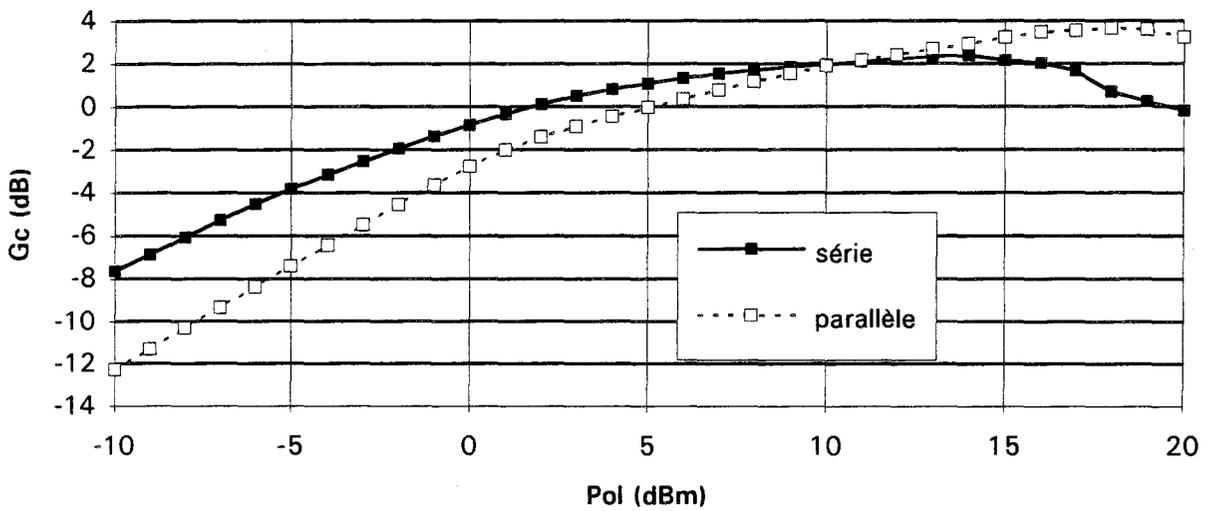


Figure II.22 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $P_{ol}$  (parallèle :  $V_{gs} = -1.1$  V, série :  $V_{gs} = -1.5$  V).

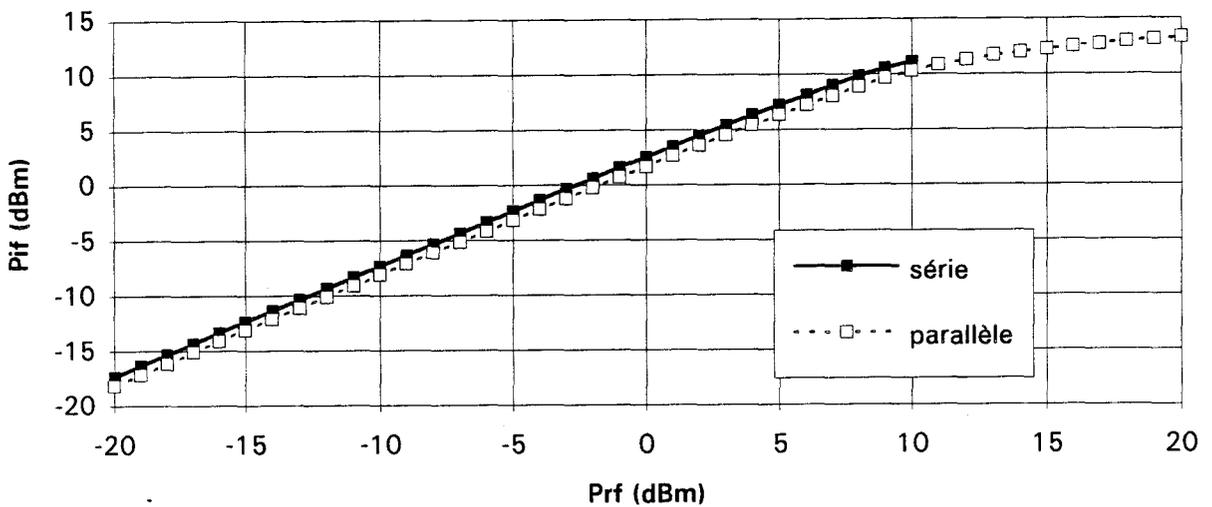


Figure II.23 : Compression des mélangeurs (parallèle :  $V_{gs} = -1.1$  V, série :  $V_{gs} = -1.5$  V, Pol=10dBm).

## II.3.2 Résultats théoriques

Contrairement aux circuits hybrides, nous avons amélioré les adaptations d'impédance sur les accès RF et FI. Par conséquent, ceci devrait permettre l'obtention de performances supérieures.

Rappelons que l'étude théorique des deux circuits, série et parallèle décrits dans le paragraphe ci-dessus, met en oeuvre le seul modèle de TEC disponible dans la bibliothèque du fondeur (Curtice Cubique), dont les valeurs de paramètres sont optimisées pour un fonctionnement en TEC chaud.

Nous avons souhaité un fonctionnement à large gamme de fréquences, aussi aucun filtrage n'est réalisé aux accès OL et RF. Cependant, l'optimisation des structures a été effectuée à la valeur nominale de 20 GHz de fréquence RF et de 19.5 GHz de fréquence OL (soit une fréquence FI de 500 MHz).

### a. Gain de conversion

La figure II.21, représentant l'évolution du gain de conversion en fonction de  $V_{gs}$ , fait apparaître une valeur optimale de la polarisation  $V_{gs}$  de l'ordre de -1.5 V pour le mélangeur série et de -1.1 V pour le mélangeur parallèle, correspondant à un gain de conversion maximum d'environ 2 dB (à  $P_{ol}=10\text{dBm}$ ) pour les deux structures. Nous observons, cependant, dans la configuration parallèle une variation du gain de conversion moins rapide (environ 8 dB pour une excursion de  $V_{gs}$  de 0 V à -2 V) que dans la configuration série (variation de plus de 20 dB).

En gardant la polarisation optimale, nous avons étudié (figure II.22) l'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance OL. Nous avons trouvé une saturation du gain de conversion au voisinage de 15 dBm pour le mélangeur parallèle ( $G_c\#3\text{dB}$ ) et de 10 dBm pour le mélangeur série ( $G_c\#2\text{dB}$ ). On remarque que, pour de faibles niveaux d'OL, le mélangeur série présente un gain de conversion plus important, ou encore se contente d'une puissance OL plus faible pour le même gain de conversion.

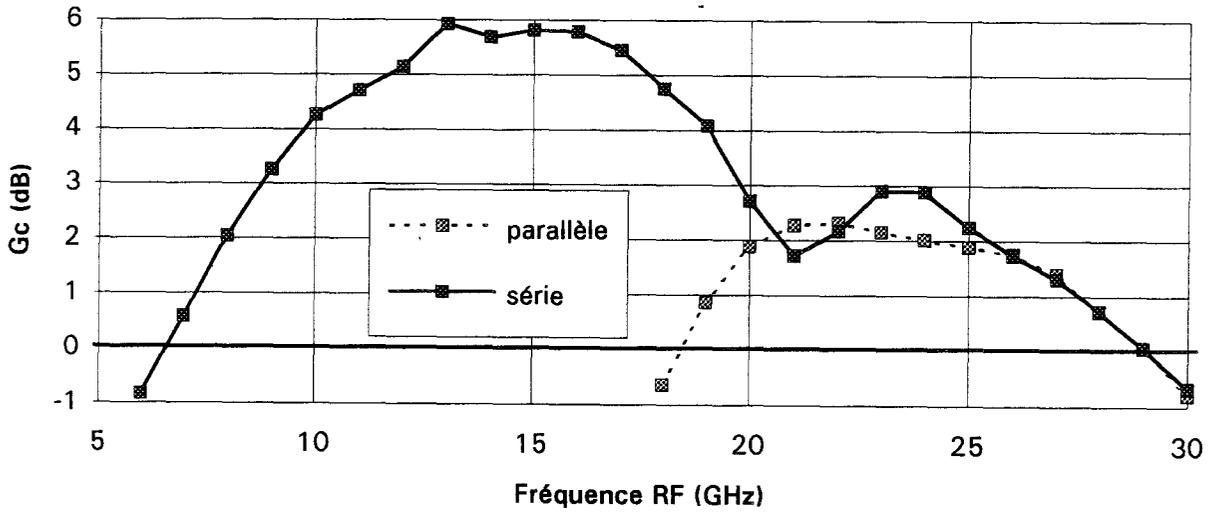


Figure II.24 : Bande passante en entrée RF.

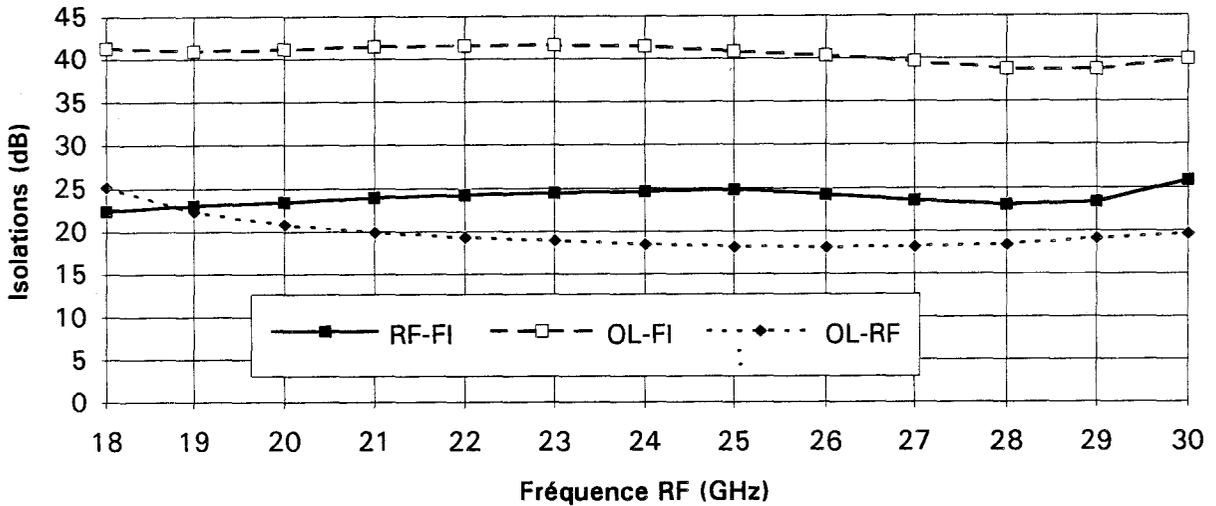


Figure II.25 : Evolution des isolations en fonction de la fréquence RF (mélangeur parallèle).

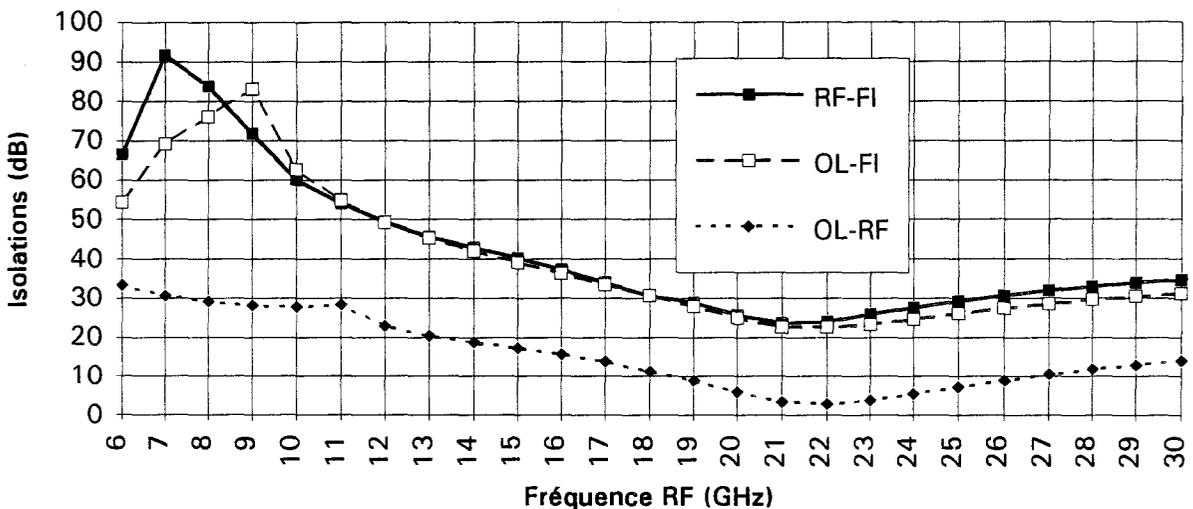


Figure II.26 : Evolution des isolations en fonction de la fréquence RF (mélangeur série).

La figure II.23 présente l'évolution de la puissance  $P_{if}$  en fonction de la puissance  $P_{rf}$ . Pour les deux configurations, on observe une puissance de compression quasi identique, voisine de 9 dBm pour une puissance OL de 10 dBm.

### b. Bande passante en entrée

Nous avons balayé la fréquence d'entrée RF entre 6 GHz et 30 GHz, en conservant une fréquence intermédiaire  $F_{if}$  constante, égale à 500 MHz. Afin d'obtenir le gain de conversion maximum, la polarisation  $V_{gs}$  a été optimisée à chaque fréquence RF. Il apparaît sur la figure II.24 que la configuration parallèle ne permet d'obtenir du gain que sur une bande étroite, entre 19 GHz et 29 GHz, alors que la configuration série fonctionne à plus large bande, entre 7 GHz et 29 GHz. En outre, le gain maximum donné par le circuit série est plus important puisqu'il atteint 6 dB.

Concernant les isolations, la figure II.25 montre que, dans le cas du circuit parallèle, elles conservent des valeurs quasi-constantes sur toute la bande, avec un minimum acceptable de 18 dB.

La figure II.26 montre que les variations sont beaucoup plus fortes dans le cas du mélangeur série, en particulier parce que la bande de fréquences est plus étendue. A la fréquence centrale de 14 GHz où le gain est appréciable ( $\approx 6$ dB), elles sont très bonnes puisqu'elles sont supérieures à 18 dB. Cependant, à la fréquence nominale de 20 GHz, l'isolation entre les accès OL et RF devient inférieure à 10 dB.

A titre de comparaison, les isolations à 20 GHz pour les deux circuits sont les suivantes:

	circuit parallèle	circuit série
I. RF-FI (dB)	23	26
I. OL-FI (dB)	41	25
I. OL-RF (dB)	21	6

Performances		SERIE	PARALLELE	Conditions
Gain de conversion (dB)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	2.7 V <sub>gs</sub> = -1.5 V	2 V <sub>gs</sub> = -1 V	Pr <sub>f</sub> = -10 dBm Fi <sub>f</sub> = 500 MHz Po <sub>l</sub> = 10 dBm
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	2 V <sub>gs</sub> = -1.5V	1.9 V <sub>gs</sub> = -1.1V	
Bande passante (GHz)		19 à 28 9 à 19	19 à 28	G <sub>c</sub> = 1 à 3 dB G <sub>c</sub> = 3 à 6 dB
Isolation OL-FI (dB)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	25	41	Parallèle : V <sub>gs</sub> = -1V (24GHz) V <sub>gs</sub> = -1.1V (20GHz)  Série : V <sub>gs</sub> = -1.5V
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	25	41	
Isolation RF-FI (dB)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	28	25	
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	26	23	
Isolation OL-RF (dB)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	5	19	
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	6	21	
Po <sub>l</sub> optimale (dBm)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	15 pour G <sub>c</sub> = 3.6 dB	> 20 pour G <sub>c</sub> > 4.5 dB	V <sub>gs</sub> = -1.1V(parallèle) V <sub>gs</sub> = -1.5V(série)
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	14 pour G <sub>c</sub> = 2.4 dB	18 pour G <sub>c</sub> = 3.6 dB	
P <sub>c</sub> (dBm)	Fr <sub>f</sub> = 24 GHz	1	6	Po <sub>l</sub> = 10dBm Série : V <sub>gs</sub> = -1.5 V Parallèle : V <sub>gs</sub> = -1V (24GHz) V <sub>gs</sub> = -1.1V (20GHz)
	Fr <sub>f</sub> = 20 GHz	9	9	

Tableau II.2 : Principaux résultats de simulation des mélangeurs intégrés.

### II.3.3 Synthèse

Nous avons observé que, dans le cas des circuits hybrides, la configuration parallèle présentait des performances meilleures que celles obtenues avec la configuration série. Toutefois, nous avons montré, à travers l'étude théorique des structures intégrées, que la réalisation des adaptations d'impédance aux entrées et en sortie permet d'améliorer les performances, notamment en ce qui concerne le mélangeur série. Ce n'est donc qu'ainsi que l'on pourra conclure sur le choix de la configuration la meilleure.

Le tableau II.2 récapitule l'ensemble des performances obtenues pour les fréquences RF de 20 GHz et 24 GHz. Il est intéressant de constater que le mélangeur série atteint ici des performances largement comparables à celles que présentent le mélangeur parallèle. Il possède même, par rapport à ce dernier, quelques avantages : une bande passante plus large, un gain de conversion meilleur dans le cas de faibles niveaux de puissance OL et une bonne isolation entre les accès RF et FI. Cependant, il présente une mauvaise isolation entre les accès RF et OL.

Ces résultats sont toutefois à prendre avec précaution pour deux raisons. La première est que le modèle utilisé dans toutes ces simulations n'est pas un modèle spécifique du TEC froid. La seconde est que la filière utilisée en fonderie n'est garantie que jusqu'à 20 GHz de fréquence de travail. Ceci laisse supposer que ces résultats de simulations ne sont pas rigoureux. Ils donnent néanmoins une bonne approche des performances expérimentales que l'on peut s'attendre à obtenir.

## Conclusion

La première étude de ce chapitre, concernant les configurations parallèle et série en structures hybrides, nous a d'abord montré l'importance du choix du modèle de TEC froid. Si les modèles se valent pour prévoir les performances en gain de conversion d'un mélangeur, il n'en est pas de même pour les performances en puissance de compression et en intermodulation qui diffèrent sensiblement suivant les modèles.

Aussi, ces résultats théoriques obtenus avec ces structures hybrides, ne nous permettent pas une comparaison équitable des deux configurations. En effet, la tête de mélange parallèle N°2, mieux adaptée grâce à une valeur de self inductance entre drain et source plus élevée, présente des performances largement supérieures à la structure série.

Par conséquent, il était intéressant de poursuivre cette étude en concevant deux têtes de mélange série et parallèle en technologie intégrée et adaptées aux accès RF et FI. Ainsi, les performances obtenues avec ces deux mélangeurs se valent et nous permettent donc d'envisager la réalisation de telles structures avec de bonnes performances expérimentales. Cependant, il est difficile de déterminer la meilleure configuration car, cette fois-ci, les circuits n'ont pas pu être simulés en utilisant un modèle spécifique de TEC froid.

Ainsi, l'ensemble de cette étude nous a montré qu'il est possible de réaliser des têtes de mélanges utilisant le TEC froid monté soit en configuration parallèle soit en configuration série et donnant, dans les deux cas, de bonnes performances. De plus, nous avons souligné l'importance du choix du modèle en montrant que la modélisation de la non linéarité de transfert (fonction de  $V_{gs}$ ) et de la non linéarité de sortie (fonction de  $V_{ds}$ ) influe fortement sur les performances obtenues en puissance de compression et en intermodulation.

Toutefois, seule une étude expérimentale nous permettra de conclure sur l'exactitude des différents modèles et sur les atouts de chaque configuration. Cette étude fait l'objet du troisième chapitre.

## Chapitre III

# Chapitre III

## Résultats expérimentaux

---

### Introduction

Nous avons réalisé des mélangeurs utilisant le TEC froid monté en configuration parallèle et en configuration série, tout d'abord en technologie hybride puis en technologie intégrée sur AsGa. Le but est de mesurer leurs performances et de les comparer.

Après avoir décrit le banc de mesures utilisé et les méthodes de mesures employées pour déterminer les performances, nous présentons les réalisations des circuits. Il s'agit des circuits série, parallèle N°1 (à self intégrée) et parallèle N°2 (à self extérieure). Les diverses performances sont mesurées et comparées.

Puis, des réalisations en technologie intégrée sont présentées. Les circuits comportent des améliorations consistant en un étage amplificateur de sortie et un étage intermédiaire adaptation-filtrage. Ici encore, les configurations série et parallèle sont mesurées et leurs performances comparées.

Ensuite, nous présentons une étude détaillée sur l'intermodulation d'ordre trois, mesurée sur ces mélangeurs hybrides et intégrés, afin d'approfondir la comparaison de leurs performances.

Enfin, nous concluons sur le choix judicieux des configurations série et parallèle, réalisées en technologie hybride et intégrée, en analysant leurs avantages et inconvénients.

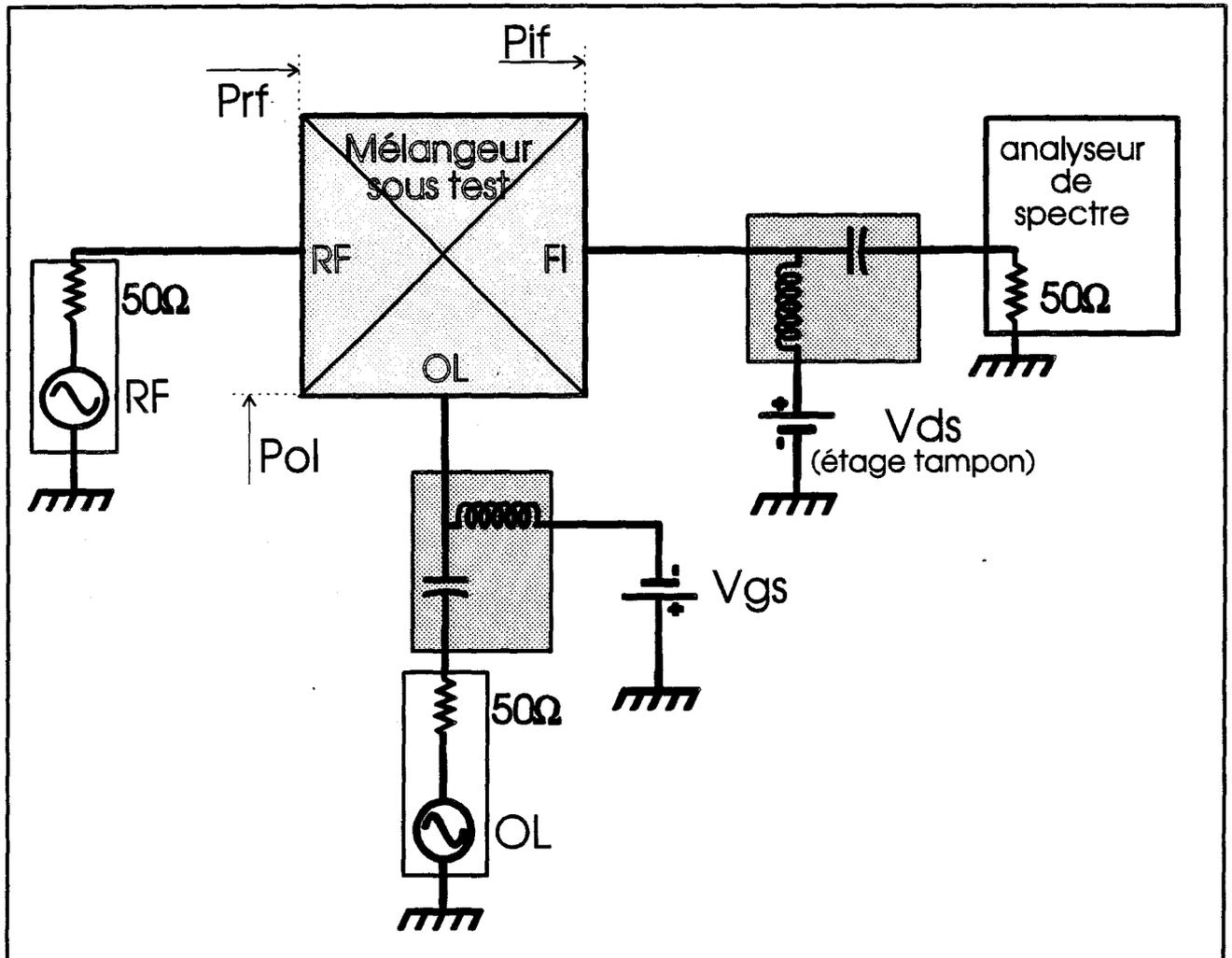


Figure III.1 : Schéma du banc de mesure des mélangeurs.

## III.1 Banc de mesures

Le schéma du banc de mesure est représenté sur la figure III.1. Il comporte en particulier le mélangeur sous test, deux alimentations continues, deux générateurs de puissance, des Tés de polarisation et un analyseur de spectre.

Le mélangeur sous test est soit un circuit monté dans un boîtier, soit un circuit placé sous pointes cascades hyperfréquences de marque Microtech.

On trouve sur les accès :

-RF, un générateur de puissance de marque Marconi (modèle 6313) délivrant un signal d'entrée de fréquence comprise entre 10 MHz et 26.5 GHz.

-OL, un générateur de puissance de marque Hewlett Packard (modèle 83630A) permettant de moduler la grille du TEC froid à une fréquence comprise entre 10 MHz et 26.5 GHz. Un Té est prévu pour la polarisation continue Vgs.

-FI, un analyseur de spectre de marque Hewlett Packard, 0 - 26.5 GHz (modèle 8563A), permettant de mesurer les puissances mises en jeu aux différentes fréquences. Si il existe un étage amplificateur en sortie du mélangeur (cas des MMIC), une source de polarisation continue Vds peut être utilisée avec son Té de polarisation.

Cependant, dans le cas du mélangeur intégré parallèle, il faut prévoir sur l'accès RF un Té de polarisation dont la self inductance, connectée côté circuit, sera ramenée à la masse pour réaliser le court-circuit drain-source conditionnant le fonctionnement du TEC en commutation. De plus, les mesures des performances des circuits hybrides ne nécessitent pas de système de polarisation Vds sur l'accès FI.

La méthode de mesure des performances consiste à déterminer les puissances appliquées aux accès RF et OL et celles disponibles en sortie FI, respectivement dans les plans d'entrée et de sortie du circuit, au moyen d'un analyseur de spectre (figure III.1). Prf, Pol et Pif sont donc les puissances maximales obtenues à l'adaptation, c'est-à-dire mesurées sur  $50 \Omega$ . Ainsi, on tient compte de l'atténuation apportée par le circuit extérieur sur chaque accès mais on néglige les pertes du boîtier recevant le mélangeur ou les pertes du système de mesure sous pointes.

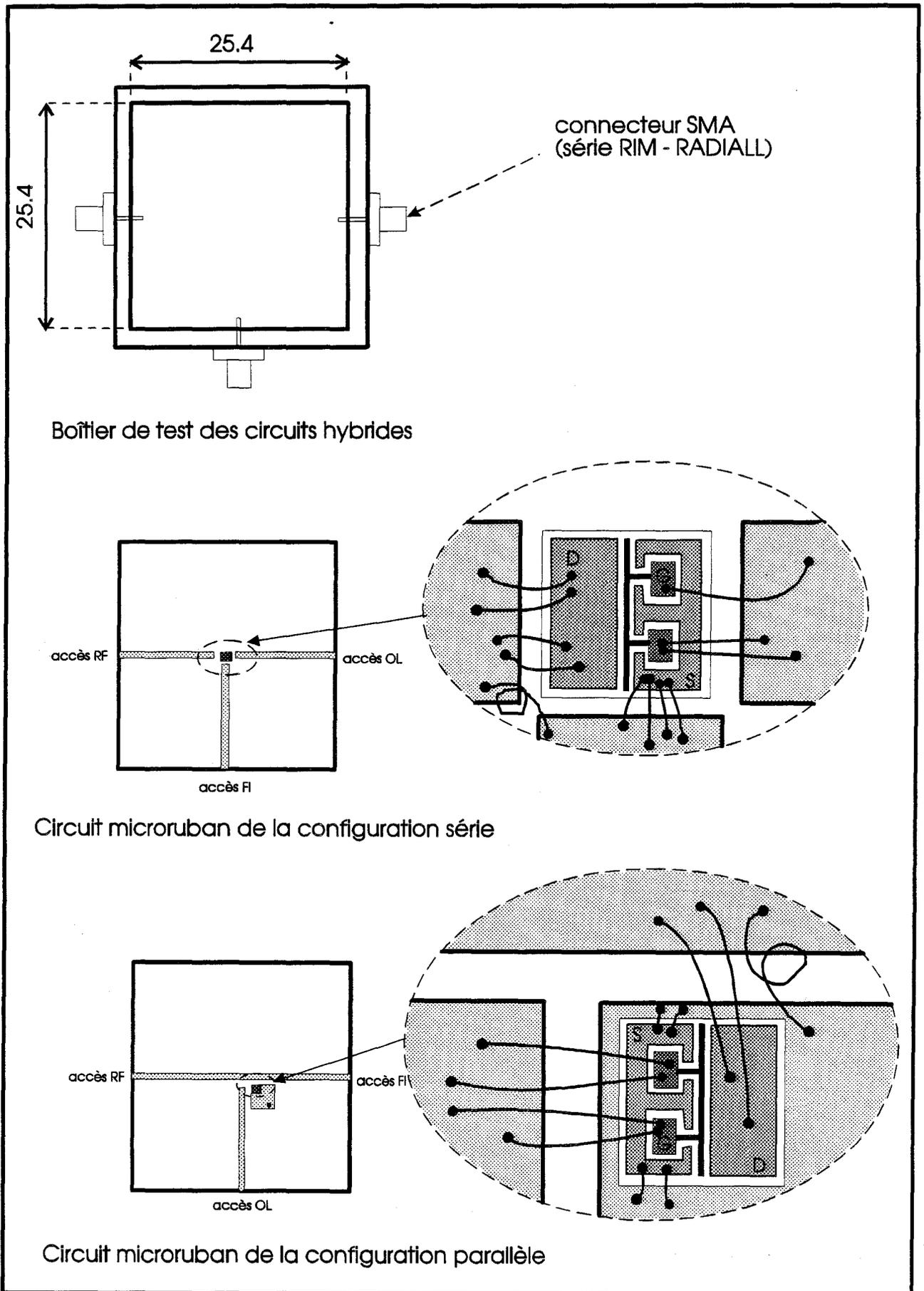


Figure III.2 : Réalisation technologique des mélangeurs hybrides.

## III.2 Structures hybrides

### III.2.1 Circuits et montures de test

La figure III.2 présente la réalisation technologique utilisée pour les deux configurations, série et parallèle (N°1), mettant en oeuvre un TEC (NE710 de chez NEC) connecté aux lignes d'accès par des fils d'or thermocompressés. Ces lignes, réalisées en structure microrubans de largeur 0.635 mm, sont d'impédance caractéristique  $50 \Omega$ . Elles sont réalisées sur un substrat carré, de côté 25.4 mm (soit un pouce), de duroïd 6010 ( $\epsilon=10.5$ ) d'épaisseur 0.635 mm. Elles sont dorées de façon à permettre la thermocompression des fils d'or et à améliorer la conduction.

Dans le cas du circuit parallèle, le transistor est collé sur un plot métallique. Ce dernier a été réalisé de la même façon que les lignes et est relié au plan de masse par un trou rempli de colle conductrice, ceci afin de faciliter la connexion de la source à la masse.

Remarquons également que dans les deux cas, un fil d'or thermocompressé entre drain et source réalise une self inductance de quelques nH.

Les circuits microrubans ainsi réalisés sont ensuite collés sur des semelles de laiton. Le tout est inséré dans des boîtiers en aluminium sur lesquels sont vissés des connecteurs SMA dont le conducteur central affleure les lignes microrubans, permettant ainsi de réaliser le contact pour chaque accès.

Notons que le circuit dénommé parallèle N°2 dans le chapitre II a simplement été réalisé en substituant au fil d'or thermocompressé entre drain et source une self inductance provenant d'un Té de polarisation connecté à l'extérieur de la monture.

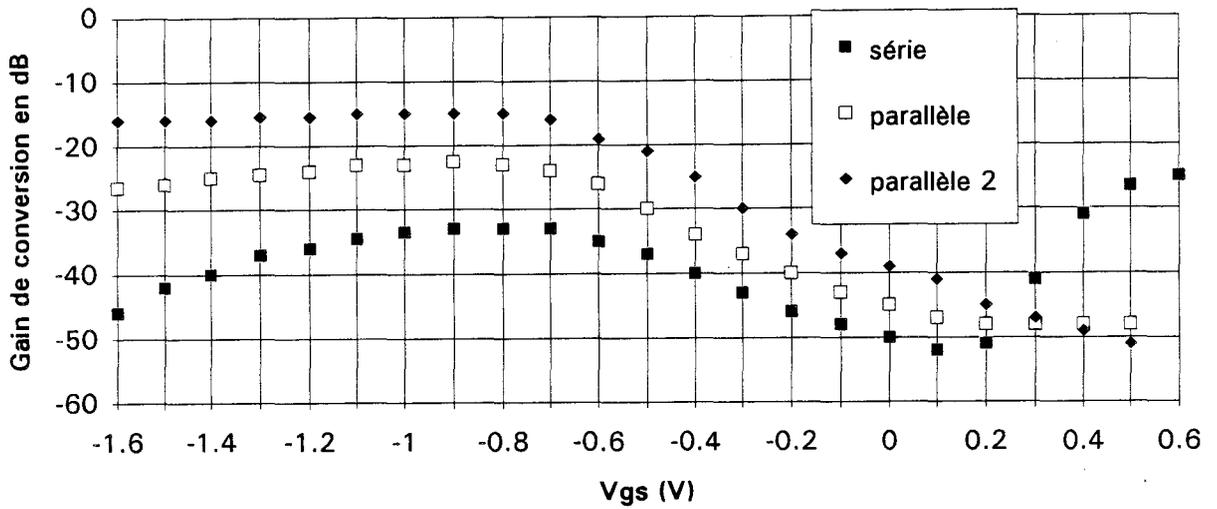


Figure III.3 : Evolution du gain de conversion des mélangeurs hybrides en fonction de Vgs.

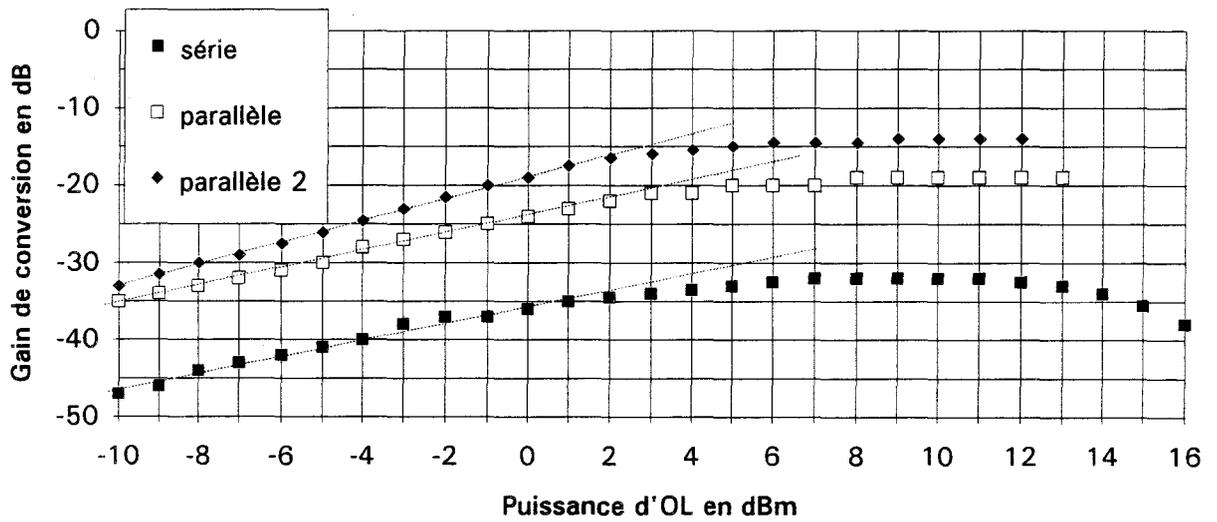


Figure III.4 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol (mélangeurs hybrides à Vgs optimale).

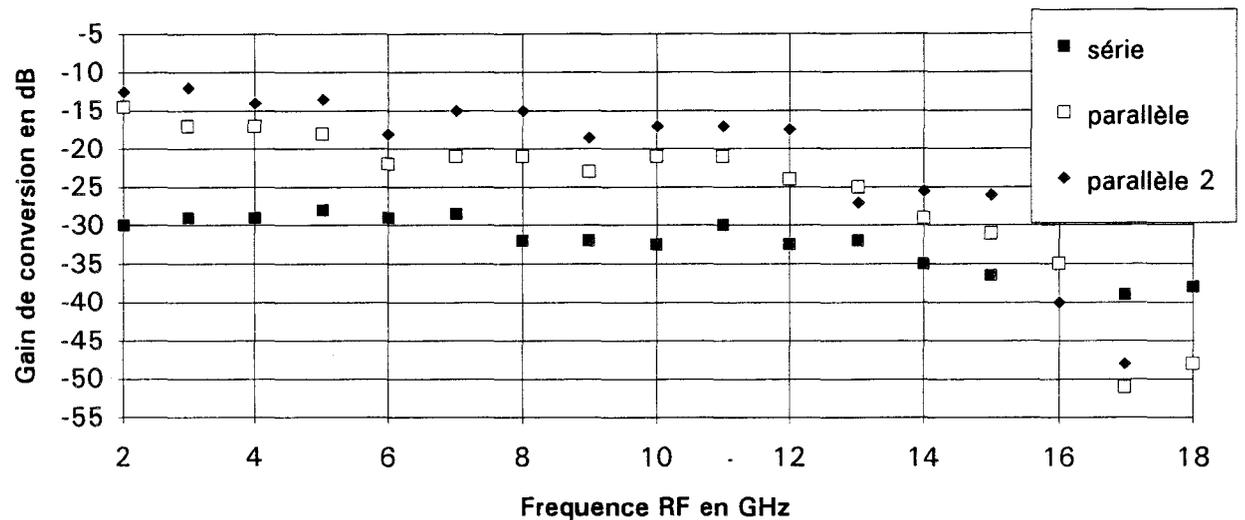


Figure III.5 : Bande passante en entrée RF des mélangeurs hybrides.

## III.2.2 Principaux résultats

Les mélangeurs ont été testés pour les valeurs nominales suivantes :

$F_{rf}=10$  GHz

$F_{ol}=9.5$  GHz

soit  $F_{if}=500$  MHz

et  $P_{ol}=5$  dBm

### a. Gain de conversion

La figure III.3 montre que le gain de conversion est maximum pour une tension de polarisation  $V_{gs}$  optimale voisine de  $V_p/2$ . Les circuits parallèles s'avèrent être les meilleurs : le gain maximum est de -33 dB pour le mélangeur série, de -22.5 dB pour le parallèle N°1 et de -15 dB pour le parallèle N°2.

En fonction de la puissance OL, on remarque sur la figure III.4 une saturation du gain de conversion dès que l'on dépasse 3 à 4 dBm de puissance.

Sur la figure III.5, on observe un comportement fréquentiel à très large bande puisque les circuits sont utilisables jusqu'à 12 ou 13 GHz de fréquence RF. Aucun filtre de fréquence n'étant prévu aux accès RF et OL, la coupure de ces bandes passantes est essentiellement due aux limites du matériel.

### b. Puissance de compression

On observe sur la figure III.6 que le mélangeur série comprime beaucoup plus tôt (pour une puissance d'entrée de 4 dBm) que les mélangeurs adoptant la configuration parallèle. En effet, le circuit parallèle N°2 comprime à 7 dBm, et le circuit N°1 est encore meilleur puisque sa puissance de compression est de 12 dBm.

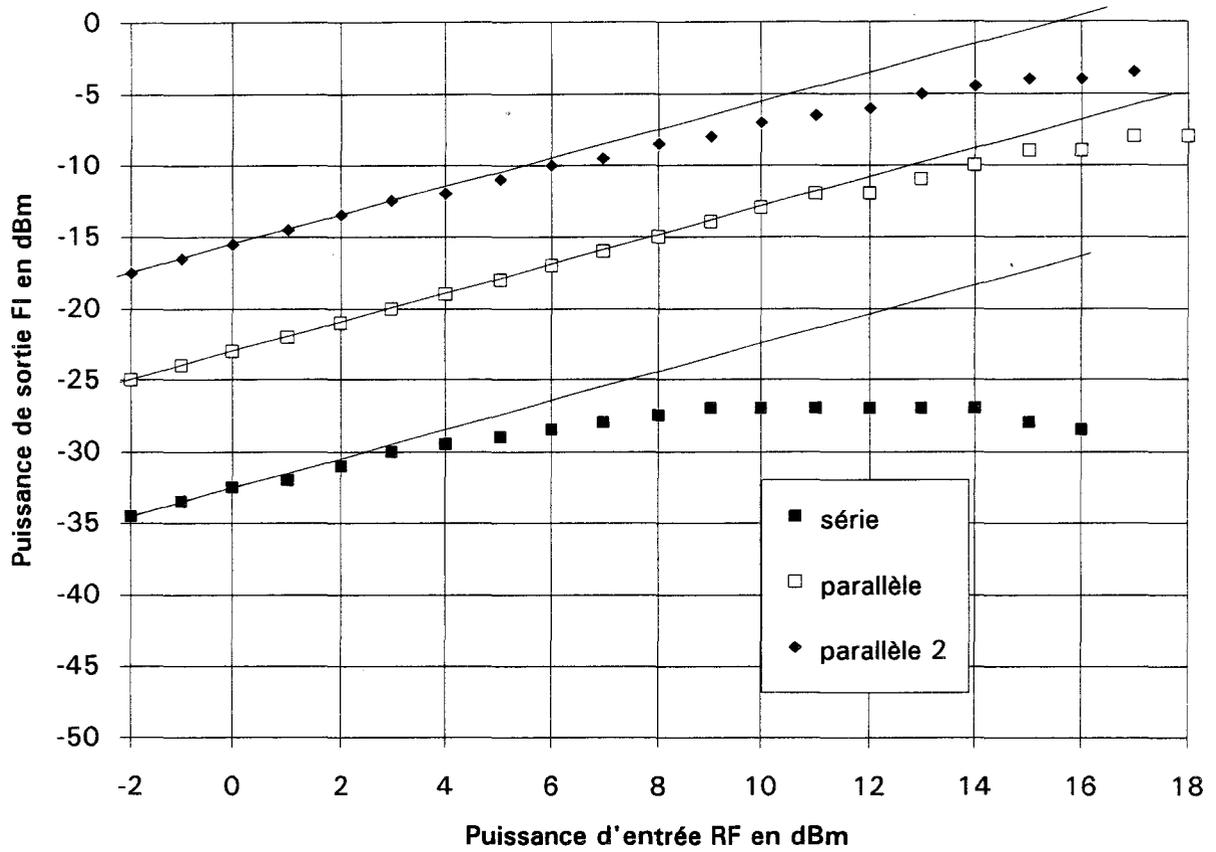


Figure III.6 : Compression des mélangeurs hybrides ( $V_{gs} = -0.8V$ ).

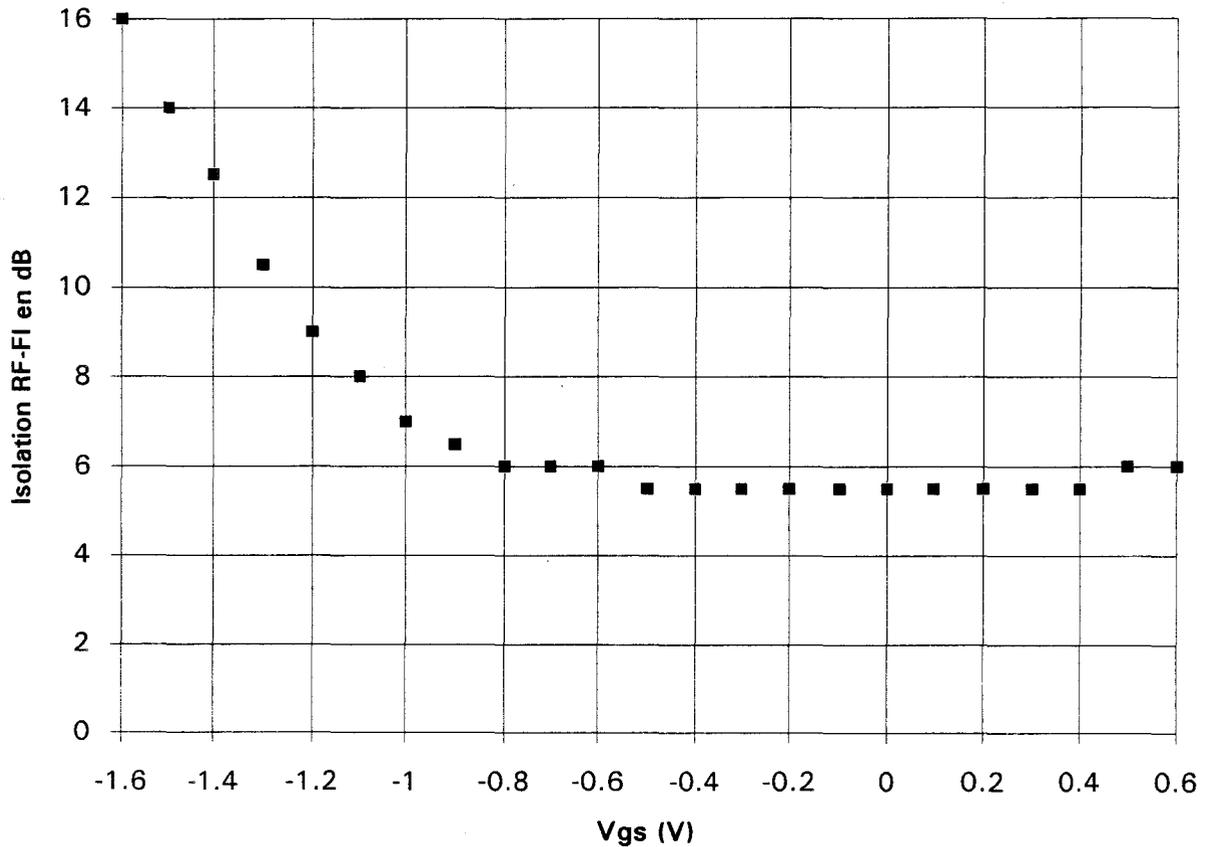


Figure III.7 : Influence de  $V_{gs}$  sur l'isolation RF-FI du mélangeur série.

**c. Isolations**

Les isolations, entre les divers accès, ne varient pas sensiblement en fonction de  $V_{gs}$ , sauf dans le cas du circuit série pour l'isolation RF-FI qui augmente fortement lorsque le canal se pince (figure III.7). Ceci peut s'expliquer par le fait que le TEC monté en série isole les accès RF et FI lorsque son canal est pincé.

Dans les conditions nominales de fonctionnement, nous obtenons les valeurs d'isolation suivantes :

	parallèle N°1	parallèle N°2	série
I OL-RF (dB)	13	12	6
I OL-FI (dB)	13	12	6
I RF-FI (dB)	3.5	5	6

Ici encore, on retrouve la supériorité des circuits parallèles. On peut expliquer la meilleure isolation de l'OL, dans les structures parallèle, par le fait que le courant OL ne traverse pas les accès RF et FI comme c'est le cas pour la configuration série.

**d. TOS aux entrées**

Nous avons effectué la mesure des puissances incidentes et réfléchies sur les accès RF et OL au moyen d'un coupleur associé à un mesureur de puissance, afin de déterminer les taux d'onde stationnaire suivants :

	parallèle N°1	parallèle N°2	série
en entrée RF	7	2.3	1.4
en entrée OL	1.5	1.3	3.3

Nous remarquons que, malgré l'absence d'étage adaptateur, nous obtenons des valeurs assez satisfaisantes ( $<1.5$ ) sur l'accès OL avec les structures parallèle ainsi que sur l'accès RF avec la structure série.

### III.2.3 Analyse comparative

L'ensemble des résultats précédents, résumé dans le tableau III.1, montre que la configuration parallèle est incontestablement meilleure que la configuration série.

La simulation avait prévu qu'une valeur de self inductance drain-source importante serait favorable au fonctionnement du TEC froid en mélange. Ceci se vérifie puisque c'est le circuit parallèle N°2 qui donne les résultats les meilleurs en gain de conversion.

Cependant, les performances convenables réalisées par la configuration série nous permettent d'envisager son utilisation, à condition toutefois d'adapter les différents accès et d'optimiser la valeur de la self inductance drain-source [45-46].

Caractéristiques	PARALLELE N°1	PARALLELE N°2	SERIE	observations
Gc (dB)	-22.5	-15	-33	Pol = 5dBm
à Vgs (V)	-0.9	-1	-0.8	
Pol opt. (dBm)	8	9	7	Vgs = -0.8V
pour Gc max. (dB)	-19	-14	-32	
Pc (dBm)	12	7	4	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
pour Pcs (dBm) =	-12	-9.5	-29.5	
I OL-RF et I OL-FI (dB)	13	12	6	à Vgs donnant Gc max.
I RF-FI (dB)	3.5	5	6	à Vgs donnant Gc max.
Bande passante	2 - 12 GHz	2 - 12 GHz	2 - 14 GHz	Pol = 5dBm
pour Gc(dB)#	-20	-15	-30	Vgs = -0.8V
TOS (entrée RF)	7	2.3	1.4	Vgs = -0.8V
TOS (entrée OL)	1.5	1.3	3.3	Vgs = -0.8V

Tableau III.1 : Principales performances expérimentales des mélangeurs hybrides.

## III.3 Structures intégrées

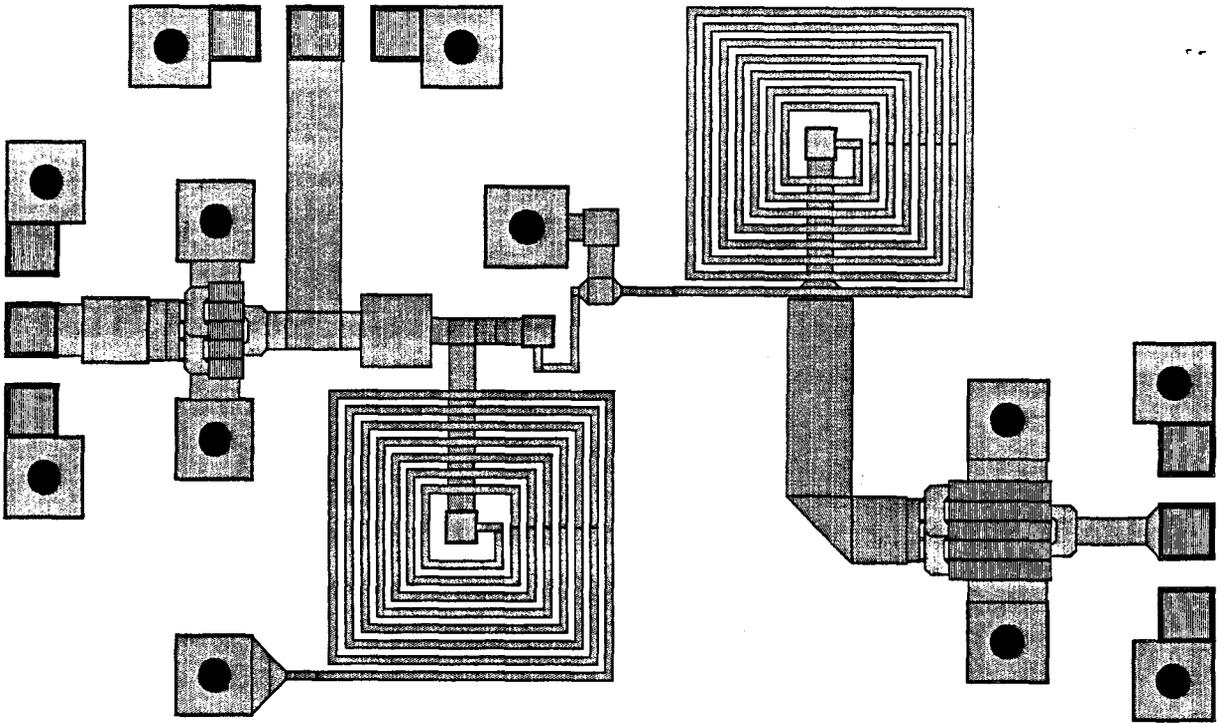
### III.3.1 Circuits et montures de test

Les têtes de mélange intégrées ont été réalisées par la fonderie GEC MARCONI dans la filière AsGa F20 [45]. Leur dessin technologique est représenté sur les figures III.8 a et b. Les dimensions des puces sont de  $1.16 \times 1.936 \text{ mm}^2$  pour la configuration parallèle et de  $1.2 \times 1.819 \text{ mm}^2$  pour la configuration série.

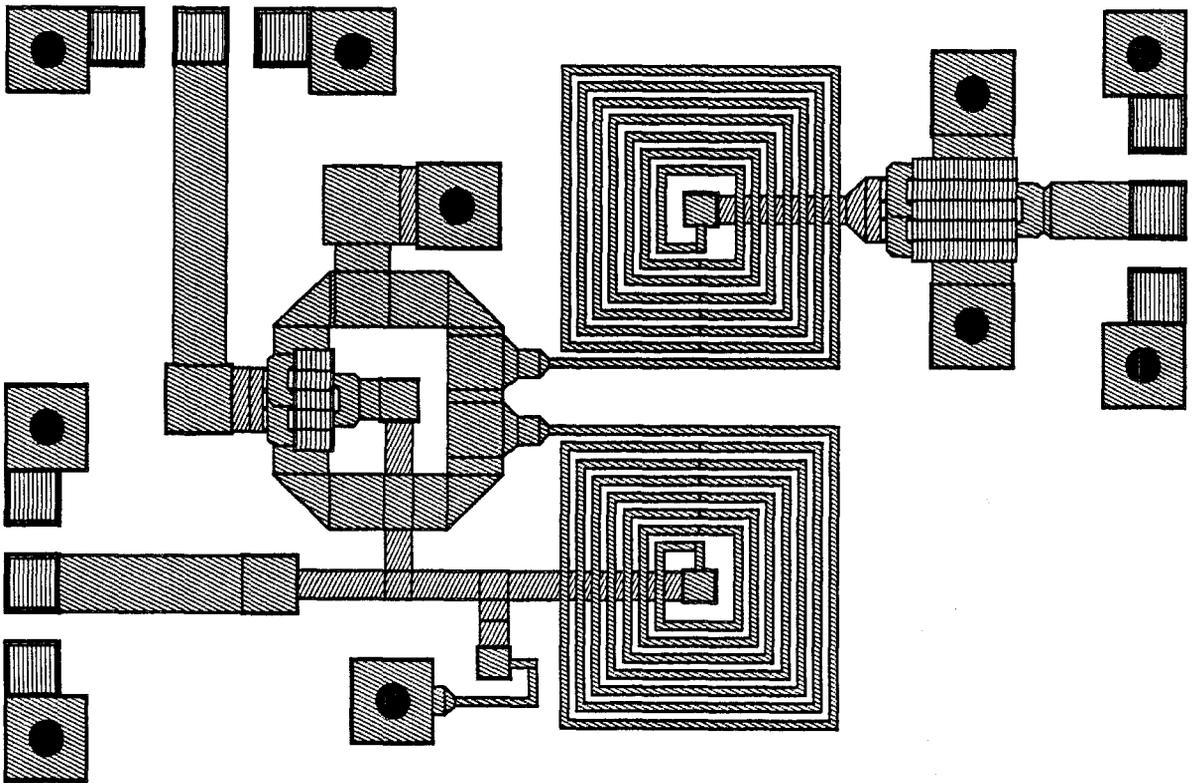
La plupart des mesures ont été effectuées sous pointes cascades hyperfréquences. Cependant, un échantillon de chaque configuration a également été monté dans un boîtier de test pour une utilisation plus souple (figure III.9).

Pour cela les puces ont été placées dans un circuit micro-onde réalisé en lignes microrubans (figure III.9). Ces lignes, d'impédance caractéristique  $50 \Omega$ , sont réalisées sur un substrat d'alumine. Des fils d'or thermocompressés connectent les trois plots d'entrée et de sortie des MMICs aux différentes lignes d'accès.

Le circuit, ainsi réalisé, est inséré dans un boîtier en aluminium, sur lequel sont vissés des connecteurs de type SMA, qui permettent la liaison entre les lignes microrubans et les appareils de test.



a. configuration parallèle.



b. configuration série.

Figure III.8 : Dessins technologiques des mélangeurs intégrés.

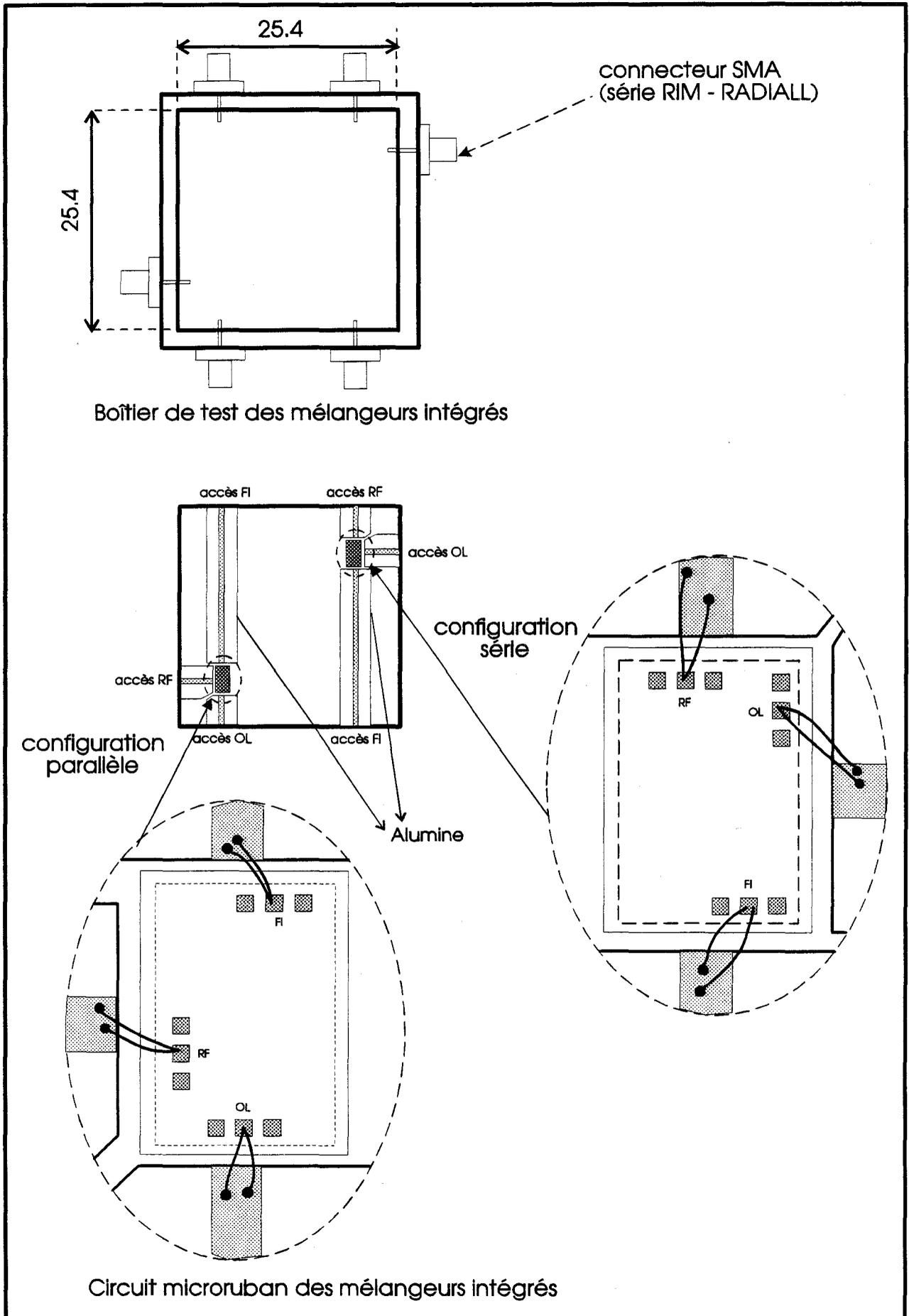


Figure III.9 : Monture de test des mélangeurs intégrés.

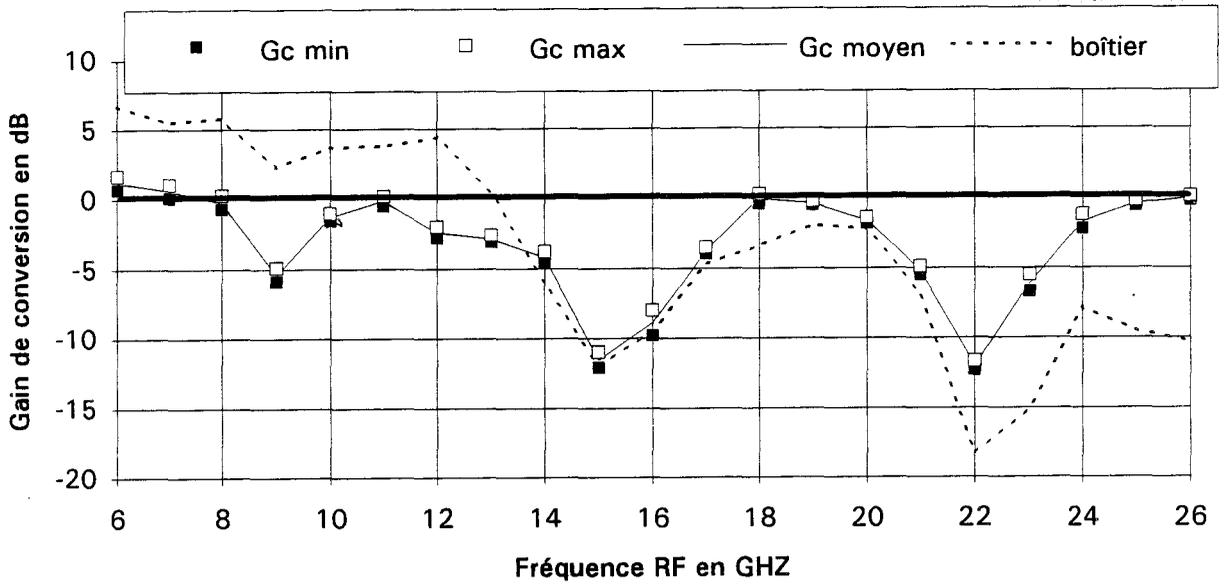


Figure III.10 : Bande passante en entrée RF du mélangeur intégré parallèle.

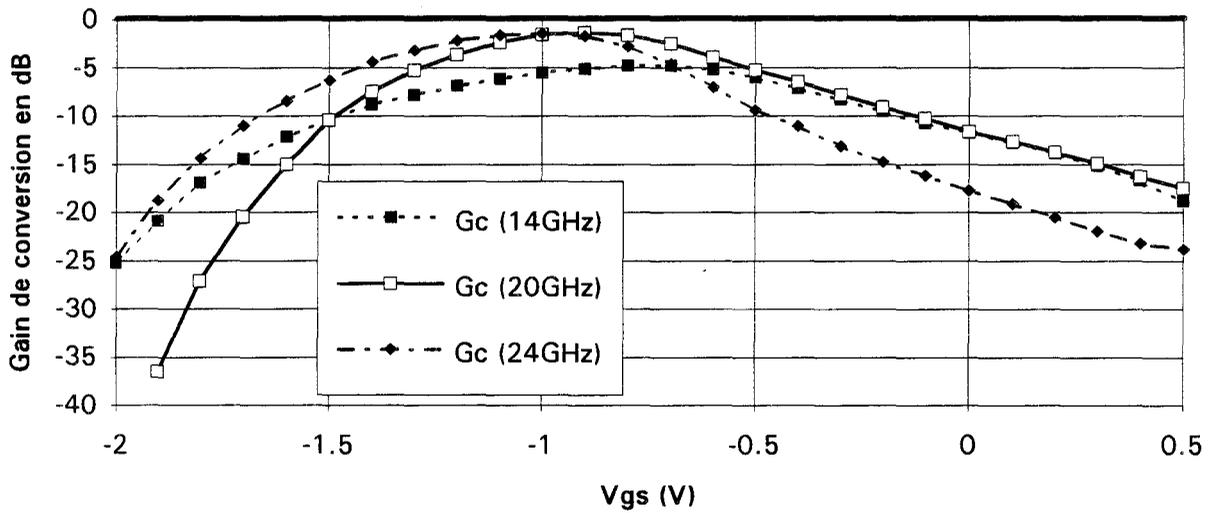


Figure III.11 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $V_{gs}$  et  $F_{rf}$  (mélangeur intégré parallèle).

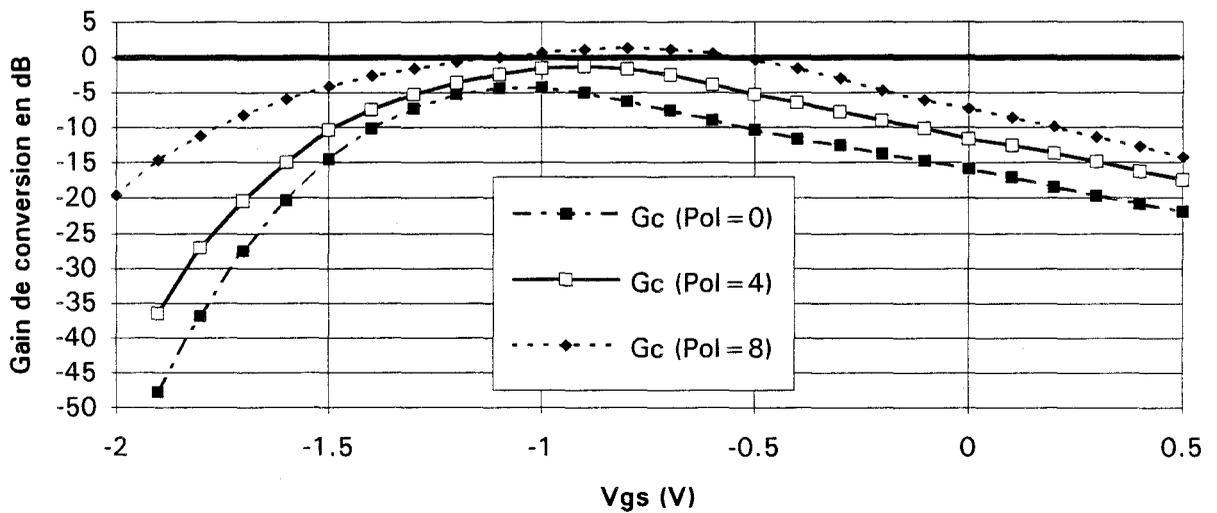


Figure III.12 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $V_{gs}$  et Pol (mélangeur intégré parallèle :  $F_{rf}=20\text{GHz}$ ).

## III.3.2 Principaux résultats

Les mesures ont été réalisées, d'une part, sous pointes cascades en testant plusieurs échantillons afin d'évaluer la dispersion. L'ensemble des performances que nous présentons ci-dessous résulte de ces mesures.

D'autre part, les mêmes mesures ont été faites sur les circuits intégrés dans leur monture de test (boîtier). Ils présentent des performances semblables à celles obtenues sous pointes ; nous ne les présenterons donc pas systématiquement [46].

Les fréquences et puissances nominales utilisées sont les suivantes :

$$F_{rf}=14\text{GHz}, 20\text{GHz ou }24\text{GHz}$$

$$F_{if}=500\text{MHz}$$

$$F_{ol}=F_{rf}-F_{if}$$

$$P_{ol}=4\text{dBm}$$

### III.3.2.1 Configuration parallèle

#### **a. Gain de conversion**

L'évolution fréquentielle du gain de conversion est présentée sur la figure III.10, sur laquelle nous avons reporté les gains minimum, maximum et moyen obtenu sur cinq échantillons ainsi que le gain mesuré sur l'échantillon en boîtier. Il apparaît un gain de 0 dB, sauf en boîtier où il atteint 5 dB en basse fréquence. On note que la courbe présente des chutes de gain vers 9 GHz, 15 GHz et 22 GHz qui peuvent s'expliquer par la présence de résonances internes au circuit dues à l'association d'éléments passifs avec le TEC froid. L'optimisation du mélangeur ayant été faite à 20 GHz, on trouve bien un gain maximum aux environs de cette fréquence.

La dispersion mesurée sur l'ensemble des cinq échantillons reste inférieure à 2 dB sur toute la bande.

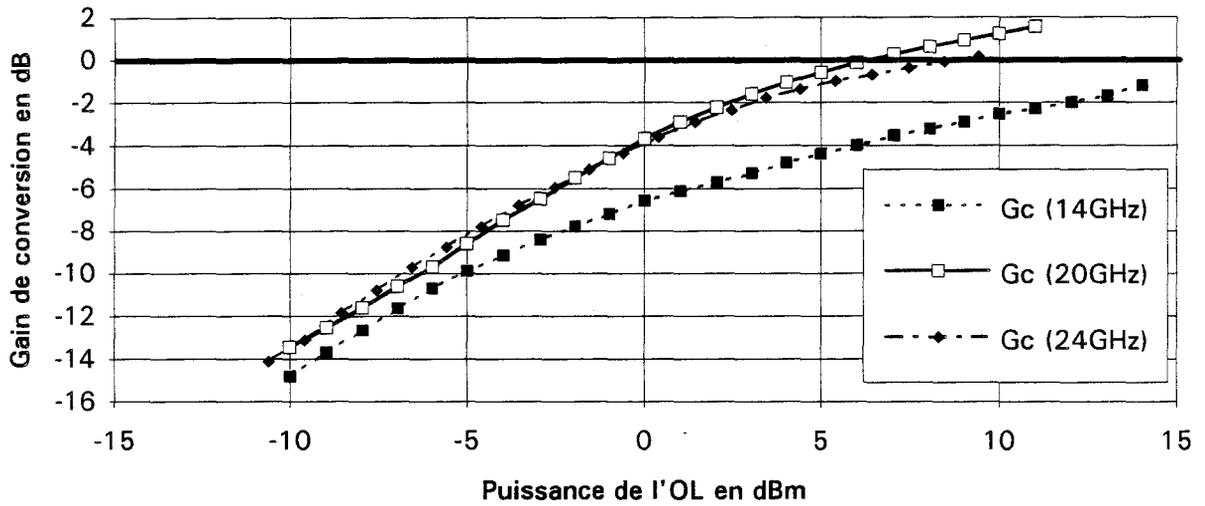
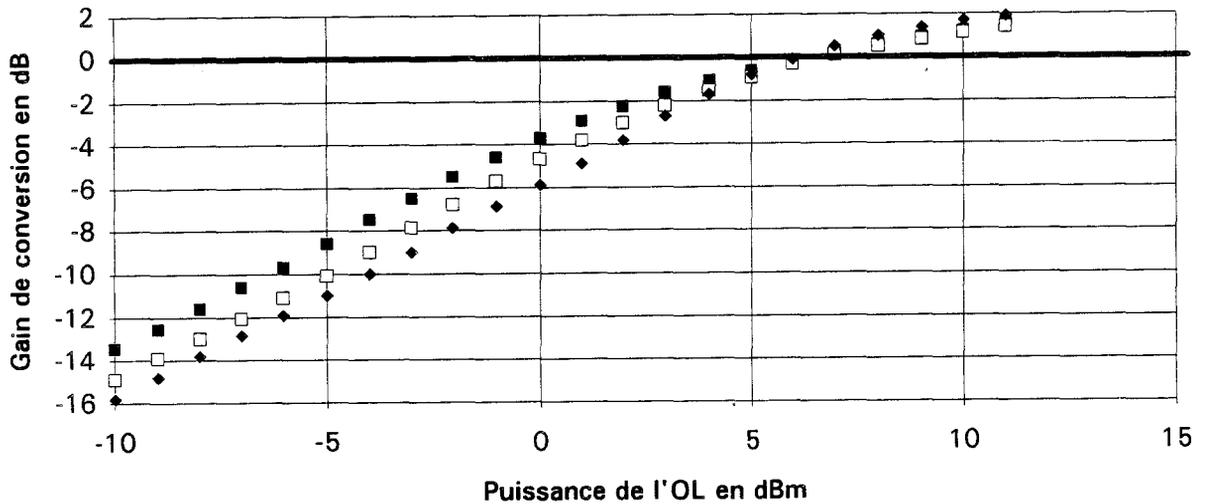
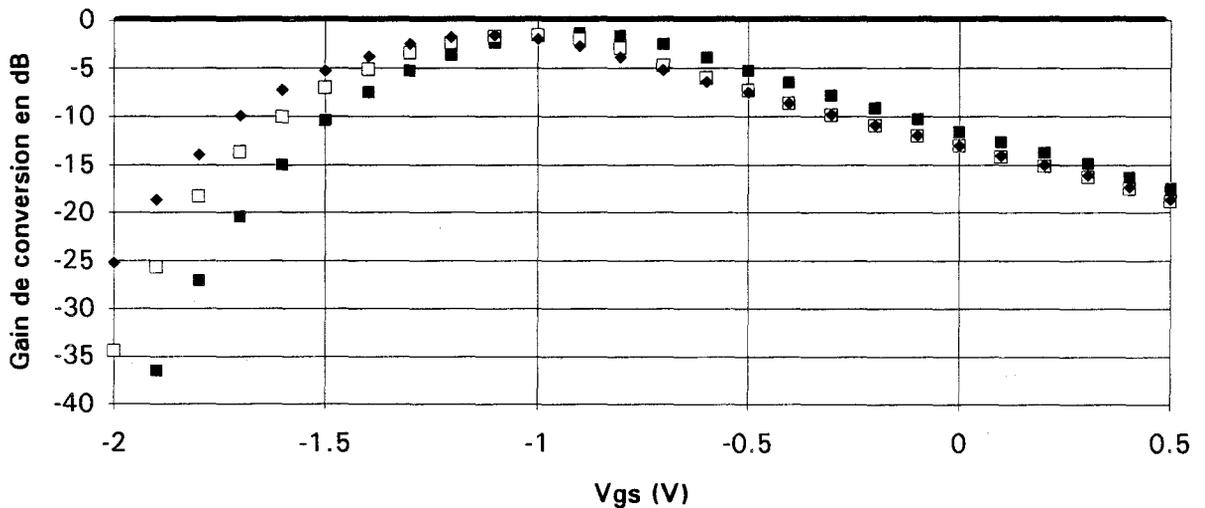


Figure III.13 : Evolution du gain de conversion en fonction de Pol et Frf (mélangeur intégré parallèle :  $V_{gs}=-1V$ ).



a.  $G_c=f(P_{OL})$ ,  $V_{gs}=-1V$ .



b.  $G_c=f(V_{gs})$ ,  $P_{OL}=4dBm$ .

Figure III.14 : Evolution du gain de conversion pour trois échantillons de MMIC (configuration parallèle à  $F_{rf}=20GHz$ ).

On remarque que si le circuit monté en boîtier offre un meilleur gain en basse fréquence, il présente, par contre, pour des fréquences supérieures à 20 GHz, un gain inférieur à celui obtenu avec les MMICs testés sous pointes. Cette différence est sans doute due essentiellement aux pertes du boîtier, certains éléments tels que les connecteurs de type SMA étant garantis pour fonctionner jusque 18 GHz. Ceci peut donc expliquer la chute de gain régulière obtenue avec le mélangeur en boîtier en haute fréquence, alors que le banc de mesures sous pointes présente des pertes à peu près constantes sur toute la bande.

Le gain de conversion présenté sur la figure III.10 a été obtenu en optimisant à chaque fréquence la polarisation de grille  $V_{gs}$ . En effet, nous remarquons que la valeur optimale de  $V_{gs}$  dépend légèrement de la fréquence d'entrée tout en restant proche de  $V_p/2$  (figure III.11) et aussi de la puissance OL (figure III.12).

Ainsi, aux valeurs nominales de puissance et de fréquence, le mélangeur présente les gains suivants :

	14 GHz	20 GHz	24 GHz
$G_c$ (dB)	-4.8	-1.4	-1.4
$V_{gs}$ (V)	-0.8	-0.9	-1

En fonction de la puissance OL, on observe sur la figure III.13 une saturation du gain vers les 2 à 3 dBm, ceci entre 14 et 24 GHz.

La figure III.14a fait apparaître une légère dispersion du gain, de l'ordre de 2 à 3 dB sur trois échantillons. Toutefois, elle peut devenir plus importante pour des tensions  $V_{gs}$  proches du pincement (figure III.14b).

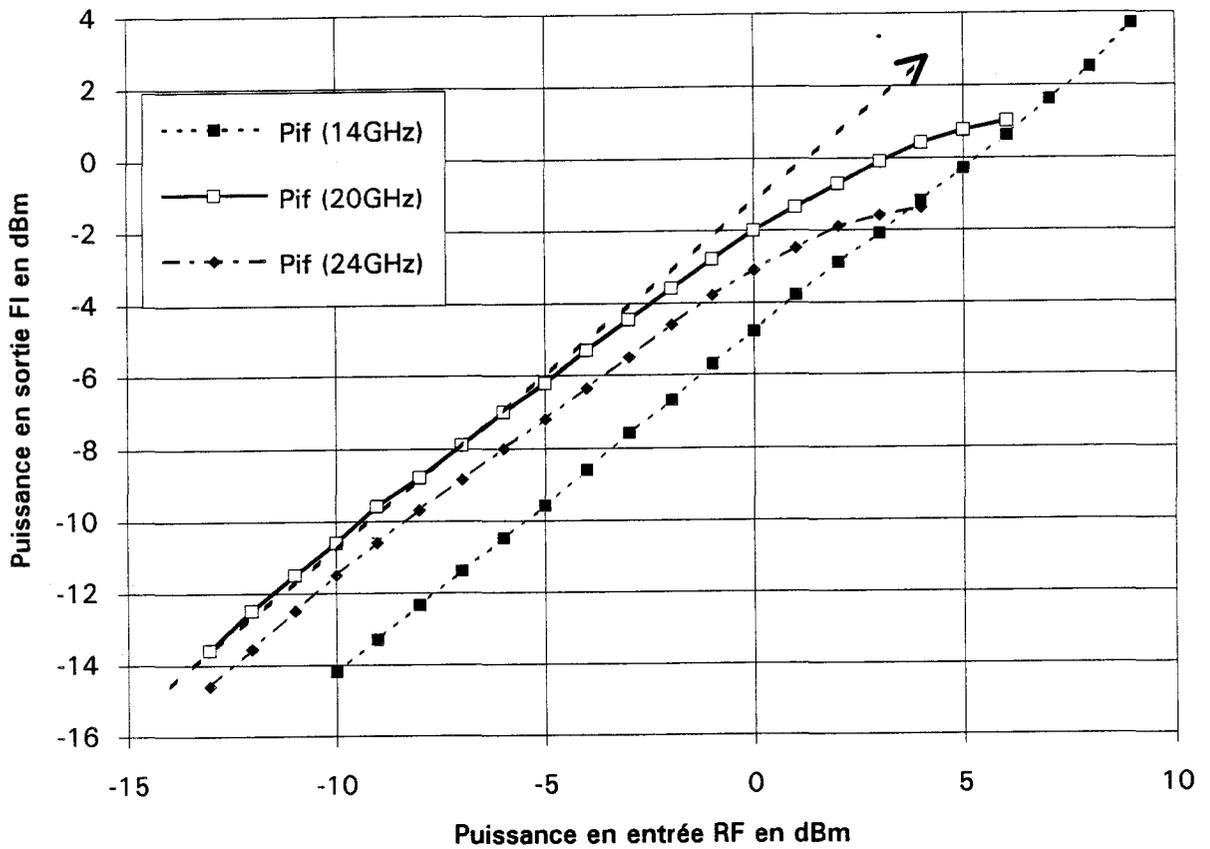


Figure III.15 : Compression du mélangeur intégré parallèle (à Vgs optimale).

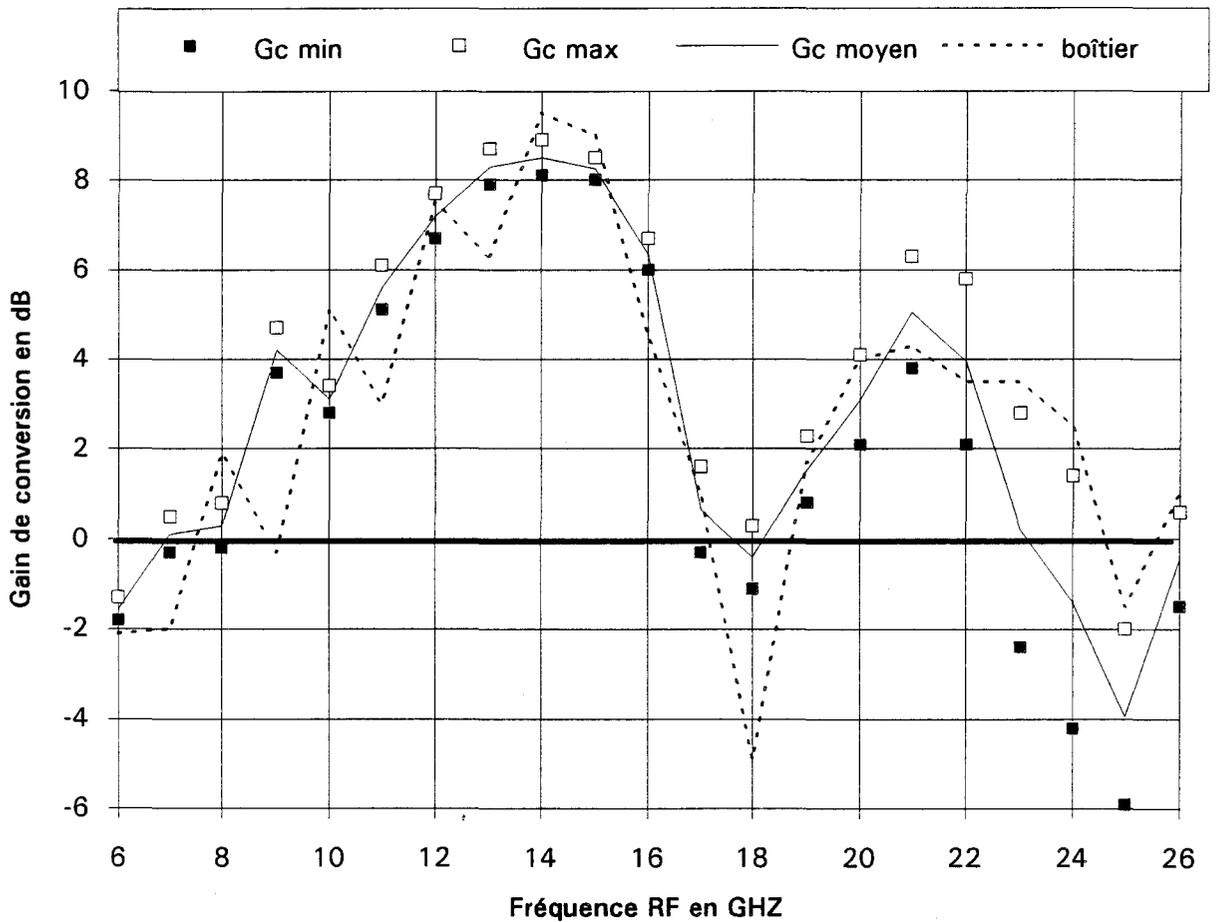


Figure III.16 : Bande passante en entrée RF du mélangeur intégré série.

**b. Puissance de compression**

Nous observons sur la figure III.15 que la puissance de compression ( $P_c$ ) varie suivant la fréquence de mesure. Ainsi, elle est d'environ 1 dBm pour les fréquences RF de 20 et 24 GHz mais peut atteindre plus de 10 dBm à 14 GHz.

**c. Isolations**

Elles sont quasi-indépendantes de la polarisation de grille mais varient avec la fréquence RF. Pour les valeurs nominales de fréquence et de puissance OL et à  $V_{gs}$  égale à -1 V, nous obtenons les isolations suivantes :

	14 GHz	20 GHz	24 GHz
I. RF-FI (dB)	9	12	20
I. OL-FI (dB)	20	23	28
I. OL-RF (dB)	17	17	19

A 24 GHz, d'excellentes valeurs sont obtenues.

III.3.2.2 Configuration série

**a. Gain de conversion**

Nous observons, sur la figure III.16, que le gain de conversion est supérieur à 0 dB sur presque toute la bande de fréquences comprises entre 7 GHz et 24 GHz. Deux maxima sont atteints, soit 9 dB et 5 dB aux fréquences respectives de 14 GHz et 21 GHz. Cependant, vers 18 GHz, le mélangeur présente une chute de gain probablement due à une résonance dans le circuit, comme dans le cas du MMIC parallèle.

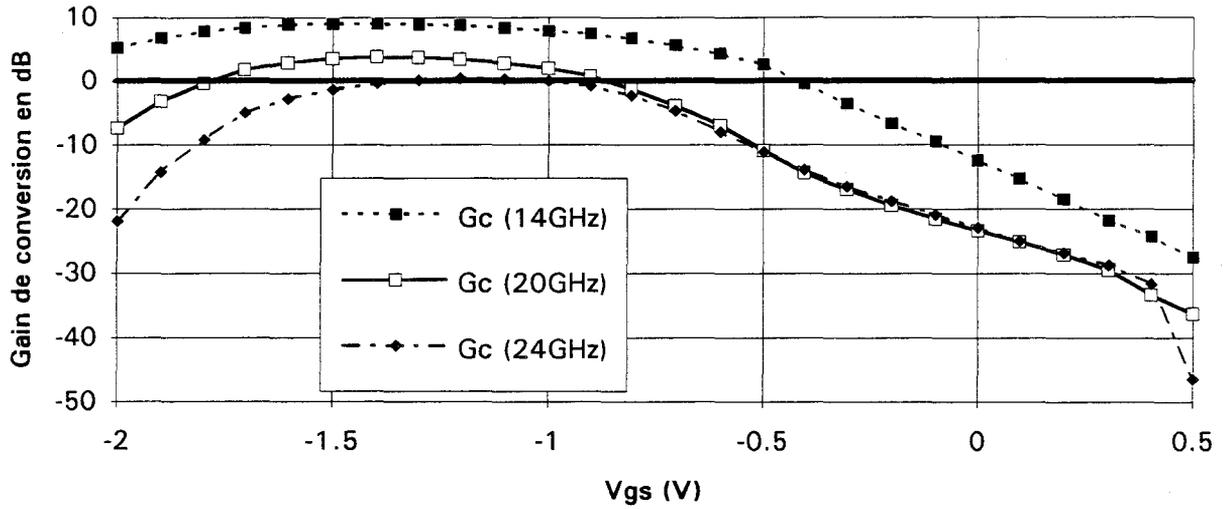


Figure III.17 : Evolution du gain de conversion du mélangeur intégré série en fonction de  $V_{gs}$ .

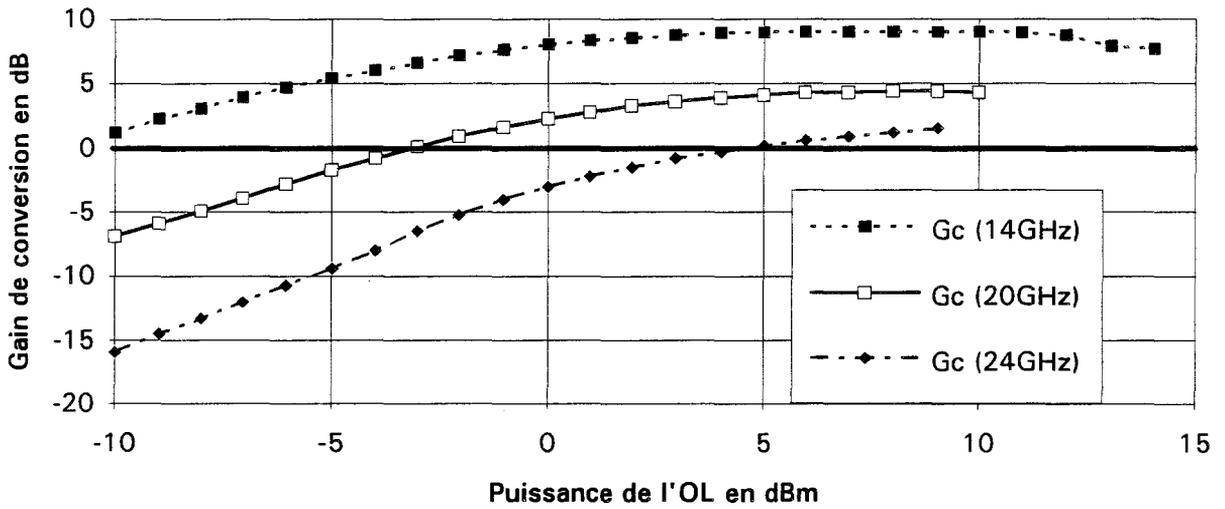


Figure III.18 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $P_{ol}$  et  $F_{rf}$  (mélangeur intégré série :  $V_{gs}=-1.4V$ ).

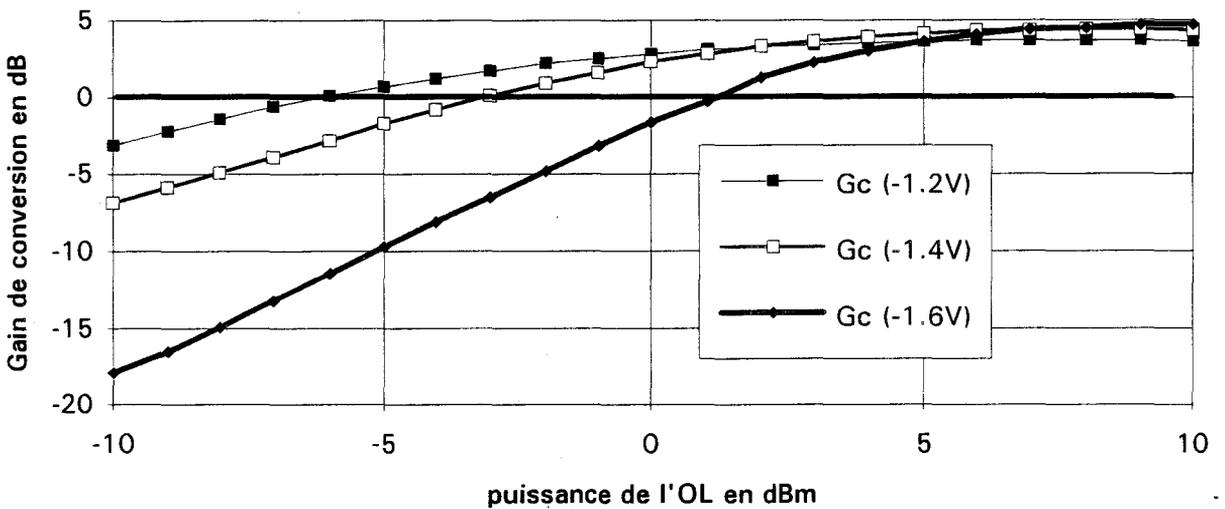


Figure III.19 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $V_{gs}$  et  $P_{ol}$  (mélangeur intégré série :  $F_{rf}=20GHz$ ).

L'étude statistique, réalisée sur cinq échantillons, laisse apparaître une faible dispersion, inférieure à 2 dB jusqu'à 20 GHz. Cependant, aux fréquences plus élevées, elle peut atteindre 5 dB. La limite fréquentielle garantie par la fonderie (20 GHz) peut expliquer cette dispersion plus importante en haute fréquence.

Remarquons, également sur la figure III.16, que l'échantillon monté en boîtier donne des résultats très voisins de ceux obtenus avec les pointes cascades. Ceci démontre que la mise en boîtier de ce mélangeur série intégré dégrade peu les performances.

La figure III.17 montre que le gain de conversion est maximum pour une polarisation de grille comprise entre -1.2 et -1.5 V et reste relativement constant jusqu'au pincement, en particulier à 14 GHz. Dans son fonctionnement nominal, le mélangeur présente les performances suivantes :

	14 GHz	20 GHz	24 GHz
Gc (dB)	9	4	0.5
Vgs (V)	-1.5	-1.4	-1.2

En fonction de la puissance de l'oscillateur local, nous observons sur la figure III.18 une saturation du gain de conversion vers 1 ou 2 dBm pour une polarisation Vgs de -1.4 V.

Remarquons sur la figure III.19 que, à forte puissance OL, le choix de la polarisation de grille devient indifférent. Ceci s'explique par le fait que la tension instantanée devient du même ordre que la polarisation continue (ainsi pour Pol=10 dBm la tension  $V_{\text{crête}}$  peut atteindre de fortes valeurs). Inversement, à faible puissance OL, il conviendra d'optimiser la tension de grille du transistor de mélange. Soulignons par exemple, qu'à 20 GHz de fréquence RF, pour obtenir un gain de conversion de 0 dB, il est nécessaire d'appliquer une puissance OL de -6 dBm avec une polarisation de grille de -1.2 V, tandis que pour une tension Vgs égale à -1.6 V il faudra accroître la puissance OL à 1 dBm (figure III.19).

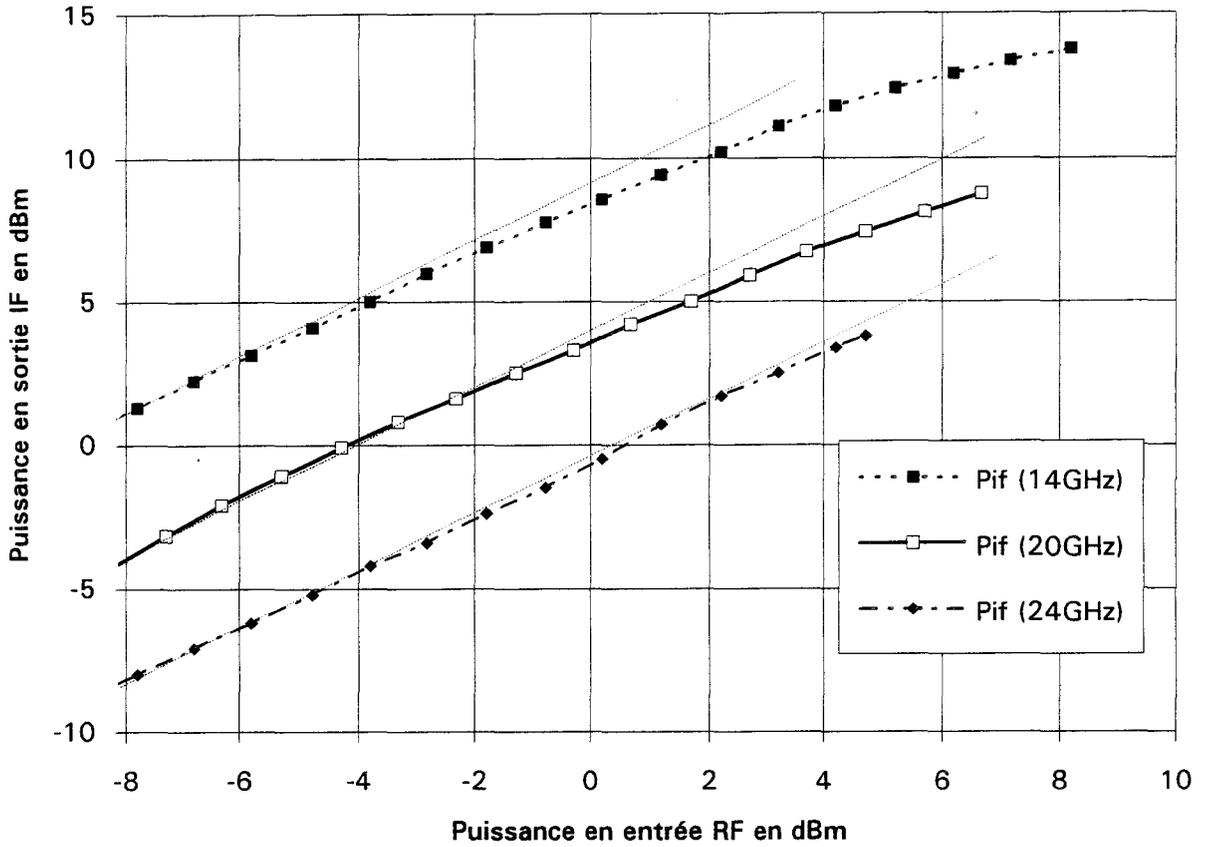


Figure III.20 : Compression du mélangeur intégré série ( $V_{gs} = -1.4V$ ).

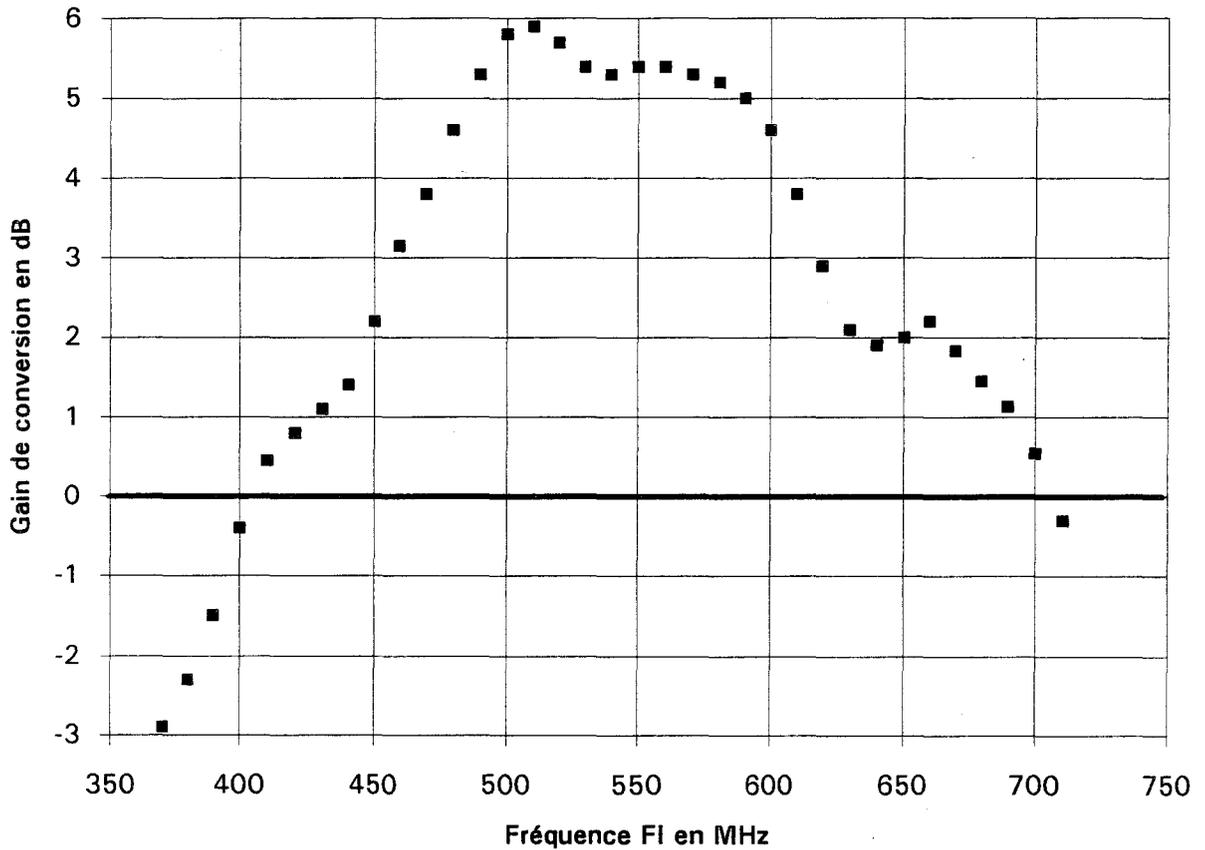


Figure III.21 : Bande passante en sortie FI du mélangeur intégré série ( $f_{rf} = 20GHz$ ).

### **b. Puissance de compression**

Nous observons, sur la figure III.20, une puissance de compression en entrée voisine de 2 dBm à 14 GHz et de 5 dBm à 20 GHz. A 24 GHz de fréquence RF, elle est supérieure à 5 dBm.

### **c. Isolations**

Les mesures ont montrées qu'elles sont quasi-indépendantes de  $V_{gs}$  et de la fréquence RF. Les isolations entrée-sortie : RF-FI et OL-FI, sont supérieures à 20 dB. Par contre, l'isolation OL-RF n'est que de 14 dB.

### **d. Choix de la fréquence de sortie FI**

L'évolution fréquentielle du gain de conversion en sortie FI, obtenue à 20 GHz de fréquence RF en faisant varier la fréquence OL, est représentée sur la figure III.21. Elle montre que la bonne valeur de fréquence intermédiaire est comprise entre 480 et 590 MHz.

Notons, par ailleurs, que le mélangeur série présente un gain de conversion positif sur une large plage de fréquences FI d'environ 300 MHz, entre 400 MHz et 700 MHz.

## **III.3.3 Comparaison des configurations**

Nous comparons dans le tableau III.2 les performances obtenues avec les deux configurations série et parallèle en technologie intégrée.

Concernant le gain de conversion, il apparaît que le mélangeur série est plus favorable. De plus, le gain maximum de ce mélangeur est obtenu avec des valeurs relativement faibles de puissance OL. Remarquons que la polarisation optimale de grille est proche de  $V_p$  pour le série et proche de  $V_p/2$  pour le parallèle.

Performances	configuration parallèle			configuration série			Conditions
	Fr <sub>f</sub> = 14GHz	Fr <sub>f</sub> = 20GHz	Fr <sub>f</sub> = 24GHz	Fr <sub>f</sub> = 14GHz	Fr <sub>f</sub> = 20GHz	Fr <sub>f</sub> = 24GHz	
Gain de conversion (dB) V <sub>gs</sub> (V) =	-4.8 -0.8	-1.4 -0.9	-1.4 -1	9 -1.4	3.8 -1.4	0.5 -1.2	Pol = 4dBm V <sub>gs</sub> opt.
Pol optimale (dBm) G <sub>c</sub> (dB) =	> 10 > -1.2	> 10 > 1.5	> 10 > 0.2	6 9	8 4.4	> 10 > 1.5	à V <sub>gs</sub> opt.
P <sub>c</sub> (dBm)	> 10	1	0	2	5	> 5	Pol = 4dBm à V <sub>gs</sub> opt.
I. OL-RF (dB)	18	18	20	14	14	14	à V <sub>gs</sub> opt.
I. RF-FI (dB)	9	12	20	23	22	30	à V <sub>gs</sub> opt.
I. OL-FI (dB)	20	23	28	30	23	31	à V <sub>gs</sub> opt.

Tableau III.2 : Principales performances expérimentales des mélangeurs intégrés.

Quant aux puissances de compression, elles sont assez voisines. Notons que pour une configuration donnée, la puissance de sortie du mélangeur se sature d'autant moins vite que le gain est plus faible.

Concernant les isolations, elles sont assez satisfaisantes puisqu'il s'agit de mélangeurs non équilibrés. Cependant, l'isolation entre les accès RF et OL, la plus critique en raison de la proximité des fréquences  $F_{rf}$  et  $F_{ol}$  et de la puissance OL importante, reste assez modeste, en particulier pour la configuration série. Remarquons également que la faible isolation RF-FI, présentée par le mélangeur parallèle en basse fréquence, peut expliquer le faible gain de conversion obtenu. En effet, ceci prouve que l'étage d'adaptation-filtrage n'est pas bien optimisé puisqu'il ne rejette pas correctement le signal RF de l'accès FI.

En conclusion, les configurations série et parallèle présentent des performances voisines sauf en ce qui concerne le gain de conversion qui est plus élevé avec le mélangeur série. Cependant, une étude approfondie de l'intermodulation d'ordre trois a été faite sur les divers mélangeurs. Elle est présentée dans le paragraphe suivant pour compléter cette comparaison des deux configurations.

## III.4 Intermodulation d'ordre trois

Les mesures d'intermodulation, présentées ci-dessous, ont été réalisées d'une part sur les circuits série et parallèle N°2 pour les structures hybrides et d'autre part sur les échantillons des mélangeurs intégrés série et parallèle montés en boîtier.

Afin de mesurer les niveaux d'intermodulation d'ordre trois, nous avons appliqué en entrée RF, à l'aide d'un coupleur hybride, deux signaux d'amplitude égale et de fréquences  $F_{rf1}$  et  $F_{rf2}$  très voisines (écart de 20 MHz). Nous recueillons, en sortie FI, deux raies fondamentales de puissance  $P_{s1}$ , ainsi que deux autres raies d'intermodulation d'ordre trois de puissance  $P_{s3}$ , ce qui nous permet de déduire le taux IMD3. Ensuite, à partir des évolutions linéaires de  $P_{s1}$  et  $P_{s3}$  en fonction de  $P_{rf}$ , nous avons déterminé le point d'interception IP3.

### III.4.1 Mélangeurs hybrides

Les performances en intermodulation des circuits série et parallèle N°2, mesurées à 10 GHz, sont données dans le tableau III.3. Ces mélangeurs présentent un point d'interception IP3 respectivement de -20 dBm et -2 dBm. Cependant, le gain de conversion de ces structures étant assez faible, l'IP3 n'est pas très significatif.

Concernant le taux d'intermodulation IMD3, nous obtenons, pour une puissance RF de 0 dBm, 20 dB pour le circuit série et 38 dB pour le circuit parallèle N°2. Il apparaît donc que la configuration parallèle semble meilleure que la série.

Caractéristiques	PARALELLE N°2	SERIE	observations
$\hat{G}_c$ (dB)	-15	-33	Pol = 5dBm
à Vgs (V)	-1	-0.8	
IP3 (dBm)	-2	-20	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
IMD3 (dB)	38	20	Prf = 0dBm

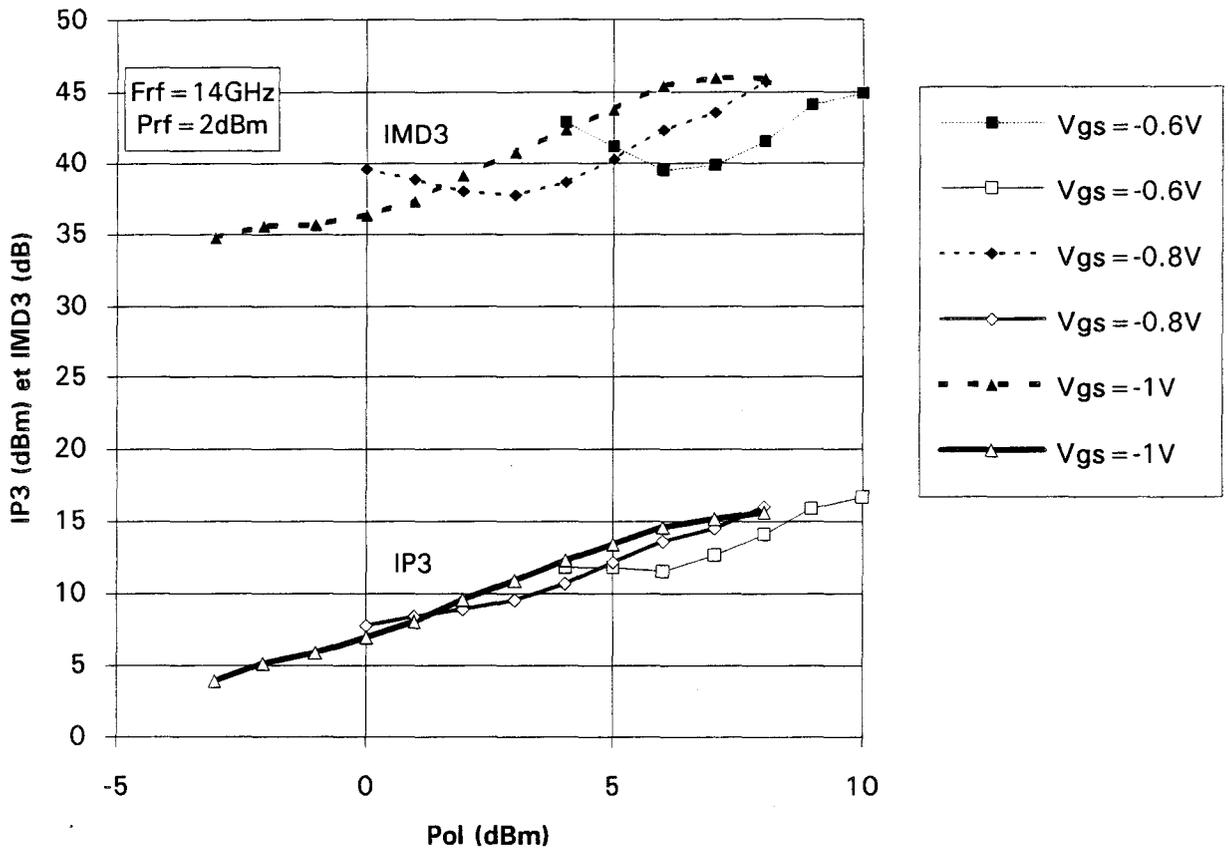
Tableau III.3 : Performances expérimentales en intermodulation d'ordre trois (mélangeurs hybrides).

### III.4.2 Mélangeurs intégrés

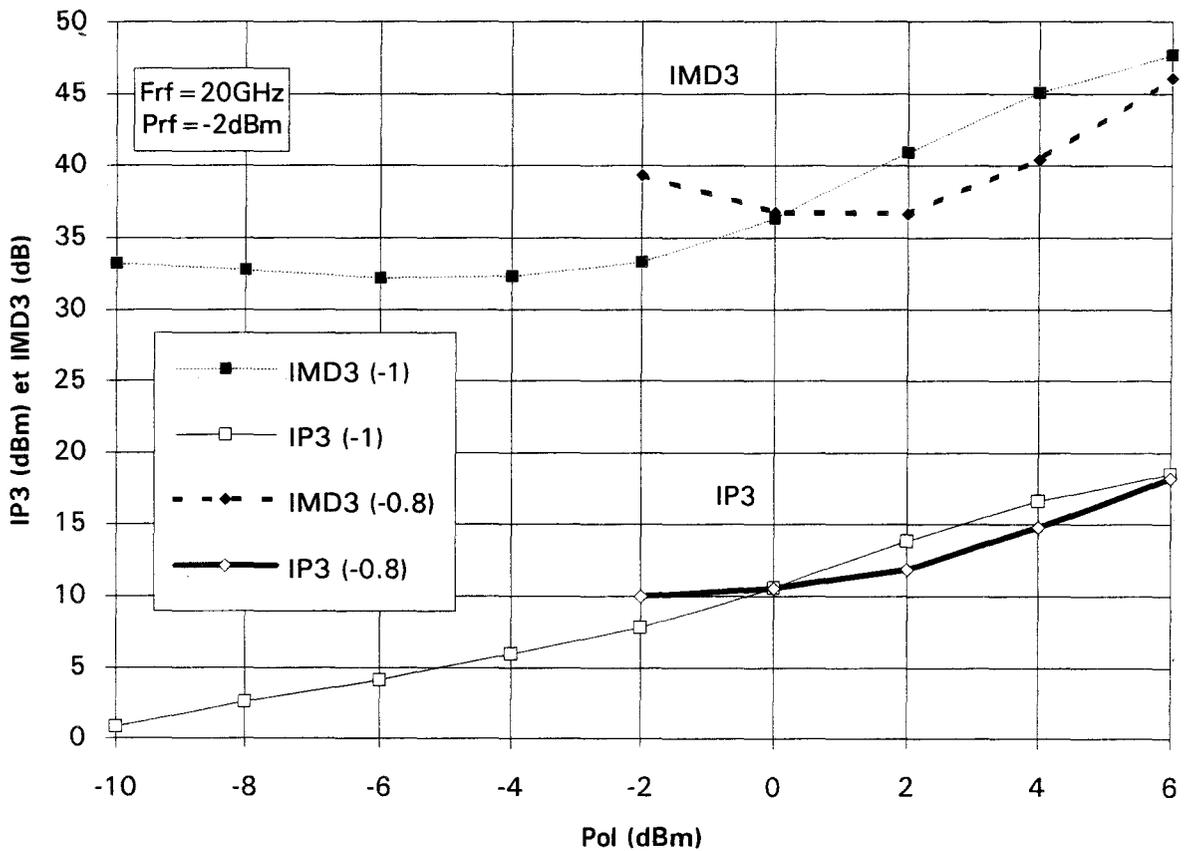
Les mesures ont été effectuées vers 14 et 20 GHz de fréquence RF. Les figures III.22 et III.23 montrent que l'intermodulation des mélangeurs, parallèle ou série, est étroitement liée à la puissance de l'oscillateur local et à la polarisation de grille. On s'aperçoit que, en général, l'IMD3 et surtout l'IP3 croissent lorsque la puissance de l'oscillateur local croît car, en particulier, le gain de conversion augmente avec Pol. Ainsi, la puissance OL optimale, permettant d'obtenir un gain de conversion maximum, permet également d'assurer de bonnes valeurs d'IP3 et d'IMD3.

En fonction de la tension de polarisation  $V_{gs}$ , on observe sur la figure III.24 que le mélangeur série présente un IP3 meilleur au voisinage de la tension de pincement. Ce phénomène n'est pas visible pour la configuration parallèle car quelle que soit la puissance OL appliquée sur la grille du TEC froid, la polarisation  $V_{gs}$  optimale est proche de  $V_p/2$  et un faible écart au-dessus ou au-dessous de cette valeur n'entraîne pas de différence significative sur les résultats d'IP3.

L'IP3 est la grandeur la plus caractéristique des non linéarités à fort niveau d'OL, par contre l'étude de l'IMD3 s'avère être plus intéressante dans le cas de mélangeurs fonctionnant à faible niveau d'OL [43]. En effet, en régime faiblement non linéaire, l'IMD3 varie rapidement avec la polarisation  $V_{gs}$  alors qu'elle en dépend beaucoup moins en régime fortement non linéaire (figures III.22 et III.23). Car, en fait, on s'aperçoit que l'IMD3 ne varie pas de façon monotone en fonction de Pol, ce qui est dû à l'évolution, également non monotone, des raies d'intermodulation  $Ps_3$  [20] [30]. En effet, les figures III.25 a et b montrent que les raies d'intermodulation de puissance  $Ps_3$  croissent avec les raies de puissance  $Ps_1$  en fonction de la puissance OL, puis décroissent à partir du moment où la puissance  $Ps_1$  commence à se saturer.

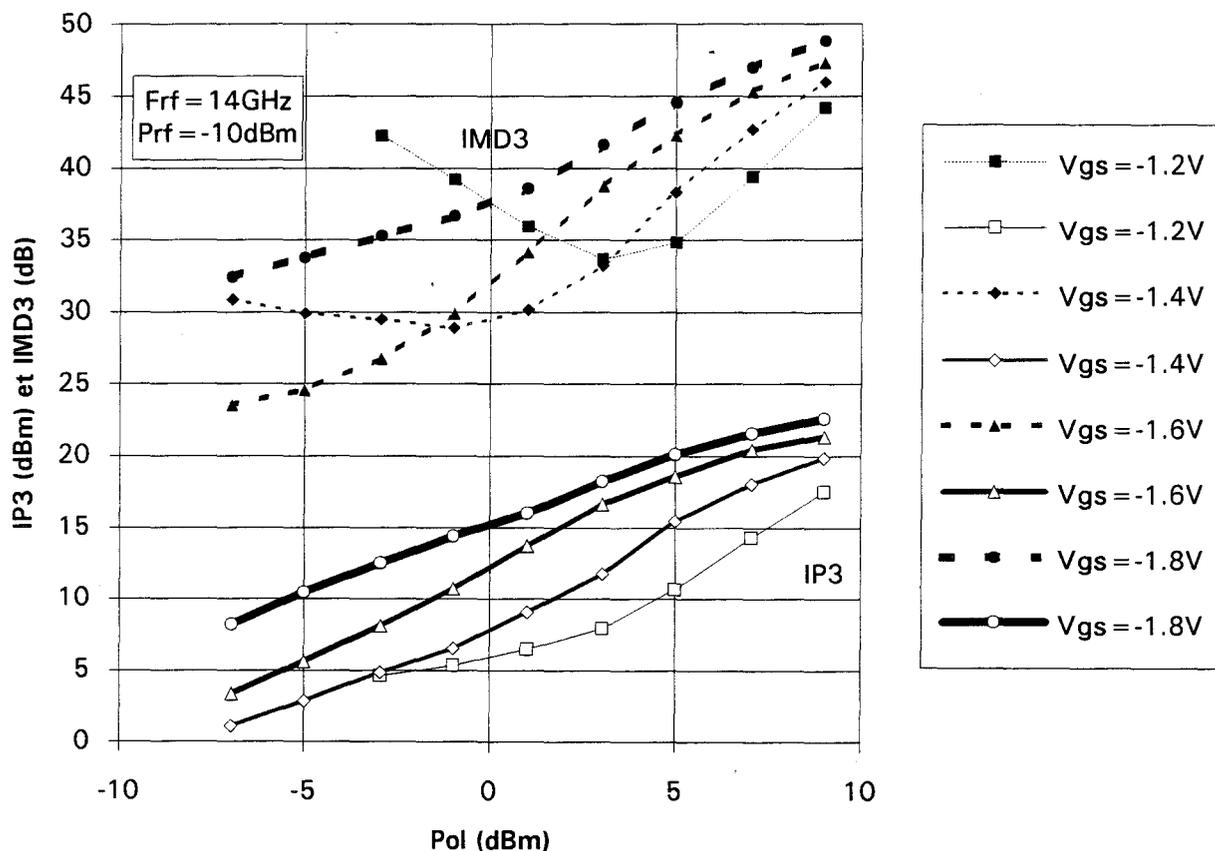


a.  $F_{rf} = 14\text{GHz}$ .

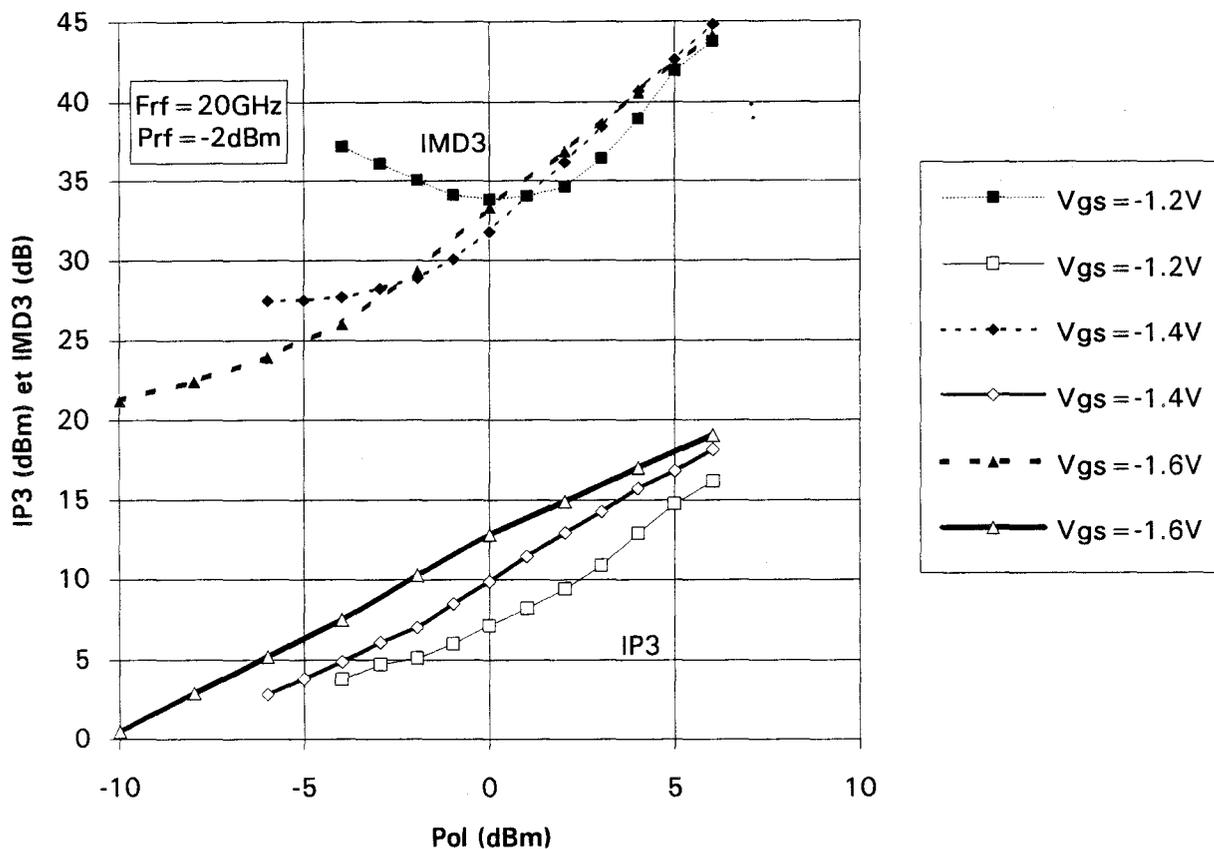


b.  $F_{rf} = 20\text{GHz}$ .

Figure III.22 : Evolution de l'IP3 et de l'IMD3 en fonction de Pol et  $V_{gs}$  (mélangeur intégré parallèle).



a.  $F_{rf} = 14\text{GHz}$ .



b.  $F_{rf} = 20\text{GHz}$ .

Figure III.23 : Evolution de l'IP3 et de l'IMD3 en fonction de Pol et  $V_{gs}$  (mélangeur intégré série).

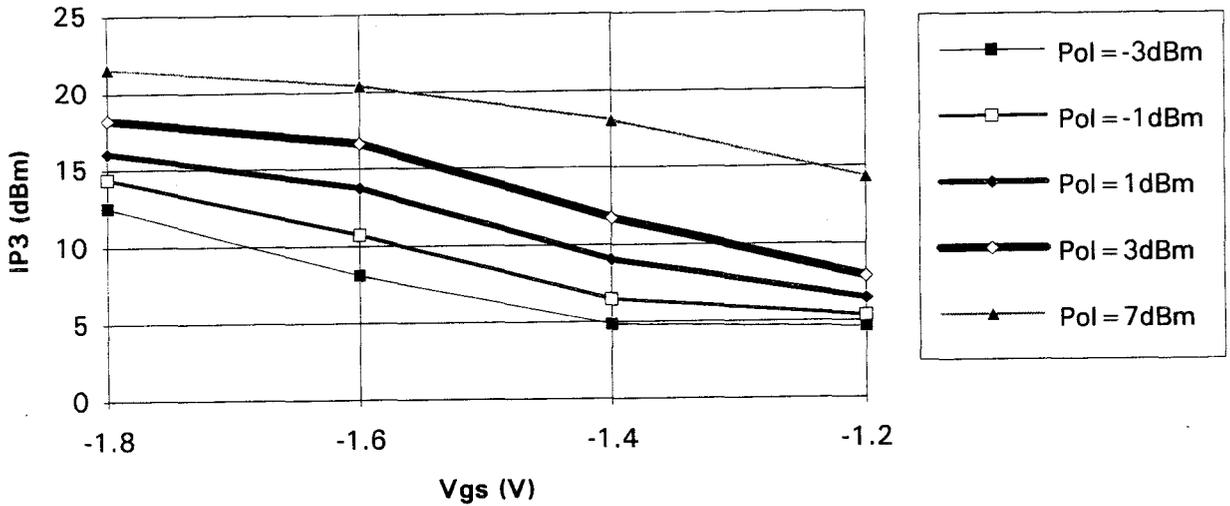
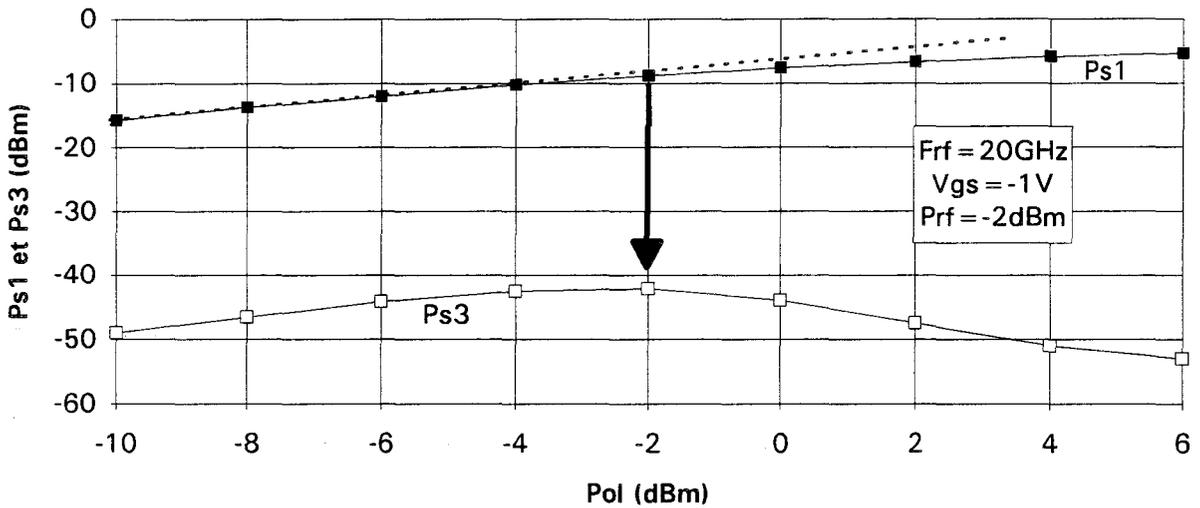
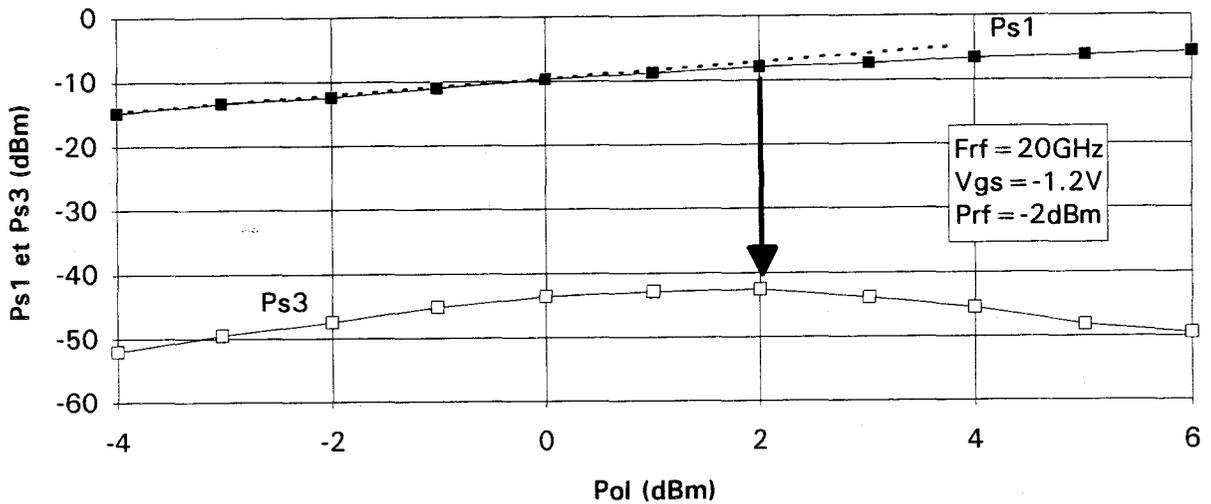


Figure III.24 : Influence de la polarisation Vgs sur l'IP3 du mélangeur intégré série.



a. Mélangeur intégré parallèle.



b. Mélangeur intégré série.

Figure III.25 : Evolution des puissances de sortie Ps1 et Ps3 en fonction de Pol.

Afin de conclure sur les deux configurations en technologie intégrée, nous comparons dans le tableau III.4 les principaux résultats. On constate que les taux d'intermodulation IMD3 sont tous très proches et toujours supérieurs à 40 dB. Quant aux valeurs du point d'interception IP3, elles sont très bonnes quelle que soit la configuration, mais le mélangeur série se révèle plus intéressant.

Cependant, remarquons que le mélangeur parallèle présente un gain de conversion plus faible et pourtant ses valeurs d'IP3 sont du même ordre que celles obtenues avec le mélangeur série, en particulier à 20 GHz. Ce résultat s'explique facilement par le fait que, pour une même puissance d'entrée RF, le taux d'intermodulation du mélangeur parallèle est plus élevé que celui du mélangeur série. Par conséquent, la configuration parallèle présente des performances d'intermodulation intéressantes.

Performances	configuration parallèle		configuration série		Conditions
	Fr <sub>f</sub> = 14GHz	Fr <sub>f</sub> = 20GHz	Fr <sub>f</sub> = 14GHz	Fr <sub>f</sub> = 20GHz	
Gain de conversion (dB)	-6	-2	9	6	Pol = 4dBm
V <sub>gs</sub> (V) =	-0.8	-0.8	-1.7	-1.7	V <sub>gs</sub> opt.
IMD3 (dB)	44 (Pr <sub>f</sub> = 2dBm)	46 (Pr <sub>f</sub> = -2dBm)	45 (Pr <sub>f</sub> = -10dBm)	42 (Pr <sub>f</sub> = -2dBm)	Pol = 5dBm V <sub>gs</sub> = -1V (par.)
IP3 (dBm)	13	17	20	18	V <sub>gs</sub> = -1.8V (ser.)

Tableau III.4 : Performances expérimentales en intermodulation d'ordre trois (mélangeurs intégrés).

# Conclusion

Les réalisations en technologie hybride, effectuées dans une première étape, ont permis de montrer la faisabilité des mélangeurs réalisés à partir de TEC froid montés selon les configurations parallèle et série. Bien entendu, les performances restent modestes et les circuits ne sont plus utilisables au delà de 12 à 13 GHz. Globalement, la configuration parallèle semble plus favorable que la configuration série.

En ce qui concerne les réalisations en technologie intégrée sur AsGa, il convient de remarquer qu'elles comportent, en plus de l'étage mélangeur, un étage amplificateur en sortie FI et un étage intermédiaire d'adaptation-filtrage. Dans ces conditions, les performances sont nettement améliorées et on obtient un fonctionnement jusqu'à 26 GHz. Les configurations série et parallèle présentent des résultats assez proches en ce qui concerne l'intermodulation d'ordre trois et les puissances de compression, mais la configuration série donne le gain de conversion le meilleur. De plus, l'influence de la mise en boîtier semble moins importante pour cette configuration.

D'un point de vue de la conception, les dimensions des circuits intégrés pour les deux configurations sont très proches. Cependant, l'intégration de la configuration série conduit à relier les deux plots de source du TEC froid, ce qui, d'une part, complique le dessin technologique du circuit et, d'autre part, nous oblige à utiliser des ponts qui introduisent des capacités parasites. Par contre, cette configuration série intégrée nécessite un étage intermédiaire d'adaptation-filtrage moins complexe que celui de la configuration parallèle ; ce dernier est donc plus susceptible d'engendrer des résonances parasites à certaines fréquences.

En conclusion, si les mélangeurs réalisés en technologie intégrée fournissent les meilleures performances, le choix judicieux de la configuration dépend de la performance que l'on désire privilégier. Ceci justifie donc pleinement l'étude comparative que nous en avons faite.

## Chapitre IV

# Chapitre IV

## Comparaison théorie-expérience

---

### Introduction

Lors du chapitre II, nous avons déterminé les performances théoriques des différents circuits étudiés, tant en technologie intégrée que hybride. Pour ces derniers, les simulations ont été réalisées au moyen des modèles théoriques DHS1, DHS2 et DHS3 mis au point au laboratoire (cf. chapitre I) afin de pallier les déficiences des modèles actuellement disponibles.

Au chapitre précédent, nous avons rapporté les résultats des mesures expérimentales obtenues sur les divers mélangeurs réalisés soit au laboratoire, soit chez le fondeur GEC MARCONI.

A présent, nous nous proposons d'effectuer la comparaison entre les prévisions théoriques et les résultats expérimentaux et d'apporter des interprétations possibles. Ainsi, nous allons examiner successivement les structures hybrides puis les structures intégrées.

Cependant si, dans le premier cas, le transistor utilisé a pu être entièrement caractérisé et modélisé au laboratoire, il n'en était pas de même pour les structures intégrées. En effet, nous avons utilisé en simulation le seul modèle proposé dans la bibliothèque du fondeur, c'est-à-dire le modèle de Curtice établi à partir d'une caractérisation en statique et en régime d'électrons chauds du TEC. Or, à la fois, le modèle théorique et le mode de caractérisation sont insatisfaisants. De plus, on observe classiquement chez tout fondeur, une variation appréciable des caractéristiques des composants actifs réalisés sur deux "RUN". Pour toutes ces raisons et pour permettre une comparaison théorie-expérience valable, il nous a paru indispensable d'effectuer une caractérisation au moins partielle du TEC effectivement réalisé, suivie d'une

modélisation précise afin de simuler à nouveau nos mélangeurs intégrés. Ce processus s'appelle classiquement la "rétrosimulation" du fonctionnement d'un dispositif.

Ce processus de rétrosimulation est d'autant plus nécessaire que l'on souhaite montrer la validité de nos différents modèles théoriques. A ce propos, nous montrerons que des prévisions très approximatives sont obtenues si l'on se contente d'utiliser un modèle classique, tel que celui de Curtice cubique, même dans le cas d'une caractérisation correcte du composant.

Caractéristiques	DHS1	DHS2	DHS3	mesures	conditions
Gc (dB)	-23.1	-23.2	-23.4	-22.5	Pol = 5dBm
à Vgs (V)	-0.7	-0.7	-0.8	-0.9	
Pc (dBm)	14	13	12	12	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
pour Pcs (dBm) =	-10.3	-11.3	-12.5	-12	
I OL-RF (dB)	17	17	17	13	à Vgs donnant Gc max.
I OL-FI (dB)	17	17	17	13	à Vgs donnant Gc max.
I RF-FI (dB)	6	6	6	3.5	à Vgs donnant Gc max.

Tableau IV.1 : Comparaison théorie-expérience des performances du mélangeur parallèle N°1.

## IV.1 Structures hybrides

Le transistor utilisé (NEC710) ayant été caractérisé et modélisé préalablement aux réalisations, il n'a pas été nécessaire d'effectuer des rétro-simulations. Nous présentons donc dans les tableaux IV.1, IV.2 et IV.3 les résultats expérimentaux et théoriques obtenus avec les trois modèles pour les trois circuits étudiés.

Rappelons que ces performances ont été obtenues pour les valeurs nominales suivantes:

$f_{rf}=10$  GHz

$f_{ol}=9.5$  GHz

$f_{if}=500$  MHz

$P_{ol}=5$  dBm

Caractéristiques	DHS1	DHS2	DHS3	mesures	conditions
Gc (dB)	-13.1	-13.1	-13.3	-15	Pol = 5dBm
à Vgs (V)	-1	-1	-1.1	-1	
Pc (dBm)	7	10	6	7	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
pour Pcs (dBm) =	-7.5	-4.5	-9.2	-9.5	
I OL-RF (dB)	15	15	16	12	à Vgs donnant Gc max.
I OL-FI (dB)	16	16	16	12	à Vgs donnant Gc max.
I RF-FI (dB)	4	4	4	5	à Vgs donnant Gc max.
IP3 (dBm)	3	7.5	0.5	-2	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
IMD3 (dB)	35	43	31	38	Prf = 0dBm

Tableau IV.2 : Comparaison théorie-expérience des performances du mélangeur parallèle N°2.

Caractéristiques	DHS1	DHS2	DHS3	mesures	conditions
Gc (dB) à Vgs (V)	-32.1 -0.7	-32.3 -0.8	-32.2 -0.8	-33 -0.8	Pol = 5dBm
Pc (dBm) pour Pcs (dBm) =	6 -27.5	5 -28.4	2 -31.2	4 -29.5	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
I OL-RF (dB)	6	6	6	6	à Vgs donnant Gc max.
I OL-FI (dB)	6	6	6	6	à Vgs donnant Gc max.
I RF-FI (dB)	4	4	4	6	à Vgs donnant Gc max.
IP3 (dBm)	-22	-24	-24	-20	Pol = 5dBm, Vgs = -0.8V
IMD3 (dB)	25	25	22	20	Prf = 0dBm

Tableau IV.3 : Comparaison théorie-expérience du mélangeur série.

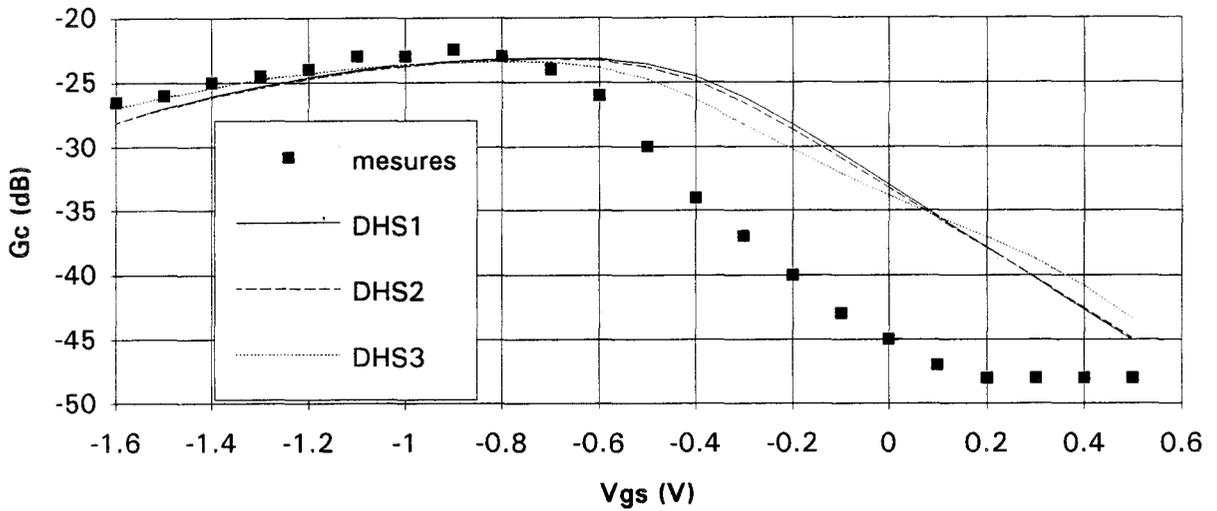
### IV.1.1 Gain de conversion

Il apparaît, sur les tableaux, que les trois modèles donnent des résultats proches des valeurs expérimentales pour les trois circuits en fonctionnement nominal. Cette bonne estimation théorique se vérifie assez bien en fonction de  $V_{gs}$  comme le montrent les figures IV.1 a, b et c. En particulier, pour le circuit série, l'accord est parfaitement vérifié pour toute valeur de  $V_{gs}$ .

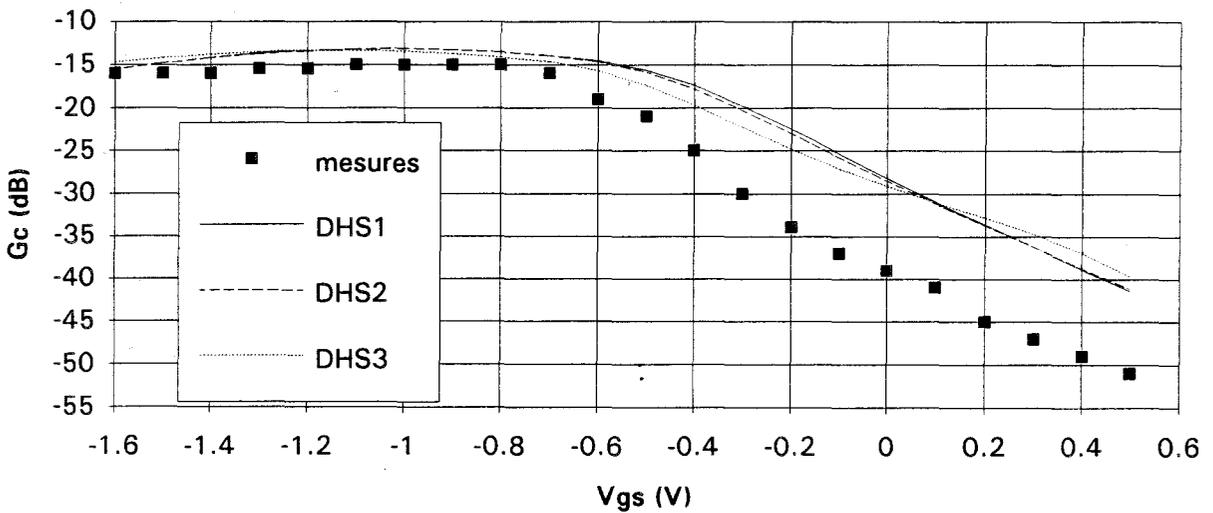
Par contre, on peut observer sur les figures IV.1 a et b un écart lorsque le TEC monté en parallèle est polarisé à faible tension  $V_{gs}$ . Ceci peut s'interpréter par une prise en compte insuffisante, dans nos simulations, des éléments parasites représentatifs de la connexion de retour à la masse de la source du TEC placé en parallèle. Cette connexion au plan de masse est équivalente à une résistance et une self inductance montées en série avec le canal du TEC. Cette impédance parasite se manifeste peu lorsque le TEC est pincé, car l'impédance propre de celui-ci est alors importante, tandis qu'elle se manifeste fortement à canal ouvert, où l'impédance du TEC devient très faible. En conséquence, le gain expérimental des mélangeurs parallèles chute plus rapidement que celui obtenu en simulation indépendamment du modèle de TEC utilisé.

En fonction de la puissance de l'oscillateur local, on observe également, sur les figures IV.2 a, b et c, un accord satisfaisant pour les trois circuits et quel que soit le modèle utilisé.

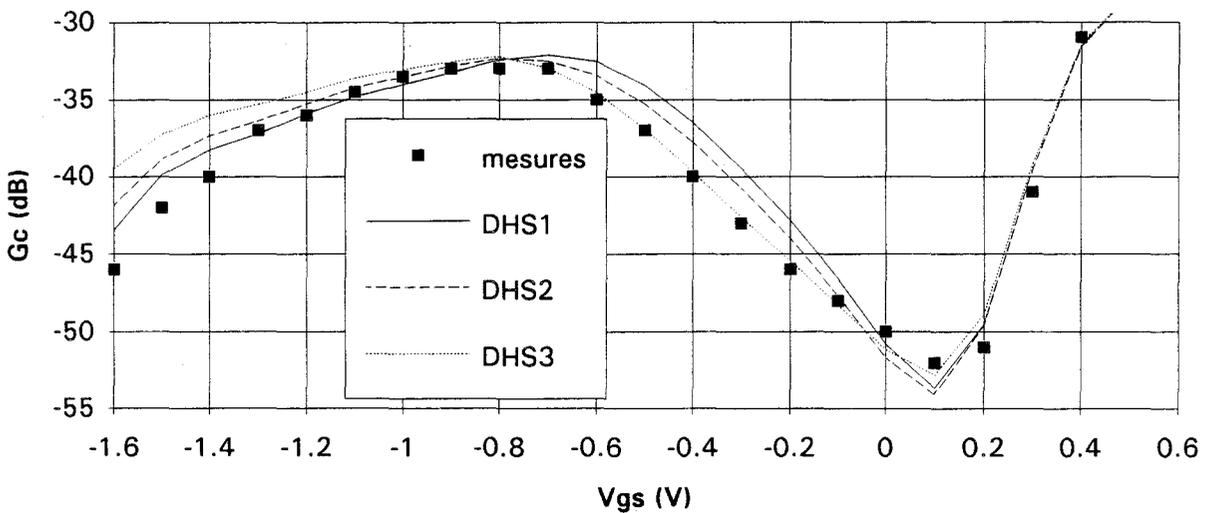
En conclusion, il apparaît que les trois modèles que nous proposons permettent d'obtenir des prévisions théoriques relativement exactes du gain de conversion.



a. Mélangeur parallèle N°1.

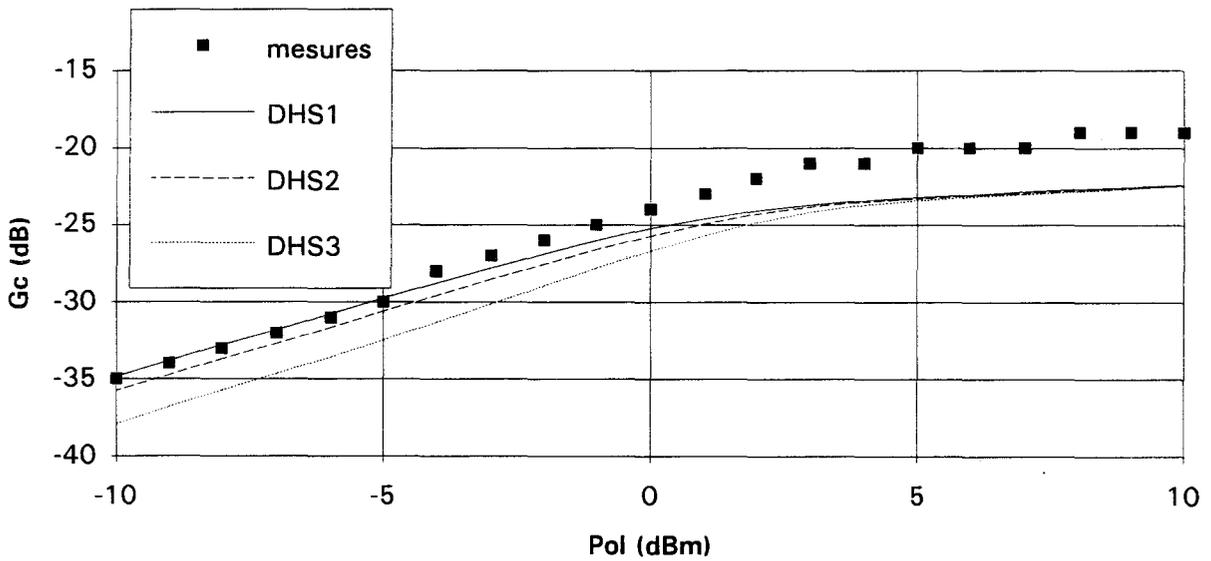


b. mélangeur parallèle N°2.

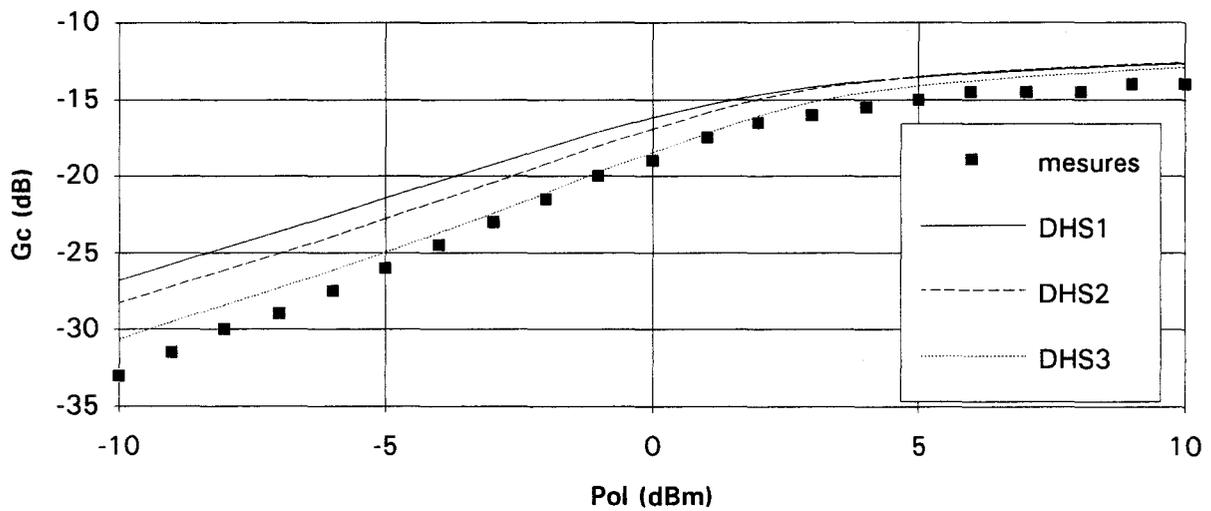


c. Mélangeur série.

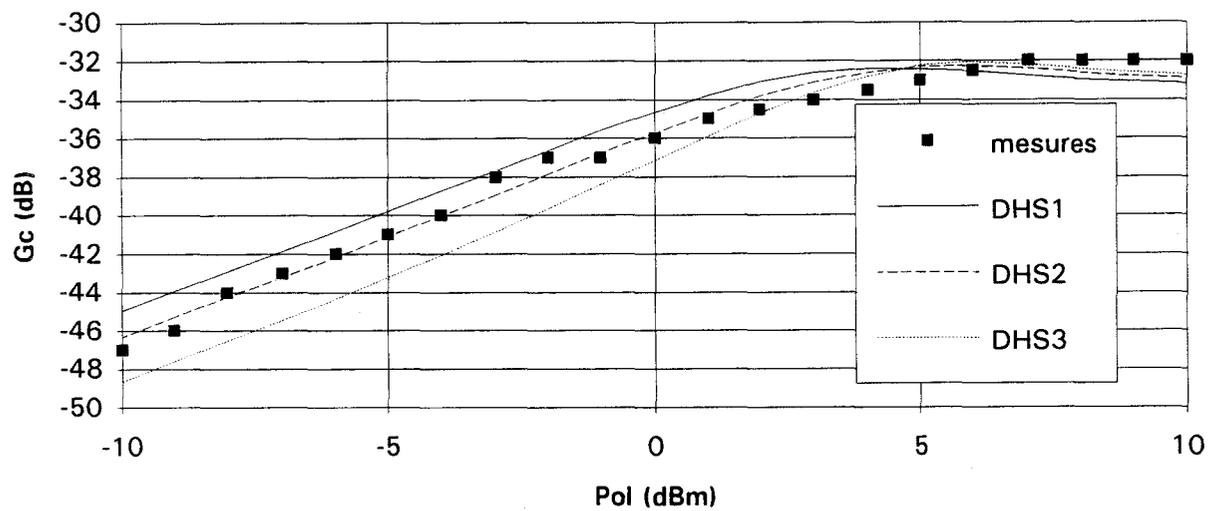
Figure IV.1 : Comparaison théorie-expérience des évolutions  $G_c=f(V_{gs})$ .



a. Mélangeur parallèle N°1 ( $V_{gs}=-0.8V$ ).



b. mélangeur parallèle N°2 ( $V_{gs}=-0.8V$ ).



c. Mélangeur série ( $V_{gs}=-0.8V$ ).

Figure IV.2 : Comparaison théorie-expérience des évolutions  $G_c=f(P_{ol})$ .

## IV.1.2 Isolations

Elles dépendent essentiellement des éléments parasites du circuit et des capacités internes au transistor [8]. En effet, on observe sur les tableaux précédents que quelle que soit la modélisation de la résistance drain-source utilisée, on obtient ici encore des valeurs théoriques très voisines entre elles et proches des valeurs expérimentales.

Cette comparaison montre la validité des modèles que nous avons élaborés pour les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  : en particulier dans le cas du mélangeur série (tableau IV.3), où la coïncidence théorie-expérience est quasi parfaite. Ceci peut s'expliquer par le fait que les isolations OL-RF et OL-FI dépendent essentiellement des capacités internes au TEC, qui sont bien modélisées, et beaucoup moins des capacités parasites au circuit, qui sont assez mal connues.

## IV.1.3 Puissance de compression

Nous pouvons déduire des tableaux que les différents modèles permettent d'obtenir des résultats théoriques proches des mesures, aussi bien dans le cas du mélangeur série que dans le cas de la configuration parallèle. Toutefois, contrairement aux performances précédentes, les puissances de compression théoriques obtenues avec les divers modèles présentent des écarts plus significatifs. Compte tenu de l'imprécision des mesures expérimentales, il n'est pas aisé de conclure quant au modèle le plus exact. Cependant, il semble que les puissances de compression en entrée et en sortie obtenues avec le modèle DHS3 approchent le mieux les résultats expérimentaux grâce à la meilleure modélisation de la non linéarité de transfert ainsi que de ses dérivées.

## IV.1.4 Intermodulation d'ordre trois

Dans les tableaux IV.2 et IV.3, nous effectuons une comparaison des résultats expérimentaux et théoriques sur le circuit parallèle N°2 et le circuit série. Les prévisions obtenues avec chacun des modèles sont proches l'une de l'autre mais des écarts notables sont observés avec l'expérience.

Plus précisément, les modèles DHS1 et DHS3 donnent les résultats les plus proches des mesures, tantôt pour l'IP3, tantôt pour l'IMD3. Cependant, le choix du meilleur modèle s'avère difficile en raison de l'imprécision des mesures sur la détermination de l'IP3, obtenue par interpolation linéaire.

De plus, des prévisions exactes nécessitent la prise en compte, dans un logiciel de simulation tel que MDS, d'un nombre important d'harmoniques qu'il n'est pas toujours possible de considérer lorsque les circuits simulés sont complexes. En effet, dans ce genre de simulations, le temps de calcul est d'autant plus long que le nombre de fréquences de battement considéré est important et le système ne converge pas toujours.

Ainsi, indépendamment du modèle de TEC froid utilisé, les résultats théoriques seront assez satisfaisants pour une analyse de premier ordre (gain de conversion), mais moins précis pour une simulation d'ordre supérieur (intermodulation d'ordre trois).

## IV.2 Structures intégrées

### IV.2.1 Nécessité d'une rétrosimulation

Les résultats de simulation présentés au chapitre II ont été obtenus à partir du modèle de Curtice cubique, en se servant des paramètres fournis par la bibliothèque du fondeur GEC MARCONI pour chaque transistor utilisé (celui de l'étage mélangeur et celui de l'amplificateur).

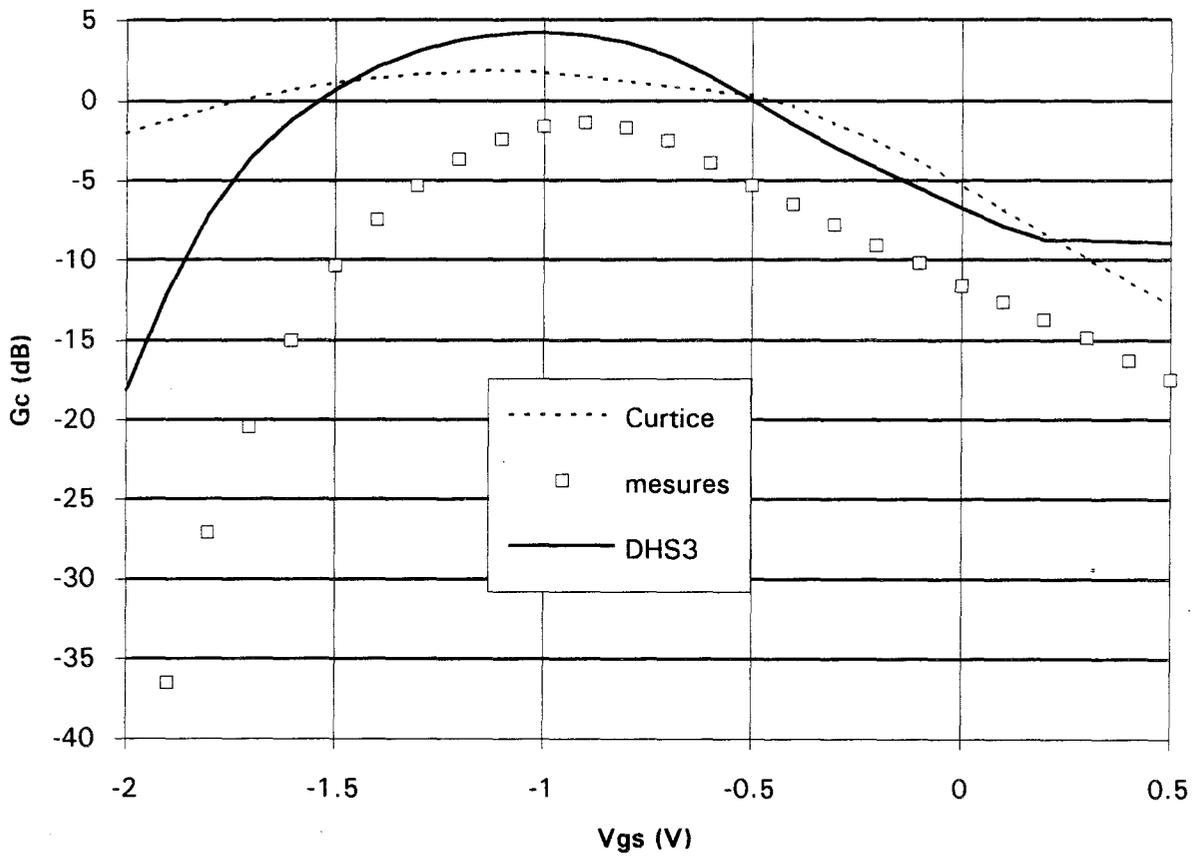


Figure IV.3 : Validation de notre modèle par comparaison de  $G_c=f(V_{gs})$  à 20 GHz (mélangeur intégré parallèle, Pol=4dBm).

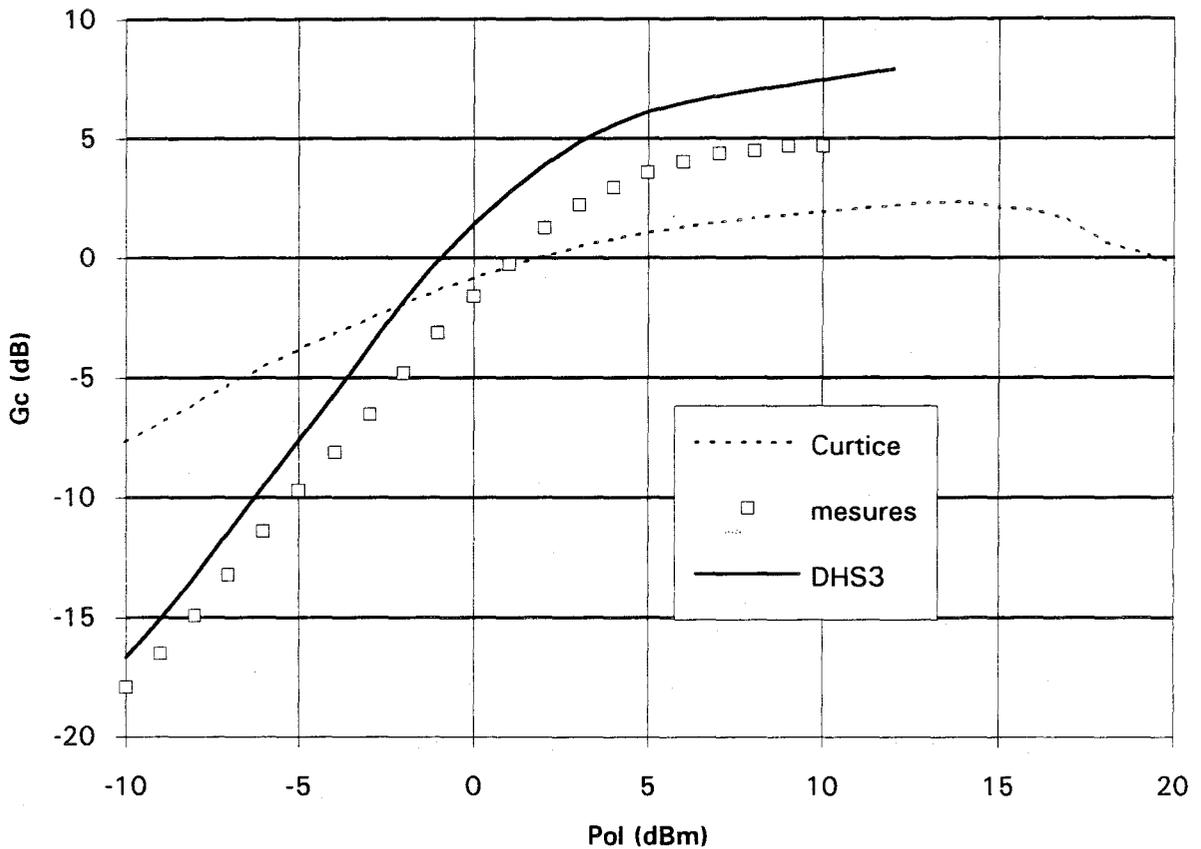


Figure IV.4 : Validation de notre modèle par comparaison de  $G_c=f(Pol)$  à 20 GHz (mélangeur intégré série à  $V_{gs}$  opt.).

Nous avons été conduits, après réalisation du circuit intégré, à reprendre la modélisation du TEC de la tête de mélange, ceci pour trois raisons :

- Tout d'abord, les valeurs des paramètres données par le constructeur correspondent au fonctionnement en TEC chaud et il est souhaitable, pour le transistor de l'étage mélangeur, de modéliser son fonctionnement en TEC froid.

- Ensuite, cette modélisation devrait s'effectuer non pas en régime statique mais en hyperfréquences.

- Enfin, la dispersion observée lors des différents "RUN" suggère de modéliser le TEC effectivement mis en oeuvre.

En conséquence, nous nous sommes efforcés de caractériser un composant du wafer à l'aide d'un pont de mesure d'impédance à 100 MHz. Puis, nous avons effectué la modélisation précise de sa conductance drain-source en utilisant les différentes expressions de nos modèles DHS1, DHS2 et DHS3 (cf. chapitre I). Ensuite, une rétrosimulation sur le logiciel MDS nous permet d'obtenir des performances plus réalistes. Nous pouvons alors réaliser la comparaison théorie-expérience nécessaire à la validation de nos modèles.

## IV.2.2 Importance du choix du modèle

Afin de montrer l'importance d'un modèle de TEC froid dans la simulation des performances d'un mélangeur, nous avons tracé sur les figures IV.3 et IV.4 le gain de conversion prévu par le modèle DHS3 et par le modèle Curtice cubique classiquement utilisé.

La comparaison avec les résultats de mesure montre que le modèle de Curtice cubique représente fort mal les évolutions expérimentales, aussi bien en fonction de la polarisation  $V_{gs}$  (figure IV.3), qu'en fonction de la puissance OL (figure IV.4). Le modèle DHS3, mis au point au laboratoire, donne de meilleures prévisions car les allures sont en bon accord avec l'expérience, même si les valeurs sont légèrement optimistes.

Performances	DHS1	DHS2	DHS3	mesures	Conditions
Gain de conversion (dB)	-5.7	-5.6	-6	-4.8	Pol = 4dBm
Vgs (V) =	-0.8	-0.7	-0.8	-0.8	Vgs opt.
Pc (dBm)	>10	>10	>10	>10	Pol = 4dBm à Vgs opt.
I. OL-RF (dB)	30	30	30	18	à Vgs opt.
I. RF-FI (dB)	19	19	19	9	à Vgs opt.
I. OL-FI (dB)	40	40	40	20	à Vgs opt.
IMD3 (dB)	48	43	50	44	Pol = 5dBm Prf = 2 dBm
IP3 (dBm)	20	17	21	13	Vgs = -1V

Tableau IV.4 : Comparaison théorie-expérience des performances à 14 GHz (mélangeur intégré parallèle).

Performances	DHS1	DHS2	DHS3	mesures	Conditions
Gain de conversion (dB)	4.3	4.4	4.2	-1.4	Pol = 4dBm
Vgs (V) =	-1	-0.9	-1	-0.9	Vgs opt.
Pc (dBm)	5	3	4	1	Pol = 4dBm à Vgs opt.
I. OL-RF (dB)	21	21	21	18	à Vgs opt.
I. RF-FI (dB)	17	17	17	12	à Vgs opt.
I. OL-FI (dB)	36	36	36	23	à Vgs opt.
IMD3 (dB)	36	32	36	46	Pol = 5dBm Prf = -2dBm
IP3 (dBm)	20	18	20	17	Vgs = -1V

Tableau IV.5 : Comparaison théorie-expérience des performances à 20 GHz (mélangeur intégré parallèle).

On ne peut donc espérer obtenir de bonnes prévisions en utilisant dans nos simulations un modèle prévu pour le TEC chaud, en particulier en ce qui concerne les caractéristiques de compression et d'intermodulation. Par conséquent, il était utile d'effectuer des rétro-simulations à l'aide de nos modèles.

## IV.2.3 Performances

L'ensemble des performances théoriques et expérimentales des mélangeurs série et parallèle est récapitulé dans les tableaux IV.4 et IV.6 pour une fréquence RF de 14 GHz et dans les tableaux IV.5 et IV.7 pour  $f_r=20$  GHz.

### IV.2.3.1 Gain de conversion

A 14 GHz, sur les tableaux IV.4 et IV.6, on observe un bon accord théorie-expérience pour un fonctionnement nominal des mélangeurs. Par ailleurs, les évolutions théoriques sont très satisfaisantes en fonction de la polarisation  $V_{gs}$  (figures IV.5 et IV.6) et en fonction de la puissance OL (figure IV.7).

Remarquons que, par souci de clarté, nous n'avons tracé sur les figures que les résultats obtenus avec le modèle DHS3. Mais les autres modèles fournissent des prévisions très proches (par exemple pour le modèle DHS1 sur la figure IV.5).

A 20 GHz, on observe dans les tableaux IV.5 et IV.7 un écart plus important entre les valeurs théoriques et expérimentales du gain, en particulier concernant le mélangeur parallèle. Les figures IV.8 a et b démontrent cependant que les évolutions théoriques du gain de conversion en fonction de la puissance OL, obtenues pour différents  $V_{gs}$ , sont bien vérifiées expérimentalement.

Performances	DHS1	DHS2	DHS3	mesures	Conditions
Gain de conversion (dB)	9.7	9.9	9.8	9	Pol = 4dBm
Vgs (V) =	-1.3	-1.2	-1.3	-1.4	Vgs opt.
Pc (dBm)	2	2	2	2	Pol = 4dBm à Vgs opt.
I. OL-RF (dB)	20	20	20	14	à Vgs opt.
I. RF-FI (dB)	36	36	36	23	à Vgs opt.
I. OL-FI (dB)	36	36	36	30	à Vgs opt.
IMD3 (dB)	38	43	39	45	Pol = 5dBm Prf = -10dBm
IP3 (dBm)	17	17.5	17	20	Vgs = -1.8V

Tableau IV.6 : Comparaison théorie-expérience des performances à 14 GHz (mélangeur intégré série).

Performances	DHS1	DHS2	DHS3	mesures	Conditions
Gain de conversion (dB)	6.3	6.6	6.5	3.8	Pol = 4dBm
Vgs (V) =	-1.3	-1.1	-1.3	-1.4	Vgs opt.
Pc (dBm)	4	6	5	5	Pol = 4dBm à Vgs opt.
I. OL-RF (dB)	5	5	5	14	à Vgs opt.
I. RF-FI (dB)	20	20	20	22	à Vgs opt.
I. OL-FI (dB)	20	19	20	23	à Vgs opt.
IMD3 (dB)	41	37	41	42	Pol = 5dBm Prf = -2dBm
IP3 (dBm)	23	18	23	18	Vgs = -1.8V

Tableau IV.7 : Comparaison théorie-expérience des performances à 20 GHz (mélangeur intégré série).

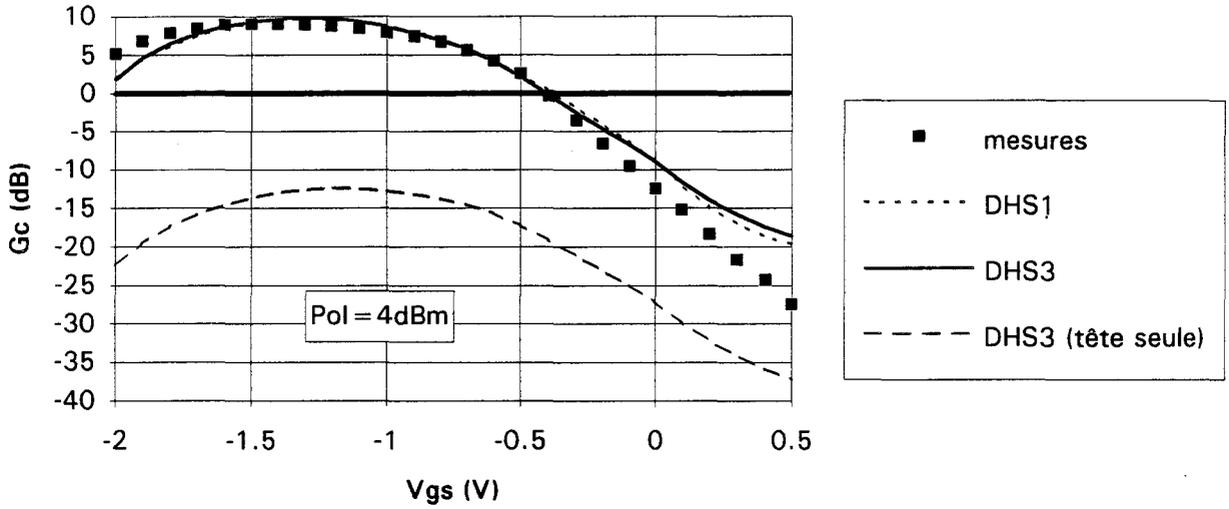


Figure IV.5 : Comparaison théorie-expérience des évolutions  $G_c=f(V_{gs})$  à 14 GHz (mélangeur intégré série).

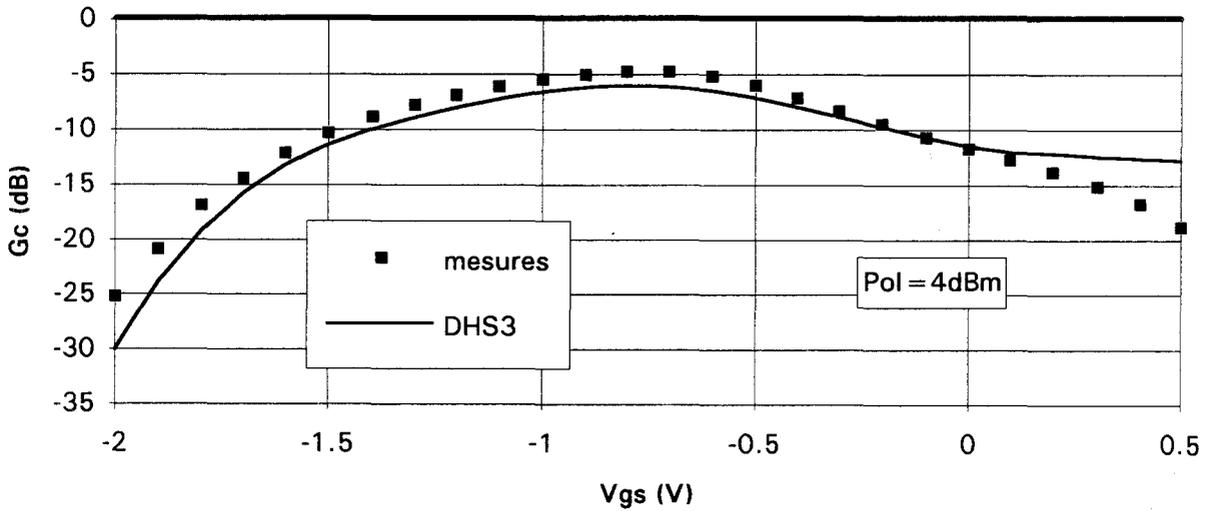


Figure IV.6 : Comparaison théorie-expérience des évolutions  $G_c=f(V_{gs})$  à 14 GHz (mélangeur intégré parallèle).

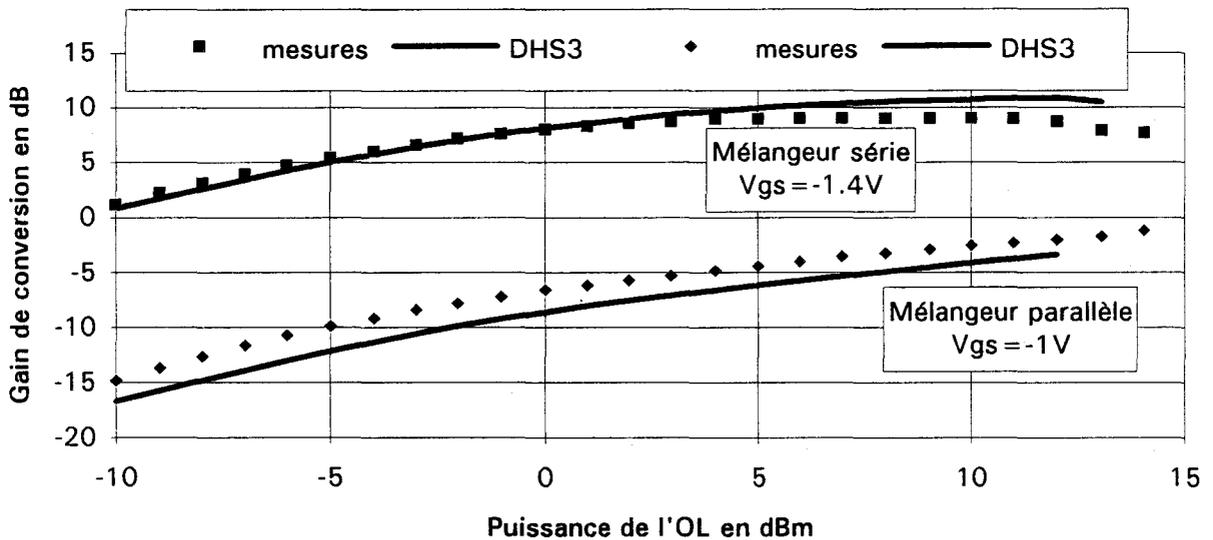
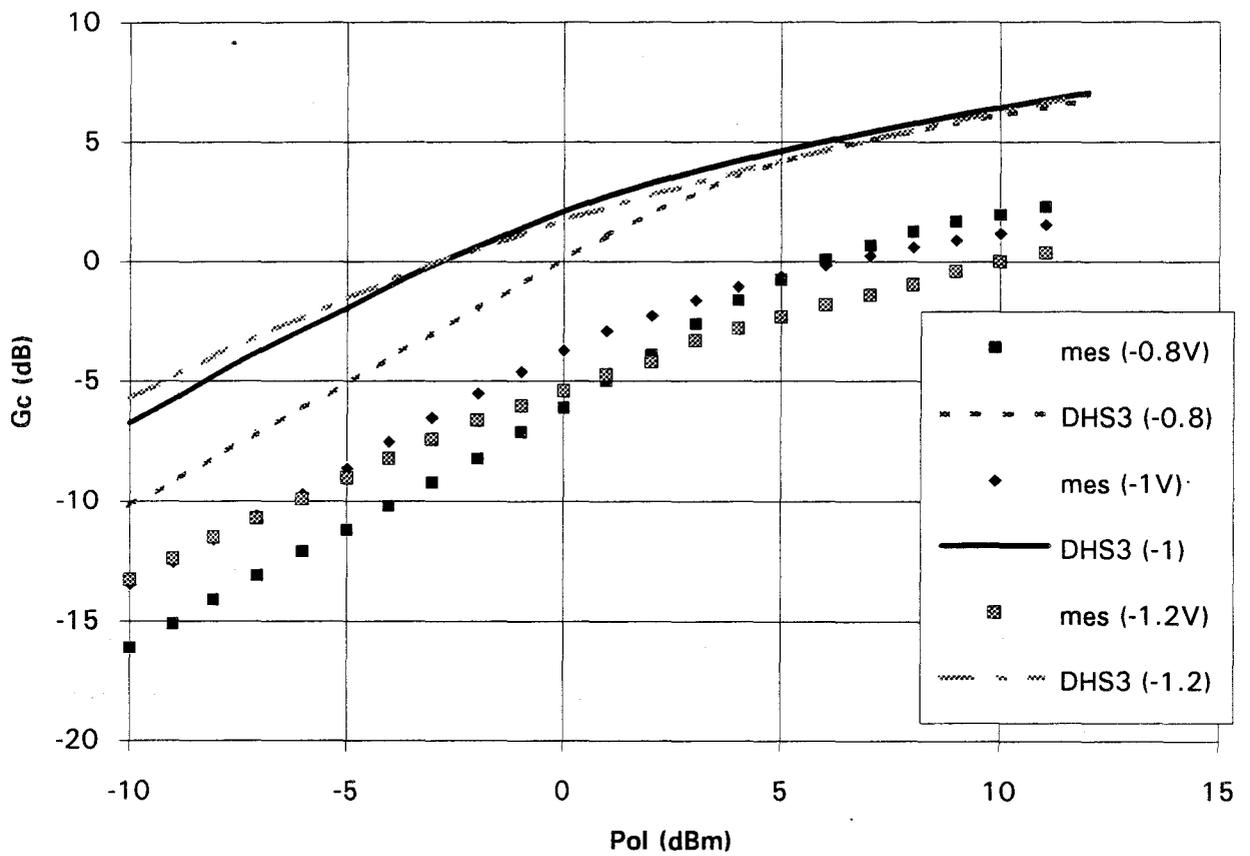
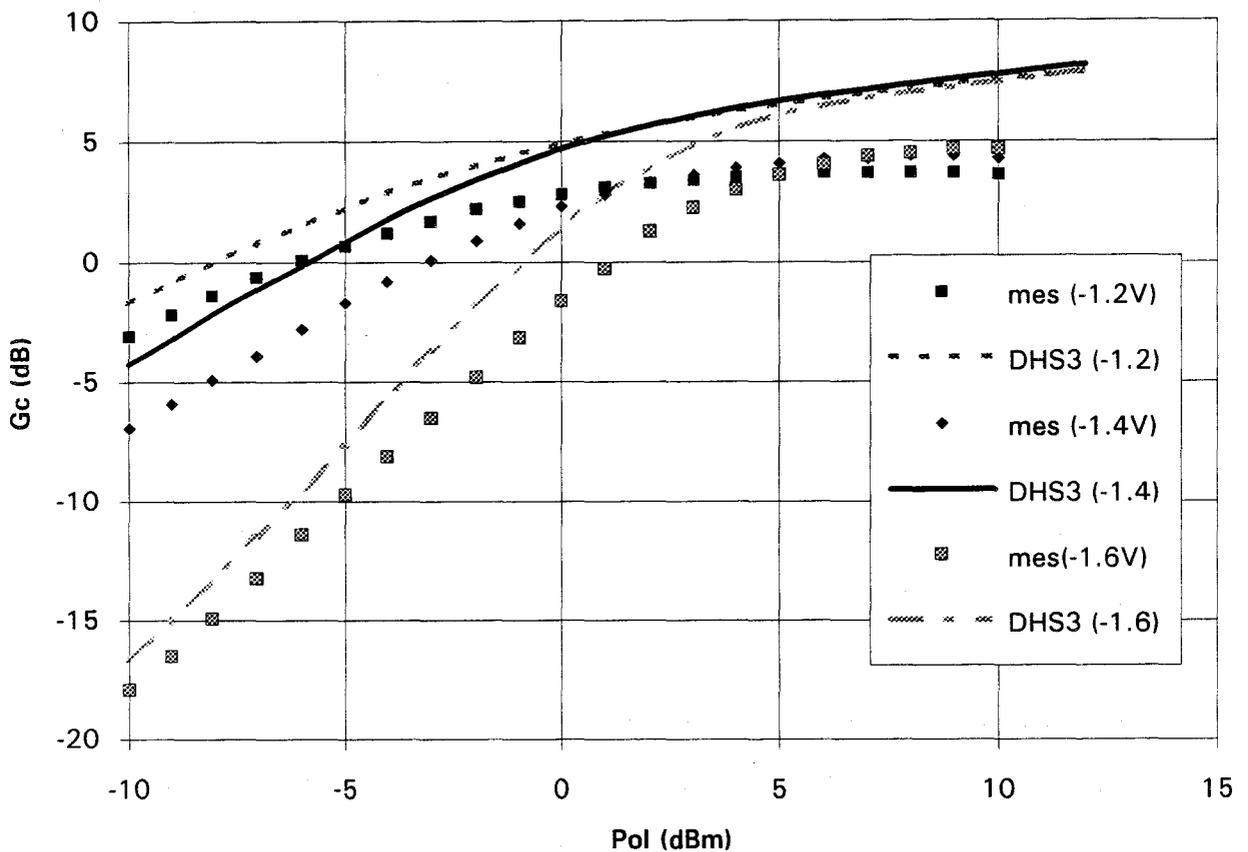


Figure IV.7 : Comparaison théorie-expérience des évolutions  $G_c=f(Pol)$  à 14 GHz (mélangeurs intégrés parallèle et série).



a. Mélangeur intégré parallèle à 20 GHz.



b. Mélangeur intégré série à 20 GHz.

Figure IV.8 : Comparaison théorie-expérience des évolutions  $G_c=f(Pol)$  à différents Vgs.

La figure IV.5 représente le gain de conversion simulé avec la tête de mélange série seule, c'est-à-dire le gain considéré en sortie de l'étage d'adaptation-filtrage en enlevant le TEC amplificateur. Nous obtenons environ 12 dB de pertes de conversion, résultat comparable à celui du mélangeur hybride parallèle N°2 où la self drain-source avait été optimisée.

#### IV.2.3.2 Isolations

Sur les tableaux précédents, on constate que les résultats théoriques fournis par les différents modèles sont quasi-identiques mais ne sont pas confirmés par l'expérience. L'inexactitude des prévisions peut s'expliquer par une mauvaise modélisation des capacités Cgs et Cgd.

En effet, pour effectuer la rétrosimulation, nous n'avons pas modifié les expressions utilisées par le fondeur pour modéliser les capacités du transistor. Or, ces expressions correspondent aux équations classiques des capacités d'une jonction PN, soit :

$$C_{gs} = C_{gs0} \cdot (1 - V_{gs}/V_{bi})^{-1/2}$$

$$C_{gd} = C_{gd0} \cdot (1 - V_{gd}/V_{bi})^{-1/2}$$

où Cgs0 et Cgd0 sont des constantes et Vbi est la tension de built-in. Ces équations ne représentant pas fidèlement la réalité ; les prévisions des isolations, fortement conditionnées par les capacités, ne pourront être que très approchées.

Notons de plus que les isolations entrée-sortie ne dépendent pas seulement du TEC de la tête de mélange, mais également de celui de l'étage amplificateur. Ceci peut également expliquer les gros écarts entre la théorie et l'expérience.

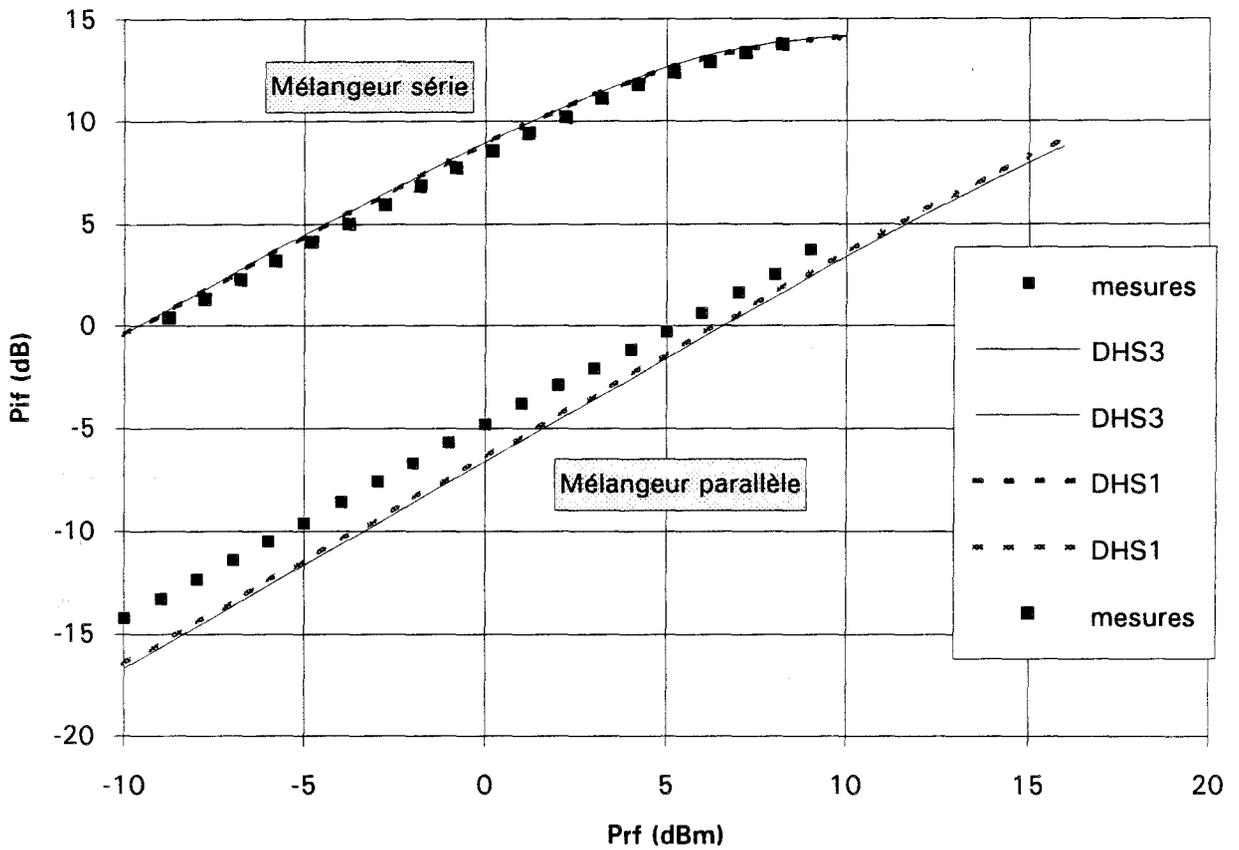


Figure IV.9 : Compression expérimentale et théorique des mélangeurs intégrés à 14 GHz (Pol=4dBm, parallèle :  $V_{gs}=-1V$ , série :  $V_{gs}=-1.4V$ ).

### IV.2.3.3 Puissance de compression

Nous constatons dans les tableaux précédents que les valeurs de la puissance de compression en entrée obtenues en simulation sont très proches de celles mesurées. En particulier, à la fréquence RF de 14 GHz (figure IV.9), nous trouvons un très bon accord théorie-expérience quel que soit le modèle utilisé, ce qui démontre leur validité.

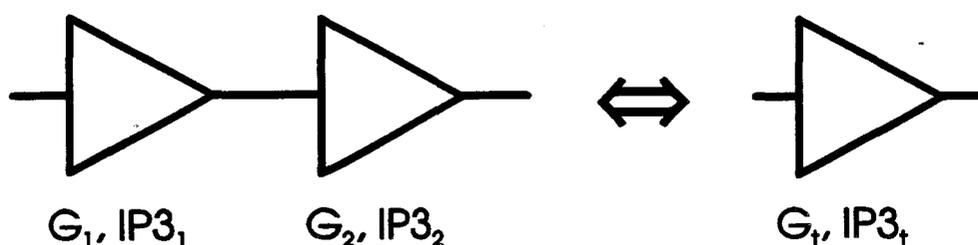
Au vu de ces comparaisons, il est donc très difficile de connaître le modèle le plus exact.

### IV.2.3.4 Intermodulation d'ordre trois

Sur les tableaux précédents, il apparaît que les prévisions en IMD3 et en IP3, obtenues avec chacun des mélangeurs simulés, varient fortement selon le modèle choisi. Il n'est donc pas facile de préciser la modélisation qui donne les résultats les plus proches des performances mesurées, car cela dépend du circuit considéré et de la fréquence d'utilisation.

Cependant, à la fréquence RF de 14 GHz, pour laquelle l'accord théorie-expérience est très bon pour l'ensemble des performances, le modèle DHS2 est plus exact.

Il faut cependant souligner que l'intermodulation globale, mesurée ou calculée, est celle de l'ensemble des deux étages : le mélangeur et l'amplificateur. Or, l'intermodulation globale dépend essentiellement du second étage, ce qui rend la détermination du meilleur modèle, par comparaison des résultats théoriques et expérimentaux, très délicate. Ainsi qu'il a été démontré dans la thèse de Nour-Eddine Radhy [43], pour une chaîne de deux amplificateurs associés en cascade, on trouve :



avec

$$G_t = G_1 \cdot G_2$$

et

$$(\text{IP3}_t)^{-2} = (\text{IP3}_2)^{-2} + (G_2 \cdot \text{IP3}_1)^{-2}$$

Par conséquent, le comportement non linéaire de nos mélangeurs intégrés sera dicté essentiellement par leur étage amplificateur.

## Conclusion

Cette étude nous a permis de comparer, dans des applications de type mélangeur, nos différents modèles introduits dans le premier chapitre. Mais, avant tout, nous avons montré qu'il est important d'utiliser un modèle spécifique du TEC froid pour simuler un circuit mettant en oeuvre ce composant. Nous avons fait apparaître qu'en effet, un modèle de TEC chaud, tel que Curtice Cubique, ne permet pas d'obtenir de bonnes prévisions, même sur le gain de conversion.

Nous avons également démontré l'utilité de modéliser précisément les capacités Cgs et Cgd du TEC pour une meilleure prévision des isolations des mélangeurs.

L'étude comparative de nos différentes modélisations montre que les modèles DHS1, DHS2 et DHS3 sont tous très bons et se valent quant à la précision des prévisions du gain de conversion. De même pour l'intermodulation, aucun modèle ne se distingue, alors qu'il s'agit d'une grandeur sur laquelle la spécificité de chaque modèle employé devrait jouer un rôle important. En fait, l'impact des améliorations apportées successivement à chacun de nos

modèles sur la détermination théorique de la puissance de compression  $P_c$ , du taux d'intermodulation IMD3 et du point d'interception IP3 est masqué par l'imprécision de la modélisation globale des circuits à étudier (technologie hybride) ou par la structure même des circuits (l'étage mélangeur en cascade avec un amplificateur). Toutefois, cette constatation n'enlève rien au fait que ces modèles permettent d'obtenir globalement de très bonnes prévisions.

Il serait intéressant de poursuivre cette étude en réalisant deux têtes de mélange intégrées, cette fois-ci élémentaires, conçues autour d'un simple TEC froid monté soit en parallèle, soit en série. La mesure de leurs performances nous permettrait d'effectuer une comparaison plus fiable de nos différents modèles en s'affranchissant à la fois de l'imprécision d'une structure en technologie hybride et de l'influence d'un second étage. Les particularités de chacun des modèles apparaîtraient alors de manière plus évidente.

A l'avenir, nous envisageons un modèle tenant compte à la fois de la non linéarité de transfert et de ses dérivées (en fonction de  $V_{gs}$ ) et de la non linéarité de sortie (en fonction de  $V_{ds}$ ). Il devrait permettre d'améliorer sensiblement la simulation de l'IMD3 et de l'IP3.

# Chapitre V

# Chapitre V

## Optimisation de la configuration série

---

---

### Introduction

Nous avons développé un programme de calcul numérique permettant l'obtention du gain de conversion maximum de mélangeurs de fréquences par une méthode originale de simulation des impédances de fermeture à différentes fréquences.

Nombre de travaux ont été publiés sur l'amélioration du fonctionnement des dispositifs non linéaires, tels que le mélangeur à TEC froid [47-49]. Celui-ci étant souvent étudié en configuration parallèle, nous avons décidé d'optimiser le mélangeur série à l'aide de notre programme, d'autant plus que nous avons montré qu'il pouvait être aussi performant que le parallèle.

Après avoir présenté l'objectif et le principe de notre méthode d'analyse, nous décrivons notre programme informatique.

Puis nous validons notre étude en comparant les résultats obtenus dans le cas d'un circuit élémentaire avec ceux fournis par MDS. Ceci nous permet de montrer l'importance du nombre de fréquences de battement pris en compte lors des simulations sur les logiciels utilisant le principe de l'équilibrage harmonique.

Ensuite, nous présentons les premiers résultats d'optimisation du mélangeur série à TEC froid.

Enfin, nous concluons sur l'intérêt de notre méthode d'optimisation, les spécificités de notre programme et les poursuites d'étude envisageables.

## V.1 Présentation de l'étude

### V.1.1 Objectif

Nous nous intéressons à la recherche théorique sur ordinateur des conditions optimales de fonctionnement d'un mélangeur, ceci de la façon la plus générale possible, applicable à tout dispositif non linéaire de conversion de fréquence.

Dans l'étude que nous présentons, nous nous sommes limités au cas d'un mélangeur comportant son dispositif non linéaire placé en série entre le signal RF et la sortie FI. L'élément de conversion que nous avons considéré est un TEC froid. Mais ceci ne constitue pas une limitation à notre méthode d'analyse plus générale.

L'optimisation du fonctionnement d'un mélangeur conduisant aux performances maximales en gain de conversion consiste, pour des conditions données d'utilisation (puissances des sources OL et RF), à rechercher les valeurs des impédances de fermeture qu'il convient de présenter sur chacun des trois accès. Ces impédances sont en nombre théoriquement infini sur chaque accès puisque le nombre de composantes fréquentielles est lui-même infini. Cependant, nous ne considérerons que les composantes des puissances les plus importantes.

Cette étude théorique ne permettra pas directement une application concrète, étant donné qu'il est difficile de réaliser une charge globale présentant les impédances adéquates à chaque fréquence de battement mise en jeu. Toutefois, nous pourrions en dégager des règles générales et sélectionner les battements les plus importants à prendre en compte pour obtenir un gain de conversion maximum.

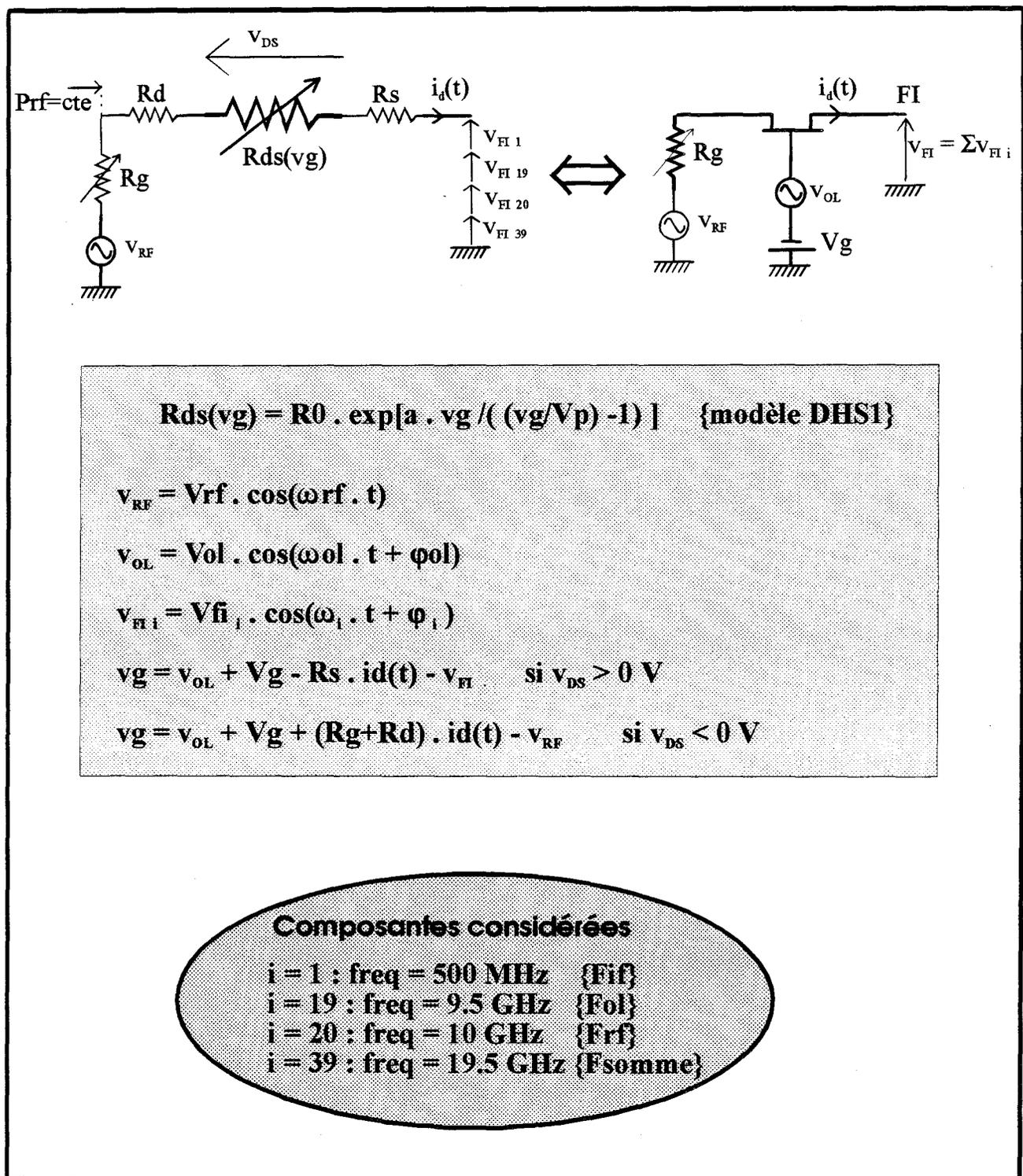


Figure V.1 : Circuit électrique équivalent au mélangeur série et équations de définition.

## V.1.2 Description du circuit

La figure V.1 présente le circuit électrique équivalent au mélangeur de configuration série considéré ainsi que toutes les équations qui le définissent.

On remarque, figure V.1, que le comportement non linéaire du TEC froid est introduit sous la forme d'une résistance drain-source  $R_{ds}$  en série avec les résistances parasites  $R_s$  et  $R_d$ .  $R_{ds}$  est décrite par l'équation du modèle DHS1 (cf. chapitre I) qui traduit la non linéarité de transfert du TEC. Sa tension intrinsèque de commande  $v_g$  correspond à la tension grille-source  $v_{gs}$  quand la tension drain-source  $v_{ds}$  est positive, ou à la tension grille-drain  $v_{gd}$  quand  $v_{ds}$  est négative. Elle dépend, en particulier, de la polarisation continue extérieure  $V_g$  et de la tension de l'oscillateur local  $v_{OL}$ . Dans cette première étude, nous avons négligé les éléments réactifs tels que les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  ainsi que les selfs inductances et capacités parasites.

Le circuit extérieur au TEC se compose de la source RF (de puissance  $P_{rf}$  et de résistance interne  $R_g$ ), de la source OL (de puissance  $P_{ol}$  et de résistance interne nulle) et d'une impédance de charge  $Z_{FI}(t)$  définie par :

$$Z_{FI}(t) = v_{FI}(t) / i_d(t)$$

avec 
$$v_{FI}(t) = \sum V_{FI i} \cos(\omega_i \cdot t + \phi_i)$$

où 
$$\omega_i = 2\pi \cdot i \cdot f_{if}$$

$f_{if} = 0.5$  GHz est la fréquence la plus basse d'ordre  $i = 1$  de toutes les composantes fréquentielles existantes dans le circuit (figure V.2). En considérant le développement en série de Fourier du courant  $i_d(t)$

$$i_d(t) = \sum I_{d i} \cos(\omega_i \cdot t + \phi_i)$$

et, en vertu de la linéarité du circuit extérieur au TEC, on peut faire correspondre des impédances complexes présentées en sortie FI à chaque composante harmonique d'ordre  $i$  soit :

$$Z_{FI i} = (V_{FI i} / I_{d i}) e^{j(\phi_i - \phi_i)} \quad (1)$$

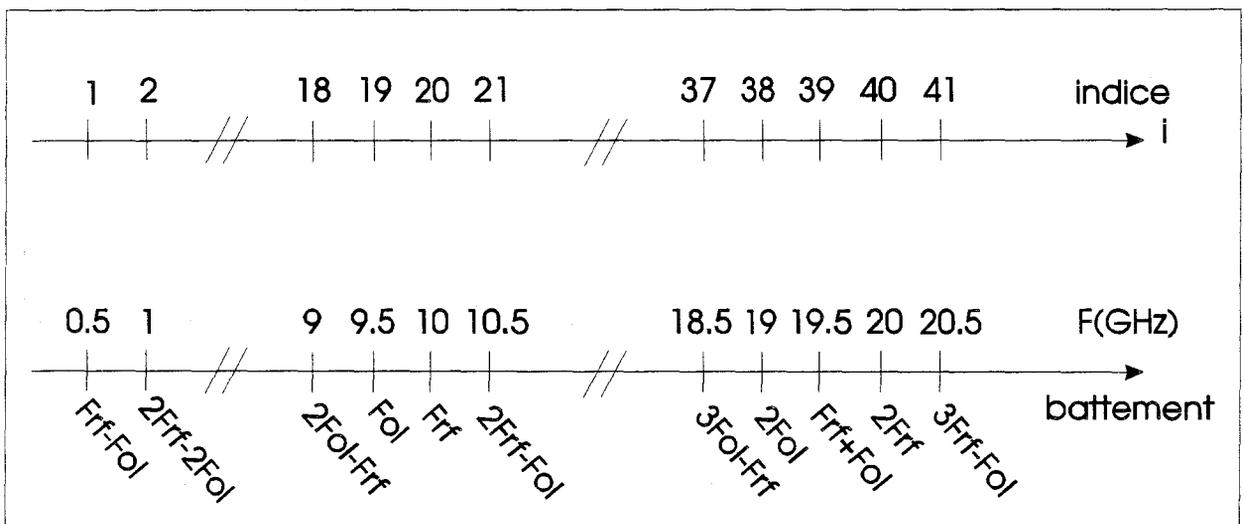


Figure V.2 : Spectre fréquentiel des composantes dans le circuit.

Le nombre de composantes harmoniques, ou fréquences de battement, apparaissant dans un circuit non linéaire est évidemment très grand (figure V.2). Cependant, certaines sont de puissance plus importante et, par conséquent, il n'est pas nécessaire de considérer l'influence des composantes de plus faible puissance. Pour notre part, nous nous sommes limités à quatre impédances de fermeture en sortie FI correspondant aux fréquences :

\* d'excitation :

-celle de l'OL à 9.5 GHz (composante d'ordre  $i=19$ )

-celle de la RF à 10 GHz (composante d'ordre  $i=20$ )

\* d'ordre 2, issues du mélange, soit :

-la fréquence différence FI de 0.5 GHz (composante d'ordre  $i=1$ )

-la fréquence somme de 19.5 GHz (composante d'ordre  $i=39$ ).

### V.1.3 Principe de l'étude

A partir des équations descriptives, du circuit et du TEC, données sur la figure V.1 et des conditions de fonctionnement définies par :

-la tension de l'oscillateur local  $V_{ol}$  à la fréquence de 9.5 GHz ( $i=19$ ),

-la polarisation  $V_g$ ,

-l'impédance de fermeture  $R_g$  sur l'accès RF (de valeur nominale  $50 \Omega$ ),

-la tension  $V_{rf}$  ( $\ll V_{ol}$ ) sur l'entrée RF à la fréquence  $f_{rf}$  de 10 GHz ( $i=20$ ),

on recherche les impédances de fermeture optimales suivantes :

\*  $Z_{FI\ 19}$ , à la fréquence OL de 9.5 GHz ( $i=19$ )

\*  $Z_{FI\ 20}$ , à la fréquence RF de 10 GHz ( $i=20$ )

\*  $Z_{FI\ 1}$ , à la fréquence FI de 0.5 GHz ( $i=1$ )

\*  $Z_{FI\ 39}$ , à la fréquence somme de 19.5 GHz ( $i=39$ ).

La réalisation d'une impédance, d'une part, très largement variable à une fréquence donnée et, d'autre part, indépendante de celle présentée à une autre fréquence, ne peut s'effectuer à l'aide d'un dispositif R-C ou R-L en parallèle ou en série classiquement utilisé par de nombreux auteurs.

L'originalité de notre travail consiste donc à simuler ces impédances de fermeture en FI, aux quatre fréquences de battement considérées, par une tension  $v_{FI}(t)$  de forme complexe s'exprimant par :

$$v_{FI}(t) = V_{FI\ 1} \cos(\omega_1 t + \phi_1) + V_{FI\ 19} \cos(\omega_{19} t + \phi_{19}) \\ + V_{FI\ 20} \cos(\omega_{20} t + \phi_{20}) + V_{FI\ 39} \cos(\omega_{39} t + \phi_{39})$$

Nous cherchons à rendre maximale la puissance de sortie :

$$P_{FI\ 1} = V_{FI\ 1} \cdot I_{d\ 1} \cdot \cos(\phi_1 - \phi_1),$$

correspondant à une conversion optimale de fréquence RF-FI, par variation de l'amplitude et de la phase de chacune des quatre composantes fréquentielles de  $v_{FI}(t)$ . Pour cela, nous calculons le courant  $i_d(t)$  que nous décomposons en série de Fourier :

$$i_d(t) = I_{d\ 1} \cos(\omega_1 t + \phi_1) + I_{d\ 19} \cos(\omega_{19} t + \phi_{19}) \\ + I_{d\ 20} \cos(\omega_{20} t + \phi_{20}) + I_{d\ 39} \cos(\omega_{39} t + \phi_{39})$$

Ensuite, nous en déduisons les quatre impédances de fermeture optimales en utilisant l'expression (1) pour  $i = 1, 19, 20$  et  $39$ .

## V.1.4 Description du programme de calcul numérique

Nous l'avons mis au point au laboratoire sur PC 386 DX33 en langage Turbo Pascal version 4. L'algorithme de calcul numérique correspondant est détaillé sur la figure V.3. Ce programme s'articule de la façon suivante :

1) On introduit au départ :

- les conditions de fonctionnement :  $V_g$  et  $V_{ol}$  (les autres paramètres étant définis comme des constantes dans le programme :  $P_{rf}$  ( $V_{RF}$ ,  $\phi_{RF}$ ),  $R_g$  et toutes les composantes du transistor utilisé, soient  $R_s$ ,  $R_d$  et  $R_{ds}$ ),

- les conditions initiales pour chaque impédance de fermeture en sortie FI : ( $V_{Fii}$ ,  $\phi_{Fii}$ ) pour  $i = 1, 19, 20, 39$ .

2) On sélectionne l'indice ( $i_0$ ) de la fréquence de battement à laquelle on veut optimiser l'impédance de fermeture. On précise, pour l'amplitude  $V_{Fii}$  ( $i = i_0$ ) à optimiser, les valeurs initiale et finale, ainsi que le pas de balayage ( $\phi_{Fii}$   $\{i=i_0\}$  varie de  $-\pi$  à  $\pi$  avec un pas fixe de  $\pi/40$ ).

3) On calcule pour chaque couple ( $V_{Fii}$ ,  $\phi_{Fii}$  ;  $i = i_0$ ) le courant  $i_d(t)$  dans le circuit que l'on décompose ensuite en série de Fourier. On peut alors en déduire les puissances de chaque composante fréquentielle en sortie FI.

4) Le programme recherche ainsi le couple optimal permettant d'obtenir une puissance  $P_{Fii}$  maximale.

5) Nous déduisons les impédances de charge optimales  $Z_{Fii} = R_i + j X_i$  ( $i = 1, 19, 20, 39$ ).

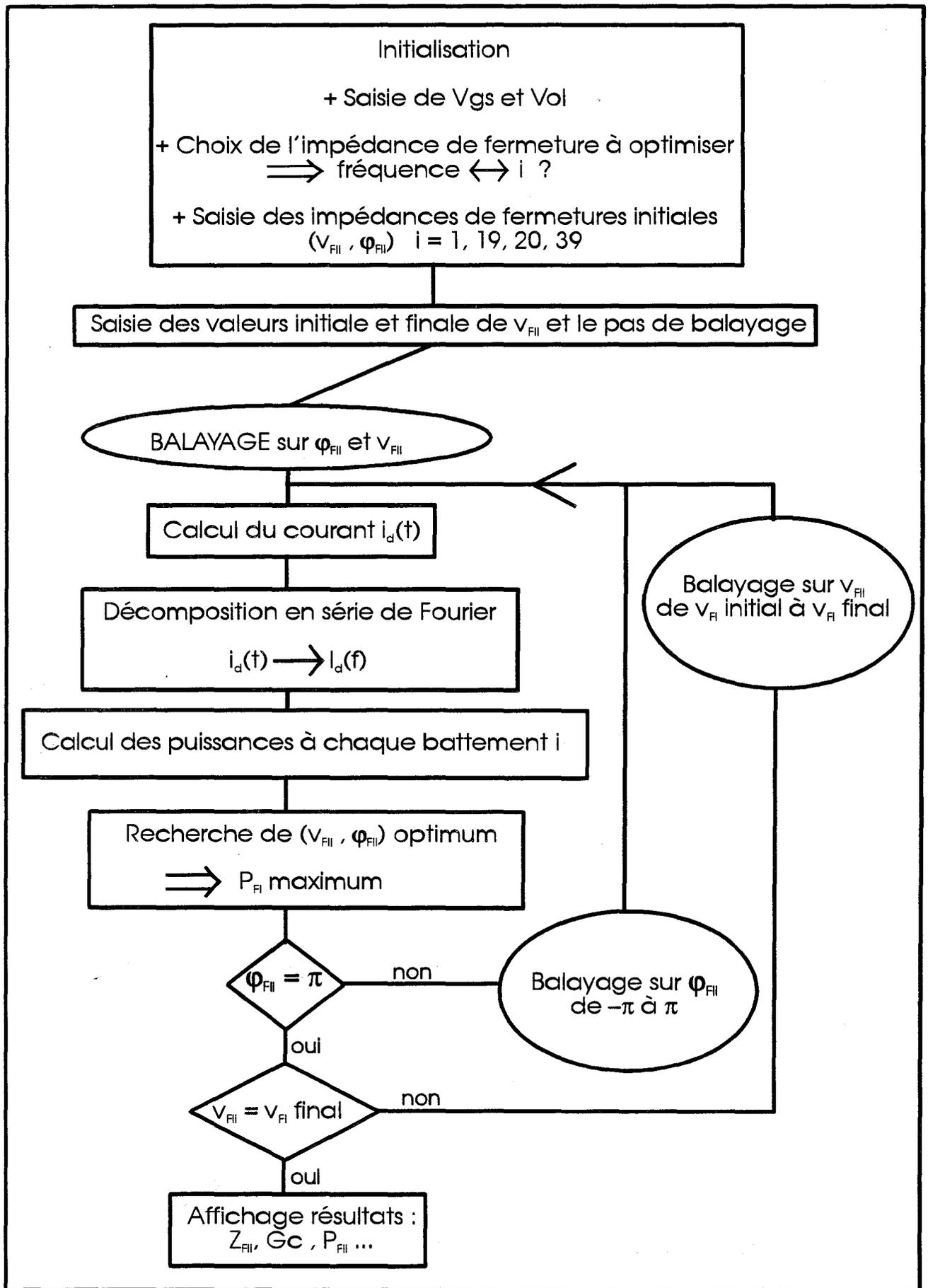


Figure V.3 : Algorithme de notre programme d'adaptation d'impédance.

## V.2 Validité du programme

Nous nous proposons de vérifier la validité de notre programme de calcul numérique par comparaison des résultats obtenus avec ceux fournis par le logiciel de simulation non linéaire MDS. Nous nous plaçons pour cela dans le cas simple de la recherche d'une résistance optimale de charge en sortie FI. Ce travail préliminaire nous permettra également d'étudier l'influence du nombre de composantes fréquentielles sur les résultats de simulation de MDS.

### V.2.1 Recherche de la résistance optimale d'adaptation

Tout d'abord, nous avons vérifié que dans le cas où la tension d'OL est nulle le programme nous donne bien une puissance de sortie maximale à l'adaptation d'impédance.

Ensuite, nous avons remplacé les tensions de sortie  $v_{FI}$  par une simple résistance variable et nous avons considéré une puissance d'OL non nulle afin d'obtenir le mélange de fréquences. Dans ces conditions, le programme recherche la résistance de charge optimale (Radap) permettant de recueillir une puissance maximale en sortie à la fréquence intermédiaire  $f_{if}$ , ceci pour différentes valeurs de la tension de polarisation  $V_g$  et de la puissance d'OL.

Ainsi, typiquement, nous obtenons une résistance de charge optimale de 50 à 60  $\Omega$  avec un gain de conversion maximum d'environ -11 dB, à  $V_g \approx V_p/2$  et pour  $V_{ol} > 1.2$  V.

### V.2.2 Simulation sur MDS

Afin de pouvoir réaliser la comparaison, il nous a fallu simuler sur MDS un mélangeur dont le schéma est celui de la figure V.1. Le modèle du TEC a été simplifié pour être identique à celui utilisé dans notre programme de calcul.

n : ordre des fréquences	ordre maximum des fréquences issues du mélange : N	nombre de fréquences de battement
1	2	4
2	4	12
3	6	24
4	8	40

Tableau V.1 : Nombre de fréquences considérées dans les quatre cas simulés sur MDS.

De telles simulations sur MDS, utilisant le principe de l'équilibrage harmonique, nécessitent de spécifier l'ordre des fréquences des générateurs RF et OL ainsi que l'ordre maximum des fréquences issues du mélange. En effet, le fonctionnement en mélangeur fait apparaître un très grand nombre de composantes dont les fréquences sont données par la relation :

$$F = \sum_{j=0}^{n1} \sum_{k=0}^{n2} |j \cdot Frf \pm k \cdot Fol|$$

où  $n1$  et  $n2$  sont les ordres des fréquences  $Frf$  et  $Fol$ , c'est-à-dire le nombre d'harmoniques que l'on considère pour chacune d'elles. Quant à l'ordre maximum  $N$  des fréquences issues du mélange, il doit être supérieur ou égal à chacun des entiers  $n1$  et  $n2$ . Il définit le nombre de composantes fréquentielles (combinaisons de  $Frf$  et  $Fol$ ) que le logiciel prendra en compte dans ses calculs, sachant que la somme  $(j+k)$  reste toujours inférieure ou égale à  $N$ .

Dans nos simulations, nous avons pris  $n1 = n2 = n$  et  $N = 2n$ . Il est évident que le fait de considérer un nombre plus ou moins grand de composantes est de nature à modifier les résultats de simulation. Afin de mettre en évidence l'importance de ce nombre sur la précision des résultats, nous avons examiné les quatre cas de figure du tableau V.1. Nous présentons ci-dessous le cas où  $n = 3$  afin de donner un aperçu des composantes fréquentielles mises en jeu.

Considérons deux fréquences (RF et OL) d'ordre trois ( $n = 3$ ) :

ordre 1	ordre 2	ordre 3
Frf	2Frf	3Frf
Fol	2Fol	3Fol

avec par exemple  $Frf > Fol$ .

Si l'ordre maximum spécifié est  $N = 2n = 6$ , MDS prendra en compte toutes les fréquences de battement qui suivent :

ordre	$j+k=1$	$j+k=2$	$j+k=3$	$j+k=4$	$j+k=5$	$j+k=N=6$
fréquences de battement	Frf Fol	2Frf, 2Fol Frf-Fol Frf + Fol	3Frf, 3Fol 2Frf-Fol 2Fol-Frf 2Frf + Fol 2Fol + Frf	2Frf + 2Fol 2Frf-2Fol 3Frf-Fol 3Fol-Frf 3Frf + Fol 3Fol + Frf	3Frf-2Fol 3Fol-2Frf 3Frf + 2Fol 3Fol + 2Frf	3Frf-3Fol 3Frf + 3Fol

soient 24 fréquences de battement.

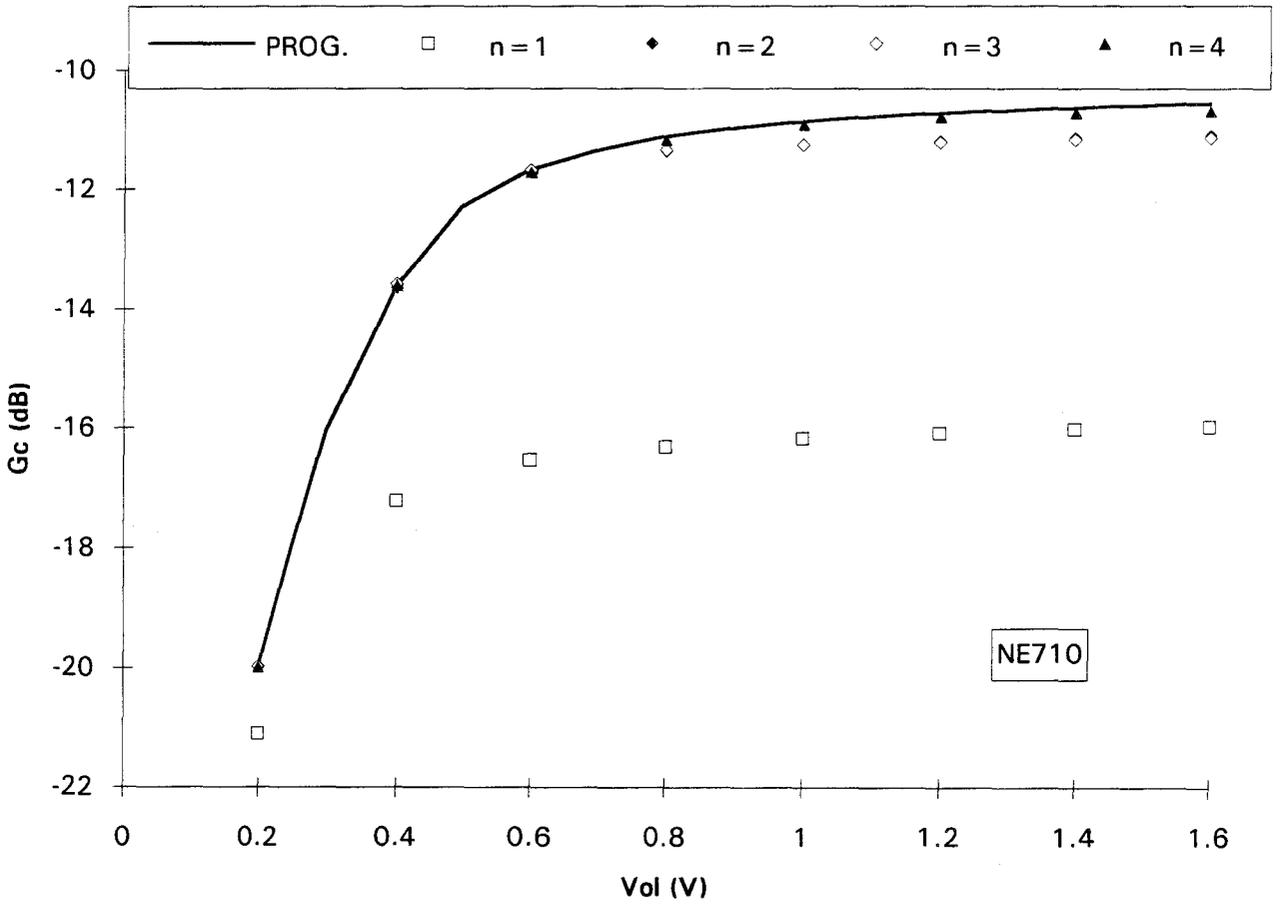


Figure V.4 : Validation de notre programme par comparaison de  $G_c$  ( $V_g = -1V$ ).

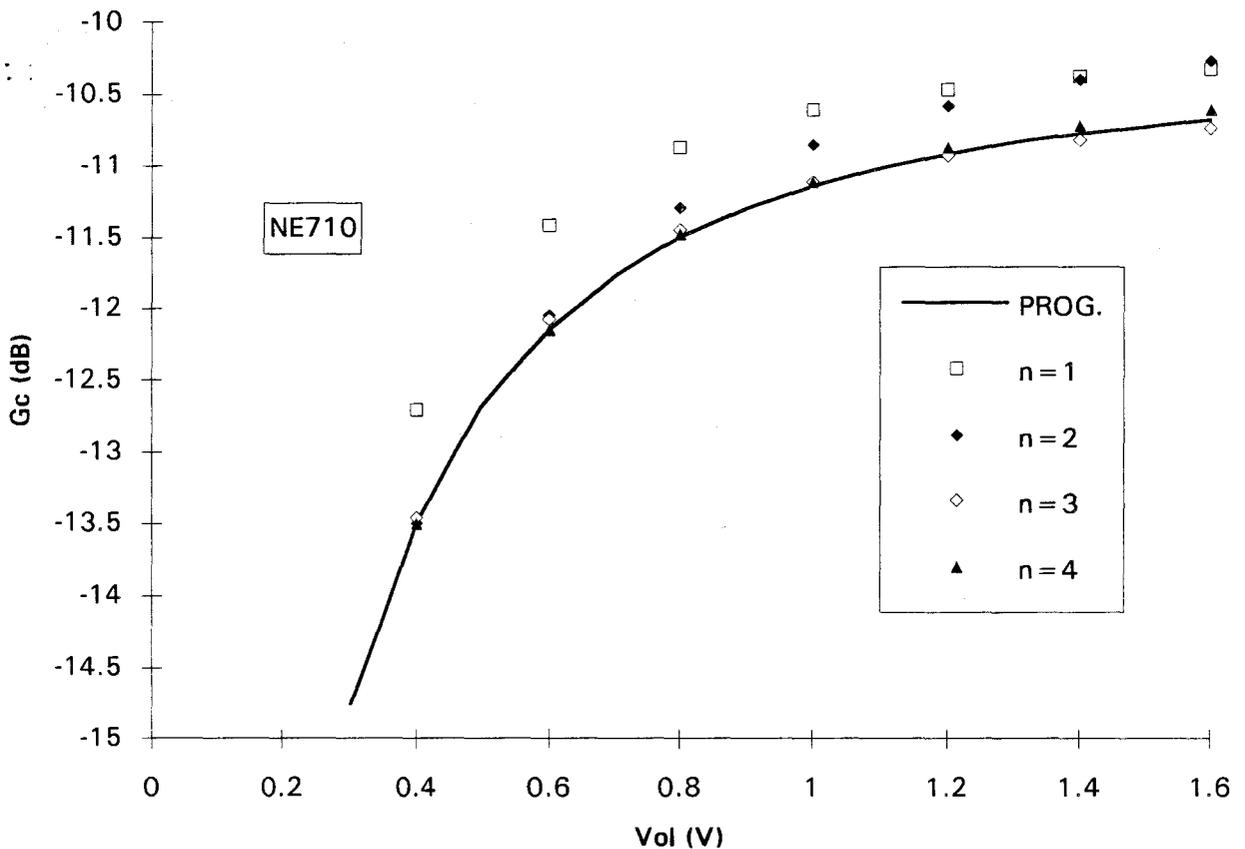


Figure V.5 : Validation de notre programme par comparaison de  $G_c$  ( $V_g = -1.4V$ ).

### V.2.3 Comparaison des résultats

Nous avons tracé sur les figures V.4 et V.5 le gain de conversion maximum en fonction de l'amplitude de la tension  $V_{ol}$ , obtenu avec notre programme et avec MDS pour  $n$  égal à 1, 2, 3 et 4. Nous constatons que, pour  $n$  égal à 4, nous retrouvons bien les résultats indiqués par notre programme de calcul numérique. Par contre, les prévisions fournies par MDS s'en éloignent si  $n$  devient inférieur à 3 (soit moins de 24 composantes fréquentielles prises en compte).

Nous comparons également sur les figures V.6 et V.7 les résistances optimales d'adaptation permettant d'obtenir ces valeurs de gain de conversion. Ici encore, il faut choisir  $n$  supérieur ou égal à 3.

En conclusion, il apparaît que le logiciel MDS mettant en oeuvre la technique de l'équilibrage harmonique nécessite, pour atteindre une bonne précision, l'utilisation d'un nombre suffisamment élevé de fréquences de battement. Notons que cela peut justifier le manque de précision des résultats de simulation rapportés au chapitre IV et, par conséquent, expliquer la difficulté que nous avons eue pour déterminer le modèle de TEC froid le plus exact.

Cette étude montre la validité de notre programme qui présente, en outre, l'avantage d'être fondé sur une analyse temporelle tenant compte de toutes les composantes fréquentielles existantes dans le circuit.

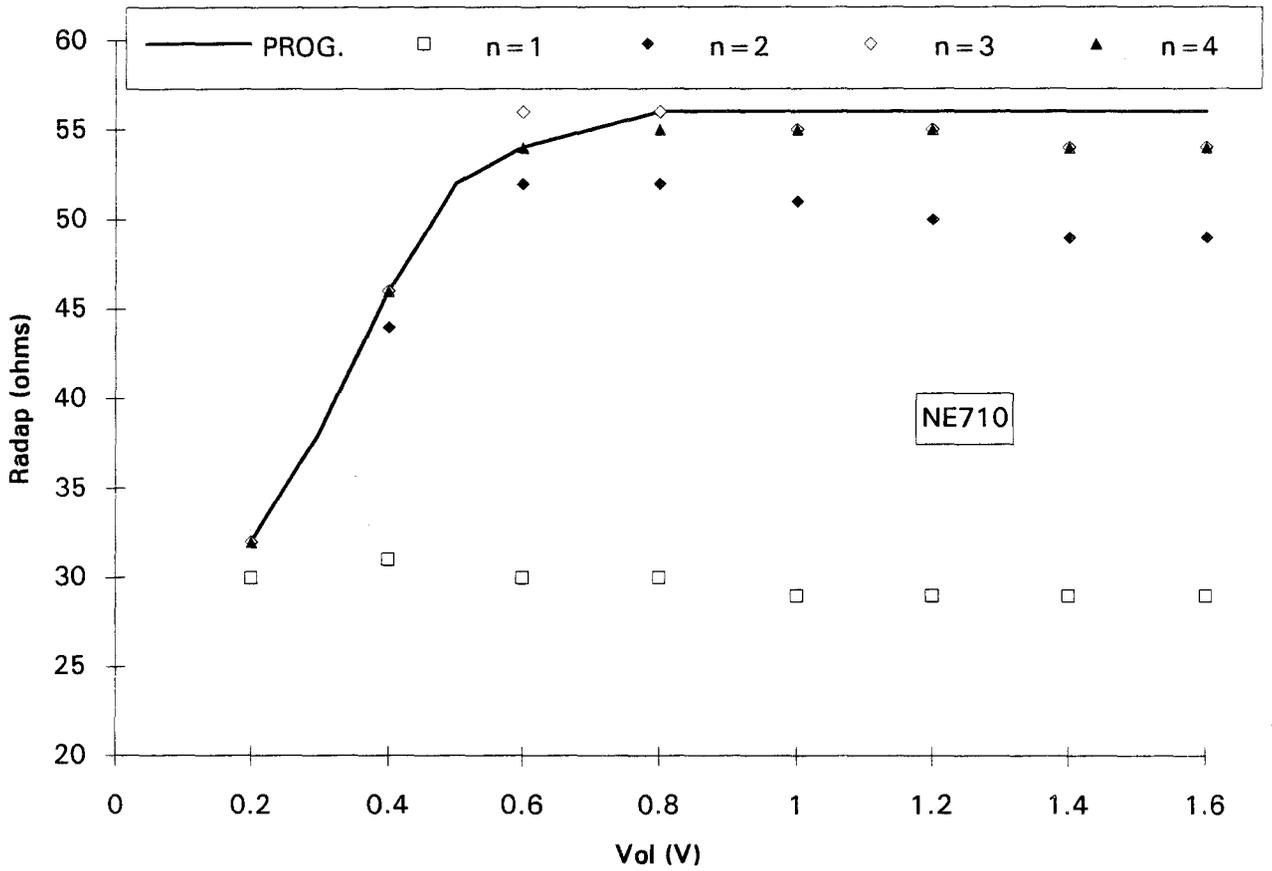


Figure V.6 : Validation de notre programme par comparaison de Radap ( $V_g = -1V$ ).

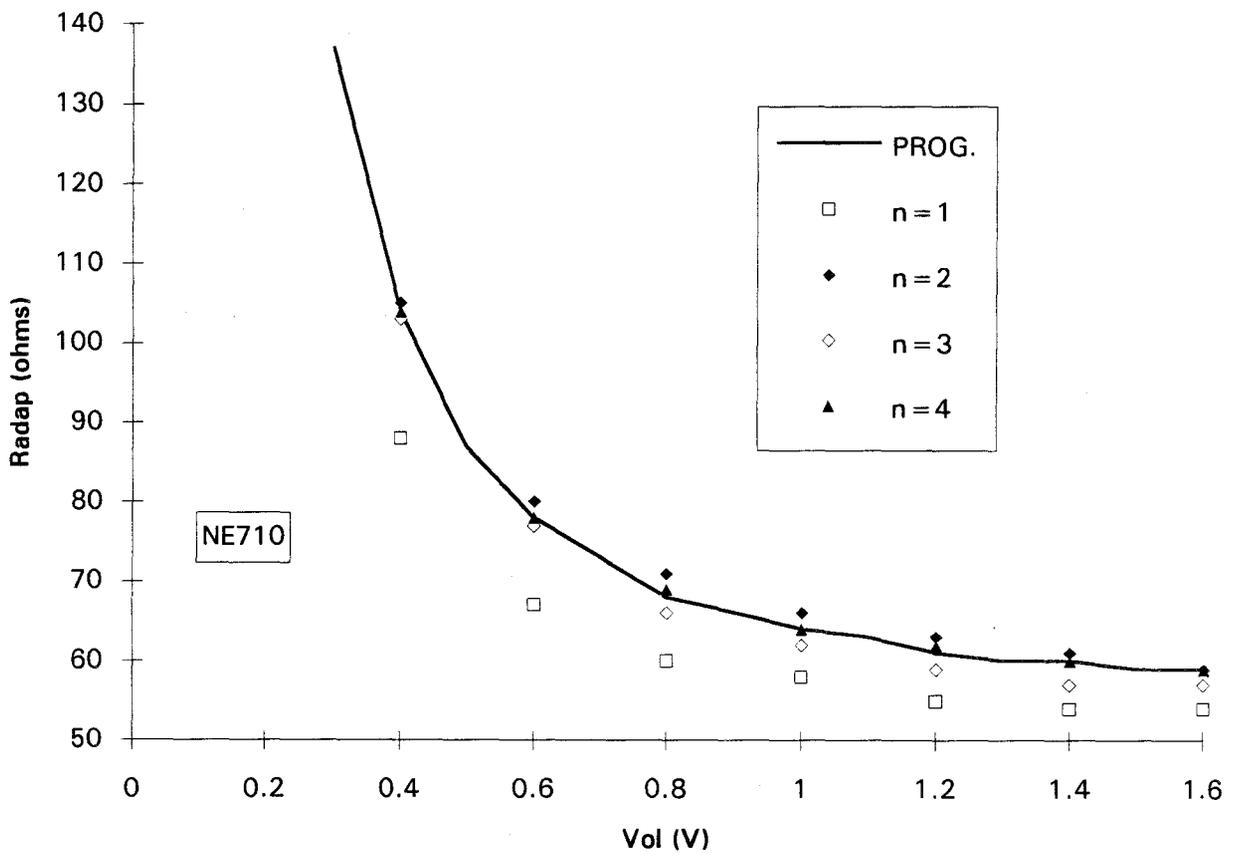


Figure V.7 : Validation de notre programme par comparaison de Radap ( $V_g = -1.4V$ ).

## V.3 Premiers résultats

Après avoir validé notre programme de calcul numérique, nous présentons les premiers résultats d'optimisation obtenus sur le mélangeur série à TEC froid. Cette étude est réalisée sur deux TEC différents : le NE710 (NEC) de  $0.3 \times 300 \mu\text{m}^2$  et celui de la fonderie GEC MARCONI de quatre doigts de  $0.5 \times 50 \mu\text{m}^2$ . Les paramètres utilisés pour leur modélisation sont donnés dans le tableau V.2.

Notons que dans toutes les optimisations réalisées en sortie du mélangeur, l'amplitude  $V_{rf}$  a été fixée à  $0.002 \text{ V}$  et la valeur de la résistance  $R_g$  à  $50 \Omega$ .

transistors	paramètres				
	a	$V_p :$	$R_0$	$R_s$	$R_d$
NEC 710 $0.3 \times 300 \mu\text{m}^2$	1.1	-1.85	3.05	2	1.5
Gec Marconi $0.5 \times 200 \mu\text{m}^2$	0.95	-1.95	12	2.5	2.5

Tableau V.2 : Paramètres des deux transistors utilisés.

### V.3.1 Optimisation en sortie à la fréquence FI ( $i=1$ ).

Nous avons recherché l'impédance de fermeture optimale à la fréquence de battement la plus basse qui correspond à la fréquence intermédiaire FI. A cet effet, nous avons fait varier  $V_{FI}$  et  $\phi_{FI}$  jusqu'à l'obtention d'un gain de conversion maximum, ceci en fixant plusieurs valeurs pour les tensions  $V_g$  et  $V_{ol}$ .

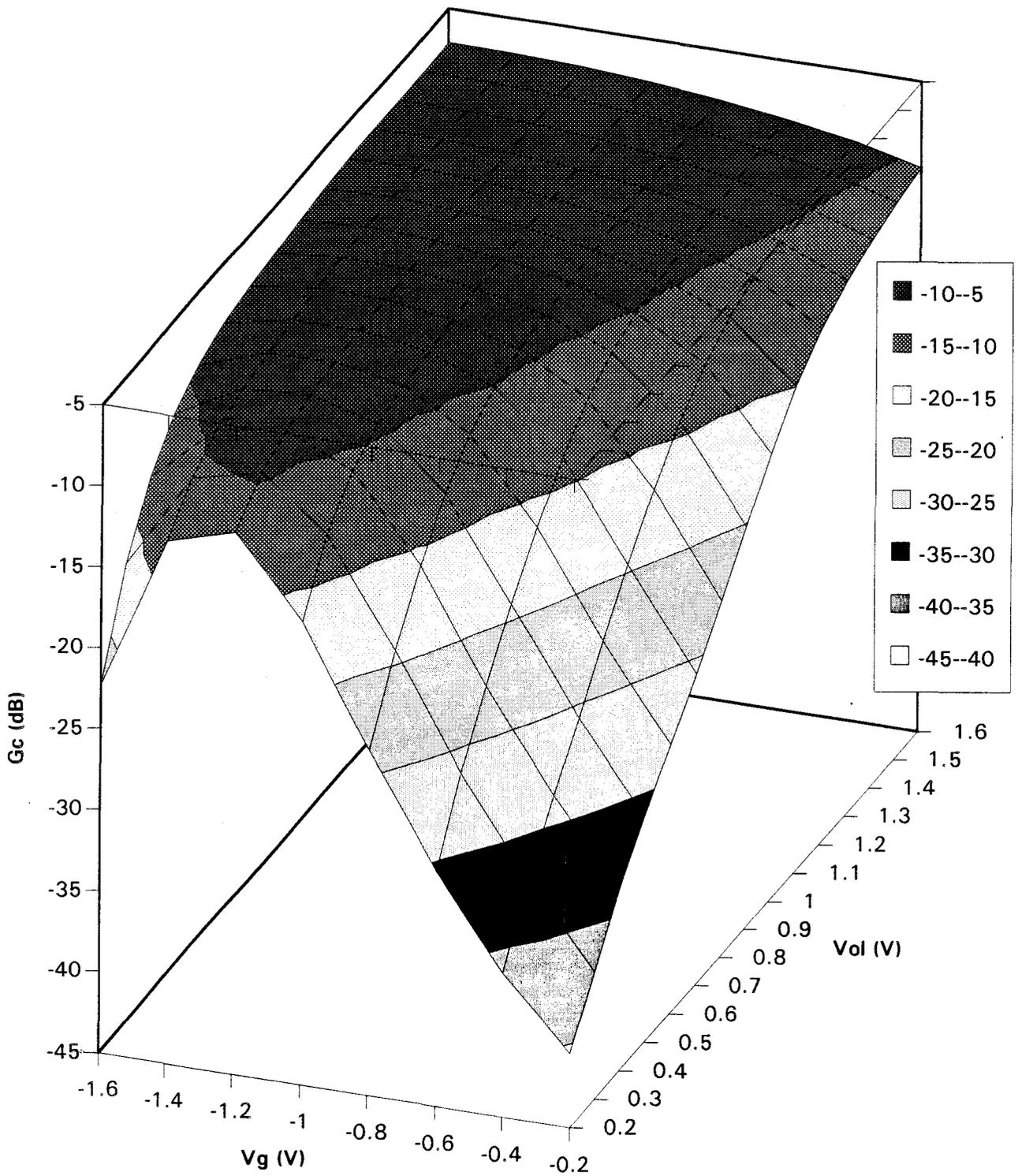


Figure V.8 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $V_{ol}$  et  $V_g$  (NE710).

### V.3.1.1 Gain de conversion et charge optimale

Nous avons représenté sur les figures V.8 et V.9 l'évolution du gain de conversion en fonction de deux variables : la tension de polarisation  $V_g$  et l'amplitude de l'oscillateur local  $Vol$ . On remarque que :

- A forte puissance OL, le gain de conversion est quasi indépendant de  $V_g$ ,
- A faible puissance OL ( $Vol < 0.8V$ ), le gain maximum est obtenu pour une polarisation de grille proche de  $V_p/2$ .

Le gain de conversion maximum est obtenu pour  $V_g = -1.6 V$  et  $Vol = 1.6 V$ . Sa valeur est de  $-7 dB$  pour le NE710 et de  $-8 dB$  pour le TEC de chez Gec Marconi. Cette différence peut s'expliquer en comparant sur la figure V.10 l'évolution de la résistance drain-source en fonction de  $V_{gs}$  des deux transistors. On s'aperçoit que la non linéarité présentée par le transistor NE710 est plus marquée, permettant donc l'obtention d'un gain un peu plus élevé.

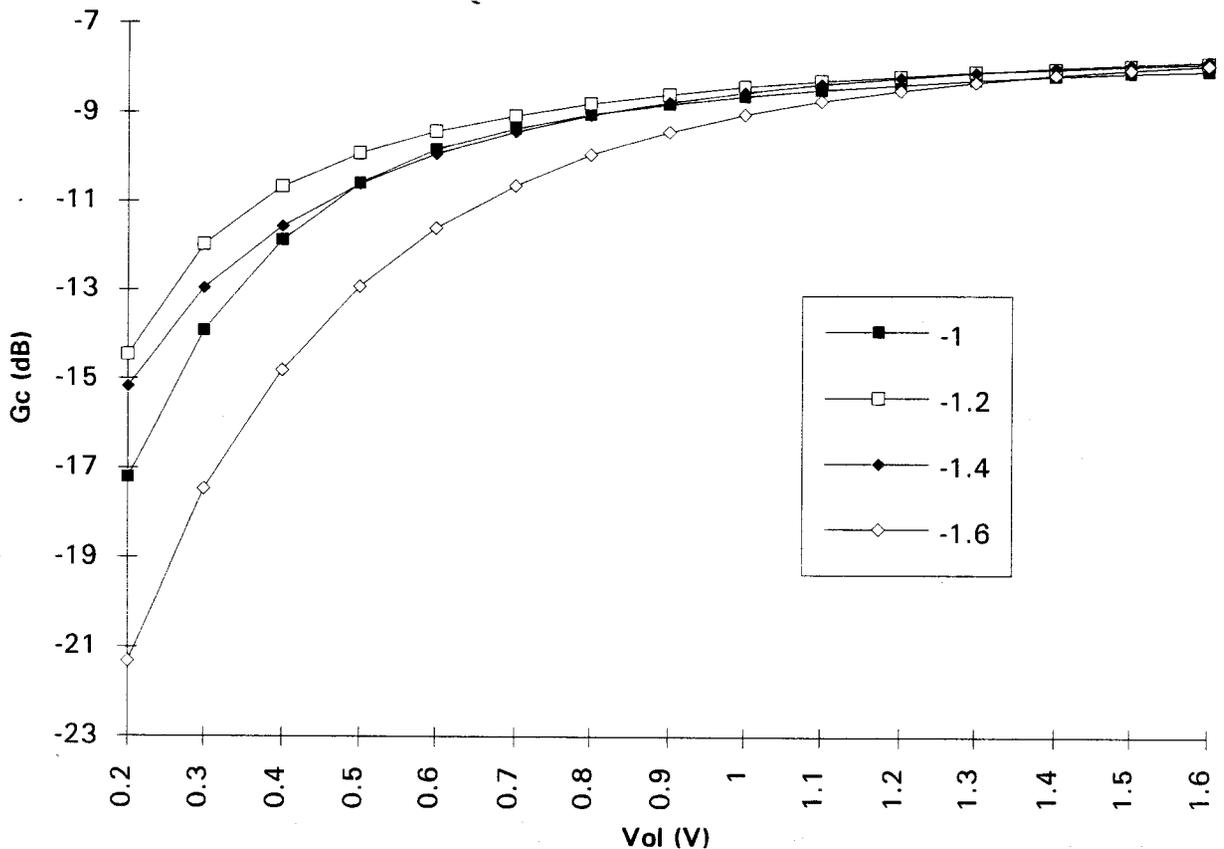


Figure V.9 : Evolution du gain de conversion en fonction de  $Vol$  et  $V_g$  (Gec Marconi).

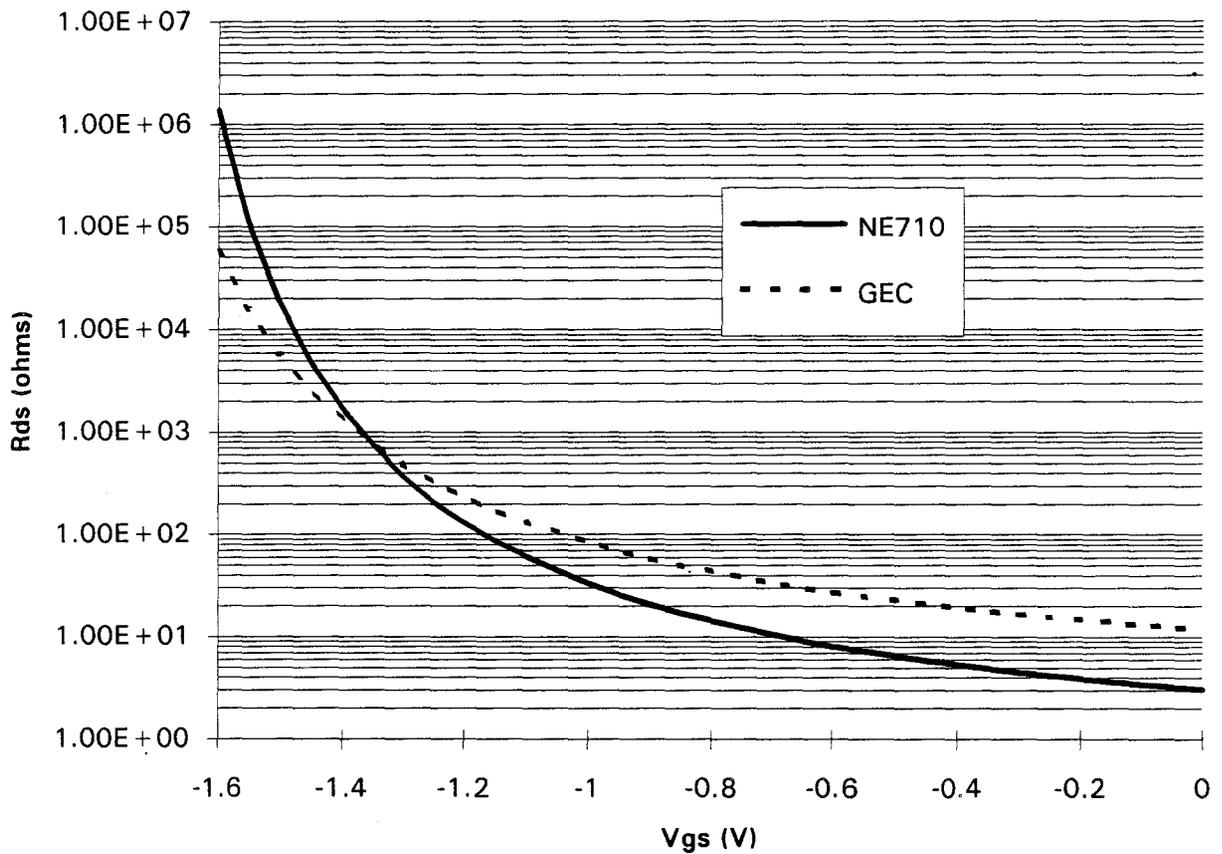
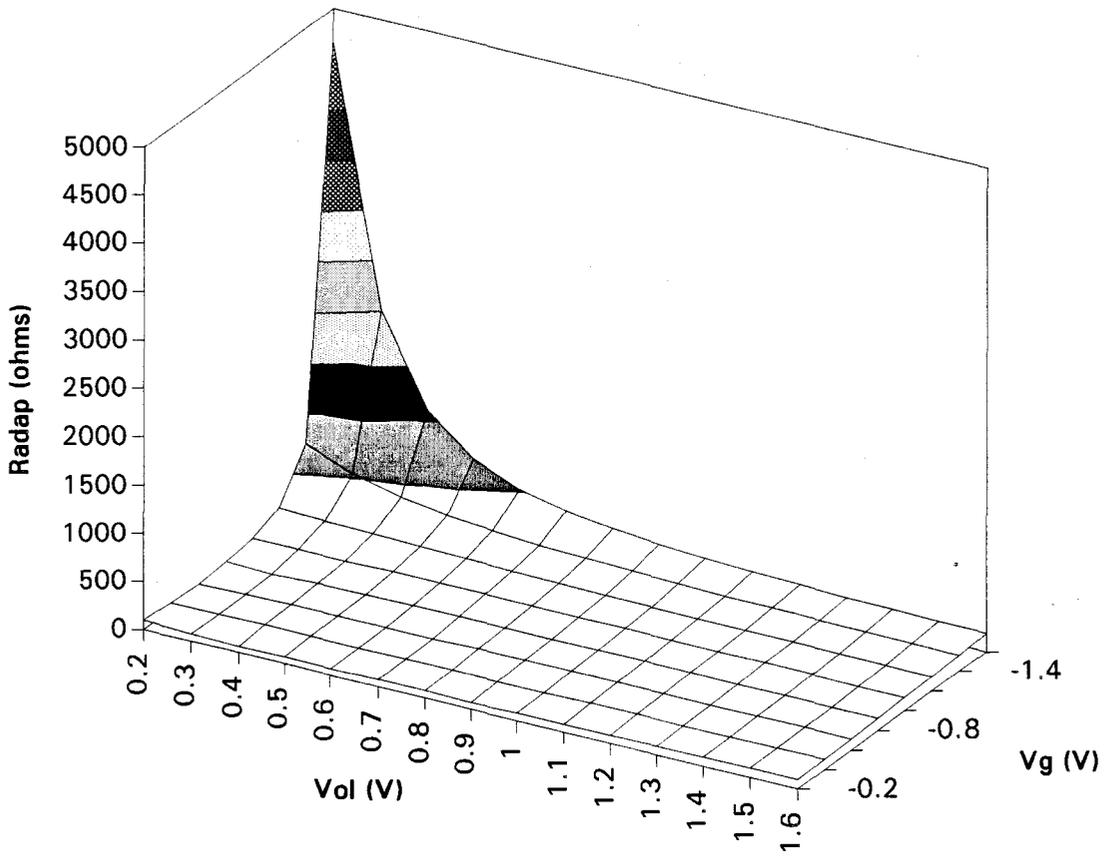


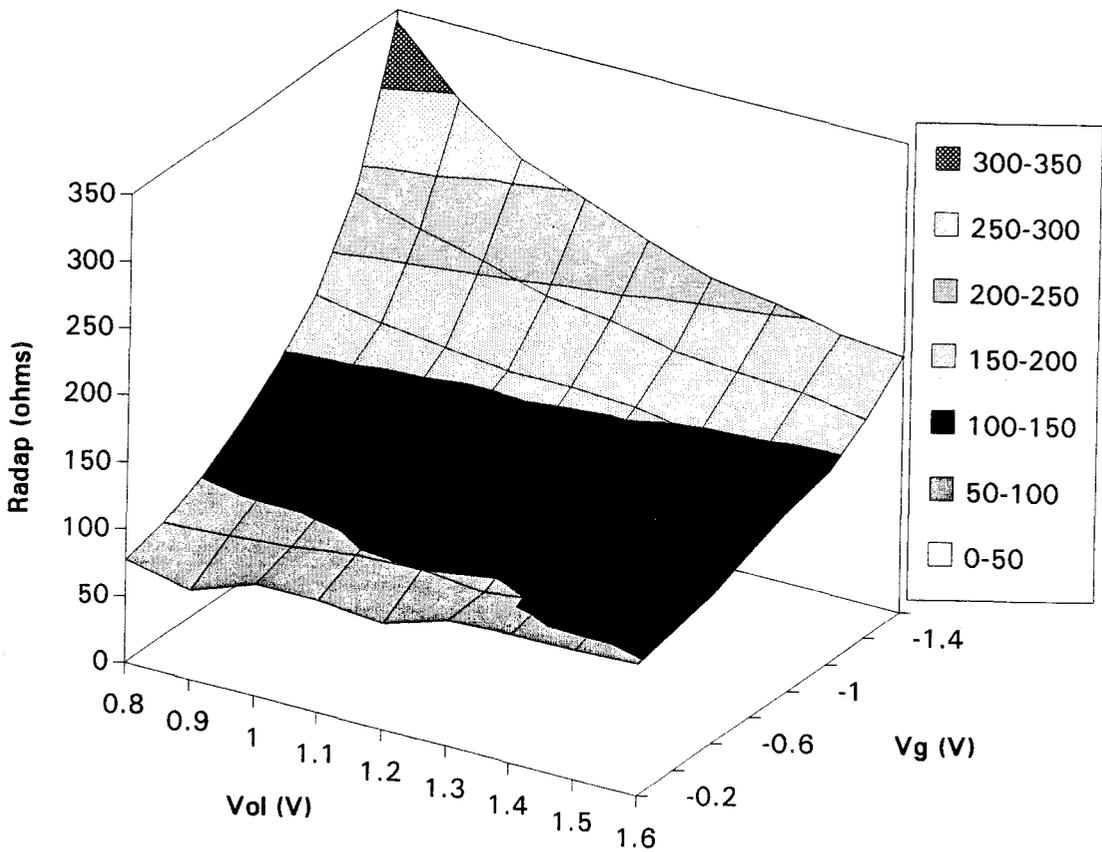
Figure V.10 : Comparaison des évolutions de Rds intrinsèque des deux transistors étudiés.

Nous avons trouvé que les impédances de charge correspondantes à présenter à la fréquence de battement FI ( $i=1$ ), sont purement résistives, c'est-à-dire que la phase  $\phi_{FI1}$  optimale reste nulle. Ceci peut s'expliquer par le fait que le circuit considéré ne contient que des éléments résistifs. La valeur de cette résistance optimale d'adaptation peut devenir très importante, comme le montre la figure V.11a, dans le cas d'un faible niveau d'OL et lorsque la grille du TEC est polarisée au pincement. Par contre, à fort niveau d'OL et toujours polarisé au pincement, le gain maximum est obtenu pour une résistance d'adaptation de valeur comprise entre 100 et 200  $\Omega$  (figure V.11b).

En comparant ces résultats à ceux obtenus en plaçant une simple résistance variable en sortie FI (paragraphe V.2.1), on constate que l'on a gagné 3 à 4 dB en présentant une charge résistive à la fréquence de battement FI, mais correspondant à un court-circuit à toutes les autres. Ainsi, pour le transistor NE710, alors que le mélangeur présente un gain de conversion de -11 dB avec une résistance d'adaptation de l'ordre de 60  $\Omega$ , il atteint à présent -7 dB avec une charge d'environ 150  $\Omega$  présentée à la fréquence de battement FI.



a. Pour de faibles tensions Vol.



b. Pour de fortes tensions Vol.

Figure V.11 : Evolution de la résistance d'adaptation optimale (Gec Marconi).

### V.3.1.2 Influence de la non linéarité de transfert

Les deux transistors utilisés précédemment ne présentant pas la même non linéarité, ils ne permettent donc pas d'obtenir des gains de conversion identiques. Il est donc intéressant d'étudier l'influence du profil de non linéarité  $R_{ds}=f(V_{gs})$  et de l'optimiser afin d'obtenir un gain de conversion maximum. Il est évident que plus la non linéarité est abrupte plus les pertes de conversion sont faibles. Mais les résultats dépendent également fortement du niveau d'OL appliqué et de la polarisation  $V_g$ . Notre programme est susceptible d'effectuer facilement cette étude en modifiant les non linéarités par ajustement des différents paramètres du modèle  $a$ ,  $R_0$  et  $V_p$ .

Dans une recherche préliminaire, nous avons trouvé que, quelles que soient les valeurs des paramètres  $a$ ,  $R_0$  et  $V_p$ , le gain de conversion maximum reste de l'ordre de -7 dB si la grille du TEC est polarisée au pincement et si l'on applique une puissance d'OL suffisamment importante. Cette étude devrait cependant être poursuivie et approfondie en vue de déterminer la non linéarité la plus favorable et le TEC le plus approprié à ce type de mélangeur.

## V.3.2 Optimisation en sortie aux autres fréquences

### V.3.2.1 Adaptation sur deux composantes

Dans le but d'accroître le gain de conversion, nous avons recherché, à l'aide de notre programme, les impédances de fermeture à présenter à chaque fréquence de battement. Rappelons que l'intérêt de notre mode d'étude est de pouvoir les faire varier indépendamment les unes des autres, ce qui permet de déterminer celles dont l'optimisation améliorera sensiblement la conversion de fréquences RF-FI.

Nous avons procédé de la façon suivante :

1) Nous avons recherché les conditions de charge optimales à une fréquence de battement choisie d'indice  $i_0$  ( $i_0$  sera égal à 19, 20 ou 39), en fixant  $V_{F1i}$  et  $\phi_{F1i}$  aux valeurs optimales calculées précédemment.

2) Puis, en gardant les conditions d'adaptation trouvées à  $i = i_0$ , nous avons relancé l'optimisation au battement  $i = 1$ .

3) Ensuite, nous réitérons les opérations des points 1) et 2) jusqu'à ce que les valeurs optimales  $V_{F1i}$  et  $\phi_{F1i}$  pour  $i = 1$  et  $i = i_0$  ne varient plus, c'est à dire lorsque le gain de conversion maximum est atteint.

4) De ces couples ( $V_{F1i}$ ,  $\phi_{F1i}$  ;  $i = 1$  et  $i_0$ ), nous déduisons les charges adaptées optimales  $R1+jX1$  et  $Ri_0+jXi_0$ , les puissances de sortie et le gain de conversion.

Nous avons ainsi réalisé, successivement et indépendamment, les adaptations aux fréquences OL ( $i_0 = 19$ ), RF ( $i_0 = 20$ ) et somme ( $i_0 = 39$ ), repérées sur la figure V.2. Le tableau V.3 indique quelles sont les impédances de charge qu'il faut présenter à chacun de ces battements pour obtenir un gain de conversion maximum lorsque l'on court-circuite les autres fréquences. Nous pouvons faire les remarques suivantes :

a) Adaptation à la fréquence OL :

Elle est réalisée avec une charge optimale de faible valeur capacitive. L'amélioration du gain de conversion se révèle très faible. L'adaptation à cette fréquence ne modifie que très peu les résultats de l'optimisation réalisée au battement  $i = 1$ .

b) Adaptation à la fréquence RF :

Elle permet d'améliorer le gain de 2 à 3 dB. Elle est réalisée quand on présente une charge capacitive de faible valeur. La charge adaptée à la fréquence FI ( $i = 1$ ) n'est que très peu modifiée.

c) Adaptation à la fréquence somme OL+RF :

Elle n'exerce que très peu d'influence sur le gain de conversion. La charge optimale, d'impédance faible, ne modifie pas sensiblement la charge optimale qu'il faut présenter au battement  $i=1$ .

i	partie réelle	partie imaginaire	gain de conversion
1	R1opt	X1 = 0	#-8 à -7 dB
1 19	R1#R1opt R19#qqes ohms	X1#0 et <0 X19 grande et <0	amélioration négligeable
1 20	R1#R1opt R20#qqes ohms	X1#qqes ohms et >0 X20#grande et <0	amélioration de 2 à 3dB
1 39	R1#R1opt R39#0	X1#qqes ohms et <0 X39#qqes dizaines d'ohms et <0	amélioration négligeable

Tableau V.3 : Optimisation du mélangeur série par adaptation sur deux composantes (NE710,  $V_{ol}=1V$ ,  $V_p/2 > V_g > V_p$ ).

### V.3.2.2 Adaptation sur quatre composantes

Nous étendons notre recherche des charges optimales du mélangeur en considérant à présent l'adaptation réalisée à la fois sur les quatre composantes fréquentielles d'indice  $i = 1, 19, 20$  et  $39$ . Pour ce faire, nous avons réoptimisé la charge à la fréquence  $FI$  ( $i = 1$ ) en conservant aux autres battements les tensions et phases trouvées précédemment.

Les résultats obtenus pour les deux transistors étudiés sont récapitulés dans le tableau V.4. A titre de comparaison, nous présentons également les optimisations effectuées sur le battement  $i = 1$  seul et sur deux composantes.

Nous constatons qu'en adaptant la sortie du mélangeur série à toutes les fréquences, nous n'obtenons pas un gain meilleur que celui correspondant à l'adaptation sur les deux battements  $1$  et  $20$ . Par conséquent, il est possible d'optimiser le fonctionnement d'un tel mélangeur en adaptant sa sortie simplement aux deux fréquences  $FI$  et  $RF$ , les autres composantes fréquentielles étant court-circuitées.

### V.3.3 Optimisation en entrée RF

L'optimisation de l'impédance de source  $RF$  nécessiterait une étude similaire à la précédente en recherchant les valeurs des impédances qu'il conviendrait de présenter à chaque composante fréquentielle. Dans une première approche, nous avons simplement fait varier la valeur de la résistance du générateur  $R_g$ , indépendamment de la fréquence, afin de trouver celle qui nous donne un gain de conversion maximum. Pour chaque valeur de  $R_g$ , nous avons réajusté l'amplitude de la tension  $v_{RF}$  pour maintenir la puissance d'entrée disponible  $P_{rf}$  constante (cf. figure V.1).

Adaptation au battement : i =		transistors	
		NEC710 0.3 x 300 $\mu\text{m}^2$	Gec Marconi 4 x 0.5 x 50 $\mu\text{m}^2$
1	R1 (ohms)	150	207
	X1 (ohms)	0	0
	<b>Gc (dB)</b>	<b>-7.4</b>	<b>-8.6</b>
1 et 19	R1 (ohms)	150	207
	X1 (ohms)	-0.05	-0.04
	R19 (ohms)	4	21
	X19 (ohms)	-1070	-1400
	<b>Gc (dB)</b>	<b>-7.4</b>	<b>-8.6</b>
1 et 20	R1 (ohms)	150	198
	X1 (ohms)	9	-9
	R20 (ohms)	13	2.9
	X20 (ohms)	-1900	-2300
	<b>Gc (dB)</b>	<b>-5</b>	<b>-6.3</b>
1 et 39	R1 (ohms)	150	202
	X1 (ohms)	-5	-32
	R39 (ohms)	0.02	0.5
	X39 (ohms)	-48	-240
	<b>Gc (dB)</b>	<b>-7.4</b>	<b>-8.6</b>
1 et 19 et 20 et 39	R1 (ohms)	152	120
	X1 (ohms)	5	15
	R19 (ohms)	570	87
	X19 (ohms)	-1800	-3400
	R20 (ohms)	780	1400
	X20 (ohms)	520	1500
	R39 (ohms)	24	133
	X39 (ohms)	-210	-600
<b>Gc (dB)</b>	<b>-4.9</b>	<b>-6.5</b>	

Tableau V.4 : Résultats des adaptations sur deux, puis sur quatre composantes (Vg=-1.4V, Vol=1V).

Les résultats obtenus avec le transistor NE710 sont présentés dans le tableau V.5, où nous avons considéré deux cas d'adaptation en sortie :

- la sortie est adaptée à la seule composante d'indice  $i = 1$  (fréquence FI), les autres battements étant court-circuités.

- la sortie, adaptée aux quatre battements d'indice  $i = 1, 19, 20$  et  $39$ , est fermée sur un court-circuit à toutes les autres fréquences.

Nous constatons que l'amélioration apportée au gain de conversion est négligeable en adaptant l'entrée RF par optimisation de la résistance du générateur  $R_g$ , indépendante de la fréquence. Cependant, ces résultats préliminaires doivent être complétés par une recherche des adaptations optimales aux différentes fréquences de battement sur l'entrée RF du mélangeur série.

adaptation réalisée en sortie	Rg non optimisée		Rg optimisée	
	Rg (ohms)	Gc (dB)	Rg (ohms)	Gc (dB)
au battement $i = 1$	50	-7.4	70	-7.3
aux battements $i = 1, 19, 20, 39$	50	-4.91	45	-4.86

Tableau V.5 : Comparaison du gain de conversion avec et sans optimisation de  $R_g$  ( $V_g = -1.4V$ ,  $V_{ol} = 1V$ ).

# Conclusion

Nous avons développé un mode d'étude original des conditions optimales d'adaptation d'un circuit non linéaire à l'aide d'un programme de calcul numérique.

Cette étude, basée sur le principe d'optimisation des impédances de fermeture à différentes fréquences de battement, s'effectue dans le domaine temporel et présente alors l'avantage de tenir compte de toutes les composantes fréquentielles apparaissant dans le circuit. Alors que, pour le logiciel MDS, il doit être suffisamment élevé pour obtenir une bonne précision des prévisions. L'importance du nombre de composantes à considérer lors des simulations a été mise en évidence.

Par ailleurs, notre étude offre la possibilité de simuler un très grand nombre d'impédances car elles sont représentées par une tension dont on modifie à volonté le module et la phase.

Nous avons mis en oeuvre notre programme de calcul numérique pour rechercher les impédances de charge d'un mélangeur à TEC froid série permettant d'obtenir un gain de conversion maximum. Les premiers résultats obtenus montrent qu'il est effectivement possible d'améliorer le gain en adaptant la sortie FI à certaines fréquences. Bien entendu, le problème de la synthèse de ces impédances dans un circuit hyperfréquences devra être résolu pour des réalisations expérimentales.

Ces résultats sont très encourageants et montrent qu'il serait intéressant d'approfondir cette étude théorique en considérant, d'une part, l'existence des éléments réactifs à la fois dans le circuit et dans le transistor et, d'autre part, en traitant le cas du mélangeur parallèle.

Enfin, une exploitation exhaustive de ce programme au cas de l'adaptation, à la fois en entrée et en sortie, aux composantes fréquentielles les plus influentes devrait permettre d'optimiser le fonctionnement des mélangeurs en accroissant leur gain de conversion.

# Conclusion générale

# Conclusion générale

L'objectif de ces travaux de recherche était double. En premier lieu, il consistait en l'étude de la faisabilité en bande K de têtes mélangeuses de fréquences utilisant le TEC froid comme élément non linéaire. Cela nous a permis de comparer les configurations possibles du TEC froid. En second lieu, il s'agissait d'élaborer un programme informatique performant recherchant l'optimisation systématique des structures.

Une étude théorique en simulation nécessite l'utilisation de modèles fiables. Nous en avons développé deux originaux (DHS2 et DHS3) ; l'un tient compte de la non linéarité de sortie (fonction de  $V_{ds}$ ) tandis que l'autre décrit avec précision les dérivées première et seconde de la non linéarité de transfert (fonction de  $V_{gs}$ ).

Une première comparaison des configurations parallèle et série a été menée en simulation après implantation des modèles du TEC froid dans le logiciel MDS. Nous avons ainsi pu envisager les réalisations technologiques.

La mesure des performances des structures parallèle et série a été faite sur des mélangeurs réalisés en technologie hybride puis en technologie intégrée. Elles nous a permis de comparer de manière approfondie les deux configurations.

La validation de nos modèles a pu se faire systématiquement en comparant les performances issues des simulations et celles issues des mesures.

Enfin, dans le but d'améliorer le gain de conversion de nos mélangeurs, nous avons développé un programme informatique original qui optimise les impédances de fermetures. Celui-ci a été appliqué au cas de la configuration série.

Ce travail de thèse a donc mis en évidence le fait que le TEC froid monté en série se révèle être un élément de mélange aussi avantageux que le TEC froid adoptant la configuration parallèle.

Par ailleurs, les modèles que nous avons élaborés permettent de prévoir les performances avec une bonne exactitude. Ceci est particulièrement remarquable pour l'intermodulation d'ordre trois.

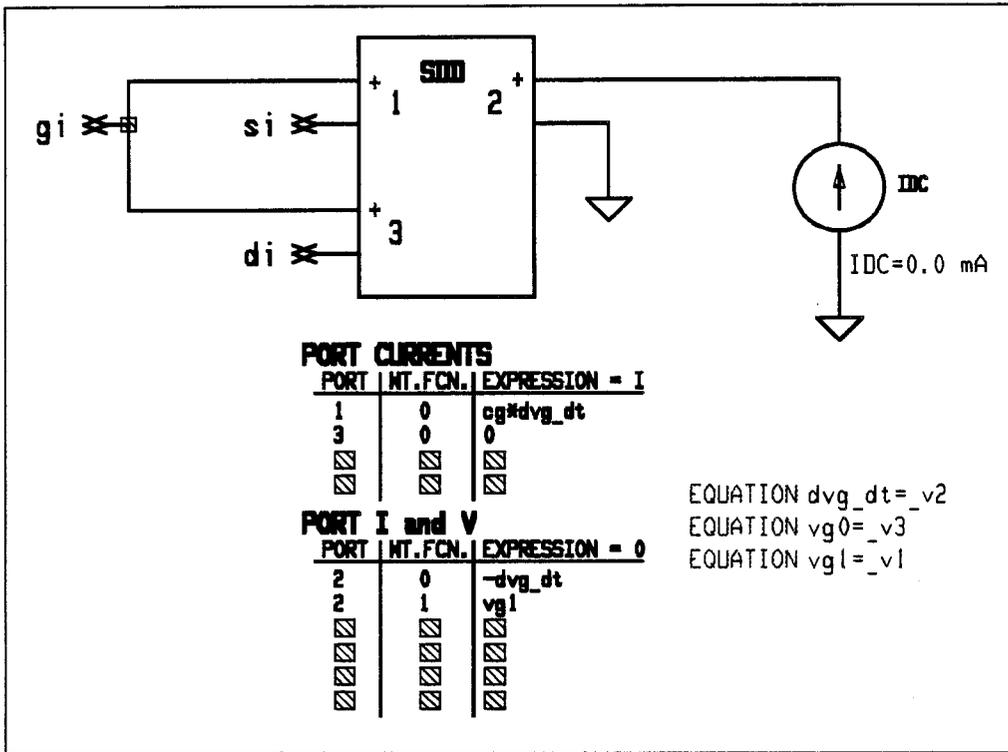
De plus, notre programme d'optimisation montre la possibilité d'améliorer le gain de conversion de nos mélangeurs en adaptant correctement ses accès à certaines fréquences.

A l'avenir, il serait souhaitable de mettre au point un modèle tenant compte à la fois de la non linéarité de sortie et de l'évolution des dérivées de la non linéarité de transfert.

De même, dans la mesure où nous avons comparé des circuits élémentaires, nous pourrions envisager la comparaison des structures série et parallèle dans le cadre de mélangeurs plus complexes, répondant à un cahier des charges précis.

Enfin, il serait intéressant d'utiliser les résultats donnés par notre programme d'optimisation, en adaptant en pratique les accès de nos mélangeurs à certaines fréquences bien précises.

**Modélisation intrinsèque de la capacité grille-source sur MDS à l'aide d'un 'SDD' (Symbolic Defined Device).**



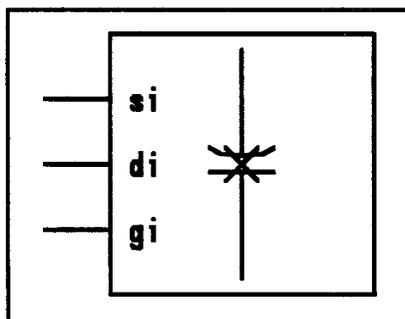
Définition des tensions et courants aux trois ports d'entrée du 'SDD'

EQUATION  $Cg = m \cdot (d + e \cdot \tanh(a \cdot (vg1 - v0))) / (1 - vg1/0.75)^{ex} + (1 - m) \cdot (d + e \cdot \tanh(a \cdot (vg0 - v0))) / (1 - vg0/0.75)^{ex}$

Paramètres du modèle :

d, e, a, v0, ex et m

Equation du modèle des capacités



Dessin symbolique du modèle

N.B. : la modélisation de la capacité grille-drain s'effectue de la même façon en inversant les accès "si" et "di".

# Références

# Bibliographie

- [1] H. BURET, M. HUBNER, B. RATTAY, A. RECLY, C. TRONCHE, "MMICs for 30/20GHz space equipments", European Microwave Conference Proceedings, pp. 1967 - 1972, 1994.
- [2] H. ZIRATH, I. ANGELOV, "A 10 GHz to GHz Regenerative Frequency Divider", European Microwave Conference Proceedings, pp. 1424 - 1429, 1994.
- [3] K. ONODERA, M. MURAGUCHI, "Very Low-Intermodulation GaAs Mixers with Negative Feedback", European Microwave Conference Proceedings, pp. 642 - 647, 1994.
- [4] Y. AYASLI, "Microwave Switching With GaAs FETs", Microwave Journal, pp. 61 - 74, Nov. 1982.
- [5] G. DAWE, D. BARTLE, F. SPOONER, "DC to 20 GHz Monolithic GaAs FET Switches Based on Quarter-Micron Gates", Microwave Journal, pp. 116 - 123, Aug. 1988.
- ✓ [6] S. A. MASS, "A Low Distortion GaAs MESFET Resistive Mixer", Microwave Journal, PP. 213 - 220, Mar. 1988.
- [7] H. ZIRATH, "A Subharmonically Pumped Resistive Dual-HEMT-Mixer", I.E.E.E. MTT-S Digest, pp. 875 - 878, 1991.
- [8] H. ZIRATH, I. ANGELOV, N. RORSMAN, "A HFET millimeterwave resistive mixer", European Microwave Conference Proceedings, pp. 614 - 619, 1992.

- [9] H. ZIRATH, I. ANGELOV, N. RORSMAN, "A Millimeterwave Subharmonically Pumped Resistive Mixer based on a Heterostructure Field Effect Transistor Technology", I.E.E.E. MTT-S Digest, pp. 599 -602, 1992.
- [10] I. ANGELOV, H. ZIRATH, N. RORSMAN, C. KARLSSON, R. M. WEIKLE, "An F-Band Resistive Mixer Based on Heterostructure Field Effect Transistor Technology", I.E.E.E. MTT-S Digest, 1993.
- [11] 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, U.S.T.L., 1990.
- [12] L. PICHETA, "Conception et réalisation en MMIC sur AsGa de transposeurs de fréquence dans les bandes C et Ku", Thèse de doctorat 3ème cycle, U.S.T.L., Sept. 1994.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] S. A. MASS, "Microwave Mixers", Artech House.
- [16] S. HEMBERT, "Conception et réalisation de convertisseur de fréquence et d'oscillateurs monolithiques à transistor à effet de champ", Thèse de doctorat 3ième cycle, U.S.T.L., mai 1990.

- [17] J. GEDDES, P. BAUHAHN, S. SWIRHUN, "A millimeter wave passive FET mixer with low  $1/f$  noise", I.E.E.E. MTT-S Digest, pp. 1045 - 1047, 1991.
- [18] L. PICHETA, E. GOSSE, E. A. ALLAMANDO, "Modèle non linéaire de CAO des switches réalisés par TEC en AsGa", 8ièmes J.N.M., Brest, Mai1993.
- [19] 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. Transactions on Electron Devices, Vol ED-34, NO 2, pp. 160 - 168, Feb. 1987.
- [20] E. A. ALLAMANDO, L. PICHETA, "Nonlinear modelling of GaAs FET switches", I.S.S.S.E. U.R.S.I., Paris, pp. 406 - 407, Sept. 1992.
- [21] A. PEDEN, R.-A. PERICHON, "Modélisation non linéaire de transistors MESFET", Ann. Télécommun., 47, N° 5 - 6, 1992.
- [22] S. A. MASS, "A GaAs MESFET Balanced Mixer with Very Low Intermodulation", I.E.E.E. MTT-S Digest, pp. 895 - 898, 1987.
- [23] S. A. MASS, "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, April 1987.
- [24] G. DAMBRINE, A. CAPPY, F. HELIODORE, E. PLAYEZ, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit", I.E.E.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, NO. 7, pp. 1151 - 1159, July 1988.
- [25] E. GOSSE, "Etude de faisabilité d'un mélangeur de fréquences microonde 24GHz", Diplôme d'Etude Approfondies, U.S.T.L., Juillet 1993.

- [26] E. A. ALLAMANDO, L. PICHETA, "Nonlinear modelling of III-V switching devices in microwave frequency", Symposium Nacional de la Union Scientifica Internacional de Radio, Caceres (Espagne), Sept 1991.
- [27] E. A. ALLAMANDO, L. PICHETA, "Nonlinear modelling of GaAs FET switches", Int. Conf. on Microelectronics, Monastie (Tunisie), pp. 3241 - 3242, Dec. 1992.
- [28] L. PICHETA, E. GOSSE, E. A. ALLAMANDO, "Modélisation phénoménologique non linéaire des TECs AsGa en régime de commutation, dits 'TECs froids' ", 9ième J.N.M., Paris CNAM, Avril 1995.
- [29] L. PICHETA, E. A. ALLAMANDO et E. GOSSE, "Transistor AsGa à effet de champ en régime de commutation", Revue de l'Electricité et de l'Electronique, NO. 1, pp. 82 - 87, janvier 1996.
- [30] S. A. MASS, D. NEILSON, "Modeling MESFET's for Intermodulation Analysis of Mixers and Amplifiers", I.E.E.E. Trans. On Microwave Theory And Techniques, Vol. 38, NO. 12, pp. 1964 - 1971, Dec. 1990.
- [31] 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.
- [32] D. SCHREURS, B. NAUWELAERS, W. De RAEDT, M. Van ROSSUM, "Requirements of a large-signal HEMT model with regard to non-linear MMIC design", Proceedings of the European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Applications Symposium, pp. 427 - 430, Torino (Italy), April 1994.

- [33] R. H. CAVERLY, "Distortion in Off-State Arsenide MESFET Switches", I.E.E.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, NO. 8, pp. 1323 - 1328, Aug. 1993.
- [34] R. H. CAVERLY, "Distortion in GaAs MESFET Switch Circuits", Microwave Journal, pp. 106 - 114, Sept. 1994.
- [35] V. I. COJOCARU, T. J. BRAZIL, "Modelling the gate capacitances of MESFETs and HEMTs from low-frequency C-V measurements", European Microwave Conference Proceedings, pp. 511 - 514, 1993.
- [36] V. I. COJOCARU, T. J. BRAZIL, "A Large-Signal Model for GaAs MESFET's and HEMT's Valid at Multiple DC Bias-Points", Proceedings of the European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Applications Symposium, pp. 419 - 422, Torino (Italy), April 1994.
- [37] D. DIVEKAR, "Comments on 'GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE' ", I.E.E.E. Transactions on Electron Devices, Vol ED-34, NO 12, pp. 2564 - 2565, Dec. 1987.
- [38] I. W. SMITH, H. STATZ, H. A. HAUS, R. A. PUCCEL, "On Charge Nonconservation in FET's", I.E.E.E. Transactions on Electron Devices, Vol ED-34, NO 12, pp. 2565 - 2568, Dec. 1987.
- [39] N. SCHEINBERG, E. CHISHOLM, "A Capacitance Model for GaAs MESFET's", I.E.E.E. Journal of Solid-State Circuits, Vol. 26, NO. 10, pp. 1467 - 1470, Oct. 1991.
- [40] Hewlett Packard, Microwave Design System, Component Catalog, Vol. 2, Feb. 1991.

- [41] W. R. CURTICE, "Nonlinear Analysis of GaAs MESFET Amplifiers, Mixers, and Distributed Amplifiers Using the Harmonic Balance Technique", I.E.E.E. Trans. On Microwave Theory And Techniques, Vol. MTT-35, NO. 4, pp. 441 - 447, April 1987.
- [42] V. RIZZOLI, A. LIPPARINI, A. COSTANZO, F. MASTRI, C. CECCHETTI, A. NERI, D. MASOTTI, "State-of-the-Art Harmonic-Balance Simulation of Forced Nonlinear Microwave Circuits by the Piecewise Technique", I.E.E.E. Trans. On Microwave Theory And Techniques, Vol. 40, NO. 1, pp. 12 - 28, Jan. 1992.
- [43] N.-E. RADHY, "Etude des non linéarités et du bruit dans les transistors bigrilles submicroniques à effet de champ. Applications en microondes : -amplification à gain contrôlé - multiplication de fréquences", Thèse de doctorat 3ième cycle, U.S.T.L., Sept. 1985.
- [44] S. PENG, P. J. McCLEER, G. I. HADDAD, "Nonlinear Models for the Intermodulation Analysis of FET Mixers", I.E.E.E. Trans. On Microwave Theory And Techniques, Vol. 43, NO. 5, pp. 1037 - 1045, May 1995.
- [45] E. GOSSE, E. A. ALLAMANDO, "Conception of Microwave Monolithic Integrated Mixers Based on GaAs FET Switches Devices", Fifth Eurochip Workshop On VLSI Design Training, Dresden (Germany), pp 416 - 421, Oct. 1994.
- [46] E. GOSSE, L. PICHETA, E. A. ALLAMANDO, "Conception de mélangeurs hyperfréquences à TEC froid", 9ième J.N.M., Paris CNAM, avril 1995.
- [47] J. C. CAYROU, J. M. DIENOT, J. GRAFFEUIL, J. F. SAUTEREAU, "Méthodologie pour l'étude de circuits non linéaires - Conception de mélangeurs à TEC", 8ième J.N.M., Brest, Mai 1993.

[48] J. F. VILLEMAZET, M. CAMIADE, J. OBREGON, "Melangeur a TEC froid à faibles pertes de conversion par optimisation statique des impédances de fermeture", 8ième J.N.M., Brest, Mai 1993.

[49] J. F. VILLEMAZET, M. CAMIADE, J. OBREGON, "Conversion loss improvement of cold FET mixers by a statistical optimization of the unwanted mixing frequencies terminations", European Microwave Conference, pp. 760 - 763, 1993.

## Résumé

Le TEC froid (non polarisé sur le drain) est un élément non linéaire employé avantageusement dans les têtes mélangeuses de fréquences. Habituellement monté en configuration parallèle, nous l'avons également utilisé en série. Il était donc intéressant de concevoir et de réaliser des mélangeurs microondes adoptant ces deux configurations dans le but de comparer leurs performances.

Afin de simuler le fonctionnement des mélangeurs, nous avons développé deux nouveaux modèles de TEC froid, l'un tenant compte de la non linéarité de sortie (fonction de Vds) et l'autre décrivant correctement les dérivées première et seconde de la non linéarité de transfert (fonction de Vgs). La simulation effectuée sur le logiciel MDS de Hewlett Packard nous a permis la recherche des conditions optimales de fonctionnement pour les deux configurations.

Après une première réalisation au laboratoire en technologie hybride, une seconde en technologie intégrée monolithique sur AsGa (MMIC) a été réalisée chez le fondeur Gec-Marconi. Les performances, mesurées au laboratoire, s'avèrent intéressantes et démontrent que la configuration série présente autant d'intérêt que la parallèle.

Par ailleurs, nous avons élaboré un programme de calcul numérique original permettant la recherche des impédances de fermeture optimales à toutes les fréquences. Cette optimisation, appliquée au cas du mélangeur série, montre la possibilité d'améliorer très sensiblement le gain de conversion.

## Mots clés

Mélangeur de fréquences

Commutateur série

Transistor à effet de champ

MMIC sur AsGa

Modélisation

Commutateur parallèle

Impédances de fermeture

Hyperfréquences