

**N° d'ordre : 40430**

**THESE**

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET ETCHNOLOGIES DE LILLE

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

Par

**Nicolas THOUVENIN**

**ETUDES DES POTENTIALITES DES COMPOSANTS A BASE DE  
NITRURE DE GALLIUM POUR DES APPLICATIONS MELANGEURS  
A LARGE BANDE DE FREQUENCE**

Soutenance devant la commission d'examen le 14 décembre 2010

Membre du jury :

MM. P. DESCAMPS  
C. GAQUIERE  
S. PIOTROWICZ  
T. ZIMMER  
M. CAMPOVECCHIO  
Y. MANCUSO  
D. LANGREZ  
F. DOUKHAN  
N. VELLAS

Président du jury  
Directeur de thèse  
Co-directeur de thèse  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur  
Examineur  
Invité

*A mes parents*

*A mes sœurs*

## Remerciements

*Ce travail a été réalisé à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) à l'Université des Sciences et technologies de Lille dirigé par Monsieur le Professeur A. CAPPY et financé par la Délégation Générale pour l'Armement.*

*La direction de ces travaux a été assurée par Monsieur le Professeur C. Gaquière à qui j'exprime ma plus vive reconnaissance pour toute sa confiance et ses compétences considérables qui m'ont permis de mener ce travail dans les meilleures conditions. De plus, ses connaissances m'ont permis d'élargir mon domaine d'activité et je l'en suis très reconnaissant. Je suis fier de le compter aujourd'hui parmi mes amis.*

*La co-direction a été assurée par Monsieur le Professeur S. Piotrowicz pour qui j'exprime ma gratitude pour son encadrement avec une orientation sur le monde industriel.*

*Je tiens à remercier Monsieur le Professeur J.C. De Jaeger pour la confiance qu'il m'a accordée en m'accueillant au sein de son équipe.*

*Monsieur T. Zimmer, Professeur à l'Université de Bordeaux (IMS) et Monsieur M. Campovecchio, Professeur à l'université de Limoges (XLIM), me font l'honneur de juger ce travail et d'en être les rapporteurs. Je leur exprime ma plus vive reconnaissance.*

*J'adresse mes sincères remerciements à Mme Elisabeth Delos pour toute l'attention qu'elle m'a accordée ainsi que le temps qu'elle a bien voulu me consacrer pour me former à l'utilisation du matériel de caractérisation hyperfréquence.*

*Un très grand merci à Damien Ducatteau pour toute son aide lors des mesures et notamment lors de la partie de caractérisation de mélangeurs à l'aide du LSNA.*

*Je remercie également Didier Vandenmoere pour avoir mis en boîtier un grand nombre de composants avec toute la dextérité qui lui est reconnue.*

*Merci également à Simon Vandenbrouck et Kamel Madjour pour avoir passé un temps conséquent à la réalisation technologique des circuits en salle blanche.*

*Mes remerciements vont également à Valéria Di Giacomo qui après sa venue au sein de notre laboratoire a bien voulu partager ses connaissances en modélisation et me fournir un modèle de transistor froid.*

*Comment ne pas remercier Matthieu Werquin pour toute son aide et son immense savoir sur la modélisation de transistors. Je le remercie d'avoir sacrifié autant de temps pour me permettre d'élaborer un logiciel d'extraction de modèle qui j'espère il lui sera utile.*

*Enfin je remercie particulièrement Nicolas Vellas pour toute la patience qu'il lui a fallu pour m'aider lors de la réalisation de ce manuscrit. De plus, il a largement contribué à ma formation aux mesures hyperfréquences et m'a fait découvrir de nouveaux domaines technologiques.*

## TABLE DES MATIERES

Introduction.....	11
Chapitre I Etude préalable aux mélangeurs.....	13
I.1. Introduction.....	16
I.2. Filière GaN.....	18
I.3. Grandeurs caractéristiques d'un transistor.....	19
I.3.1. Les paramètres de répartition $S_{ij}$ .....	19
I.3.2. Coefficients de réflexion en entrée et en sortie .....	20
I.3.3. Facteur de stabilité et cercle de stabilité .....	21
I.3.4. Gains maximum disponibles et stables (MAG et MSG) .....	23
I.4. Description et grandeurs caractéristiques d'un mélangeur de fréquence .....	24
I.4.1. Description d'un mélangeur .....	24
I.4.2. Principe de fonctionnement d'un mélangeur .....	24
I.4.3. Grandeurs caractéristiques .....	27
I.4.3.a. Gain de conversion.....	27
I.4.3.b. Fréquence image. ....	27
I.4.3.c. Isolations.....	29
I.4.3.d. Point de compression à 1 dB .....	30
I.4.3.e. IP3 : Point d'interception d'ordre 3 .....	31
I.4.3.f. IMR3 : Taux d'intermodulation d'ordre 3 .....	33
I.4.3.g. Produits de mélange parasites.....	34
I.4.3.h. Mélangeur à réjection d'image. ....	35
I.5. Mélangeur à diode .....	35
I.5.1. Détermination des non linéarités du générateur de courant.....	35
I.5.2. Etude des non linéarités en fonction de la polarisation de la diode.....	36
I.5.3. Architectures de mélangeurs à diodes .....	38
I.5.3.a. Mélangeur à diode de type « single-ended » .....	38
I.5.3.b. Mélangeur à diodes simplement équilibré.....	39
I.5.3.c. Mélangeur à diodes doublement équilibré.....	41

I.6. Mélangeur à transistors BJT .....	42
I.7. Mélangeur à transistor FET .....	43
I.7.1. Détermination des non linéarités du générateur de courant de drain.....	43
I.7.2. Non linéarités associées à un mélangeur.....	45
I.7.3. Architectures de mélangeurs à transistors FET.....	49
I.7.3.a. Mélangeur froid.....	49
I.7.3.b. Mélangeur chaud.....	50
I.7.3.c. Mélangeur double grille.....	51
I.7.3.d. Mélangeur en anneau. ....	51
I.8. Architectures plus complexes à base de mélangeur .....	52
I.8.1. Mélangeur à combinaison de puissance.....	52
I.8.2. Mélangeur à réjection d'image.....	54
I.9. Etat de l'art des performances de mélangeurs en bande X.....	57
I.10. Conclusion .....	59
I.11. Bibliographie.....	60
I.12. Annexes.....	63
I.12.1. Représentation fréquentielle de la fonction de transfert à l'ordre 4 .....	63
I.12.2. Analyse des non linéarités du générateur de courant.....	68
Chapitre II   Modélisation électrique des transistors .....	73
II.1. Introduction.....	76
II.2. Description des bancs de caractérisation et présentation des résultats de mesures .....	77
II.2.1. Présentation du banc de caractérisation dédié aux mesures en régimes statique et petit signal établis .....	77
II.2.2. Présentation du banc de caractérisation dédié aux mesures en régimes de polarisation et hyperfréquence pulsés.....	79
II.2.2.a. Principe de fonctionnement de l'analyseur de réseaux en régime pulsé.....	82
a. Mode large bande ou synchrone.....	83
b. Mode bande étroite ou asynchrone .....	84
II.2.2.b. Objectifs des mesures $IV$ et $S_{ij}$ en régime pulsé.....	87
II.2.3. Mesures de puissance .....	88
II.2.3.a. Principe des mesures loadpull .....	88
a. Banc loadpull à charge passive .....	89

b. Banc loadpull à charge active .....	89
c. Principaux avantages et inconvénients .....	89
II.2.3.b. Présentation du banc loadpull utilisé durant ces travaux .....	90
II.3. Modélisation .....	94
II.3.1. Modélisation du transistor et schéma électronique .....	94
II.3.2. Eléments extrinsèques .....	96
II.3.2.a. Détermination des éléments extrinsèques .....	96
II.3.2.b. Méthode de passage des paramètres $S_{ij}$ extrinsèques aux paramètres intrinsèques.....	98
II.3.3. Eléments intrinsèques .....	100
II.3.3.a. Détermination des éléments intrinsèques.....	100
a. Schéma complet. ....	100
b. Simplifications en négligeant $R_{ds}$ et les conductances $G_{gd}$ , $G_{gs}$ .....	101
c. Simplification en considérant les résistances $R_{gd}$ , $R_{gs}$ et $R_{ds}$ nulles .....	102
d. Schéma sans simplifications. ....	103
II.3.3.b. Modélisation des éléments intrinsèques.....	105
a. Méthode de modélisation.....	105
b. Explicitation de la technique de modélisation par réseaux de neurones .....	106
II.3.4. Modélisation du générateur de courant.....	108
II.3.5. Logiciel d'extraction semi automatique .....	109
II.4. Application de la technique de modélisation.....	110
II.4.1. Transistor GaN de développement $2x100x0.25\mu m^2$ et GaAs de développement $4x50x0.25\mu m^2$ .....	110
II.4.1.a. Caractéristiques physiques des transistors .....	110
II.4.1.b. Caractéristiques statiques et hyperfréquences.....	112
a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid ».....	112
b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud ».....	115
c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud ».....	119
d. Transistor de la couche PPH25X pour le mélangeur « chaud » .....	123
e. Récapitulatif.....	126
II.4.1.c. Modélisation électrique non linéaire.....	127
a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid ».....	127
b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud ».....	128
c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud ».....	133

d. Transistor de la couche PPH25X (GaAs) pour le mélangeur « chaud » .....	136
II.4.1.d. Rétro simulation .....	138
a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid ».....	138
b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud ».....	139
c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud ».....	143
d. Transistor de la couche PPH25X pour le mélangeur « chaud » .....	149
II.4.1.e. Vérification des modèles à partir des mesures de puissances .....	154
a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid ».....	154
b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud ».....	156
c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud ».....	159
d. Transistor de la couche PPH25X pour le mélangeur « chaud » .....	160
II.5. Conclusion .....	163
II.6. Bibliographie .....	164
II.7. Annexe.....	166
II.7.1. Comparaisons mesures-simulations en régime pulsé.....	166
II.7.1.a. Transistor de la couche KQ002 .....	166
II.7.1.b. Transistor de la couche AEC1321 .....	169
II.7.1.c. Transistors de la couche PPH25X .....	175
Chapitre III Design et mesure de mélangeur .....	179
III.1. Introduction .....	182
III.2. Conception des mélangeurs.....	183
III.2.1. Réalisation technologique.....	183
III.2.2. Conception des éléments passifs.....	184
III.2.2.a. Tés de polarisation.....	184
III.2.2.b. Filtre passe-bas.....	188
III.2.2.c. Coupleur de Lange.....	191
III.2.3. Circuits d'adaptation .....	195
III.2.3.a. Mélangeur « froid » à base de transistor GaN de la structure KQ002.....	195
III.2.3.b. Mélangeur « chaud » à base de transistor GaN de la structure KQ002.....	197
III.2.3.c. Mélangeur « chaud » à base de transistor GaN de la structure AEC1321 ...	199
III.2.3.d. Mélangeur « chaud » à base de transistor GaAs de la structure PPH25X...	201
III.3. Méthode de mesure de mélangeurs.....	203



III.3.1. Méthode de caractérisation utilisant un analyseur de spectre.....	203
III.3.2. Méthode de caractérisation utilisant un LSNA.....	205
III.3.2.a. Description du banc de mesure .....	205
III.3.2.b. Etape de calibrage du banc de mesure.....	207
III.3.2.c. Inconvénients et avantages de cette méthode.....	209
III.3.3. Méthode de caractérisation utilisant un analyseur de réseaux vectoriel .....	210
III.3.3.a. Technique scalaire avec un VNA intégrant l'option mélangeur .....	210
III.3.3.b. Technique vectorielle avec un VNA intégrant l'option mélangeur .....	212
III.3.3.c. Technique scalaire utilisant un VNA intégrant l'option « frequency offset » .....	214
III.4. Mesure des prototypes de mélangeurs .....	216
III.4.1. Mélangeur « froid » utilisant un transistor GaN de la couche KQ002.....	217
III.4.1.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	218
III.4.1.b. Mesures en fonction de la fréquence .....	219
III.4.1.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$ .....	223
III.4.2. Mélangeur chaud basé sur un transistor GaN de la couche KQ002.....	225
III.4.2.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	227
III.4.2.b. Mesures en fonction de la fréquence .....	228
III.4.2.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$ .....	231
III.4.3. Mélangeur chaud basé sur un transistor GaN de la couche AEC1321 .....	233
III.4.3.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	234
III.4.3.b. Mesures en fonction de la fréquence .....	235
III.4.3.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$ .....	238
III.4.4. Mélangeur « chaud » basé sur un transistor GaAs de la couche PPH25X.....	240
III.4.4.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	241
III.4.4.b. Mesures en fonction de la fréquence .....	242
III.4.4.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$ .....	246
III.5. Conclusion.....	248
III.6. Bibliographie .....	251
III.7. Annexes.....	253
III.7.1. Mélangeur « froid » basé sur le transistor GaN de la couche KQ002.....	253
III.7.1.a. Mesures en fonction de la fréquence .....	253
III.7.1.b. Mesures en fonction de la puissance .....	255
III.7.2. Mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaN de la couche KQ002.....	256

III.7.2.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	256
III.7.2.b. Mesures en fonction de la fréquence .....	257
III.7.2.c. Mesures en fonction de puissance .....	259
III.7.3. Mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaN de la couche AEC1321 .....	260
III.7.3.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	260
III.7.3.b. Mesure en fonction de la fréquence.....	261
III.7.3.c. Mesures en fonction de la puissance .....	263
III.7.4. Mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaAs de la couche PPH25X .....	264
III.7.4.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	264
III.7.4.b. Mesures en fonction de la fréquence .....	265
III.7.4.c. Mesures en fonction de la puissance .....	267
Conclusion .....	269

## **INTRODUCTION**

## INTRODUCTION GENERALE

Depuis plusieurs années, de nombreuses applications électroniques nécessitent un besoin conséquent en termes de largeur de bande de fréquence. Les systèmes de télécommunication n'échappent pas à cette constatation. Les mélangeurs étant parmi les composants électroniques à la base de ces systèmes et la demande au niveau de leurs spécifications étant sans cesse repoussée vers des limites de plus en plus élevées, la recherche et le développement concernant ces composants constituent actuellement des axes privilégiés d'optimisation des chaînes d'émission-réception.

En effet, la perspective d'utiliser un seul mélangeur permettant de couvrir une bande de fréquence conséquente associée à une dynamique de puissance importante de mesure très large est avantageuse aussi bien dans le domaine militaire avec la possibilité de balayer un large spectre d'émission pour l'écoute radiofréquence que dans le domaine des télécommunications avec des fréquences hautes de plus en plus élevées.

Jusqu'à aujourd'hui les transistors de puissance fonctionnant au-delà de quelques giga hertz étaient basés principalement sur une technologie de semiconducteur III-V comme l'arséniure de gallium (GaAs). Cette technologie de transistor présente un avantage conséquent en termes de montée en fréquence et densité de puissance vis-à-vis des transistors réalisés sur en technologie silicium. Depuis une dizaine d'années, la filière GaN a émergé de part ses propriétés physiques très intéressantes comme une large bande d'énergie interdite (3.39 eV), une vitesse de saturation des porteurs élevée et de très bonnes stabilités thermiques et chimique. Ses propriétés font de la filière GaN un très bon candidat pour des applications de puissance en hyperfréquence.

Si de nombreuses publications ont prouvé l'intérêt des hétérostructures à base de GaN pour le développement de transistors de puissance en régime hyperfréquence, à notre connaissance très peu de communications relatent de l'intérêt de ce matériau pour la conception de mélangeurs de fréquence hyperfréquences.

Ce présent mémoire est divisé en trois parties.

Dans le premier chapitre, une brève description de la filière GaN est présentée afin de montrer l'intérêt de ces épitaxies à base de GaN pour nos applications. Puis, les principales

caractéristiques des transistors et des mélangeurs de fréquence utilisés dans ce mémoire sont explicitées. Enfin, différentes topologies sont analysées et l'état de l'art dans le domaine est présenté.

Dans un second temps, les techniques de mesures ainsi que les bancs de caractérisations de mélangeurs de fréquence sont décrits. Deux transistors GaN et un transistor GaAs sont entièrement caractérisés en régime établi et pulsé ainsi qu'en régime non linéaire afin d'en extraire leur modèle électrique et de réaliser leur validation.

Enfin, dans la dernière partie, après la description de la conception des mélangeurs de fréquence, les modèles électriques présentés au chapitre II sont utilisés pour concevoir les prototypes hybrides de mélangeurs basés sur deux architectures. Diverses techniques de mesures de mélangeurs sont présentées en fournissant pour chacune d'entre elles les avantages et les inconvénients. A partir de l'une de ces méthodes, une caractérisation complète des prototypes de mélangeurs fabriqués est fournie et les résultats comparés à ceux issus de la phase de conception. Grâce aux résultats obtenus sur les différentes topologies de mélangeur, une confrontation entre les mesures et la simulation permettra de valider les méthodologies de conception et la précision des modèles électriques non linéaires établis des transistors. Une analyse comparative afin de conclure quant aux potentialités des mélangeurs en technologie GaN sera proposée.

**Chapitre I Etude préalable aux  
mélangeurs  
Définition, description, état de l’art**

## TABLE DES MATIERES

Chapitre I	Etude préalable aux mélangeurs .....	13
I.1.	Introduction.....	16
I.2.	Filière GaN.....	18
I.3.	Grandeurs caractéristiques d’un transistor.....	19
I.3.1.	Les paramètres de répartition $S_{ij}$ .....	19
I.3.2.	Coefficients de réflexion en entrée et en sortie .....	20
I.3.3.	Facteur de stabilité et cercle de stabilité .....	21
I.3.4.	Gains maximum disponibles et stables (MAG et MSG) .....	23
I.4.	Description et grandeurs caractéristiques d’un mélangeur de fréquence .....	24
I.4.1.	Description d’un mélangeur .....	24
I.4.2.	Principe de fonctionnement d’un mélangeur .....	24
I.4.3.	Grandeurs caractéristiques .....	27
I.4.3.a.	Gain de conversion.....	27
I.4.3.b.	Fréquence image. ....	27
I.4.3.c.	Isolations.....	29
I.4.3.d.	Point de compression à 1 dB .....	30
I.4.3.e.	IP3 : Point d’interception d’ordre 3 .....	31
I.4.3.f.	IMR3 : Taux d’intermodulation d’ordre 3 .....	33
I.4.3.g.	Produits de mélange parasites.....	34
I.4.3.h.	Mélangeur à réjection d’image. ....	35
I.5.	Mélangeur à diode .....	35
I.5.1.	Détermination des non linéarités du générateur de courant.....	35
I.5.2.	Etude des non linéarités en fonction de la polarisation de la diode.....	36
I.5.3.	Architectures de mélangeurs à diodes .....	38
I.5.3.a.	Mélangeur à diode de type « single-ended » .....	38
I.5.3.b.	Mélangeur à diodes simplement équilibré.....	39
I.5.3.c.	Mélangeur à diodes doublement équilibré.....	41
I.6.	Mélangeur à transistors BJT .....	42
I.7.	Mélangeur à transistor FET .....	43
I.7.1.	Détermination des non linéarités du générateur de courant de drain .....	43
I.7.2.	Non linéarités associées à un mélangeur.....	45

I.7.3. Architectures de mélangeurs à transistors FET.....	49
I.7.3.a. Mélangeur froid.....	49
I.7.3.b. Mélangeur chaud.....	50
I.7.3.c. Mélangeur double grille. ....	51
I.7.3.d. Mélangeur en anneau. ....	51
I.8. Architectures plus complexes à base de mélangeur .....	52
I.8.1. Mélangeur à combinaison de puissance.....	52
I.8.2. Mélangeur à réjection d’image.....	54
I.9. Etat de l’art des performances de mélangeurs en bande X.....	57
I.10. Conclusion .....	59
I.11. Bibliographie.....	60
I.12. Annexes .....	63
I.12.1. Représentation fréquentielle de la fonction de transfert à l’ordre 4 .....	63
I.12.2. Analyse des non linéarités du générateur de courant.....	68



## I.1. Introduction

L’explosion des nouvelles applications dans les domaines des télécommunications, du militaire ou de l’aérospatiale implique le développement de composants hyperfréquences présentant des performances électriques de plus en plus poussées. C’est dans cette optique que s’inscrit cette étude et notamment dans le domaine du développement de mélangeurs à large bande de fréquence.

Afin de répondre au développement de ces nombreuses applications, un travail conséquent en termes d’étude et de prospection est sans cesse nécessaire afin de découvrir quelles sont les technologies les plus adaptées ou tout du moins celles présentant le meilleur compromis entre les performances, le coût, la fiabilité et l’encombrement. Par conséquent, ceci amène les concepteurs à explorer de nouvelles technologies afin d’accroître les performances des composants électroniques.

La filière III-V des semi-conducteurs permet aujourd’hui de mettre en œuvre des transistors très performants alliant montée en fréquence, rendement, puissance de sortie élevée et robustesse. En effet, les matériaux à grand gap tel que le nitrure de gallium, de part ses propriétés de polarisation spontanée et piézoélectrique, permet de réaliser des hétérostructures de type AlGaIn/GaN présentant des densités surfaciques d’électrons dans le gaz bidimensionnel à l’interface très élevées ( $>1 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$ ). Ces valeurs ne sont pas atteignables avec des semi-conducteurs plus conventionnels comme le GaAs. De plus, le nitrure de gallium possède des propriétés physiques intéressantes telles qu’une bonne stabilité thermique et chimique, un champ de claquage élevé ainsi qu’une vitesse de saturation des électrons importante. L’ensemble de ces propriétés fait du GaN un matériau de choix pour le développement de transistors hyperfréquences destinés à des applications de puissance et/ou dans des environnements hostiles. Par conséquent, le nitrure de gallium présente les atouts nécessaires à la réalisation de mélangeurs robustes à large bande de fréquence. L’objectif de cette thèse est d’étudier l’intérêt de la filière nitrure de gallium pour le développement de ce type de mélangeurs et de comparer les performances obtenues avec des mélangeurs de même architecture mais basés sur une technologie plus usuelle à base d’arséniure de gallium (GaAs).

Ce premier chapitre présente une description de la filière GaN en se focalisant sur l’intérêt de cette filière pour la réalisation de mélangeurs. Afin de mieux appréhender l’ensemble du document, un rappel des définitions des grandeurs caractéristiques des transistors à effet de champ est effectué. Dans un second temps la fonction de mélange à l’aide d’éléments non linéaires sera explicitée ainsi que les principales grandeurs mises en jeu pour la caractérisation d’un mélangeur.

Ensuite, une étude sera portée sur les effets non linéaires du générateur de courant d’un transistor à effet de champ afin d’étudier les architectures de mélangeurs les plus adaptées.

Enfin, l’état de l’art des technologies des mélangeurs hyperfréquences sera présenté afin de resituer le contexte de ce travail.

## I.2. Filière GaN

Le GaN dit massif est très difficile à synthétiser car des températures de l’ordre de 1700°C sous des pressions d’azote d’environ 20kbars sont nécessaires. Ainsi il existe, à l’heure actuelle, peu voire pas de fournisseurs sur le plan international capables de fournir du GaN massif sur des surfaces conséquentes présentant des caractéristiques isolantes nécessaires aux applications dans les domaines hyperfréquences. Majoritairement, le GaN massif est développé pour des applications dans le domaine de l’optique nécessitant des substrats non isolants. Pour ces raisons, dans notre domaine d’application le GaN est épitaxié sur des substrats d’accueil tels que le carbure de silicium (SiC), le saphir ( $Al_2O_3$ ) ou le silicium (Si).

L’inconvénient de l’utilisation de substrats d’accueil pour la croissance du GaN est lié au désaccord de maille et à la différence de coefficient de dilatation thermique entre les deux matériaux. Les effets qui en résultent sont la formation de dislocation voire de craquelure lors de la phase de la croissance ou de refroidissement qui détériorent fortement la qualité du GaN et de ce fait les performances électriques hyperfréquences des transistors associés.

Comme nous l’avons évoqué, il existe trois principaux substrats d’accueil utilisés pour la croissance du GaN [1] dont les caractéristiques sont les suivantes:

- Le saphir possède un faible coût et est facilement disponible. Il possède néanmoins un fort désaccord de maille ainsi qu’une faible conductivité thermique limitant ses performances en termes d’application de puissance en hyperfréquence. A l’heure actuelle, ce substrat est de moins en moins utilisé comparativement au silicium ou au carbure de silicium.
- Le carbure de silicium possède une conductivité thermique environ sept fois plus importante que celle du saphir, ce qui rend ce substrat très intéressant pour des applications de puissance en hyperfréquence mais reste encore très coûteux. De plus, il présente un désaccord de maille faible avec le GaN contrairement aux deux autres substrats mentionnés
- Le silicium présente le meilleur compromis coût-performance. Néanmoins le désaccord de maille ainsi que la différence de coefficient de dilatation thermique sont tels que le GaN est fortement contraint impliquant la formation de dislocations voire de craquelures importantes générant de nombreux défauts limitant les performances hyperfréquences. Depuis une dizaine d’années, des techniques de croissances très élaborées ont été développées pour réduire fortement les contraintes et la propagation

des dislocations dans les hétérostructures. Aujourd’hui la qualité des épitaxies obtenues sur substrat silicium est telle que ce dernier devient un concurrent sérieux du carbure de silicium.

Malgré la présence de défauts dans les hétérostructures à base de nitrure de gallium liée principalement à l’utilisation de substrat d’accueil, ce dernier reste un très bon « candidat » pour des applications de puissance en hyperfréquence. En effet, ce matériau présente un gap important (3.9eV) permettant d’atteindre des tensions de claquage élevées. De plus les polarisations spontanée et piézoélectrique des matériaux GaN et AlN sont environ dix fois plus importantes que dans les matériaux III-V conventionnels tels que GaAs ou InP. De ce fait, les hétérostructures à base de nitrure de gallium telles que AlGaN/GaN possèdent à leur interface un gaz bidimensionnel d’électrons ayant des densités de porteurs très élevées ( $>1 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$ ) associées à des tensions de claquages importantes, idéales pour les applications de puissance.

### **I.3. Grandeurs caractéristiques d’un transistor**

#### **I.3.1. Les paramètres de répartition $S_{ij}$**

Lors de la représentation linéaire de quadripôle, il est courant d’utiliser les matrices impédances (Z) et admittances (Y). Afin de déterminer les paramètres  $Y_{ij}$  ou  $Z_{ij}$  décrivant ces quadripôles lors des phases de caractérisation, un court circuit ou un circuit ouvert est utilisé comme charge de sortie. Au-delà de quelques centaines de méga Hertz, il devient très difficile de synthétiser ces charges et donc d’extraire avec précision ces paramètres. De plus, l’utilisation de tels étalons lors de la caractérisation électrique de quadripôles actifs comme des transistors ayant des fréquences de coupures élevées induit bien souvent l’instabilité de ces composants à basse fréquence. De ce fait, les quadripôles fonctionnant à ces fréquences sont représentés par les paramètres de répartition  $S_{ij}$ , basés sur le concept d’onde. Comme le montre les équations ci-dessous (I-1), la détermination de ces paramètres lors des phases de caractérisation nécessite l’utilisation d’une charge adaptée égale à  $50\Omega$ . Les paramètres  $S_{ij}$  sont définis comme étant des rapports d’ondes incidentes et réfléchies sur chacun des ports du composant à caractériser.

La représentation schématique de ces paramètres dans le cas d’une configuration deux ports est donnée figure I-1.

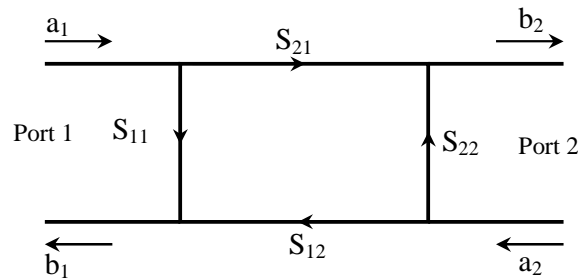


Figure I-1 : Représentation schématique des paramètres  $S_{ij}$

Les paramètres  $S_{ij}$  sont décrits de la façon suivante :

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad \text{(I-1)}$$

Cette matrice est définie pour chaque point de fréquence. L’extraction des paramètres  $S_{ij}$  est effectuée en régime petit signal pour éviter les phénomènes de non linéarités principalement sur les quadripôles actifs. En d’autres termes, les puissances des ondes injectées doivent être telles que le composant sous test ne soit jamais saturé pour éviter la formation d’harmoniques.

A partir des paramètres  $S_{ij}$ , d’autres paramètres peuvent être déterminés. A titre d’illustration nous pouvons citer : les gains du transistor, le coefficient de la stabilité ainsi que les coefficients de réflexion vue à l’entrée ou à la sortie du quadripôle lorsque celui-ci est chargé par une impédance de charge ou de source respectivement différente de  $50\Omega$ . Ces paramètres sont très largement utilisés dans la conception de circuits complexes et vont être décrits dans les paragraphes suivants.

### I.3.2. Coefficients de réflexion en entrée et en sortie

Les coefficients de réflexion sont définis comme le rapport entre les ondes incidentes et réfléchies vues dans un même plan de référence, comme par exemple les ports d’entrée ou de sortie du quadripôle lorsqu’une impédance de charge ou de source différente de  $50\Omega$  est présentée respectivement à ces ports.

Les figures I-2 et I-3 montrent la représentation schématique de ces grandeurs caractéristiques.

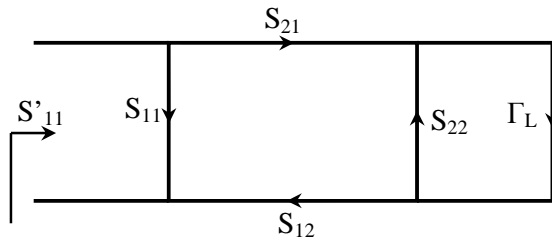


Figure I-2 : Représentation du coefficient de réflexion en entrée ( $S'_{11}$ ) avec une charge en sortie ( $\Gamma_L$ )

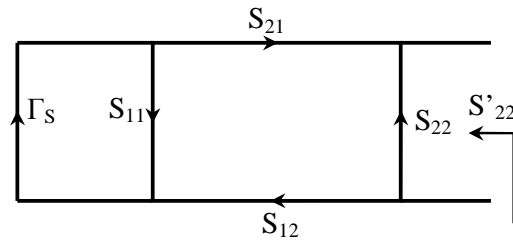


Figure I-3 : Représentation du coefficient de réflexion en sortie ( $S'_{22}$ ) avec une charge en entrée ( $\Gamma_S$ )

En résolvant le système d'équations ci-dessus (I-1), on obtient les définitions suivantes :

$$\text{Coefficient de réflexion en entrée : } S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (\text{I-2})$$

$$\text{Coefficient de réflexion en sortie : } S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (\text{I-3})$$

Avec :  $a_2 = \Gamma_L b_2$  et  $a_1 = \Gamma_S b_1$

### I.3.3. Facteur de stabilité et cercle de stabilité

La stabilité est un critère important pour la conception de circuits hyperfréquences. En effet, suivant les impédances de charge et de source présentées respectivement à la sortie et à l'entrée du quadripôle, ce dernier peut présenter une instabilité rendant son utilisation très difficile voire impossible.

Le critère de stabilité pour un transistor seul est décrit ci-dessous :

$$\text{Facteur de stabilité : } K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (\text{I-4})$$

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

La valeur du facteur de stabilité indique les conditions pour lesquelles le composant est stable. Les différents résultats sont indiqués dans le tableau I-1.

$K = \pm 1$		Pas d'adaptation possible du transistor	$ \Gamma_S  = 1,  \Gamma_L  = 1$ Inadaptable
$K > 1$	$ \Delta  < 1$	Transistor inconditionnellement stable	$\Gamma_S', \Gamma_L'$ Le choix de la solution dépend des signes de $B_1$ et $B_2$
	$ \Delta  > 1$	Transistor conditionnellement stable	$\Gamma_S'', \Gamma_L''$ Le choix de la solution dépend des signes de $B_1$ et $B_2$
$K < -1$		Instabilité du transistor Transistor non adaptable simultanément (en entrée et sortie)	Inadaptable
$ K  < 1$		Transistor conditionnellement stable Etude approfondie de la stabilité	Tracé des cercles de stabilité

**Tableau I-1 : Description de la stabilité des transistors avec les valeurs du facteur de stabilité**

$$\text{Avec : } \begin{aligned} B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 & B_2 &= 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \\ C_1 &= S_{11} - \Delta S_{22}^* & C_2 &= S_{22} - \Delta S_{11}^* \end{aligned}$$

Sous certaines conditions ( $|K| < 1$ ), le facteur de stabilité seul n'est pas suffisant pour la détermination de la stabilité du circuit. Dans ce cas, des cercles de stabilité sont décrits à l'aide des mesures de paramètres  $S_{ij}$  et des impédances présentées comme le montre les relations ci-dessous.

$$\text{Centre du cercle de stabilité de source : } C_S = \frac{S_{11}^* - \Delta^* S_{22}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{I-5})$$

$$\text{Rayon du cercle de stabilité de source : } R_S = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{I-6})$$

$$\text{Centre du cercle de stabilité de charge : } C_L = \frac{S_{22}^* - \Delta^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{I-7})$$

$$\text{Rayon du cercle de stabilité de charge : } R_L = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{I-8})$$

Si les impédances présentées en entrée ou en sortie se situent dans la zone délimitée respectivement par le cercle de stabilité de source ou de charge, alors le composant sera instable. Il convient donc, dans le cas où  $|K| < 1$  de constituer des circuits de préadaptation permettant d’éviter ces zones.

Si le transistor est stable, on peut alors déterminer les impédances de charge et de source optimales permettant d’obtenir le meilleur gain en puissance. Les relations décrivant le coefficient de réflexion complexe de ces impédances optimales sont fournies ci-dessous :

$$\Gamma_{Lopt} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (\text{I-9})$$

$$\Gamma_{Sopt} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (\text{I-10})$$

### I.3.4. Gains maximum disponibles et stables (MAG et MSG)

Dans le cas où le transistor est stable (cf. paragraphe I.3.3), il est possible de déterminer le gain maximum disponible avec  $\Gamma_{Lopt}$  et  $\Gamma_{Sopt}$  décrits précédemment [2].

$$G_{T_{\min}^{\max}} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K - \text{sign}(B_1) \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (\text{I-11})$$

Si  $B_1 > 0 \Rightarrow G_{T_{\min}}$

Si  $B_1 < 0 \Rightarrow G_{T_{\max}}$

Dans le cas où le transistor est instable, le gain maximum ne peut être calculé, il est alors remplacé par un gain stable maximum :

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (\text{I-12})$$

Ces paramètres permettent de connaître le gain maximum atteignable du transistor lorsque celui-ci est adapté en condition d’adaptation optimale tout en étant stable.



## **I.4. Description et grandeurs caractéristiques d’un mélangeur de fréquence**

Dans cette partie les principales grandeurs caractérisant un mélangeur de fréquence sont présentées ainsi que les bases théoriques permettant d’en comprendre le concept. Dans la suite de ce document, afin de simplifier l’appellation nous utiliserons le terme « mélangeur » à la place de « mélangeur de fréquence ».

### **I.4.1. Description d’un mélangeur**

Les mélangeurs sont des composants électroniques à transposition de fréquence. Ils permettent de convertir des signaux hautes fréquences (RF) en signaux basses fréquences appelés signaux à fréquence intermédiaire (FI) ou signaux en bande de base.

Le mélangeur possède trois entrées/sorties :

- une voie RF (Radio Fréquence) pour le signal haute fréquence.
- une voie OL (Oscillateur Local) qui est la voie de « pompe » permettant le comportement non linéaire du composant donc la transposition du signal RF.
- une voie FI (Fréquence Intermédiaire) pour le signal de basse fréquence.

Les mélangeurs sont très largement utilisés dans les systèmes de télécommunication afin de transmettre des informations. On retrouve ces composants dans les émetteurs en fonction « up-converteur », élévateur de fréquence, ainsi que dans les récepteurs en fonction « down-converteur », abaisseur de fréquence.

Pour notre étude, nous nous focaliserons uniquement sur des mélangeurs abaisseurs de fréquence.

Les mélangeurs sont constitués d’éléments non linéaires permettant de générer des harmoniques à partir du signal injecté à leur entrée (signal utile). Ces harmoniques sont « l’image » de ce dernier puisque leur amplitude et leur phase varient simultanément et de manière identiques au signal RF. Les éléments non linéaires les plus utilisés à l’heure actuelle sont les diodes, les transistors bipolaires et les transistors à effet de champ.

### **I.4.2. Principe de fonctionnement d’un mélangeur**

Un composant, afin de réaliser la fonction de mélange de fréquence, doit présenter une caractéristique non linéaire au moins dans sa zone de fonctionnement.

Il est possible de définir une équation polynomiale d’ordre fini ou infini pour représenter le comportement d’un composant de la manière suivante :

$$v_s = c_0 + c_1 v_e + c_2 v_e^2 + c_3 v_e^3 + c_4 v_e^4 + c_5 v_e^5 + c_6 v_e^6 + c_7 v_e^7 + \dots \quad (\text{I-13})$$

Avec :  $v_e$  : signal d'entrée aux bornes du mélangeur.

$v_s$  : signal de sortie aux bornes du mélangeur.

Pour tout composant pouvant se représenter par une équation polynomiale d'ordre inférieur ou égal à 1, ce dernier est dit linéaire. Tous les autres sont décrits comme étant des éléments non linéaires. Cette particularité est utilisée pour réaliser la fonction de mélange.

En effet, lors d'un mélange, un signal de pompe appelé oscillateur local permet de transposer un signal en entrée constitué d'une fréquence ou d'une bande de fréquence vers un autre signal (image) en sortie. Dès lors il est possible de déterminer la réponse fréquentielle du système.

Pour un mélangeur, comme nous l'avons signalé, trois signaux sont utiles :

- Le signal de pompe :  $v_{OL} = V_{OL} \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL})$
- Le signal radiofréquence :  $v_{RF} = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF})$
- Le signal de fréquence intermédiaire :  $v_{FI} = V_{FI} \cos(\omega_{FI} t + \varphi_{FI})$

Pour la fonction abaisseur de fréquence et en ne prenant en compte que les deux premiers ordres, l'équation I-13 devient :

$$\begin{aligned} v_e &= v_{OL} + v_{RF} = V_{OL} \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL}) + V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \\ v_s &= v_{FI} = V_{FI} \cos(\omega_{FI} t + \varphi_{FI}) \\ v_s &= c_0 + c_1 V_{OL} \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL}) + c_1 V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \\ &\quad + c_2 (V_{OL} \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL}) + V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}))^2 \\ v_s &= c_0 + c_1 V_{OL} \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL}) + c_1 V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) + c_2 V_{OL}^2 \cos^2(\omega_{OL} t + \varphi_{OL}) \\ &\quad + 2c_2 V_{OL} V_{RF} \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL}) \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) + c_2 V_{RF}^2 \cos^2(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \end{aligned} \quad (\text{I-14})$$

En utilisant les formules trigonométriques suivantes :

$$\begin{aligned} \cos^2(a) &= \frac{1 + \cos(2a)}{2} \\ \cos(a)\cos(b) &= \frac{\cos(a-b) + \cos(a+b)}{2} \end{aligned} \quad (\text{I-15})$$

Il est possible de développer l'équation I-15 :

$$\begin{aligned} v_s &= c_0 + c_1 V_{OL} \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL}) + c_1 V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \\ &\quad + 0.5c_2 V_{OL}^2 (1 + \cos(2\omega_{OL} t + 2\varphi_{OL})) + 0.5c_2 V_{RF}^2 (1 + \cos(2\omega_{RF} t + 2\varphi_{RF})) \\ &\quad + c_2 V_{OL} V_{RF} \cos((\omega_{OL} - \omega_{RF})t + (\varphi_{OL} - \varphi_{RF})) + c_2 V_{OL} V_{RF} \cos((\omega_{OL} + \omega_{RF})t + (\varphi_{OL} + \varphi_{RF})) \end{aligned} \quad (\text{I-16})$$

L'ordre 2 de la fonction de transfert du mélangeur fait apparaître des signaux aux fréquences  $F_{OL}+F_{RF}=F_{FI}$  ainsi que  $|F_{OL}-F_{RF}|=F_{FI}$  représentant la fonction d'abaissement de fréquence.

Pour un mélangeur fonctionnant en mode rehausseur de fréquence, le principe est strictement identique sauf que cette fois  $v_e = v_{OL} + v_{FI}$ . Dans ce cas de figure, ce sont les fréquences  $F_{OL}+F_{FI}=F_{RF}$  et  $|F_{OL}-F_{FI}|=F_{RF}$  qui font apparaître la fonction de « up-convertisseur ».

Le tableau I-2 met en évidence la réponse fréquentielle d'un mélangeur dépendant de son mode de fonctionnement et de sa fonction de transfert modélisée par une équation polynomiale d'ordre 2.

Mode abaisseur de fréquence $v_e = v_{OL} + v_{RF}$			Mode rehausseur de fréquence $v_e = v_{OL} + v_{FI}$		
Fréquence	Amplitude	Phase	Fréquence	Amplitude	Phase
DC	$c_0 + 0.5c_2V_{OL}^2 + 0.5c_2V_{RF}^2$	0	DC	$c_0 + 0.5c_2V_{OL}^2 + 0.5c_2V_{FI}^2$	0
$F_{OL}$	$c_1V_{OL}$	$\varphi_{OL}$	$F_{OL}$	$c_1V_{OL}$	$\varphi_{OL}$
$F_{RF}$	$c_1V_{RF}$	$\varphi_{RF}$	$F_{FI}$	$c_1V_{FI}$	$\varphi_{FI}$
$2F_{OL}$	$0.5c_2V_{OL}^2$	$2\varphi_{OL}$	$2F_{OL}$	$0.5c_2V_{OL}^2$	$2\varphi_{OL}$
$2F_{RF}$	$0.5c_2V_{RF}^2$	$2\varphi_{RF}$	$2F_{FI}$	$0.5c_2V_{FI}^2$	$2\varphi_{FI}$
$ F_{OL}-F_{RF} $	$c_2V_{OL}V_{RF}$	$sign(F_{OL} - F_{RF}) * (\varphi_{OL} - \varphi_{RF})$	$ F_{OL}-F_{FI} $	$c_2V_{OL}V_{FI}$	$sign(F_{OL} - F_{FI}) * (\varphi_{OL} - \varphi_{FI})$
$F_{OL}+F_{RF}$	$c_2V_{OL}V_{RF}$	$\varphi_{OL} + \varphi_{RF}$	$F_{OL}+F_{FI}$	$c_2V_{OL}V_{FI}$	$\varphi_{OL} + \varphi_{FI}$

**Tableau I-2 : Réponse fréquentielle d'un mélangeur suivant la fonction de transfert d'ordre 2 suivant le mode de fonctionnement**

Si les signaux de fréquence désirée ( $F_{FI}$  ou  $F_{RF}$ ) sont créés du fait des non linéarités du composant (ici l'ordre 2) d'autres signaux parasites de fréquences indésirables vont également être générés comme le montre l'équation I-16 et le tableau I-2.

Pour résumer, le concept basique d’un mélangeur implique d’injecter à son entrée les signaux à mélanger et d’extraire la composante fréquentielle désirée correspondant soit à un abaissement ( $|F_{RF}-F_{OL}|$ ) soit à un rehaussement ( $F_{RF}+F_{OL}$ ) de fréquence.

L’un des problèmes principaux pour la réalisation de mélangeurs (abaisseur ou rehausseur de fréquence) est la suppression des composantes indésirables générées par le mélange.

### I.4.3. Grandeurs caractéristiques

#### I.4.3.a. Gain de conversion

Le gain de conversion décrit la capacité d’un mélangeur à transposer une puissance sur sa voie RF à la fréquence  $F_{RF}$  vers une autre fréquence  $F_{FI}$  sur sa voie FI pour un mélangeur abaisseur de fréquence (et inversement pour un mélangeur rehausseur). C’est donc directement l’effet non linéaire (notamment le deuxième ordre de la fonction de transfert) qui est mis en avant pour cette caractéristique.

On définit le gain de conversion  $G_c$  comme suit :

$$G_c = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} = \frac{\text{Puissance sur la voie FI à la fréquence } F_{FI}}{\text{Puissance sur la voie RF à la fréquence } F_{RF}}$$

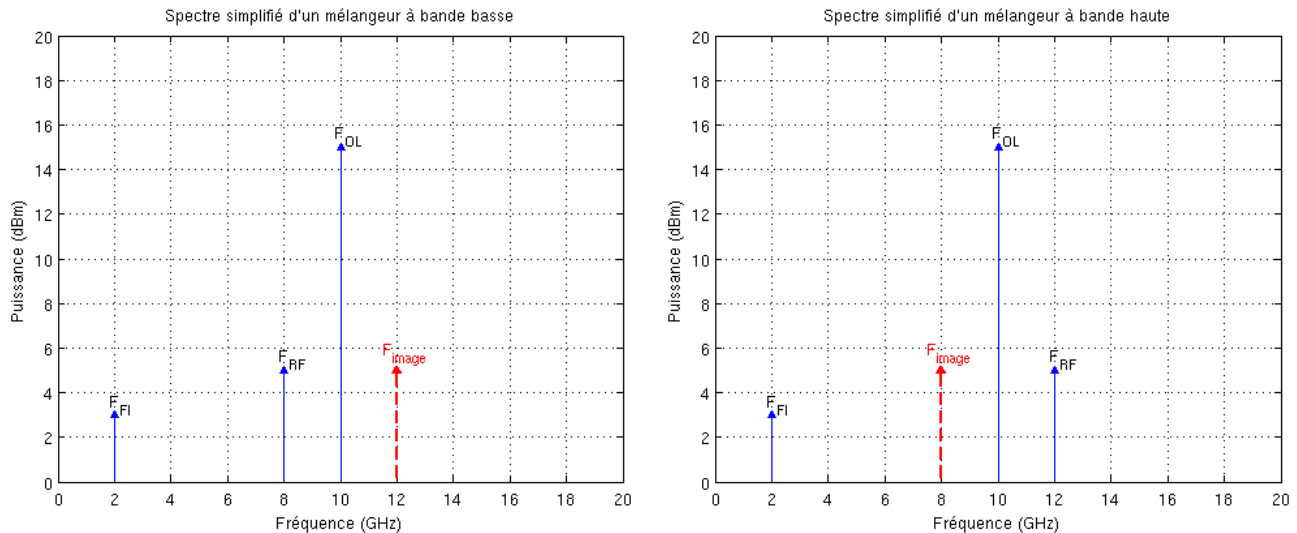
#### I.4.3.b. Fréquence image.

Cette fréquence correspond à la fréquence symétrique de la fréquence  $F_{RF}$  par rapport à la fréquence  $F_{OL}$ . Un signal à cette harmonique serait également récupéré à la même fréquence intermédiaire  $F_{FI}$ .

Deux cas sont à distinguer :

$$\begin{aligned} F_{OL} > F_{RF} &\Rightarrow F_{image} = F_{OL} + F_{FI} \\ F_{OL} < F_{RF} &\Rightarrow F_{image} = F_{OL} - F_{FI} \end{aligned} \tag{I-17}$$

La figure I-4 représente les spectres dans les deux cas de figure, sachant que la fréquence image est représentée en trait pointillé.



**Figure I-4 : Illustration de la description de la fréquence image**

Dans le premier cas, pour un signal à bande basse ( $F_{RF} < F_{OL}$ ), la fréquence image pourrait donner le signal FI directement par mélange tandis que la fréquence RF donne le signal FI par mélange et recouvrement de spectre.

Dans le deuxième cas, pour un signal à bande haute ( $F_{RF} > F_{OL}$ ), les rôles sont inversés et c'est la fréquence image qui après mélange et recouvrement de spectre pourrait s'associer au signal RF directement issu du mélange et générant l'harmonique de fréquence intermédiaire  $F_{FI}$ .

Dans un certain nombre d'applications, le signal RF est mono-harmonique et ne contient donc pas de raies à la fréquence image.

Pour une utilisation dans le domaine des télécommunications, il n'est pas rare d'utiliser non plus un signal contenant une seule fréquence mais plutôt un signal contenant une bande de fréquence RF. Dans certains cas, la fréquence de l'oscillateur local sera contenue dans la bande d'intérêt du signal RF. Les bandes basses et hautes vont alors s'ajouter pour créer le signal FI qui ne sera donc plus strictement l'image du signal RF désiré.

Il existe des mélangeurs permettant de sélectionner une seule des deux bandes, basse ou haute afin de résoudre cet état de fait si cela pose problème. Ces mélangeurs sont dits : « single side bande » et seront décrits plus en détail par la suite.

### I.4.3.c. Isolations

Le mélangeur étant basé sur un élément non linéaire. Les signaux envoyés et reçus sur les différents ports peuvent se retrouver sur des ports de façon non désirée. Cela est quantifié par les isolations.

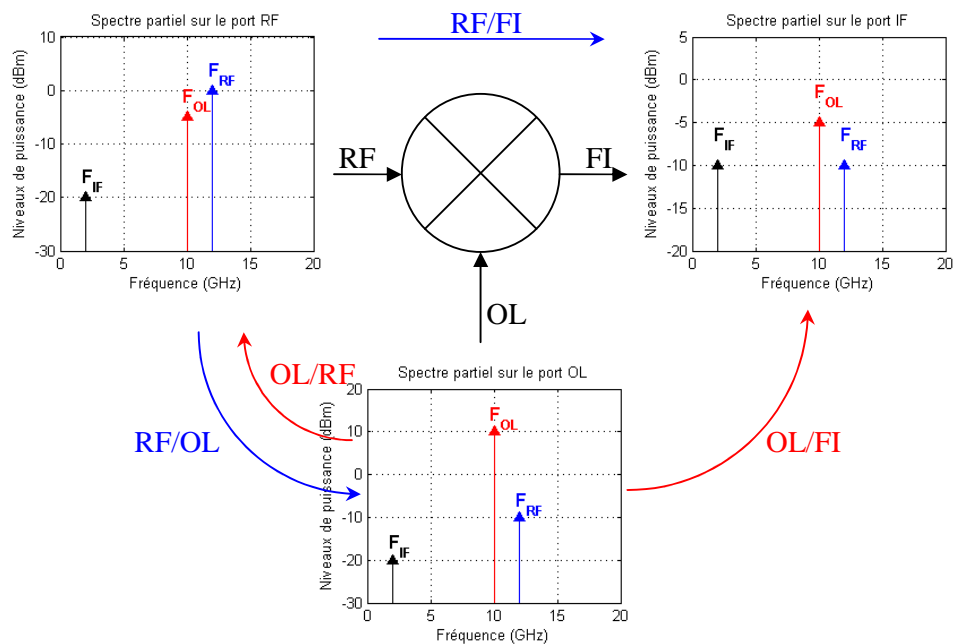


Figure I-5 : Illustration des différentes isolations du mélangeur

Les isolations définissent les fuites des différents signaux sur les voies.

Ces isolations sont les suivantes :

- $$\text{Isolation OL/RF} = \frac{\text{Puissance à } F_{OL} \text{ sur la voie RF}}{\text{Puissance à } F_{OL} \text{ sur la voie OL}}$$

La composante de fréquence  $F_{OL}$  a une puissance importante afin de permettre d'avoir un comportement non linéaire du composant. Cette isolation est donc un critère très important pour un mélangeur traduisant la réjection de cette fréquence indésirable sur la voie RF.

- $$\text{Isolation RF/OL} = \frac{\text{Puissance à } F_{RF} \text{ sur la voie OL}}{\text{Puissance à } F_{RF} \text{ sur la voie RF}}$$

Ce paramètre décrit l'isolation entre les deux voies d'entrée. Le signal RF ayant généralement une amplitude très faible, l'importance de cette isolation est plus relative.

- $$\text{Isolation OL/FI} = \frac{\text{Puissance à } F_{OL} \text{ sur la voie FI}}{\text{Puissance à } F_{OL} \text{ sur la voie OL}}$$

De la même manière que pour l’isolation OL/RF, cette isolation entrée/sortie est un paramètre important pour le mélangeur. Directement corrélé au niveau de puissance  $P_{OL}$  mis usuellement en jeux dans les mélangeurs vis-à-vis de la puissance  $P_{FI}$ .

- $$Isolation\ RF / FI = \frac{Puissance\ à\ F_{RF}\ sur\ la\ voie\ FI}{Puissance\ à\ F_{RF}\ sur\ la\ voie\ RF}$$

C’est toujours le faible niveau de puissance RF qui donne à ce paramètre une importance moindre.

Comme dans le cas de l’isolation RF/OL, ce paramètre est moins problématique car les niveaux de puissance RF sont usuellement beaucoup plus faibles que ceux de l’oscillateur local.

#### I.4.3.d. Point de compression à 1 dB

Tous les mélangeurs utilisés sont sujets au phénomène de saturation. Cela traduit une modification du comportement lorsque le niveau de puissance sur le port RF atteint un certain niveau de puissance.

Le point de compression à 1dB en entrée  $P_{ce1dB}$  (respectivement en sortie  $P_{cs1dB}$ ) d’un amplificateur est défini comme la puissance en entrée (respectivement en sortie) où le gain en puissance atteint son maximum moins 1dB. Pour un mélangeur, cela est décrit de la même façon excepté que ce n’est plus le gain en puissance qui est représenté mais le gain de conversion. De plus, la puissance en entrée est la puissance  $P_{RF}$  sur la voie RF à la fréquence  $F_{RF}$  et la puissance en sortie est la puissance  $P_{FI}$  sur la voie FI à la fréquence  $F_{FI}$ .

La figure I-6 montre comment obtenir ce point fictif à partir de mesures de puissance ( $P_s=f(P_e)$ ) ou par la détermination du gain de conversion en fonction de la puissance en entrée ( $G_c=f(P_e)$ ).

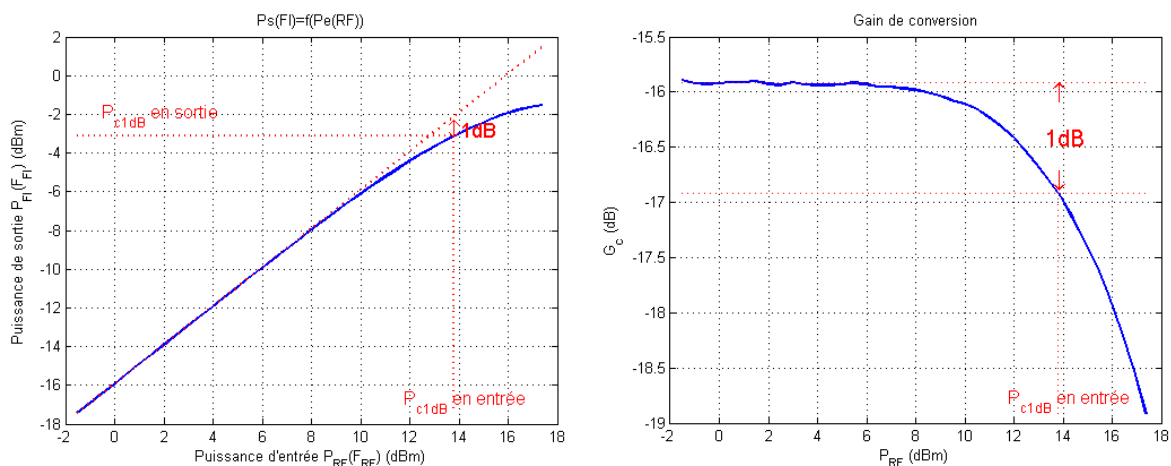


Figure I-6 : illustration de la définition du point de compression à 1dB en entrée et en sortie d’un mélangeur

### I.4.3.e. IP3 : Point d’interception d’ordre 3

Le point d’interception d’ordre 3 décrit le comportement du composant en régime non linéaire lorsque celui-ci est alimenté sur la voie RF par deux sinusoïdes de fréquence  $F_{RF1}$  et  $F_{RF2}$  assez proches et écartées de  $\Delta F$ .

Définissons les termes suivants :

$$\begin{aligned}
 \Delta F &= |F_{RF2} - F_{RF1}| \\
 OL &= V_{OL} \cos(\omega_{OL}t + \varphi_{OL}) \\
 RF_1 &= V_{RF1} \cos(\omega_{RF1}t + \varphi_{RF1}) \\
 RF_2 &= V_{RF2} \cos(\omega_{RF2}t + \varphi_{RF2}) \\
 RF_{tot} &= RF_1 + RF_2
 \end{aligned}
 \tag{I-18}$$

Dans ces conditions la réponse non linéaire du composant peut-être écrite de la façon suivante :

$$V_s = c_0 + c_1 V_e + c_2 V_e^2 + c_3 V_e^3 + \dots \tag{I-19}$$

Avec :  $c_i$  : constantes dépendant du composant.

Si les composantes  $c_i$  pour  $i \geq 2$  ne sont pas toutes nulles, le composant n’est plus linéaire comme cela l’a été signalé précédemment.

Dans le cas ci-dessous l’influence de l’ordre 2 est déterminée sachant :

$$\begin{aligned}
 V_e &= RF_1 + RF_2 + OL \\
 V_e^2 &= [V_{RF1} \cos(\omega_{RF1}t + \varphi_{RF1}) + V_{RF2} \cos(\omega_{RF2}t + \varphi_{RF2}) + V_{OL} \cos(\omega_{OL}t + \varphi_{OL})]^2 \\
 V_e^2 &= V_{RF1}^2 \cos^2(\omega_{RF1}t + \varphi_{RF1}) + V_{RF2}^2 \cos^2(\omega_{RF2}t + \varphi_{RF2}) + V_{OL}^2 \cos^2(\omega_{OL}t + \varphi_{OL}) + \\
 &\quad 2V_{RF1}V_{RF2} \cos(\omega_{RF1}t + \varphi_{RF1}) \cos(\omega_{RF2}t + \varphi_{RF2}) + \\
 &\quad 2V_{RF1}V_{OL} \cos(\omega_{RF1}t + \varphi_{RF1}) \cos(\omega_{OL}t + \varphi_{OL}) + \\
 &\quad 2V_{RF2}V_{OL} \cos(\omega_{RF2}t + \varphi_{RF2}) \cos(\omega_{OL}t + \varphi_{OL})
 \end{aligned}
 \tag{I-20}$$

$$\text{Or : } \cos(a) * \cos(b) = \frac{\cos(a-b) + \cos(a+b)}{2}$$

$$\text{Et : } \cos(a)^2 = \frac{1 + \cos(2a)}{2}$$

Le tableau I-3 résume les influences de l’ordre 2 sur les harmoniques du signal de sortie :



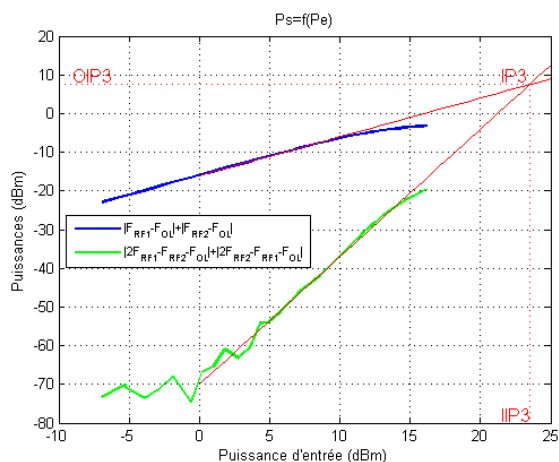
Harmoniques	Amplitudes	Phases
DC	$0.5c_2(V_{RF1}^2 + V_{RF2}^2 + V_{OL}^2)$	0
$2F_{RF1}$	$0.5c_2V_{RF1}^2$	$2\varphi_{RF1}$
$2F_{RF2}$	$0.5c_2V_{RF2}^2$	$2\varphi_{RF2}$
$2F_{OL}$	$0.5c_2V_{OL}^2$	$2\varphi_{OL}$
$ F_{RF1}-F_{RF2} $	$c_2V_{RF1}V_{RF2}$	$sign(F_{RF1} - F_{RF2}) * (\varphi_{RF1} - \varphi_{RF2})$
$F_{RF1}+F_{RF2}$	$c_2V_{RF1}V_{RF2}$	$\varphi_{RF1} + \varphi_{RF2}$
$ F_{RF1}-F_{OL} $	$c_2V_{RF1}V_{OL}$	$sign(F_{RF1} - F_{OL}) * (\varphi_{RF1} - \varphi_{OL})$
$F_{RF1}+F_{OL}$	$c_2V_{RF1}V_{OL}$	$\varphi_{RF1} + \varphi_{OL}$
$ F_{RF2}-F_{OL} $	$c_2V_{RF2}V_{OL}$	$sign(F_{RF2} - F_{OL}) * (\varphi_{RF2} - \varphi_{OL})$
$F_{RF2}+F_{OL}$	$c_2V_{RF2}V_{OL}$	$\varphi_{RF2} + \varphi_{OL}$

**Tableau I-3 : Répartition fréquentielle des non linéarités d’ordre 2 lorsque le signal RF est composé de deux signaux**

Un tableau similaire a été déterminé en intégrant les non linéarités du composant jusqu’à l’ordre 4. Afin de ne pas alourdir le manuscrit celui-ci a été présenté en annexe (annexe 0).

Ce sont ces valeurs qui vont permettre de calculer l’IIP3 (point d’interception d’ordre 3 en entrée) et l’OIP3 (point d’interception d’ordre 3 en sortie).

Pour un mélangeur, la puissance de sortie, contrairement à un amplificateur, n’est pas celle correspondant à un ordre 1 ( $F_{RF}$ ) mais à un ordre 2 ( $|F_{RF}-F_{OL}|$ ). C’est la raison pour laquelle il est nécessaire d’utiliser un ordre 4 sur la fonction de transfert du mélangeur afin de visualiser le point d’interception d’ordre 3 du résultat de mélange.



**Figure I-7 : Illustration de la définition du point d’interception d’ordre 3 d’un mélangeur**

La figure I-7 illustre comment déterminer le point d’interception d’ordre 3 IP3 à partir de la mesure des puissances des harmoniques d’ordre 2 (bleu) et d’ordre 3 (vert) du signal de sortie.

#### I.4.3.f. IMR3 : Taux d’intermodulation d’ordre 3

Comme nous l’avons vu l’IP3 est une valeur fictive qui permet d’obtenir un point extrapolé représentant les performances du composant en termes de non linéarités.

L’IMR3 représente également les effets non linéaires du composant mais ne sont pas des données fictives et sont donc directement mesurables sans passer par une extrapolation.

Ils sont définis comme étant le rapport des puissances des harmoniques d’ordre 1 sur les puissances des harmoniques d’ordre N, en l’occurrence d’ordre 3.

Notons :

$$F_1 = |F_{RF1} - F_{OL}|, \quad F_2 = |F_{RF2} - F_{OL}|$$

$$\Rightarrow |2 * F_1 - F_2| = |2 * F_{RF1} - F_{RF2} - F_{OL}|, \quad |2 * F_2 - F_1| = |2 * F_{RF2} - F_{RF1} - F_{OL}|$$

Dans le cas d’un mélangeur, les IMR3 se traduisent par les équations suivantes :

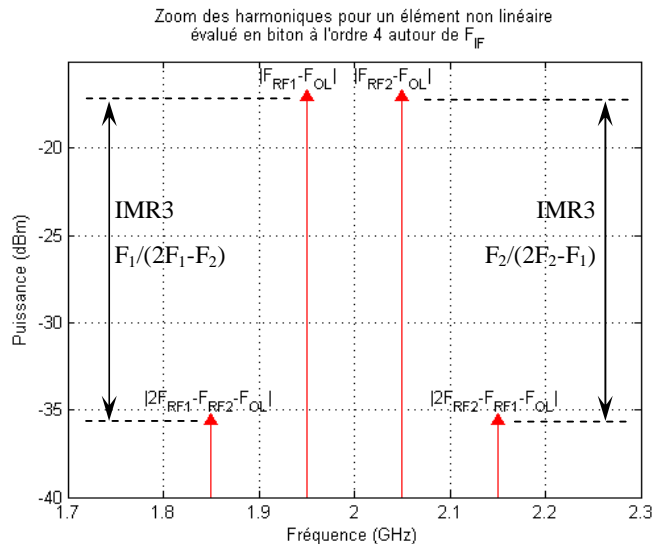
$$IMR3_{F_1} / (2F_1 - F_2) = \frac{P(F = F_1)}{P(F = |2 * F_1 - F_2|)}$$

$$IMR3_{F_1} / (2F_2 - F_1) = \frac{P(F = F_1)}{P(F = |2 * F_2 - F_1|)}$$

$$IMR3_{F_2} / (2F_1 - F_2) = \frac{P(F = F_2)}{P(F = |2 * F_1 - F_2|)}$$

$$IMR3_{F_2} / (2F_2 - F_1) = \frac{P(F = F_2)}{P(F = |2 * F_2 - F_1|)}$$

Les figures I-26 et I-27 présentent un exemple simulé de la représentation fréquentielle d’un mélange biton d’ordre 4. Dans le but d’illustrer une partie des IMR3, nous avons repris une partie de ces figures :



**Figure I-8 : Illustration des deux taux d’intermodulations d’ordre 3 ( $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $\Delta F=100\text{MHz}$ )**

Ainsi, les IMR3 traduisent dans un mélangeur les non linéarités qui ne sont pas désirées. C’est-à-dire autres que celle induisant la fréquence intermédiaire (issue de l’ordre 2).

#### I.4.3.g. Produits de mélange parasites

Comme le montre déjà l’équation I-16 lors de la description d’un mélangeur, le produit du mélange des signaux OL et RF génère un signal à la fréquence FI possédant également des harmoniques.

Ces harmoniques créés (une infinité si on ne s’arrête pas à l’ordre deux pour la fonction de transfert) sont appelés des produits de mélange parasites et ils correspondent aux fréquences suivantes :  $|m * F_{OL} \pm n * F_{RF}|$  avec m et n différents de 1 simultanément.

Afin de limiter la pollution du spectre de sortie FI, il est nécessaire de rejeter ces harmoniques indésirables. Pour décrire leur influence, il a été défini la grandeur caractéristique appelée : réjection des produits de mélange parasites. Cette grandeur est définie comme suit :

$$\text{Réjection} = \frac{P(F = |m * F_{OL} \pm n * F_{RF}|)}{P(F = F_{RF})}$$

### I.4.3.h. Mélangeur à réjection d’image.

Ce sont des mélangeurs qui permettent de sélectionner soit la bande haute du mélange (USB : « upper side band ») telle que  $F_{RF} > F_{OL}$  soit la bande basse (LSB : « lower side band ») telle que  $F_{RF} < F_{OL}$ .

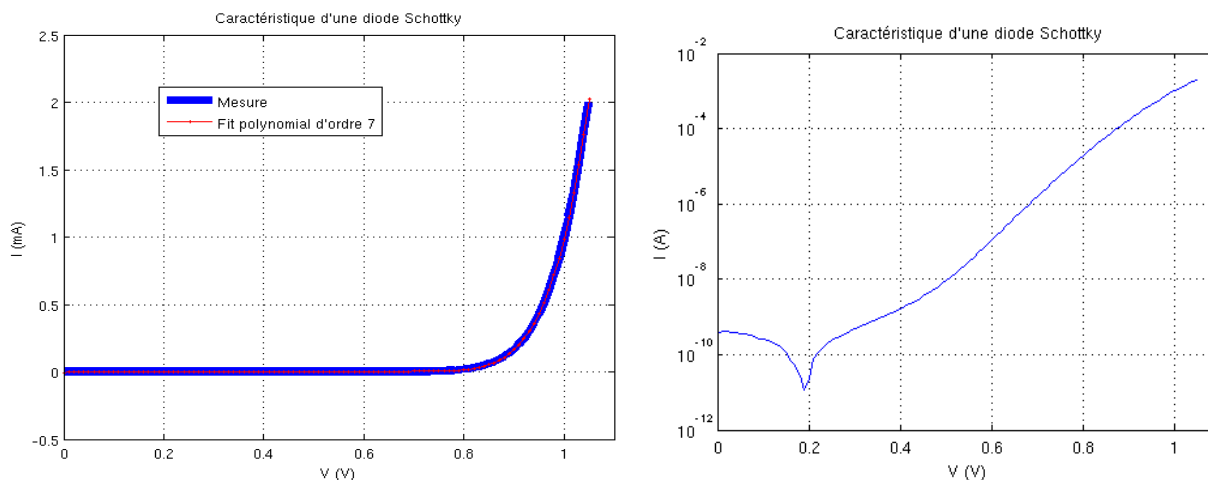
Dans chaque configuration l’autre bande de fréquence est supprimée permettant de ne pas avoir de mélange indésirable au niveau du signal FI et de retrouver l’exacte « image » du signal RF sur la voie FI.

L’architecture réalisant cette fonction sera décrite dans la suite de ce manuscrit.

## I.5. Mélangeur à diode

### I.5.1. Détermination des non linéarités du générateur de courant

Les figures ci-dessous montrent l’évolution de la caractéristique d’une diode Schottky en direct en fonction de la tension appliquée.



**Figure I-9: Evolution de la caractéristique d’une diode Schottky en direct en fonction de la tension appliquée à ses bornes en échelle Linéaire (droite) et en échelle logarithmique (à gauche).**

La diode Schottky possède une caractéristique non linéaire en fonction de la tension appliquée à ses bornes. La fonction de transfert peut donc s’écrire de la façon suivante :

$$I = a_0 + a_1V + a_2V^2 + a_3V^3 + a_4V^4 + a_5V^5 + a_6V^6 + a_7V^7 + \dots \quad \text{(I-21)}$$

A titre d’illustration un fit polynomial d’ordre 7 est appliqué pour approximer les huit premiers coefficients.

Les coefficients obtenus sont :

$$\begin{aligned}
 a_0 &= -5.0925 * 10^{-6} & a_4 &= -0.17877 \\
 a_1 &= 4.2899 * 10^{-4} & a_5 &= 0.31528 \\
 a_2 &= -7.5459 * 10^{-3} & a_6 &= -0.27778 \\
 a_3 &= 5.2633 * 10^{-2} & a_7 &= 0.096744
 \end{aligned}
 \tag{I-22}$$

Avec ces coefficients, il devient possible de décrire le comportement d’un mélangeur utilisant cette diode.

Si la diode est excitée par deux signaux  $V_1 = \cos(\omega_1 t)$  et  $V_2 = \cos(\omega_2 t)$ , le courant à travers la diode s’écrit :

$$I = a_0 + a_1 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) + a_2 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^2 + a_3 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^3 + \dots \tag{I-23}$$

En développant le deuxième terme de l’équation précédente, on obtient :

$$a_2 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^2 = a_2 [\cos(\omega_1 t)^2 + 2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + \cos(\omega_2 t)^2] \tag{I-24}$$

L’équation ci-dessus met en avant la notion de translation de fréquence via le terme suivant représentant le phénomène de mélange :

$$2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) = \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t) \tag{I-25}$$

Les diodes sont des composants quadratiques ce qui signifie que la fonction décrivant leur comportement non linéaire a une forte composante «  $a_2$  ». Par conséquent, en injectant deux signaux de fréquences différentes  $f_1$  et  $f_2$  à l’entrée d’une diode, celle-ci introduira un effet de mélange de ces derniers car c’est principalement cette composante  $a_2$  qui sera responsable de cette translation fréquentielle.

### I.5.2. Etude des non linéarités en fonction de la polarisation de la diode.

Afin de déterminer un ordre de grandeur de la polarisation optimale de la diode pour la fonction de mélange de fréquence, il est possible d’utiliser le développement limité de Taylor. Dans le cas d’une diode, le composant ne possède qu’un seul port et donc l’étude du courant en fonction de la tension à ses bornes permet de le caractériser entièrement.

$$I_d(V_d) = I_{D0}(V_D) + \left. \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \right|_{V_D} v_d + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 I_d}{\partial V_d^2} \right|_{V_D} v_d^2 + \frac{1}{6} \left. \frac{\partial^3 I_d}{\partial V_d^3} \right|_{V_D} v_d^3 + \dots \tag{I-26}$$

Dans le cas présent, une seule configuration s’offre à nous pour le couplage des signaux OL et RF aux bornes de la diode.

$$v_d = v_{ol} + v_{rf} = V_{OL} \cos(\omega_{OL}t + \varphi_{OL}) + V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})$$

Comme il a été souligné lors de la description du mélangeur, le terme d’ordre deux est celui qui engendre la translation fréquentielle.

Avec pour coefficient :  $\left. \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_d}{\partial V_d^2} \right|_{V_D} * V_{OL} V_{RF}$

A partir de l’exemple de la diode Schottky présentée figure I-9 et des coefficients déterminés par le biais de l’équation polynomiale modélisant sa caractéristique (I-22), il est

possible de représenter l’évolution du coefficient  $\frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_d}{\partial V_d^2}$  en fonction de la tension de polarisation en prenant comme hypothèse  $V_{OL}=V_{RF}=1$ .

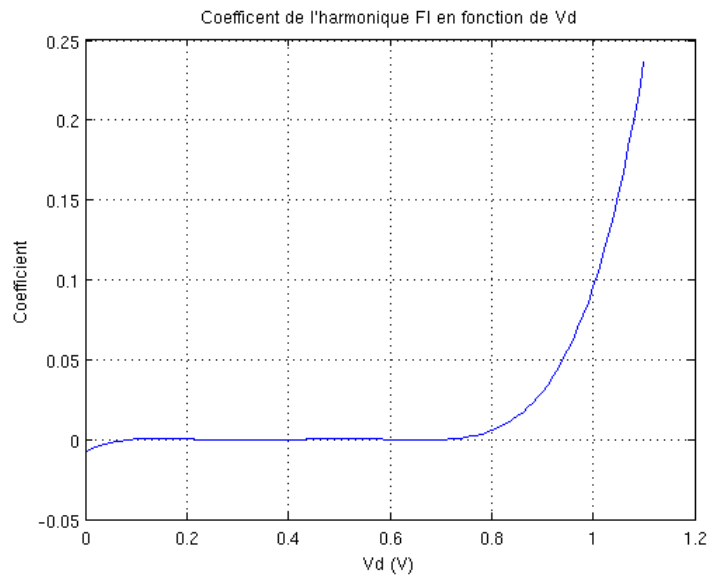
$$I_d = a_0 + a_1 V_d + a_2 V_d^2 + a_3 V_d^3 + a_4 V_d^4 + a_5 V_d^5 + a_6 V_d^6 + a_7 V_d^7 + \dots$$

$$\frac{\partial I_d}{\partial V_d} = a_1 + 2a_2 V_d + 3a_3 V_d^2 + 4a_4 V_d^3 + 5a_5 V_d^4 + 6a_6 V_d^5 + 7a_7 V_d^6 + \dots$$

$$\frac{\partial^2 I_d}{\partial V_d^2} = 2a_2 + 6a_3 V_d + 12a_4 V_d^2 + 20a_5 V_d^3 + 30a_6 V_d^4 + 42a_7 V_d^5 + \dots \quad \text{(I-27)}$$

$$\frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_d}{\partial V_d^2} = a_2 + 3a_3 V_d + 6a_4 V_d^2 + 10a_5 V_d^3 + 15a_6 V_d^4 + 21a_7 V_d^5 + \dots$$

La figure I-10 illustre l’évolution de ce coefficient en fonction de la tension de polarisation de la diode :



**Figure I-10 : Coefficient d’ordre 2 de l’harmonique à fréquence intermédiaire en fonction de la polarisation de la diode Schottky**

Comme nous pouvons le constater la zone de polarisation fournissant le gain de conversion le plus élevé est la zone de mise en direct de la diode (courant thermoïonique). Afin d’améliorer le gain de conversion, la puissance  $P_{OL}$  sera importante et donc l’excursion en tension de  $V_d$  ne sera pas négligeable. Ainsi pour préserver le composant du phénomène de claquage et augmenter sa durée de vie, il est commun de polariser la diode non pas dans sa zone de mise en directe (là où le gain de conversion serait le meilleur) mais plutôt dans la zone proche de la tension de seuil (dans notre cas  $V_d \approx 0.85V$ ).

### I.5.3. Architectures de mélangeurs à diodes

#### I.5.3.a. Mélangeur à diode de type « single-ended »

Le mélangeur à diode de type « single-ended » utilise des filtres sur les voies RF et OL. Ces derniers définissent les bandes de fréquence d’utilisation des signaux respectifs. Le mélangeur est appelé « single-ended » car toutes les entrées et sorties se trouvent sur un seul et même port du composant. La figure I-11 présente le schématic du mélangeur.

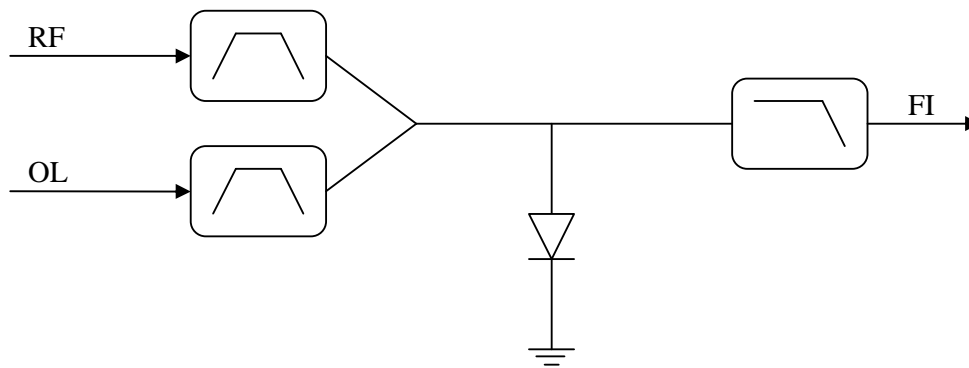


Figure I-11 : Schématic d’un mélangeur à diode « single-ended »

Les inconvénients de cette architecture sont :

- L’élément permettant d’injecter les signaux RF et OL ainsi que de récupérer le signal FI et ce à partir d’un seul port du composant reste difficile à réaliser. Ceci d’autant plus que la largeur des bandes de fréquence d’utilisation OL, RF et FI sont grandes et centrées autour de fréquences différentes.
- Les isolations ainsi que la réjection des harmoniques indésirables du mélange ne sont pas naturellement améliorée par une isolation du composant. En effet, tous les signaux sont issus de l’anode.

Les avantages d’une telle architecture sont :

- Un design ne nécessitant que peu d’éléments : filtres sur toutes les voies pour améliorer les isolations et la réjection des harmoniques non désirées issues du mélange ainsi qu’un élément permettant l’injection des signaux OL et RF et la récupération du signal FI sur le même port du composant (un coupleur ou un diplexeur permettent de réaliser cette fonction).
- Des fréquences d’utilisation pouvant être très élevées.

### I.5.3.b. Mélangeur à diodes simplement équilibré

Le mélangeur à diode simplement équilibré est constitué de deux diodes en série. Les signaux RF et OL sont couplés avec différentes phases et injectés respectivement sur l’anode et la cathode des diodes. Le signal FI est récupéré entre les deux diodes.

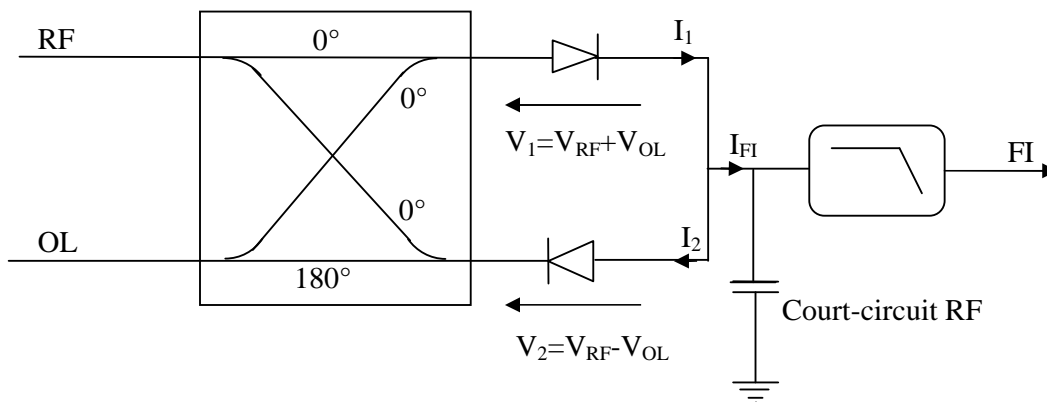


Figure I-12 : Schématique d’un mélangeur à diode simplement équilibré

Sachant que les diodes sont des éléments non linéaires, il est possible de définir le courant qui les traverse à l’aide d’une équation polynomiale d’ordre supérieur à 2.

$$\begin{aligned} I_1 &= aV_1 + bV_1^2 + cV_1^3 + \dots \\ I_2 &= -aV_2 + bV_2^2 - cV_2^3 + \dots \end{aligned} \quad (\text{I-28})$$

On retrouve des signes négatifs sur les exposants impairs du courant  $I_2$  car la tension  $V_2$  est inversée par rapport au sens conventionnel.

Dans cette configuration :

$$\begin{aligned} V_1 &= v_{RF} + v_{OL} \\ V_2 &= v_{RF} - v_{OL} \end{aligned} \quad (\text{I-29})$$



A partir des équations I-28 et I-29, il est possible de déterminer l’équation du courant obtenu sur la voie FI.

$$\begin{aligned}
 I_{FI} &= I_1 - I_2 \\
 I_{FI} &= aV_1 + bV_1^2 + cV_1^3 + aV_2 - bV_2^2 + cV_2^3 + \dots \\
 I_{FI} &= a(V_1 + V_2) + b(V_1^2 - V_2^2) + c(V_1^3 + V_2^3) + \dots \\
 I_{FI} &= 2aV_{RF} + 4b(v_{OL}v_{RF}) + c(2v_{RF}^3 + 6v_{OL}^2v_{RF}) + \dots \\
 v_{OL} &= V_{OL} \cos(\omega_{OL}t) \\
 v_{RF} &= V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) \\
 I_{FI} &= A_1 \cos(\omega_{RF}t) + A_2 \cos((\omega_{OL} - \omega_{RF})t) + A_2 \cos((\omega_{OL} + \omega_{RF})t) + \\
 & \quad A_3 \cos((2\omega_{OL} - \omega_{RF})t) + A_3 \cos((2\omega_{OL} + \omega_{RF})t) + A_4 \cos(3\omega_{RF}t)
 \end{aligned} \tag{I-30}$$

$$\begin{aligned}
 \text{avec : } A_1 &= 2aV_{RF} + 1.5cV_{RF}^2 + 3cV_{OL}^2V_{RF} \\
 A_2 &= 2bV_{OL}V_{RF} \\
 A_3 &= 1.5cV_{OL}^2V_{RF} \\
 A_4 &= 0.5cV_{RF}^3
 \end{aligned}$$

Là encore, le mélange est effectif puisque l’équation I-30 fait intervenir des fréquences autres que celles injectées et notamment la fréquence  $F_{FI}=|F_{OL}-F_{RF}|$ .

Inconvénients de cette architecture :

- Nécessité d’injecter des niveaux de puissance  $P_{OL}$  élevés.
- Difficultés à réaliser un court-circuit très large bande pour du signal RF sur la voie FI.

Avantages de cette architecture :

- Elimination de certaines fréquences parasites.

$$\text{Notons : } F_{FI} = |m * F_{RF} + n * F_{OL}|$$

En développant l’équation I-30 à partir d’un polynôme d’ordre supérieur à 3, il est possible de mettre en évidence les caractéristiques suivantes de cette architecture de mélangeur à diode :

- ✓ m et n sont impairs → harmoniques éliminées.
- ✓ m pair, n impair → harmoniques éliminées.
- ✓ m impair, n pair → harmoniques non éliminées.
- La présence d’un coupleur permet non seulement d’associer les signaux OL et RF mais augmente également l’isolation du circuit entre ces deux voies.

### I.5.3.c. Mélangeur à diodes doublement équilibré

Le mélangeur à diode doublement équilibré fonctionne sur le même principe que le mélangeur à diode simplement équilibré. Cette fois-ci quatre diodes sont utilisées dans une configuration en anneau [3]-[4]. Les signaux OL et RF sont injectés à l’aide de baluns [5].

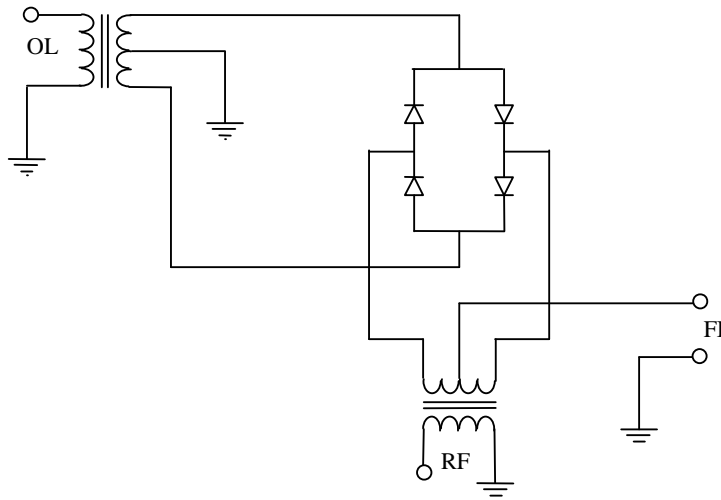


Figure I-13 : Schématique d’un mélangeur à diode doublement équilibré

Les désavantages d’un tel circuit restent identiques à ceux cités pour le mélangeur simplement équilibré :

- Un niveau de puissance  $P_{OL}$  élevé.
- La réalisation de baluns, d’autant plus complexe que la bande de fréquence désirée est importante.

Les avantages sont :

- Comme pour le design simplement équilibré, l’élimination d’un certain nombre d’harmoniques indésirables.
- Le design des baluns permet l’obtention des isolations intéressantes.

## I.6. Mélangeur à transistors BJT

La principale architecture utilisée est celle présentée figure I-14 de type « Cellule de Gilbert » [6].

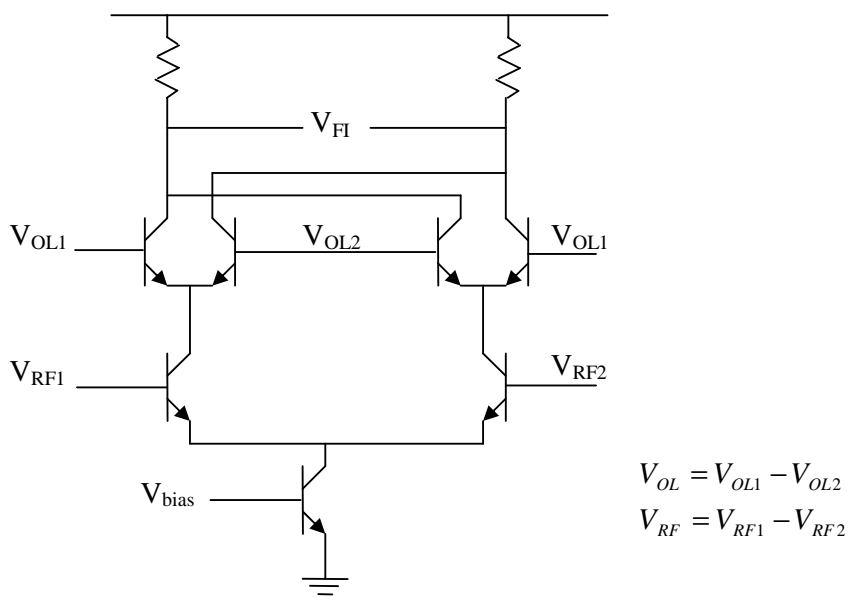


Figure I-14 : Schématique d'un mélangeur à transistor BJT de type « Cellule de Gilbert »

Ce type de mélangeur est un multiplieur. Dans ce design, les deux transistors de la voie RF permettent de fournir du gain pour le mélange. Les deux paires différentielles de la voie OL fonctionnent, elles, en commutation et permettent la multiplication.

Les inconvénients de ce circuit :

- Faible linéarité, ce qui nécessite de faibles niveaux de puissance.
- Une réalisation discrète complexe à mettre en œuvre.
- Performant à basse fréquence.

Les avantages sont :

- La possibilité d'avoir « facilement » un gain de conversion positif.
- Bonne isolation entre les différents ports.

Les mélangeurs à transistors BJT ne sont pas très répandus à des fréquences élevées.

## I.7. Mélangeur à transistor FET

### I.7.1. Détermination des non linéarités du générateur de courant de drain

Pour l'utilisation en mode mélangeur, ce sont les non linéarités du transistor qui sont utilisées pour réaliser la fonction de transfert de fréquence.

Pour mettre en évidence les zones de polarisation où le transistor présente de fortes non linéarités, nous allons étudier le générateur de courant en utilisant le développement en série de Taylor suivant qui est fonction des deux tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  [7]-[8] :

$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{ds0}(V_{GS}, V_{DS}) &+ \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} v_{gs} + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2} v_{gs}^2 + \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs} \partial V_{ds}} v_{gs} v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{ds}^2} v_{ds}^2 \\
 &+ \frac{1}{6} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^3} v_{gs}^3 + \frac{1}{2} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2 \partial V_{ds}} v_{gs}^2 v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs} \partial V_{ds}^2} v_{gs} v_{ds}^2 + \frac{1}{6} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{ds}^3} v_{ds}^3
 \end{aligned} \quad (\text{I-31})$$

$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{ds0}(V_{GS}, V_{DS}) &+ G_m v_{gs} + G_d v_{ds} + G_{m2} v_{gs}^2 + G_{md} v_{gs} v_{ds} + G_{d2} v_{ds}^2 + G_{m3} v_{gs}^3 \\
 &+ G_{m2d} v_{gs}^2 v_{ds} + G_{md2} v_{gs} v_{ds}^2 + G_{d3} v_{ds}^3
 \end{aligned} \quad (\text{I-32})$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 V_{gs} &= V_{GS} + v_{gs}(t) \\
 V_{ds} &= V_{DS} + v_{ds}(t)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 G_m &\approx \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}, \quad G_{m2} \approx \frac{1}{2} \frac{\partial G_m}{\partial V_{gs}}, \quad G_{m3} \approx \frac{1}{3} \frac{\partial G_{m2}}{\partial V_{gs}} \\
 G_d &\approx \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}}, \quad G_{d2} \approx \frac{1}{2} \frac{\partial G_d}{\partial V_{ds}}, \quad G_{d3} \approx \frac{1}{3} \frac{\partial G_{d2}}{\partial V_{ds}} \\
 G_{md} &\approx \frac{\partial G_m}{\partial V_{ds}} \approx \frac{\partial G_d}{\partial V_{gs}} \\
 G_{m2d} &\approx \frac{\partial G_{m2}}{\partial V_{ds}} \approx \frac{1}{2} \frac{\partial G_{md}}{\partial V_{gs}}, \quad G_{md2} \approx \frac{\partial G_{d2}}{\partial V_{gs}} \approx \frac{1}{2} \frac{\partial G_{md}}{\partial V_{ds}}
 \end{aligned} \quad (\text{I-33})$$

Afin d'illustrer concrètement ces valeurs, nous allons utiliser un réseau de caractéristique  $I=f(V)$  d'un transistor GaN de développement  $2 \times 100 \times 0.25 \mu\text{m}^2$  dont la transconductance et le réseau  $I=f(V)$  sont présentés figure I-15.

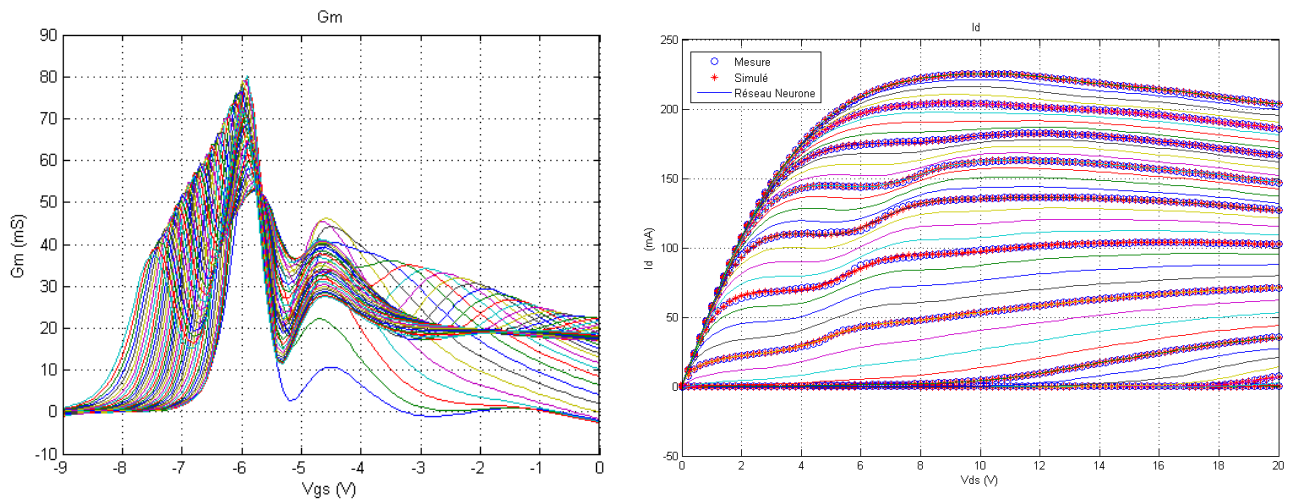
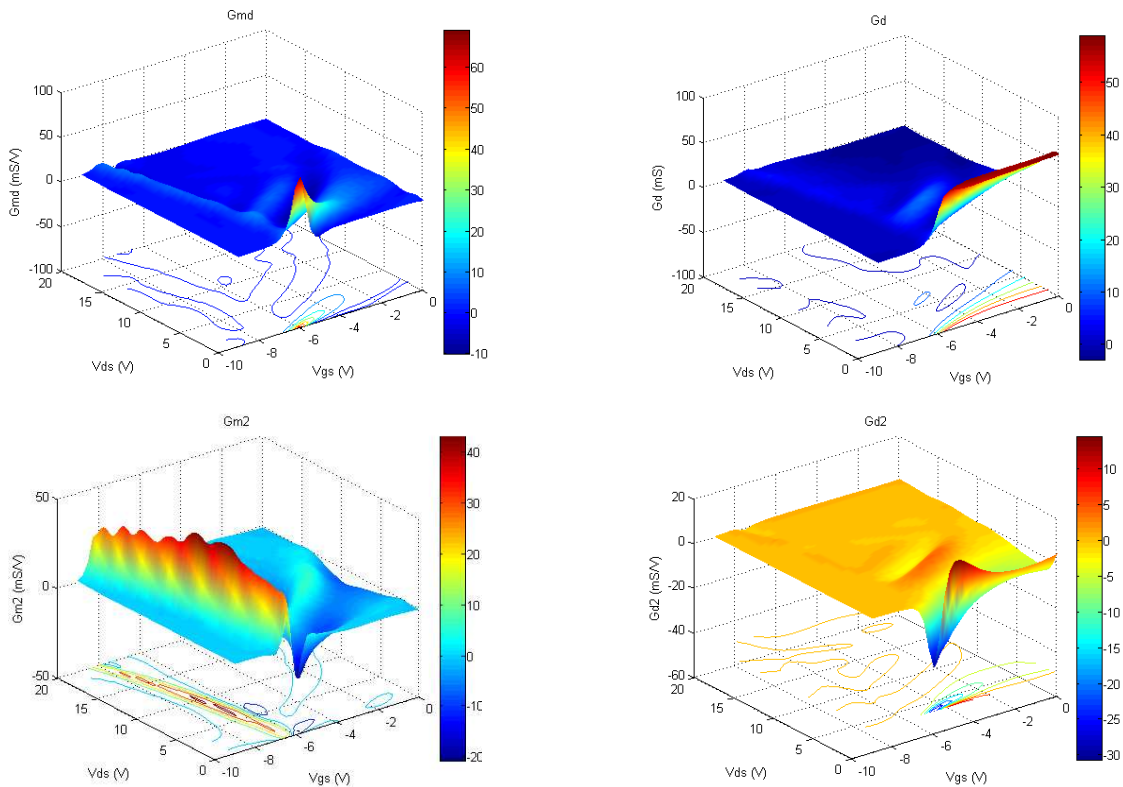
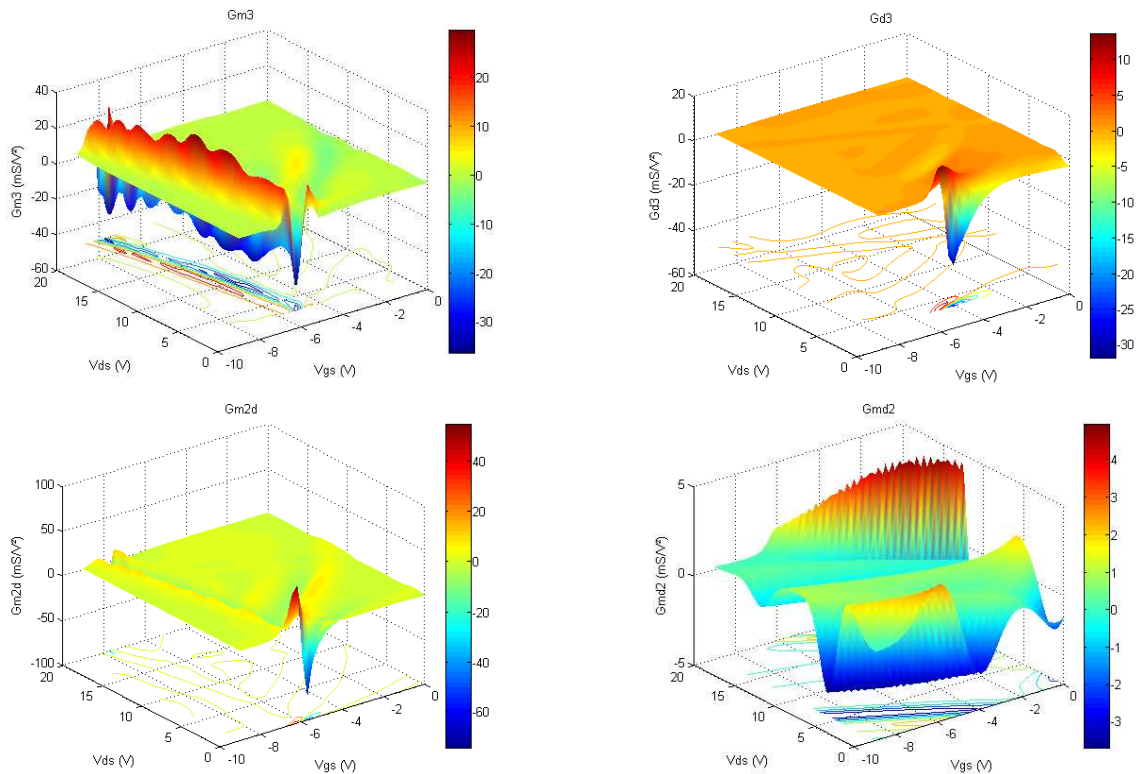


Figure I-15 : Caractéristiques  $G_m=f(V_{gs},V_{ds})$  et  $I_d=f(V_{ds},V_{gs})$  pour un transistor GaN  $2x100x0.25\mu m^2$  ( $V_{gs}$  allant de 0 à -9V)

Pour permettre de calculer de façon plus précise les différents paramètres décrivant les non linéarités, un réseau de neurone a été mis en œuvre à partir des mesures réalisées sur le transistor.

Le réseau de neurone (dont une description précise sera détaillée dans la partie modélisation) est ensuite utilisé afin de calculer les différentes dérivées en fonction des polarisations ( $V_{gs}, V_{ds}$ ). Les paramètres obtenus sont représentés ci-dessous.





**Figure I-16 : Différents coefficients de non linéarités en fonction de ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) en vues 3 et 2 dimensions**

A partir de ces coefficients, il est possible de calculer les non linéarités du dispositif pour un couple de polarisation donné et ce suivant les signaux injectés à l’entrée.

### I.7.2. Non linéarités associées à un mélangeur

Dans le cas d’un mélangeur, le signal radiofréquence ainsi que le signal de pompe (oscillateur local) sont injectés sur les voies du composant.

Quatre configurations sont envisageables :

- Le signal radiofréquence et l’oscillateur local sont injectés sur le drain.
- Le signal radiofréquence et l’oscillateur local sont injectés sur la grille.
- Le signal radiofréquence est injecté sur le drain et la grille est modulée à l’aide de l’oscillateur local.
- Le signal radiofréquence est injecté sur la grille et le drain est modulé à l’aide de l’oscillateur local.

Nous allons déterminer les meilleures configurations en fonction de la polarisation.

Pour cela, le développement de l’équation I-31 a été réalisé dans l’annexe I.12.2 pour chacun des quatre cas.

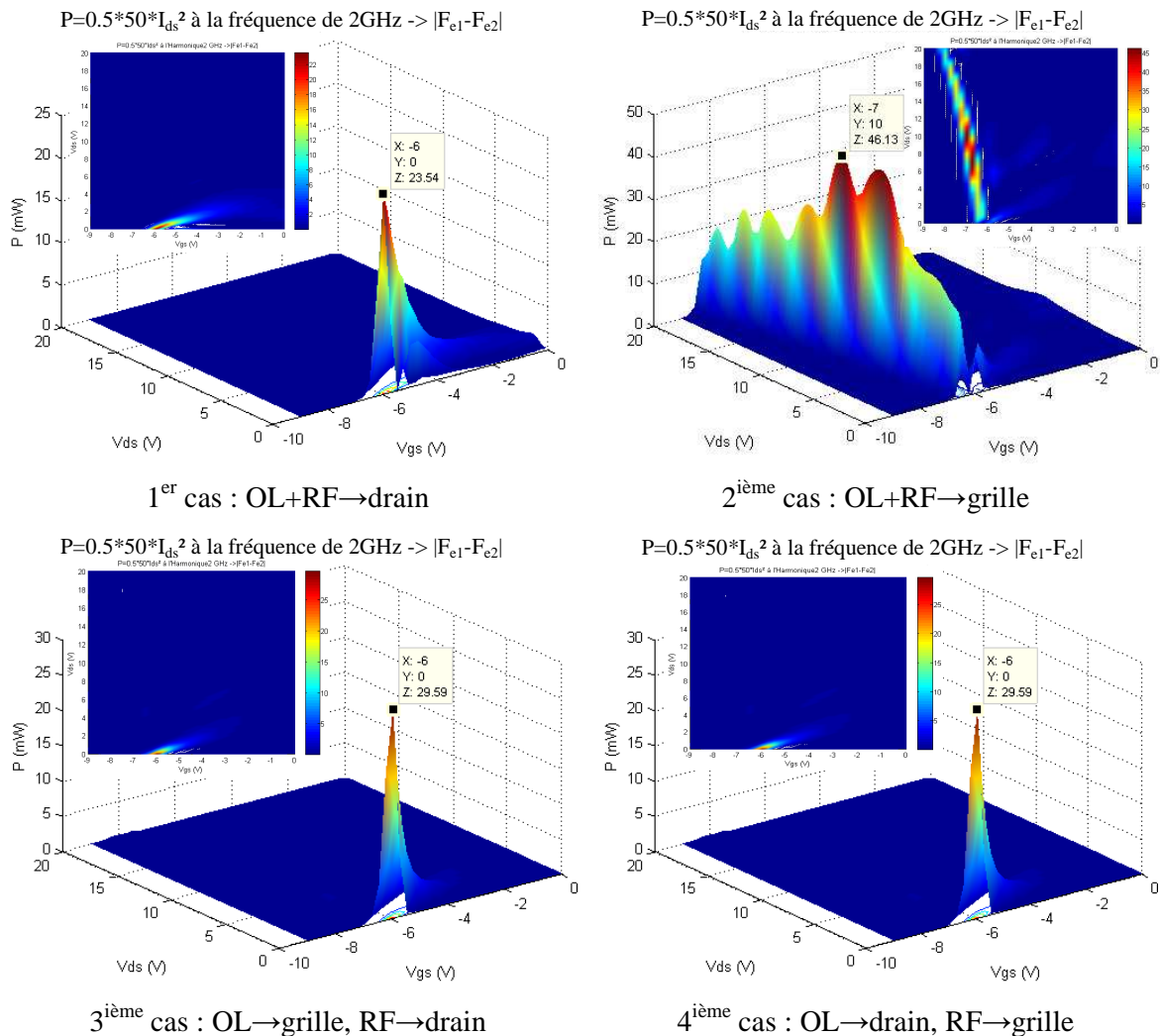
Le tableau I-4 montre les coefficients des harmoniques du courant  $I_{ds}$  à la fréquence intermédiaire  $F_{FI}$  (la voie FI est récoltée sur le drain) :

	Amplitude à fréquence $F_{IF}= F_{RF}-F_{OL} $
1 <sup>er</sup> cas : OL+RF→drain	$G_{d2}V_{OL}V_{RF}$
2 <sup>ième</sup> cas : OL+RF→grille	$G_{m2}V_{OL}V_{RF}$
3 <sup>ième</sup> cas : OL→grille, RF→drain	$0.5G_{md}V_{OL}V_{RF}$
4 <sup>ième</sup> cas : OL→drain, RF→grille	$0.5G_{md}V_{OL}V_{RF}$

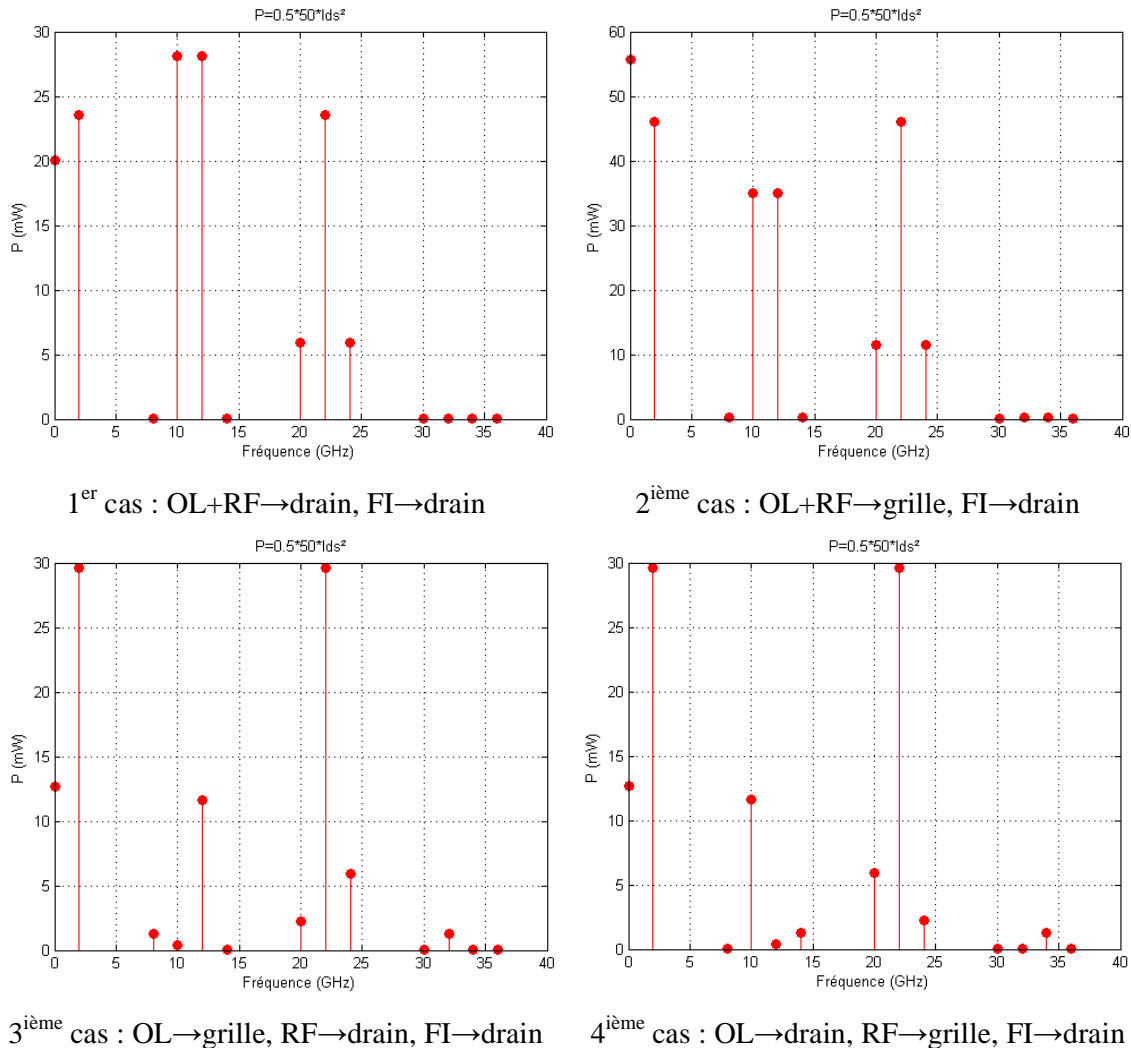
**Tableau I-4 : Amplitude des harmoniques à fréquence  $F_{IF}$  pour chaque configuration d’OL et de RF**

Afin de quantifier l’amplitude du signal FI en fonction des quatre configurations, nous avons fixé  $V_{OL}=V_{RF}=1V$ ,  $F_{OL}=10GHz$ ,  $F_{RF}=12GHz$ . On suppose également que le composant est adapté et chargé en sortie par une charge 50Ohm.

La figure I-17 présente alors les puissances attendues à fréquence  $F_{FI}$  pour les différentes configurations en fonction des conditions de polarisation.


**Figure I-17 : Puissances à la fréquence  $F_{FI}$  en fonction des conditions de polarisations  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  pour les quatre configurations**

Pour chaque configuration, le couple  $(V_{gs}, V_{ds})$  de polarisation fournissant la puissance  $P_{FI}$  sur la voie FI maximale est sélectionné afin de visualiser les spectres de  $I_{ds}$  attendus. Afin d’observer l’effet des non linéarités, seul le spectre de  $I_{ds}$  est représenté et non pas l’ensemble du spectre de mélange (auquel cas, il faudrait prendre en compte les éventuelles fuites de puissance caractérisées par les isolations entre les voies).



**Figure I-18 : Spectres correspondant au couple de polarisation  $(V_{gs}, V_{ds})$  optimal pour la conversion pour les quatre configurations**

Les figures I-17 et I-18 permettent de mettre en avant les zones de polarisation optimales ainsi que les meilleures configurations en fonction des attentes :

- 1<sup>er</sup> cas : Les signaux OL et RF sont injectés sur le drain.
  - ⇒ Zone de polarisation optimale :  $V_{ds}$  proche de 0V et  $V_{gs}$  proche du pincement.
    - ✓ Les 3 voies OL, RF et FI seront injectées et reçues sur le drain, il n’y aura donc pas d’isolation des voies par le transistor.



- ✓ La puissance  $P_{FI}$  est moins élevée que les cas (3 et 4). Donc le gain de conversion sera moins élevé.
  - ✓ Les puissances issues des non linéarités aux fréquences  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  restent très élevées, dégradant les isolations OL/FI et RF/FI.
- 2<sup>ième</sup> cas : Les signaux OL et RF sont injectés sur la grille.
- ⇒ Zone de polarisation optimale :  $V_{ds}$  régime de saturation ( $I_{ds}$  élevé) et  $V_{gs}$  proche du pincement. C’est la configuration dite du « mélangeur chaud ».
- ✓ Les isolations OL/FI et RF/FI sont réalisées naturellement par le transistor mais pas les isolations OL/RF et RF/OL.
  - ✓ C’est la configuration donnant la puissance  $P_{FI}$  la plus élevée donc potentiellement le gain de conversion le plus important.
  - ✓ Les puissances issues des non linéarités aux fréquences  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  restent très élevées, dégradant les isolations OL/FI et RF/FI.
- 3<sup>ième</sup> cas : Le signal OL est injecté sur la grille et le signal RF sur le drain.
- ⇒ Zone de polarisation optimale :  $V_{ds}$  proche de 0V et  $V_{gs}$  proche du pincement. C’est la configuration dite du « mélangeur froid » ou autrement appelé « mélangeur résistif ».
- ✓ Les isolations OL/FI et OL/RF sont réalisées naturellement par le transistor.
  - ✓ La puissance  $P_{FI}$  est moins élevée que pour le 2<sup>ième</sup> cas, permettant de supposer un gain de conversion moindre.
  - ✓ Les puissances issues des non linéarités aux autres fréquences que  $F_{FI}$  sont moins élevées d’où un meilleur taux de réjection des raies parasites  $nF_{OL} \pm mF_{RF}$ .
  - ✓ Il n’y a quasiment pas d’influence des non linéarités en sortie sur la fréquence  $F_{OL}$ .
- 4<sup>ième</sup> cas : Le signal RF est injecté sur la grille et le signal OL sur le drain.
- ⇒ Zone de polarisation optimale :  $V_{ds}$  proche de 0V et  $V_{gs}$  proche du pincement.
- ✓ Isolations RF/FI et RF/OL réalisées naturellement par le transistor.
  - ✓ Même conclusion que pour le 3<sup>ième</sup> cas sauf que cette fois ci c’est l’influence des non linéarités en sortie sur la fréquence  $F_{RF}$  qui est quasiment supprimée.

Conclusion :

- La première configuration ne présente pas d’intérêt pour la fonction de mélange.
- Le deuxième cas devrait donner le gain de conversion le plus élevé alors que les cas 3 et 4 devraient fournir de meilleure réjection des raies parasites  $nF_{OL} \pm mF_{RF}$ .
- Les troisième et quatrième configurations sont quasiment identiques. Toutefois sachant que les niveaux de puissance OL sont généralement très élevés et supérieurs à ceux de puissance RF, il est préférable, pour de meilleures performances en terme d’isolations, d’utiliser le troisième cas.

Les calculs précédents permettent de mettre en évidence d’une façon simple l’influence des non linéarités issues du générateur de courant d’un transistor à effet de champ. Cela permet de définir la meilleure configuration pour les signaux en entrées ainsi que le meilleur couple de polarisation afin d’accéder aux performances optimales pour la fonction de mélange selon les spécificités établies.

Néanmoins cette méthode ne permet pas de simuler de façon précise les performances souhaitées car il faut également prendre en compte l’ensemble des éléments du transistor (éléments extrinsèques, intrinsèques, fréquence de coupure, stabilité) ainsi que les conditions d’adaptation en entrée et en sortie sachant que nous travaillons en hyperfréquence.

### I.7.3. Architectures de mélangeurs à transistors FET.

#### I.7.3.a. Mélangeur froid

Un mélangeur froid, également appelé mélangeur résistif, utilise un transistor comme élément non linéaire. Ce dernier est polarisé à tension drain-source nulle et tension grille-source proche de la valeur de pincement du transistor, comme cela l’a été souligné précédemment.

Dans cette configuration, les signaux OL et RF sont respectivement placés sur la grille et le drain du transistor et le signal FI est récupéré sur le drain (cf figure I-19).

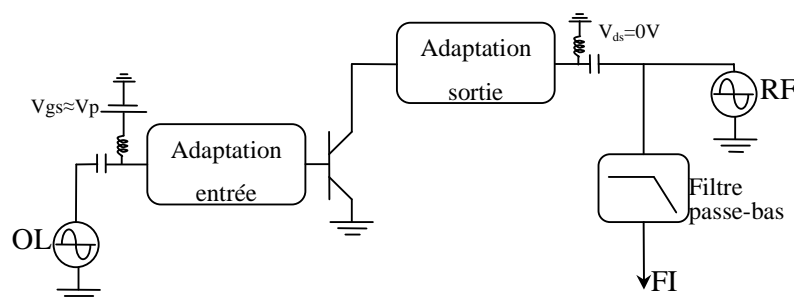


Figure I-19 : Synoptique simplifié d’un mélangeur froid

Les circuits d’adaptations en entrée et en sortie vont permettre d’obtenir un gain de conversion optimal.

Les tés de polarisation sont présents afin de supprimer les composantes DC sur les voies RF et FI en entrée et OL en sortie. Ils vont également permettre la polarisation de la grille et la suppression de l’auto-polarisation sur le drain.

Le filtre passe-bas sur la voie FI permet l’amélioration des isolations RF/FI et OL/FI.

Un filtre passe-bande sur les voies OL et RF permettrait également d’améliorer les isolations OL/RF et RF/OL. Il faut cependant que les bandes fréquentielles d’utilisation respectives ne soient pas imbriquées.

Enfin, il est nécessaire d’utiliser un élément externe au transistor pour découpler l’entrée RF du signal de sortie FI.

### I.7.3.b. Mélangeur chaud

Les mélangeurs sont dits « chauds » quand le drain est polarisé à une tension différente de zéro volt. La tension de grille est toujours maintenue proche du pincement.

Pour cette configuration, les signaux OL et RF sont injectés sur la grille alors que le signal FI est récupéré sur le drain.

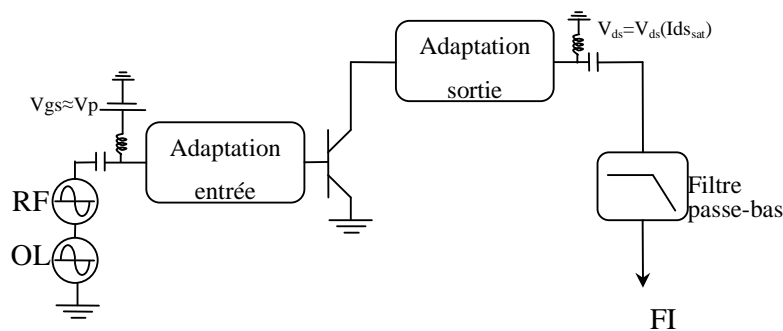


Figure I-20 : Synoptique simplifié d'un mélangeur chaud

Les circuits d’adaptations, les tés de polarisation et le filtre passe-bas ont les mêmes fonctions que celles du mélangeur « froid ».

La fonction sommateur des deux signaux hyperfréquences (RF et OL) nécessitera d’utiliser un composant externe.

### I.7.3.c. Mélangeur double grille.

Le mélangeur double grille peut être utilisé de deux façons différentes, soit en réalisant technologiquement un transistor unique constitué de deux grilles physiques usuellement appelé « T bigrille » [9], soit en cascade deux transistors comme montré figure I-21. Dans chaque cas, les signaux OL et RF sont injectés sur une des grilles et le signal FI récupéré sur le drain de l’ensemble [5].

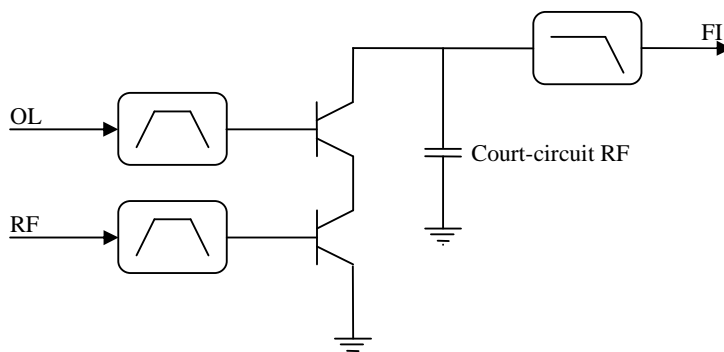


Figure I-21 : Schématique d’un mélangeur à transistor FET dans une configuration double grille

On retrouve dans cette architecture le design du mélangeur « chaud » avec tous ses avantages et inconvénients sauf que cette fois-ci l’isolation naturelle entre les deux grilles du transistor bigrille ou des deux transistors en cascades va augmenter de façon conséquente les isolations OL/RF et RF/OL.

De plus, il n’est plus nécessaire d’utiliser un coupleur externe pour associer les signaux OL et RF avec bien entendu ses limitations en termes de largeur de bande de fréquence et de pertes.

### I.7.3.d. Mélangeur en anneau.

Le mélangeur en anneau est un mélangeur doublement équilibré basé sur le même principe que le mélangeur à diode doublement équilibré (cf. paragraphe I.5.3.c).

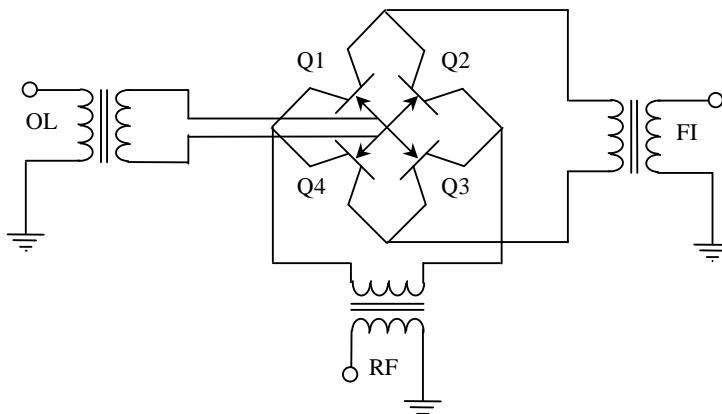


Figure I-22 : Schématique d’un mélangeur en anneau à transistor FET

Les transistors Q1 et Q3 fonctionnent comme des commutateurs et le signal RF arrive donc alternativement des voies des transistors Q1 ou Q3 et déphasé de  $180^\circ$  par les transistors Q2 et Q4. Le signal RF est préalablement mélangé au signal OL qui lui, est injecté par le biais de toutes les grilles des transistors.

Cette architecture a l’avantage d’utiliser les isolations naturelles des transistors pour isoler toutes les entrées/sorties et l’utilisation de transistors FET permet la possibilité d’obtenir du gain de conversion.

La complexité de ce design étant importante, surtout pour des réalisations hybrides, ce dernier n’est pas le choix usuellement retenu. Il a néanmoins été intégré avec succès dans un circuit [10] avec des performances honorables.

## I.8. Architectures plus complexes à base de mélangeur

### I.8.1. Mélangeur à combinaison de puissance

Cette architecture présente deux avantages.

Le premier est que le signal FI possède une amplitude deux fois plus élevée que celle qui serait obtenue avec un seul mélangeur (montages précédents). Le deuxième avantage réside dans le fait que l’on peut sélectionner la fréquence  $F_{OL}+F_{RF}$  ou  $|F_{OL}-F_{RF}|$  en plaçant le signal FI sur les voies respectives d’addition ( $\Sigma$ ) ou de soustraction ( $\Delta$ ) du coupleur  $180^\circ$ .

La figure I-23 met en évidence l’architecture proposée [11].

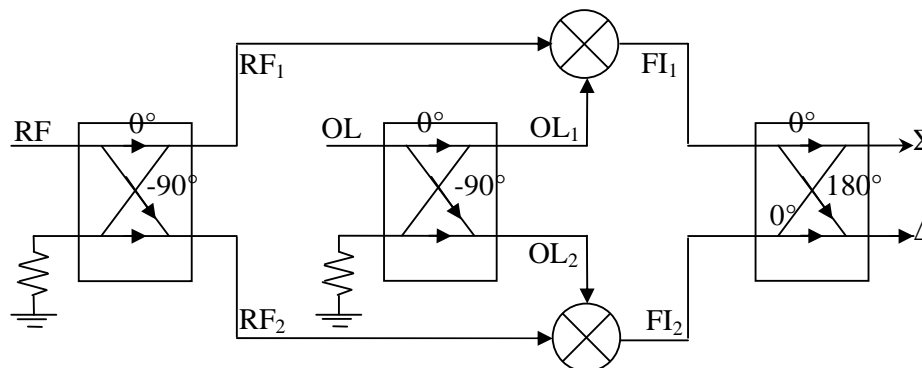


Figure I-23 : Schématique d’un mélangeur à combinaison de puissance

Les signaux d'entrées et de sorties mono-fréquence sont les suivants :

$$\begin{aligned} RF &= V_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \\ OL &= V_{OL} \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL}) \end{aligned} \quad (\text{I-34})$$

Au passage dans les différents coupleurs, les signaux sont séparés (on suppose également les voies des coupleurs identiques et donc possédant les mêmes pertes) :

$$\begin{aligned} RF_1 &= V'_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \\ RF_2 &= V'_{RF} \cos\left(\omega_{RF} t + \varphi_{RF} - \frac{\pi}{2}\right) \\ OL_1 &= V'_{OL} \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL}) \\ OL_2 &= V'_{OL} \cos\left(\omega_{OL} t + \varphi_{OL} - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (\text{I-35})$$

Supposons que les deux mélangeurs proposés dans cette architecture soit parfaits et identiques :

$$\begin{aligned} FI_1 &= V_{FI} \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{RF}\right)t + \text{sign}(\omega_{OL} - \omega_{RF}) * (\varphi_{OL} - \varphi_{RF})\right) \\ &\quad + V_{FI} \cos\left(\left(\omega_{OL} + \omega_{RF}\right)t + (\varphi_{OL} + \varphi_{RF})\right) \\ FI_2 &= V_{FI} \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{RF}\right)t + \text{sign}(\omega_{OL} - \omega_{RF}) * \left(\varphi_{OL} - \frac{\pi}{2} - \varphi_{RF} + \frac{\pi}{2}\right)\right) \\ &\quad + V_{FI} \cos\left(\left(\omega_{OL} + \omega_{RF}\right)t + (\varphi_{OL} + \varphi_{RF} + \pi)\right) \\ \Rightarrow FI_2 &= V_{FI} \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{RF}\right)t + \text{sign}(\omega_{OL} - \omega_{RF}) * (\varphi_{OL} - \varphi_{RF})\right) \\ &\quad - V_{FI} \cos\left(\left(\omega_{OL} + \omega_{RF}\right)t + (\varphi_{OL} + \varphi_{RF})\right) \end{aligned} \quad (\text{I-36})$$

A travers le coupleur 180°, les signaux  $FI_1$  et  $FI_2$  deviennent :

$$\begin{aligned} FI_{\Sigma} &= FI_1 + FI_2 = 2V_{FI} \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{RF}\right)t + \text{sign}(\omega_{OL} - \omega_{RF}) * (\varphi_{OL} - \varphi_{RF})\right) \\ FI_{\Delta} &= FI_2 - FI_1 = -2V_{FI} \cos\left(\left(\omega_{OL} + \omega_{RF}\right)t + (\varphi_{OL} + \varphi_{RF})\right) \end{aligned} \quad (\text{I-37})$$

L'équation I-37 démontre que sur la voie somme du coupleur 180°, on retrouve le signal abaissé avec une amplitude double et que sur la voie différence du coupleur, c'est le signal rehaussé avec une amplitude elle aussi doublée qui est sélectionné.

Les inconvénients de cette architecture sont les suivants:

- Un niveau de puissance OL supérieur au niveau utile pour un seul mélangeur.
- La nécessité d'utiliser deux mélangeurs qui doivent être au maximum identiques.
- L'utilisation de coupleur 90° et 180° devant respecter les bandes de fréquences utilisées par le mélangeur.

### I.8.2. Mélangeur à réjection d'image

Comme il a été évoqué lors de la description de la réjection d'image (cf. paragraphe I.4.3.h), il est possible d'utiliser non pas des signaux mono-fréquences sur la voie RF mais une somme de signaux sinusoïdaux contenus dans une bande de fréquence. Dans le cas où le signal OL serait compris dans cette bande de fréquence, le signal FI subirait un recouvrement de spectre. Ceci peut être complètement indésirable pour certaines applications. C'est dans cette optique que l'architecture ci-dessous a été mise en œuvre [11]-[12].

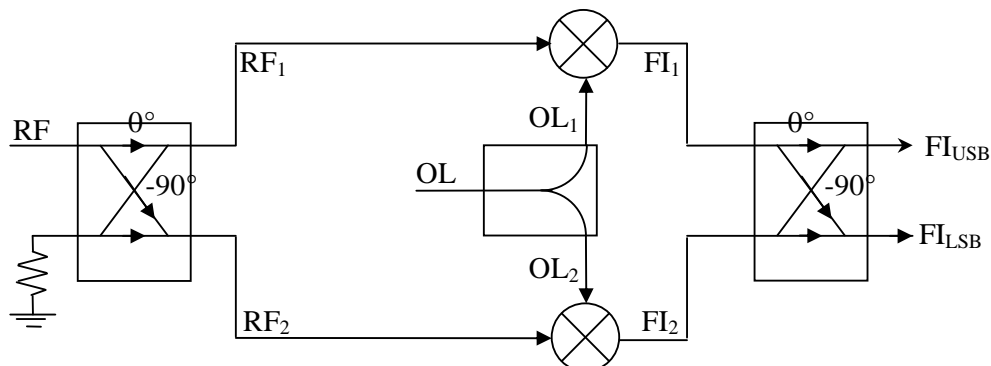


Figure I-24 : Schématique d'un mélangeur à réjection d'image

Afin de simplifier la compréhension et les calculs, le signal RF sera composé de deux fréquences. Une en dessous de la fréquence  $F_{OL}$  appelée  $RF_{LSB}$  et une située au-dessus de la fréquence  $F_{OL}$  appelée  $RF_{USB}$ . Ces deux cas mettent en évidence l'ensemble des configurations possible pour cette architecture ainsi que le phénomène de réjection d'image.

$$\begin{aligned}
 RF &= RF_{LSB} + RF_{USB} = V_{LSB} \cos(\omega_{LSB}t + \varphi_{LSB}) + V_{USB} \cos(\omega_{USB}t + \varphi_{USB}) \\
 OL &= V_{OL} \cos(\omega_{OL}t + \varphi_{OL})
 \end{aligned}
 \tag{I-38}$$

A titre d'illustration, la figure ci-dessous décrit le spectre d'un signal présentant un signal RF contenant plusieurs fréquences dans une bande centrée sur la fréquence OL.

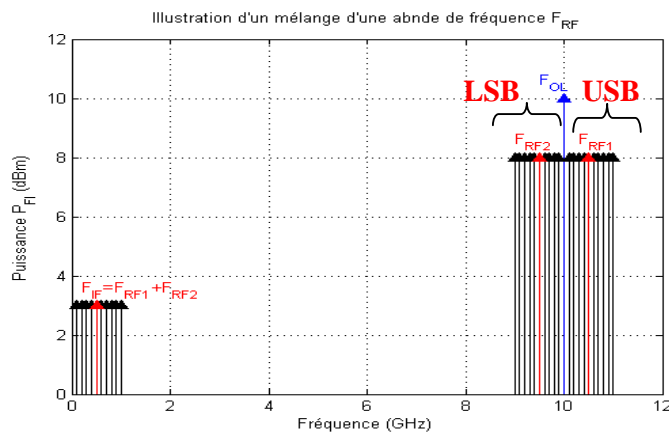


Figure I-25 : Spectre d'un signal RF contenant plusieurs harmoniques regroupées dans une bande de 2GHz autour de la fréquence d'oscillateur local égale à 10GHz.

Supposons toujours les éléments parfaits avec les voies des coupleurs et du diviseur de puissance identiques :

$$\begin{aligned}
 RF_1 &= V'_{LSB} \cos(\omega_{LSB}t + \varphi_{LSB}) + V'_{USB} \cos(\omega_{USB}t + \varphi_{USB}) \\
 RF_2 &= V'_{LSB} \cos\left(\omega_{LSB}t + \varphi_{LSB} - \frac{\pi}{2}\right) + V'_{USB} \cos\left(\omega_{USB}t + \varphi_{USB} - \frac{\pi}{2}\right) \\
 OL_1 &= V'_{OL} \cos(\omega_{OL}t + \varphi_{OL}) \\
 OL_2 &= V'_{OL} \cos(\omega_{OL}t + \varphi_{OL})
 \end{aligned} \tag{I-39}$$

Sur les voies FI, il faut distinguer deux cas, le cas où un recouvrement de spectre s'opère (ie le cas où  $F_{RF} < F_{OL}$  donc ici le cas LSB) du cas où le mélange est directement réalisé avec une fréquence intermédiaire positive (ie le cas où  $F_{RF} > F_{OL}$  donc ici le cas USB). Dans le cas d'un recouvrement de spectre les harmoniques de fréquence négative se retrouvent également à une fréquence positive et symétrique par rapport à la fréquence nulle mais sous leurs formes conjuguées (donc avec une phase opposée). Ceci a jusqu'ici était décrit dans les formules par la différence de phase multipliée par le signe de la différence des fréquences.

On suppose toujours les mélangeurs abaisseurs (même raisonnement pour les rehausseurs) parfaits et identiques :

$$\begin{aligned}
 FI_1 &= V''_{LSB} \cos\left(\left|\omega_{OL} - \omega_{LSB}\right|t + (-1)^*(\varphi_{OL} - \varphi_{LSB})\right) \\
 &\quad + V''_{USB} \cos\left(\left|\omega_{OL} - \omega_{USB}\right|t + (\varphi_{OL} - \varphi_{USB})\right) \\
 FI_1 &= V''_{LSB} \cos\left(\left|\omega_{OL} - \omega_{LSB}\right|t + (-1)^*\left(\varphi_{OL} - \varphi_{LSB} + \frac{\pi}{2}\right)\right) \\
 &\quad + V''_{USB} \cos\left(\left|\omega_{OL} - \omega_{USB}\right|t + \left(\varphi_{OL} - \varphi_{USB} + \frac{\pi}{2}\right)\right)
 \end{aligned} \tag{I-40}$$

Après le coupleur de sortie, on obtient donc :



$$\begin{aligned}
 FI_{USB} &= FI_1 + FI_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} = V_{LSB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{LSB}\right)t - (\varphi_{OL} - \varphi_{LSB})\right) \\
 &\quad + V_{USB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{USB}\right)t + (\varphi_{OL} - \varphi_{USB})\right) \\
 &\quad + V_{LSB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{LSB}\right)t - \left(\varphi_{OL} - \varphi_{LSB} + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\pi}{2}\right) \\
 &\quad + V_{USB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{USB}\right)t + \left(\varphi_{OL} - \varphi_{USB} + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\pi}{2}\right) \\
 FI_{USB} &= V_{LSB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{LSB}\right)t - (\varphi_{OL} - \varphi_{LSB})\right) \\
 &\quad + V_{USB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{USB}\right)t + (\varphi_{OL} - \varphi_{USB})\right) \\
 &\quad + V_{LSB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{LSB}\right)t - (\varphi_{OL} - \varphi_{LSB}) - \pi\right) \\
 &\quad + V_{USB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{USB}\right)t + (\varphi_{OL} - \varphi_{USB})\right) \\
 FI_{USB} &= 2V_{USB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{USB}\right)t + (\varphi_{OL} - \varphi_{USB})\right)
 \end{aligned} \tag{I-41}$$

$$\begin{aligned}
 FI_{LSB} &= FI_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} + FI_2 = V_{LSB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{LSB}\right)t - (\varphi_{OL} - \varphi_{LSB}) - \frac{\pi}{2}\right) \\
 &\quad + V_{USB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{USB}\right)t + (\varphi_{OL} - \varphi_{USB}) - \frac{\pi}{2}\right) \\
 &\quad + V_{LSB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{LSB}\right)t - \left(\varphi_{OL} - \varphi_{LSB} + \frac{\pi}{2}\right)\right) \\
 &\quad + V_{USB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{USB}\right)t + \left(\varphi_{OL} - \varphi_{USB} + \frac{\pi}{2}\right)\right) \\
 FI_{LSB} &= 2V_{LSB}'' \cos\left(\left(\omega_{OL} - \omega_{LSB}\right)t - (\varphi_{OL} - \varphi_{LSB}) - \frac{\pi}{2}\right)
 \end{aligned} \tag{I-42}$$

Les équations I-41 et I-42 démontrent qu'il est possible de sélectionner sur une des voies du coupleur 90° de sortie le signal LSB ou le signal USB et uniquement l'un des deux.

Les inconvénients restent identiques à ceux du mélangeur à combinaison de puissance :

- La nécessité d'une puissance OL supérieure à celle demandée pour un seul mélangeur.
- L'utilisation de deux mélangeurs qui doivent être au maximum identiques.
- L'utilisation de coupleur 90° et d'un splitter qui doivent contenir les bandes de fréquence d'utilisation des signaux OL et RF.

### I.9. Etat de l’art des performances de mélangeurs en bande X

Dans cette partie, nous proposons de réaliser un bilan des différentes performances obtenues à l’heure actuelle. Cet état de l’art a pour but de montrer les différents résultats obtenus pour différentes topologies de mélangeurs et sur différents substrats. Ceci afin de donner un ordre de grandeur des résultats que nous sommes en droit d’attendre.

Pour cela, le tableau I-5 répertorie l’état de l’art pour les mélangeurs. Etant donné le nombre conséquent de variables, nous nous sommes fixés, pour cette étude, la bande de fréquence X. Les bandes de fréquences  $F_{OL}$ ,  $F_{RF}$  et  $F_{FI}$  sont décrites ainsi que le gain de conversion obtenu pour un niveau de puissance  $P_{OL}$  donné. Pour décrire la linéarité, le point de compression à 1dB et/ou le point d’interception d’ordre 3 en entrée est fourni.

Réf	Désignation	Substrat	$G_c$ (dB)	$F_{RF}$ (GHz)	$F_{OL}$ (GHz)	$F_{FI}$ (GHz)	$P_{OL}$ (dBm)	IIP3/ $P_{c1dB}$ (dBm)
[14]	Diodes HBT	GaAs	>-10	6-10	12	2-6	10	IIP3=11
[15]	Diodes Schottky	GaAs	-7.5	6-18	6-18	DC-1.5	16	IIP3=19
[16]	Diodes	GaN	-12.9	2.5	2.4	0.1	10	IIP3=17.6 $P_{c1dB}>10$
[17]	« froid »	GaAs	-13	40.5- 43.5	19.5- 20.5	2.45- 3.45	13	$P_{c1dB}=17$
[18]	« froid »	GaAs	-9	6-18	6-18	DC-2.5	13	$P_{c1dB}>16$ IIP3=25
[19]	« froid »	GaAs	-11	12.4	10	2.4	21.5	IIP3=30
[20]	« froid »	GaN	-8	7-16	7-16	2	19	IIP3=25
[21]	« froid »	GaN	-17	12.4	10	2.4	20	$P_{c1dB}>10$
[22]	Bi-grille	GaN	11	1.8	2	0.2	17	IIP3=28
[23]	Réjection image	GaAs	-15.9	24-45	10-25	0.01	16	Réjection=12.5

Tableau I-5 : Principaux résultats parus sur les mélangeurs.

Si les mélangeurs à base de composants GaAs prédominaient sur le marché il y a encore peu de temps, aujourd’hui les mélangeurs à base de composants GaN font leur apparition et ce pour différentes architectures de mélangeurs.

Les mélangeurs à base de diode et d’architecture « froid » sont très prisés. En effet, l’avantage pour les mélangeurs à base de diode réside dans le fait qu’il n’y a pas de polarisation et pour les mélangeurs « froid », seul la polarisation de grille est nécessaire. De plus dans chaque cas, le courant traversant la diode ou le courant de drain est quasiment nul.

Ces conditions sont extrêmement favorables à l’obtention d’un facteur de bruit faible et ces mélangeurs sont pour cette raison privilégiés.

Peu de transistors GaN sont actuellement large bande. Si on compare les mélangeurs « froids » de bande quasiment identiques [18] et [20] à base de transistors GaAs et GaN respectivement, les performances sont très semblables. Une puissance  $P_{OL}$  plus conséquente est requise pour le composant GaN mais ce dernier procure une meilleure linéarité avec une dynamique supérieure.

## **I.10. Conclusion**

Un rappel des principales caractéristiques des transistors et des mélangeurs a dans un premier temps été réalisé. Celles-ci seront couramment utilisées dans les chapitres suivants et permettront ainsi d’uniformiser les différentes appellations.

Une revue des différentes technologies et architectures de mélangeur a été mis en œuvre dans ce chapitre. En ce qui concerne les mélangeurs à base de transistors GaN, deux architectures sont possibles : une architecture appelée mélangeur « froid » et une autre énoncée comme mélangeur « chaud ». La polarisation des deux topologies est proche du pincement sur la grille alors que dans le cas du mélangeur « froid » la tension de drain est nulle et dans celui du mélangeur « chaud » la tension de drain est supérieure à zéro. Ce sont ces deux technologies qui vont être mise en œuvre dans les chapitres suivants.

Une brève description de la filière GaN est proposée afin de montrer la pertinence de la problématique. De plus, l’étude de l’état de l’art à montré que peu de réalisation de mélangeurs sur ce type de substrat ont aujourd’hui été réalisées, renforçant l’intérêt de cette étude.

## I.11. Bibliographie

- [1] **Nicolas Vellas**, « Etudes expérimentales de transistors HFET de la filière Nitrure de Gallium pour des applications de puissance hyperfréquence », *Thèse de doctorat à l’Université de Lille*, décembre 2003, pp 28-30.
- [2] **Christophe Gaquière**, « Analyse et optimisation de transistors à effet de champ à hétérojonction pour l’amplification de puissance dans la bande Ka », *Thèse de doctorat à l’Université de Lille*, novembre 1995, pp 12-15.
- [3] **Chih-Ming Lin, Hua-Kuei Lin, Chiung-Feng Lin, Yu-Ann Lai, Che-Hung Lin, Yeong-Her Wang**, « A 16–44 GHz Compact Doubly Balanced Monolithic Ring Mixer », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 18, 2008, p. 620-622.
- [4] **S. Mass, F. Yamada, A. Oki, N. Matovello, C. Hochuli**, « An 18-40 GHz monolithic ring mixer », *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 1998 IEEE*, 1998, p. 29-32.
- [5] **Stephen A. Maas**, « The RF and Microwave Circuit Design Cookbook », *édition Artech House*, 1998, pp 148-151, pp190-199.
- [6] **Gilbert, Barrie**, « A Precise Four-Quadrant Multiplier with Subnanosecond Response », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Décembre 1968, pp365-373.
- [7] **J. Pedro, J. Perez**, « Accurate simulation of GaAs MESFET's intermodulation distortion using a new drain-source current model », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 42, 1994, pp. 25-33.
- [8] **J. Garcia, J. Pedro, M.L. De La Fuente, N. De Carvalho, A. Sanchez, A. Puente**, « Resistive FET mixer conversion loss and IMD optimization by selective drain bias », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, 1999, pp. 2382-2392.
- [9] **R. Allam, C. Kolanowski, D. Langrez, P. Bourne, J.C. De Jaeger, Y. Crosnier and 6.**

- Salmer**, « 60 GHz MMIC mixer using a dual-gate PM HEMT », in *Signals, Systems, and Electronics, 1995. ISSSE '95, Proceedings., 1995 URSI International Symposium on*, p. 171-174, 1995.
- [10] **L.M. Devlin, B.J. Buck, A.W. Dearn, J.C. Clifton, A.A.G. Frier, M.W. Geen**, « A high Volume, Low Cost, Plastic Packaged, 2.4GHz Transceiver MMIC », *Proceedings of the third annual Wireless Symposium*, Santa Clara, CA, 1995, pp. 121-125.
- [11] **Peter Butterworth**, « Méthode de conception des mélangeurs millimétriques. Application à la réalisation MMIC d’un mélangeur sousharmonique à FET froid [42-43.5 GHz] », *Thèse de doctorat à l’Université de Limoges*, Novembre 2003, Chapitre II.
- [12] **K. Kawakami, M. Shimosawa, H. Ikematsu, K. Itoh, Y. Isota, O. Ishida**, « A millimeter-wave broadband monolithic even harmonic image rejection mixer », *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, 1998, p. 1443-1446 vol.3.
- [13] **K. Kawakami, K. Nishida, M. Hieda, M. Miyazaki**, « Millimeter-Wave Low Spurious Quadruple Harmonic Image Rejection Mixer with 90-degree LO Power Divider », *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, 2008, p. 414-417.
- [14] **K. Kobayashi, R. Kasody, A. Oki, G. Dow, B. Allen, D. Streit**, « A double-double balanced HBT Schottky diode broadband mixer at X-band », in *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1994. Technical Digest 1994., 16th Annual*, p. 315-318, 1994.
- [15] **M. Maesel, W. Ou, J. Panelli, J. Archer, G. Bechtel, R. Hamilton**, « A double balanced 6-18 GHz GaAs MMIC mixer », in *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1991. Technical Digest 1991., 13th Annual*, p. 49-52, 1991.
- [16] **King-Yuen Wong, Wanjun Chen, Qi Zhou, K. Chen**, “Zero-Bias Mixer Based on AlGaIn/GaN Lateral Field-Effect Diodes for High-Temperature Wireless Sensor and RFID Applications,” *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 56, n°. 12, p. 2888-2894, 2009.

- [17] **A. Philippon, M. Campovecchio, J. Nallatamby, P. Butterworth, R. Quere**, « Design Method and New Architecture of Sub-Harmonic Balanced Cold FET Mixer for MVDS Applications », in *Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits, 2006 International Workshop on*, p. 90-93, 2006.
- [18] **M. Dinari, V. Serru, M. Camiade, C. Teyssandier, D. Baglieri, E. Durand, B. Mallet-Guy, J.P. Plaze**, « Wide band high linearity and high isolation mixer MMIC developed on GaAs 0.25 $\mu$ m power pHEMT technology », in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, p. 1661-1664, 2009.
- [19] **F. De Flaviis, S. Maas**, « X-band doubly balanced resistive FET mixer with very low intermodulation », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 43, n°. 2, p. 457-460, 1995.
- [20] **M. Sudow, K. Andersson, M. Fagerlind, M. Thorsell, P. Nilsson, N. Rorsman**, « A Single-Ended Resistive X -Band AlGaIn/GaN HEMT MMIC Mixer », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, n°. 10, p. 2201-2206, 2008.
- [21] **V. Kaper, R. Thompson, T. Prunty, J. Shealy**, “Signal generation, control, and frequency conversion AlGaIn/GaN HEMT MMICs,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, n°. 1, p. 55-65, 2005.
- [22] **K. Shiojima, T. Makimura, T. Kosugi, S. Sugitani, N. Shigekawa, H. Ishikawa, T. Egawa**, « High-power AlGaIn/GaN dual-gate high electron mobility transistor mixers on SiC substrates », *Electronics Letters*, vol. 40, n°. 12, p. 775-776, 2004.
- [23] **K. Kawakami, M. Shimosawa, H. Ikematsu, K. Itoh, Y. Isota, O. Ishida**, « A millimeter-wave broadband monolithic even harmonic image rejection mixer », in *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, vol. 3, p. 1443-1446 vol.3, 1998.

**I.12. Annexes**
**I.12.1. Représentation fréquentielle de la fonction de transfert à l’ordre 4**

Fréquence	Amplitude	Phase
DC	$c_0 + 0.5c_2(V_{RF1}^2 + V_{RF2}^2 + V_{OL}^2)$ $+ 1.5c_4(V_{RF1}^2 V_{RF2}^2 + V_{RF1}^2 V_{OL}^2 + V_{RF2}^2 V_{OL}^2)$ $+ 0.375c_4(V_{RF1}^4 + V_{RF2}^4 + V_{OL}^4)$	0
F <sub>RF1</sub>	$c_1 V_{RF1} + c_3 [1.5 V_{RF1} (V_{RF2}^2 + V_{OL}^2) + 0.75 V_{RF1}^3]$	$\varphi_{RF1}$
F <sub>RF2</sub>	$c_2 V_{RF2} + c_3 [1.5 V_{RF2} (V_{RF1}^2 + V_{OL}^2) + 0.75 V_{RF2}^3]$	$\varphi_{RF2}$
F <sub>OL</sub>	$c_1 V_{OL} + c_3 [1.5 V_{OL} (V_{RF1}^2 + V_{RF2}^2) + 0.75 V_{OL}^3]$	$\varphi_{OL}$
2F <sub>RF1</sub>	$0.5(c_2 V_{RF1}^2 + c_4 V_{RF1}^4)$ $+ 1.5c_4(V_{RF1}^2 V_{RF2}^2 + V_{RF1}^2 V_{OL}^2)$	$2\varphi_{RF1}$
2F <sub>RF2</sub>	$0.5(c_2 V_{RF2}^2 + c_4 V_{RF2}^4)$ $+ 1.5c_4(V_{RF1}^2 V_{RF2}^2 + V_{RF2}^2 V_{OL}^2)$	$2\varphi_{RF2}$
2F <sub>OL</sub>	$0.5(c_2 V_{OL}^2 + c_4 V_{OL}^4)$ $+ 1.5c_4(V_{RF1}^2 V_{OL}^2 + V_{RF2}^2 V_{OL}^2)$	$2\varphi_{OL}$
F= F <sub>RF1</sub> -F <sub>RF2</sub>	$c_2 V_{RF1} V_{RF2} + 1.5c_4(V_{RF1}^3 V_{RF2} + V_{RF1} V_{RF2}^3)$ $+ 3c_4 V_{RF1} V_{RF2} V_{OL}^2$	$sign(F) * (\varphi_{RF1} - \varphi_{RF2})$
F <sub>RF1</sub> +F <sub>RF2</sub>	$c_2 V_{RF1} V_{RF2} + 1.5c_4(V_{RF1}^3 V_{RF2} + V_{RF1} V_{RF2}^3)$ $+ 3c_4 V_{RF1} V_{RF2} V_{OL}^2$	$\varphi_{RF1} + \varphi_{RF2}$
F= F <sub>RF1</sub> -F <sub>OL</sub>	$c_2 V_{RF1} V_{OL} + 1.5c_4(V_{RF1}^3 V_{OL} + V_{RF1} V_{OL}^3)$ $+ 3c_4 V_{RF1} V_{RF2}^2 V_{OL}$	$sign(F) * (\varphi_{RF1} - \varphi_{OL})$
F <sub>RF1</sub> +F <sub>OL</sub>	$c_2 V_{RF1} V_{OL} + 1.5c_4(V_{RF1}^3 V_{OL} + V_{RF1} V_{OL}^3)$ $+ 3c_4 V_{RF1} V_{RF2}^2 V_{OL}$	$\varphi_{RF1} + \varphi_{OL}$
F= F <sub>RF2</sub> -F <sub>OL</sub>	$c_2 V_{RF2} V_{OL} + 1.5c_4(V_{RF2}^3 V_{OL} + V_{RF2} V_{OL}^3)$ $+ 3c_4 V_{RF1}^2 V_{RF2} V_{OL}$	$sign(F) * (\varphi_{RF2} - \varphi_{OL})$
F <sub>RF2</sub> +F <sub>OL</sub>	$c_2 V_{RF2} V_{OL} + 1.5c_4(V_{RF2}^3 V_{OL} + V_{RF2} V_{OL}^3)$ $+ 3c_4 V_{RF1}^2 V_{RF2} V_{OL}$	$\varphi_{RF2} + \varphi_{OL}$
3F <sub>RF1</sub>	$0.25c_3 V_{RF1}^3$	$3\varphi_{RF1}$
3F <sub>RF2</sub>	$0.25c_3 V_{RF2}^3$	$3\varphi_{RF2}$



$3F_{OL}$	$0.25c_3V_{OL}^3$	$3\varphi_{OL}$
$F_{RF1}+2F_{RF2}$	$0.75c_3V_{RF1}V_{RF2}^2$	$\varphi_{RF1} + 2\varphi_{RF2}$
$F= F_{RF1}-2F_{RF2} $	$0.75c_3V_{RF1}V_{RF2}^2$	$sign(F) * (\varphi_{RF1} - 2\varphi_{RF2})$
$F_{RF1}+2F_{OL}$	$0.75c_3V_{RF1}V_{OL}^2$	$\varphi_{RF1} + 2\varphi_{OL}$
$F= F_{RF1}-2F_{OL} $	$0.75c_3V_{RF1}V_{OL}^2$	$sign(F) * (\varphi_{RF1} - 2\varphi_{OL})$
$F_{RF2}+2F_{RF1}$	$0.75c_3V_{RF2}V_{RF1}^2$	$\varphi_{RF2} + 2\varphi_{RF1}$
$F= F_{RF2}-2F_{RF1} $	$0.75c_3V_{RF2}V_{RF1}^2$	$sign(F) * (\varphi_{RF2} - 2\varphi_{RF1})$
$F_{RF2}+2F_{OL}$	$0.75c_3V_{RF2}V_{OL}^2$	$\varphi_{RF2} + 2\varphi_{OL}$
$F= F_{RF2}-2F_{OL} $	$0.75c_3V_{RF2}V_{OL}^2$	$sign(F) * (\varphi_{RF2} - 2\varphi_{OL})$
$F_{OL}+2F_{RF1}$	$0.75c_3V_{OL}V_{RF1}^2$	$\varphi_{OL} + 2\varphi_{RF1}$
$F= F_{OL}-2F_{RF1} $	$0.75c_3V_{OL}V_{RF1}^2$	$sign(F) * (\varphi_{OL} - 2\varphi_{RF1})$
$F_{OL}+2F_{RF2}$	$0.75c_3V_{OL}V_{RF2}^2$	$\varphi_{OL} + 2\varphi_{RF2}$
$F= F_{OL}-2F_{RF2} $	$0.75c_3V_{OL}V_{RF2}^2$	$sign(F) * (\varphi_{OL} - 2\varphi_{RF2})$
$F_{OL}+F_{RF1}+F_{RF2}$	$1.5c_3V_{RF1}V_{RF2}V_{OL}$	$\varphi_{OL} + \varphi_{RF1} + \varphi_{RF2}$
$F= F_{OL}+F_{RF1}-F_{RF2} $	$1.5c_3V_{RF1}V_{RF2}V_{OL}$	$sign(F) * (\varphi_{OL} + \varphi_{RF1} - \varphi_{RF2})$
$F= F_{OL}-F_{RF1}+F_{RF2} $	$1.5c_3V_{RF1}V_{RF2}V_{OL}$	$sign(F) * (\varphi_{OL} - \varphi_{RF1} + \varphi_{RF2})$
$F= F_{OL}-F_{RF1}-F_{RF2} $	$1.5c_3V_{RF1}V_{RF2}V_{OL}$	$sign(F) * (\varphi_{OL} - \varphi_{RF1} - \varphi_{RF2})$
$4F_{RF1}$	$0.125c_4V_{RF1}^4$	$4\varphi_{RF1}$
$4F_{RF2}$	$0.125c_4V_{RF2}^4$	$4\varphi_{RF2}$
$4F_{OL}$	$0.125c_4V_{OL}^4$	$4\varphi_{OL}$
$3F_{RF1}+F_{RF2}$	$0.5c_4V_{RF1}^3V_{RF2}$	$3\varphi_{RF1} + \varphi_{RF2}$
$F= 3F_{RF1}-F_{RF2} $	$0.5c_4V_{RF1}^3V_{RF2}$	$sign(F) * (3\varphi_{RF1} - \varphi_{RF2})$
$3F_{RF1}+F_{OL}$	$0.5c_4V_{RF1}^3V_{OL}$	$3\varphi_{RF1} + \varphi_{OL}$
$F= 3F_{RF1}-F_{OL} $	$0.5c_4V_{RF1}^3V_{OL}$	$sign(F) * (3\varphi_{RF1} - \varphi_{OL})$
$3F_{RF2}+F_{RF1}$	$0.5c_4V_{RF2}^3V_{RF1}$	$3\varphi_{RF2} + \varphi_{RF1}$
$F= 3F_{RF2}-F_{RF1} $	$0.5c_4V_{RF2}^3V_{RF1}$	$sign(F) * (3\varphi_{RF2} - \varphi_{RF1})$
$3F_{RF2}+F_{OL}$	$0.5c_4V_{RF2}^3V_{OL}$	$3\varphi_{RF2} + \varphi_{OL}$

$F= 3F_{RF2}-F_{OL} $	$0.5c_4V_{RF2}^3V_{OL}$	$sign(F) * (3\varphi_{RF2} - \varphi_{OL})$
$3F_{OL}+F_{RF1}$	$0.5c_4V_{OL}^3V_{RF1}$	$3\varphi_{OL} + \varphi_{RF1}$
$F= 3F_{OL}-F_{RF1} $	$0.5c_4V_{OL}^3V_{RF1}$	$sign(F) * (3\varphi_{OL} - \varphi_{RF1})$
$3F_{OL}+F_{RF2}$	$0.5c_4V_{OL}^3V_{RF2}$	$3\varphi_{OL} + \varphi_{RF2}$
$F= 3F_{OL}-F_{RF2} $	$0.5c_4V_{OL}^3V_{RF2}$	$sign(F) * (3\varphi_{OL} - \varphi_{RF2})$
$2(F_{RF1}+F_{RF2})$	$0.75c_4V_{RF1}^2V_{RF2}^2$	$2(\varphi_{RF1} + \varphi_{RF2})$
$F= 2(F_{RF1}-F_{RF2}) $	$0.75c_4V_{RF1}^2V_{RF2}^2$	$sign(F) * (2(\varphi_{RF1} - \varphi_{RF2}))$
$2(F_{RF1}+F_{OL})$	$0.75c_4V_{RF1}^2V_{OL}^2$	$2(\varphi_{RF1} + \varphi_{OL})$
$F= 2(F_{RF1}-F_{OL}) $	$0.75c_4V_{RF1}^2V_{OL}^2$	$sign(F) * (2(\varphi_{RF1} - \varphi_{OL}))$
$2(F_{RF2}+F_{OL})$	$0.75c_4V_{RF2}^2V_{OL}^2$	$2(\varphi_{RF2} + \varphi_{OL})$
$F= 2(F_{RF2}-F_{OL}) $	$0.75c_4V_{RF2}^2V_{OL}^2$	$sign(F) * (2(\varphi_{RF2} - \varphi_{OL}))$
$F= 2F_{RF1}-F_{OL}+F_{RF2} $	$1.5c_4V_{RF1}^2V_{RF2}V_{OL}$	$sign(F) * (2\varphi_{RF1} - \varphi_{OL} + \varphi_{RF2})$
$F= 2F_{RF1}+F_{OL}-F_{RF2} $	$1.5c_4V_{RF1}^2V_{RF2}V_{OL}$	$sign(F) * (2\varphi_{RF1} + \varphi_{OL} - \varphi_{RF2})$
$F= 2F_{RF1}-F_{OL}-F_{RF2} $	$1.5c_4V_{RF1}^2V_{RF2}V_{OL}$	$sign(F) * (2\varphi_{RF1} - \varphi_{OL} - \varphi_{RF2})$
$F= 2F_{RF1}+F_{OL}+F_{RF2} $	$1.5c_4V_{RF1}^2V_{RF2}V_{OL}$	$2\varphi_{RF1} + \varphi_{OL} + \varphi_{RF2}$
$F= 2F_{RF2}-F_{OL}+F_{RF1} $	$1.5c_4V_{RF1}V_{RF2}^2V_{OL}$	$sign(F) * (2\varphi_{RF2} - \varphi_{OL} + \varphi_{RF1})$
$F= 2F_{RF2}+F_{OL}-F_{RF1} $	$1.5c_4V_{RF1}V_{RF2}^2V_{OL}$	$sign(F) * (2\varphi_{RF2} + \varphi_{OL} - \varphi_{RF1})$
$F= 2F_{RF2}-F_{OL}-F_{RF1} $	$1.5c_4V_{RF1}V_{RF2}^2V_{OL}$	$sign(F) * (2\varphi_{RF2} - \varphi_{OL} - \varphi_{RF1})$
$2F_{RF2}+F_{OL}+F_{RF1}$	$1.5c_4V_{RF1}V_{RF2}^2V_{OL}$	$2\varphi_{RF2} + \varphi_{OL} + \varphi_{RF1}$
$F= 2F_{OL}-F_{RF1}+F_{RF2} $	$1.5c_4V_{RF1}V_{RF2}V_{OL}^2$	$sign(F) * (2\varphi_{OL} - \varphi_{RF1} + \varphi_{RF2})$
$F= 2F_{OL}+F_{RF1}-F_{RF2} $	$1.5c_4V_{RF1}V_{RF2}V_{OL}^2$	$sign(F) * (2\varphi_{OL} + \varphi_{RF1} - \varphi_{RF2})$
$F= 2F_{OL}-F_{RF1}-F_{RF2} $	$1.5c_4V_{RF1}V_{RF2}V_{OL}^2$	$sign(F) * (2\varphi_{OL} - \varphi_{RF1} - \varphi_{RF2})$
$2F_{OL}+F_{RF1}+F_{RF2}$	$1.5c_4V_{RF1}V_{RF2}V_{OL}^2$	$2\varphi_{OL} + \varphi_{RF1} + \varphi_{RF2}$

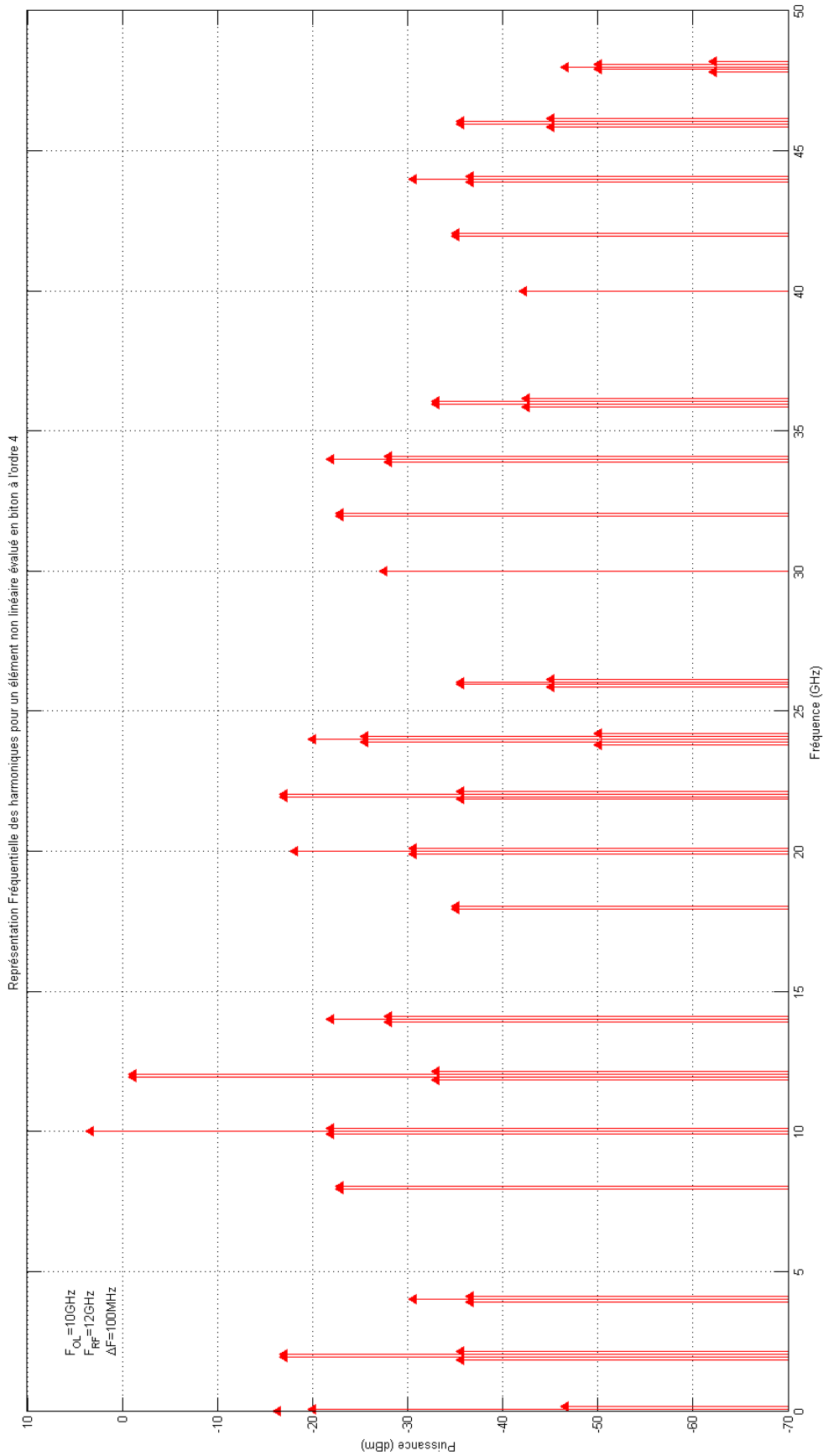
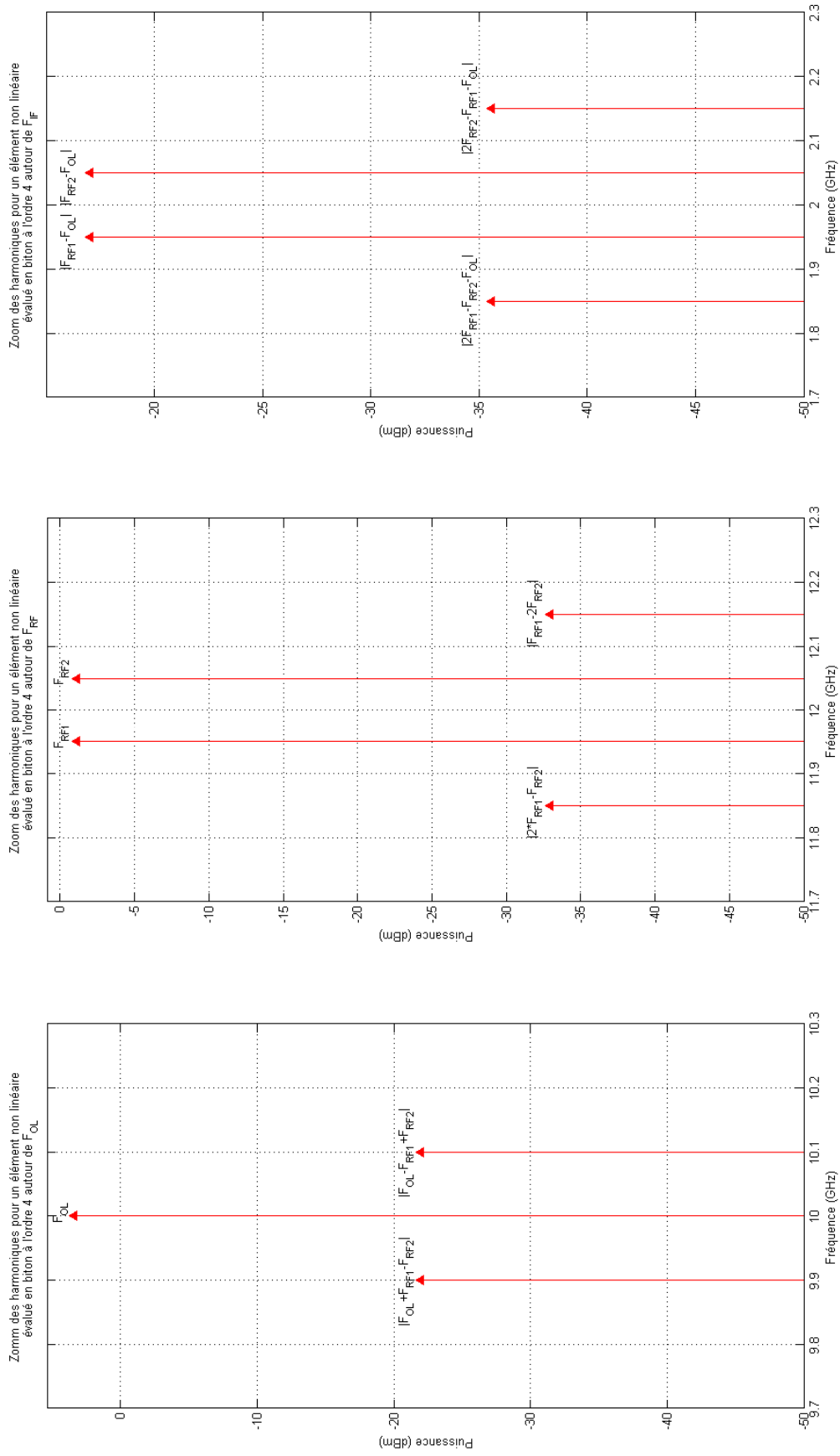


Figure I-26 : Représentation fréquentielle complète des harmoniques pour un développement de la fonction de transfert d'ordre 4



**Figure I-27 : Représentation fréquentielle des harmoniques pour un développement d’ordre 4 de la fonction de transfert autour des fréquences  $F_{OL}$ ,  $F_{RF}$  et  $F_{IF}$  respectivement**

### I.12.2. Analyse des non linéarités du générateur de courant

L'équation du générateur de courant développé à partir des coefficients de Taylor est la suivante :

$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = & I_{ds0}(V_{GS}, V_{DS}) + \frac{\delta I_{ds}}{\delta V_{gs}} v_{gs} + \frac{\delta I_{ds}}{\delta V_{ds}} v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\delta^2 I_{ds}}{\delta V_{gs}^2} v_{gs}^2 + \frac{\delta^2 I_{ds}}{\delta V_{gs} \delta V_{ds}} v_{gs} v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\delta^2 I_{ds}}{\delta V_{ds}^2} v_{ds}^2 \\
 & + \frac{1}{6} \frac{\delta^3 I_{ds}}{\delta V_{gs}^3} v_{gs}^3 + \frac{1}{2} \frac{\delta^3 I_{ds}}{\delta V_{gs}^2 \delta V_{ds}} v_{gs}^2 v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\delta^3 I_{ds}}{\delta V_{gs} \delta V_{ds}^2} v_{gs} v_{ds}^2 + \frac{1}{6} \frac{\delta^3 I_{ds}}{\delta V_{ds}^3} v_{ds}^3
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = & I_{ds0}(V_{GS}, V_{DS}) + G_m v_{gs} + G_d v_{ds} + G_{m2} v_{gs}^2 + G_{md} v_{gs} v_{ds} + G_{d2} v_{ds}^2 + G_{m3} v_{gs}^3 \\
 & + G_{m2d} v_{gs}^2 v_{ds} + G_{md2} v_{gs} v_{ds}^2 + G_{d3} v_{ds}^3
 \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 V_{gs} &= V_{GS} + v_{gs}(t) \\
 V_{ds} &= V_{DS} + v_{ds}(t)
 \end{aligned}$$

$$G_m \approx \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}, \quad G_{m2} \approx \frac{1}{2} \frac{\partial G_m}{\partial V_{gs}}, \quad G_{m3} \approx \frac{1}{3} \frac{\partial G_{m2}}{\partial V_{gs}}$$

$$G_d \approx \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}}, \quad G_{d2} \approx \frac{1}{2} \frac{\partial G_d}{\partial V_{ds}}, \quad G_{d3} \approx \frac{1}{3} \frac{\partial G_{d2}}{\partial V_{ds}}$$

$$G_{md} \approx \frac{\partial G_m}{\partial V_{ds}} \approx \frac{\partial G_d}{\partial V_{gs}}$$

$$G_{m2d} \approx \frac{\partial G_{m2}}{\partial V_{ds}} \approx \frac{1}{2} \frac{\partial G_{md}}{\partial V_{gs}}, \quad G_{md2} \approx \frac{\partial G_{d2}}{\partial V_{gs}} \approx \frac{1}{2} \frac{\partial G_{md}}{\partial V_{ds}}$$

Notons (les phases sont considérées comme nulles) :

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

$$RF = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$$

Premier cas : les signaux OL et RF sont injectées sur le drain.

On peut donc écrire :

$$v_{ds}(t) = OL + RF = V_{OL} \cos(\omega_{OL}t) + V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$$

$$V_{ds} = V_{DS} + V_{OL} \cos(\omega_{OL}t) + V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$$

$$V_{gs} = V_{GS}$$

Ci-dessous le tableau donnant l’amplitude des harmoniques du générateur de courant :

Fréquence	Amplitude
DC	$I_{ds0} + 0.5G_{d2}(V_{OL}^2 + V_{RF}^2)$
F <sub>OL</sub>	$V_{OL}[G_d + G_{d3}(0.75V_{OL}^2 + 1.5V_{RF}^2)]$
F <sub>RF</sub>	$V_{RF}[G_d + G_{d3}(1.5V_{OL}^2 + 0.75V_{RF}^2)]$
2F <sub>OL</sub>	$0.5G_{d2}V_{OL}^2$
2F <sub>RF</sub>	$0.5G_{d2}V_{RF}^2$
F <sub>RF</sub> -F <sub>OL</sub>	$G_{d2}V_{OL}V_{RF}$
F <sub>RF</sub> +F <sub>OL</sub>	$G_{d2}V_{OL}V_{RF}$
2F <sub>OL</sub> -F <sub>RF</sub>	$0.75G_{d3}V_{OL}^2V_{RF}$
2F <sub>OL</sub> +F <sub>RF</sub>	$0.75G_{d3}V_{OL}^2V_{RF}$
2F <sub>RF</sub> -F <sub>OL</sub>	$0.75G_{d3}V_{OL}V_{RF}^2$
2F <sub>RF</sub> +F <sub>OL</sub>	$0.75G_{d3}V_{OL}V_{RF}^2$
3F <sub>OL</sub>	$0.25G_{d3}V_{OL}^3$
3F <sub>RF</sub>	$0.25G_{d3}V_{RF}^3$

Deuxième cas : les signaux OL et RF sont injectées sur la grille.

On peut donc écrire :

$$v_{gs}(t) = OL + RF = V_{OL} \cos(\omega_{OL}t) + V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$$

$$V_{gs} = V_{GS} + V_{OL} \cos(\omega_{OL}t) + V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$$

$$V_{ds} = V_{DS}$$

Ci-dessous le tableau donnant l’amplitude des harmoniques du générateur de courant :

Fréquence	Amplitude
DC	$I_{ds0} + 0.5G_{m2}(V_{OL}^2 + V_{RF}^2)$
F <sub>OL</sub>	$V_{OL} [G_m + G_{m3}(0.75V_{OL}^2 + 1.5V_{RF}^2)]$
F <sub>RF</sub>	$V_{RF} [G_m + G_{m3}(1.5V_{OL}^2 + 0.75V_{RF}^2)]$
2F <sub>OL</sub>	$0.5G_{m2}V_{OL}^2$
2F <sub>RF</sub>	$0.5G_{m2}V_{RF}^2$
F <sub>RF</sub> -F <sub>OL</sub>	$G_{m2}V_{OL}V_{RF}$
F <sub>RF</sub> +F <sub>OL</sub>	$G_{m2}V_{OL}V_{RF}$
2F <sub>OL</sub> -F <sub>RF</sub>	$0.75G_{m3}V_{OL}^2V_{RF}$
2F <sub>OL</sub> +F <sub>RF</sub>	$0.75G_{m3}V_{OL}^2V_{RF}$
2F <sub>RF</sub> -F <sub>OL</sub>	$0.75G_{m3}V_{OL}V_{RF}^2$
2F <sub>RF</sub> +F <sub>OL</sub>	$0.75G_{m3}V_{OL}V_{RF}^2$
3F <sub>OL</sub>	$0.25G_{m3}V_{OL}^3$
3F <sub>RF</sub>	$0.25G_{m3}V_{RF}^3$

Troisième cas : le signal OL sur la grille et le signal RF sur le drain.

On peut donc écrire :

$$v_{gs}(t) = OL = V_{OL} \cos(\omega_{OL}t)$$

$$v_{ds}(t) = RF = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$$

$$V_{gs} = V_{GS} + V_{OL} \cos(\omega_{OL}t)$$

$$V_{ds} = V_{DS} + V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$$

Ci-dessous le tableau donnant l’amplitude des harmoniques du générateur de courant :

Fréquence	Amplitude
DC	$I_{ds0} + 0.5G_{m2}V_{OL}^2 + 0.5G_{d2}V_{RF}^2$
F <sub>OL</sub>	$V_{OL} [G_m + 0.75G_{m3}V_{OL}^2 + 0.5G_{md2}V_{RF}^2]$
F <sub>RF</sub>	$V_{RF} [G_d + 0.75G_{d3}V_{RF}^2 + 0.5G_{m2d}V_{OL}^2]$
2F <sub>OL</sub>	$0.5G_{m2}V_{OL}^2$
2F <sub>RF</sub>	$0.5G_{d2}V_{RF}^2$
F <sub>RF</sub> -F <sub>OL</sub>	$0.5G_{md}V_{OL}V_{RF}$
F <sub>RF</sub> +F <sub>OL</sub>	$0.5G_{md}V_{OL}V_{RF}$
2F <sub>OL</sub> -F <sub>RF</sub>	$0.25G_{m2d}V_{OL}^2V_{RF}$
2F <sub>OL</sub> +F <sub>RF</sub>	$0.25G_{m2d}V_{OL}^2V_{RF}$
2F <sub>RF</sub> -F <sub>OL</sub>	$0.25G_{md2}V_{OL}V_{RF}^2$
2F <sub>RF</sub> +F <sub>OL</sub>	$0.25G_{md2}V_{OL}V_{RF}^2$
3F <sub>OL</sub>	$0.25G_{m3}V_{OL}^3$
3F <sub>RF</sub>	$0.25G_{d3}V_{RF}^3$



Quatrième cas : le signal OL sur le drain et le signal RF sur la grille.

On peut donc écrire :

$$v_{ds}(t) = OL = V_{OL} \cos(\omega_{OL}t)$$

$$v_{gs}(t) = RF = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$$

$$V_{ds} = V_{DS} + V_{OL} \cos(\omega_{OL}t)$$

$$V_{gs} = V_{GS} + V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$$

Ci-dessous le tableau donnant l’amplitude des harmoniques du générateur de courant :

Fréquence	Amplitude
DC	$I_{ds0} + 0.5G_{m2}V_{RF}^2 + 0.5G_{d2}V_{OL}^2$
F <sub>OL</sub>	$V_{OL} [G_d + 0.75G_{d3}V_{OL}^2 + 0.5G_{m2d}V_{RF}^2]$
F <sub>RF</sub>	$V_{RF} [G_m + 0.75G_{m3}V_{RF}^2 + 0.5G_{md2}V_{OL}^2]$
2F <sub>OL</sub>	$0.5G_{d2}V_{OL}^2$
2F <sub>RF</sub>	$0.5G_{m2}V_{RF}^2$
F <sub>RF</sub> -F <sub>OL</sub>	$0.5G_{md}V_{OL}V_{RF}$
F <sub>RF</sub> +F <sub>OL</sub>	$0.5G_{md}V_{OL}V_{RF}$
2F <sub>OL</sub> -F <sub>RF</sub>	$0.25G_{md2}V_{OL}^2V_{RF}$
2F <sub>OL</sub> +F <sub>RF</sub>	$0.25G_{md2}V_{OL}^2V_{RF}$
2F <sub>RF</sub> -F <sub>OL</sub>	$0.25G_{m2d}V_{OL}V_{RF}^2$
2F <sub>RF</sub> +F <sub>OL</sub>	$0.25G_{m2d}V_{OL}V_{RF}^2$
3F <sub>OL</sub>	$0.25G_{d3}V_{OL}^3$
3F <sub>RF</sub>	$0.25G_{m3}V_{RF}^3$

# **Chapitre II    Modélisation électrique des transistors**

## TABLE DES MATIERES

Chapitre II	Modélisation électrique des transistors .....	73
II.1.	Introduction.....	76
II.2.	Description des bancs de caractérisation et présentation des résultats de mesures .....	77
II.2.1.	Présentation du banc de caractérisation dédié aux mesures en régimes statique et petit signal établis .....	77
II.2.2.	Présentation du banc de caractérisation dédié aux mesures en régimes de polarisation et hyperfréquence pulsés.....	79
II.2.2.a.	Principe de fonctionnement de l'analyseur de réseaux en régime pulsé.....	82
a.	Mode large bande ou synchrone .....	83
b.	Mode bande étroite ou asynchrone .....	84
II.2.2.b.	Objectifs des mesures $IV$ et $S_{ij}$ en régime pulsé.....	87
II.2.3.	Mesures de puissance .....	88
II.2.3.a.	Principe des mesures loadpull .....	88
a.	Banc loadpull à charge passive .....	89
b.	Banc loadpull à charge active .....	89
c.	Principaux avantages et inconvénients.....	89
II.2.3.b.	Présentation du banc loadpull utilisé durant ces travaux .....	90
II.3.	Modélisation .....	94
II.3.1.	Modélisation du transistor et schéma électronique .....	94
II.3.2.	Eléments extrinsèques .....	96
II.3.2.a.	Détermination des éléments extrinsèques .....	96
II.3.2.b.	Méthode de passage des paramètres $S_{ij}$ extrinsèques aux paramètres intrinsèques.....	98
II.3.3.	Eléments intrinsèques .....	100
II.3.3.a.	Détermination des éléments intrinsèques.....	100
a.	Schéma complet. ....	100
b.	Simplifications en négligeant $R_{ds}$ et les conductances $G_{gd}$ , $G_{gs}$ .....	101
c.	Simplification en considérant les résistances $R_{gd}$ , $R_{gs}$ et $R_{ds}$ nulles .....	102
d.	Schéma sans simplifications. ....	103
II.3.3.b.	Modélisation des éléments intrinsèques.....	105
a.	Méthode de modélisation.....	105
b.	Explicitation de la technique de modélisation par réseaux de neurones .....	106
II.3.4.	Modélisation du générateur de courant .....	108

II.3.5. Logiciel d'extraction semi automatique .....	109
II.4. Application de la technique de modélisation.....	110
II.4.1. Transistor GaN de développement 2x100x0.25 $\mu$ m <sup>2</sup> et GaAs de développement 4x50x0.25 $\mu$ m <sup>2</sup> .....	110
II.4.1.a. Caractéristiques physiques des transistors .....	110
II.4.1.b. Caractéristiques statiques et hyperfréquences.....	112
a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid ».....	112
b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud ».....	115
c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud ».....	119
d. Transistor de la couche PPH25X pour le mélangeur « chaud » .....	123
e. Récapitulatif.....	126
II.4.1.c. Modélisation électrique non linéaire.....	127
a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid ».....	127
b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud ».....	128
c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud ».....	133
d. Transistor de la couche PPH25X (GaAs) pour le mélangeur « chaud ».....	136
II.4.1.d. Rétro simulation .....	138
a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid ».....	138
b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud ».....	139
c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud ».....	143
d. Transistor de la couche PPH25X pour le mélangeur « chaud » .....	149
II.4.1.e. Vérification des modèles à partir des mesures de puissances .....	154
a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid ».....	154
b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud ».....	156
c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud ».....	159
d. Transistor de la couche PPH25X pour le mélangeur « chaud » .....	160
II.5. Conclusion .....	163
II.6. Bibliographie .....	164
II.7. Annexe.....	166
II.7.1. Comparaisons mesures-simulations en régime pulsé.....	166
II.7.1.a. Transistor de la couche KQ002 .....	166
II.7.1.b. Transistor de la couche AEC1321 .....	169
II.7.1.c. Transistors de la couche PPH25X .....	175

## II.1. Introduction

La conception de mélangeurs de fréquence nécessite des étapes préalables indispensables telles que la caractérisation et la modélisation électriques des composants. Dans le premier chapitre, nous avons présenté les bases théoriques nécessaires à la compréhension du fonctionnement des mélangeurs afin de cibler les paramètres électriques essentiels à la phase de conception. Une présentation des principales architectures de mélangeurs à diodes et à transistors a été effectuée dans laquelle nous nous sommes focalisés sur les architectures à transistors à effet de champ développées dans le cadre de ce travail. Comme nous l'avons déjà évoqué, quatre mélangeurs basés sur deux architectures différentes ont été conçus dans le cadre de ces travaux. Pour la réalisation de ces mélangeurs, trois technologies de transistors ont été utilisées afin d'établir un comparatif des performances électriques.

Dans ce chapitre, nous proposons dans un premier temps la description des différents bancs de mesures utilisés pour la caractérisation des transistors à effet de champ nécessaires au développement des quatre mélangeurs.

Dans un deuxième temps, l'approche de modélisation électrique non linéaire des transistors est exposée. Celle-ci est basée sur la technique de modélisation développée par Matthieu Werquin, dans le cadre de ses travaux de thèse, à laquelle nous avons apporté des améliorations significatives concernant la dispersion fréquentielle dans le but d'accroître la précision des modèles non linéaires.

Enfin pour chaque transistor des comparaisons entre les résultats issus des mesures électriques et de la modélisation seront effectuées afin de valider les modèles.

## II.2. Description des bancs de caractérisation et présentation des résultats de mesures

Les différents bancs de caractérisation utilisés sont successivement présentés. Ensuite les principaux résultats de caractérisation obtenus sur l'ensemble des transistors utilisés pour le développement des mélangeurs sont décrits et commentés.

### II.2.1. Présentation du banc de caractérisation dédié aux mesures en régimes statique et petit signal établis

Le synoptique du banc de caractérisation dédié aux mesures des transistors à effet de champ en régime statique et hyperfréquence petit signal établi est représenté figure II-1. Ce système de mesure sous pointes hyperfréquences permet de mesurer les paramètres de répartition ( $S_{ij}$ ) des transistors ainsi que les courants statiques  $I_d$  et  $I_g$  pour chaque couple de polarisation ( $V_{gs}, V_{ds}$ ) en régime établi.

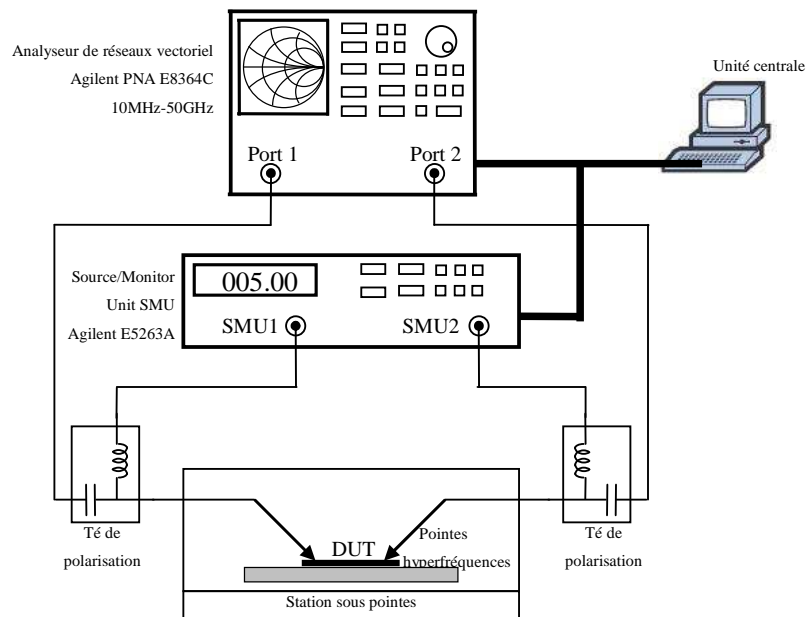


Figure II-1 : Synoptique du banc de caractérisation dédié aux mesures en régimes statique et petit signal établis

Ce banc de caractérisation est équipé d'un analyseur de réseaux vectoriel deux ports de référence « Agilent PNA E8364C » couvrant la bande de fréquence 10MHz-50GHz et permettant la mesure des quatre paramètres  $S_{ij}$  du transistor. Les mesures des courants de grille et de drain ainsi que les tensions associées sont réalisés via une alimentation continue

programmable de référence « Agilent E5263A » équipée de deux modules SMU de références E5291A et E5290A. Le découplage des signaux continus et alternatifs est effectué grâce à deux Tés de polarisation de référence « Agilent 11612V » placé sur les accès cotés grille et drain du transistor sous test.

L'analyseur de réseaux vectoriel ainsi que l'alimentation continue programmable sont pilotés via une interface GPIB par une unité centrale équipée du logiciel commercial ICCAP développé par la société Agilent. Le banc de mesure permet de mesurer les paramètres  $S_{ij}$  des transistors pour différents couples de tension ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) et de mesurer également les valeurs des courants de grille et drain associés.

Les mesures sont réalisées dans les plans d'accès des transistors via une station sous pointes hyperfréquence de référence Cascade Summit 9000 équipée de pointes Cascade Infinity de « pitch »  $125\mu\text{m}$  en connecteur coaxial 2.4mm. Pour cela un calibrage vectoriel deux ports de l'analyseur de réseaux est effectué en utilisant la technique LRRM (Line-Reflect-Reflect-Match) [1]. Le calibrage vectoriel permet de « ramener » le plan de mesure dans le plan des pointes hyperfréquences. Le calibrage LRRM consiste à remplacer le transistor par différents étalons fabriqués sur substrat. Dans notre cas, un kit de calibrage ISS sur substrat d'alumine développé par la société Cascade a été utilisé afin de réaliser le calibrage. Avec cette méthode, le transistor sous test est remplacé successivement par une ligne de transmission de longueur connue, puis par deux charges réfléchives (circuit ouvert et/ou court circuit) et enfin une charge adaptée. Pour chaque étalon placé, une mesure des quatre paramètres  $S_{ij}$  est effectuée en fonction de la fréquence avec l'analyseur de réseaux en mode non calibré. Grâce à toutes les mesures réalisées sur l'ensemble des étalons, huit termes d'erreur correspondant aux valeurs des termes  $e_{ij}$  des quadripôles situés en amont et en aval du transistor sont calculés. A partir de ces termes d'erreur, les paramètres  $S_{ij}$  du transistor sous test mesurés en mode non calibré peuvent être corrigés afin d'être ramenés dans le plan des pointes c'est à dire le plan dans lequel le calibrage vectoriel deux ports a été préalablement effectué. La figure suivante illustre le principe du calibrage vectoriel et la notion de termes d'erreur.

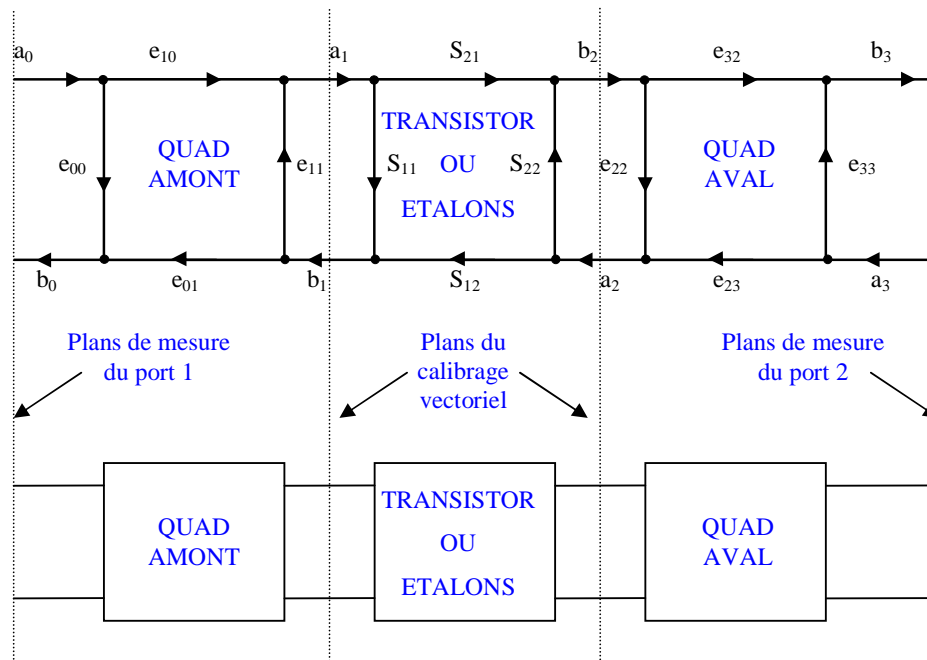


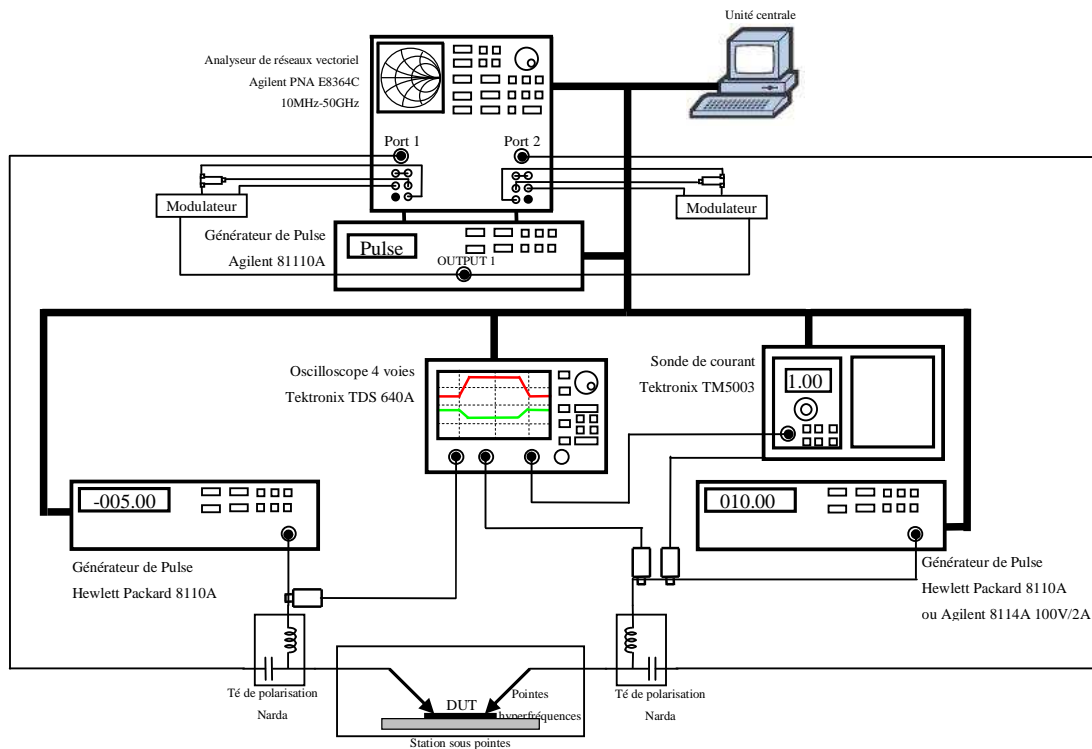
Figure II-2 : Principe du calibrage vectoriel et la notion de termes d'erreur

L'intérêt de la méthode de calibrage LRRM est de prendre en considération l'impact du comportement selfique de la charge adaptée en fonction de la fréquence. D'autres techniques de calibrage vectoriel existent dont les détails techniques sont disponibles dans la littérature [1].

### II.2.2. Présentation du banc de caractérisation dédié aux mesures en régimes de polarisation et hyperfréquence pulsés

Le synoptique du banc de caractérisation dédié aux mesures des transistors à effet de champ en régime quasi-statique et hyperfréquence petit signal pulsé est représenté figure II-3. Ce banc de caractérisation a été développé à l'IEMN et amélioré durant les travaux successifs des étudiants en thèse depuis plus de dix ans [2]. Ce système de mesure sous pointes hyperfréquences permet de mesurer les paramètres de répartition ( $S_{ij}$ ) des transistors ainsi que les courants quasi-statiques  $I_d$  et  $I_g$  pour chaque couple de polarisation impulsionnelle ( $V_{gsi}$ ,  $V_{dsi}$ ) et de polarisation de repos ( $V_{gs0}$ ,  $V_{ds0}$ ).

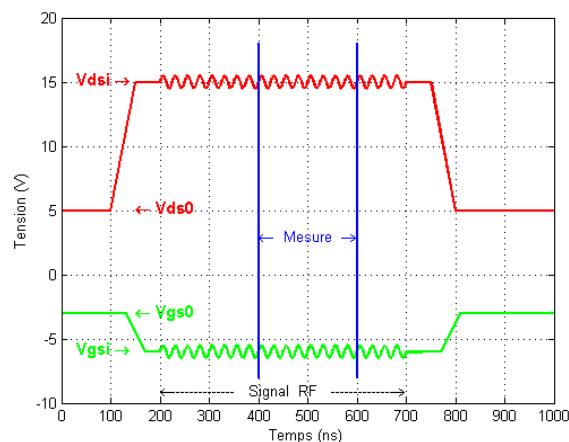




**Figure II-3 : Synoptique du banc de mesure en régimes quasi-statique et  $S_{ij}$  pulsés**

Ce banc de caractérisation est équipé d'un analyseur de réseaux vectoriel deux ports de référence Agilent PNA E8364C couvrant la bande de fréquence 10MHz-50GHz et possédant l'option « accès FI » H08 et l'option « pulsé » H11 [3]-[4]. Ces deux options permettent via deux modulateurs et un générateur d'impulsion bi-voies de référence Agilent 81110 de générer un signal RF pulsé sur les ports 1 et 2 de l'analyseur de réseaux mais également de générer une fenêtre temporelle d'acquisition synchrone sur les quatre récepteurs. Cette dernière permet de contrôler avec précision la fenêtre temporelle pendant laquelle les quatre ondes vont être numérisées par les convertisseurs analogiques numériques de l'analyseur de réseaux vectoriel. Afin de mesurer les paramètres  $S_{ij}$  pour des impulsions très courtes ( $\ll 1\mu s$ ), l'analyseur de réseaux utilise le mode « bande étroite » à filtrage numérique optimisé. Comme pour les mesures de paramètres  $S_{ij}$  en régime établi, l'analyseur de réseaux est calibré en utilisant la méthode LRRM sachant qu'au préalable celui-ci a été configuré en mode pulsé bande étroite en spécifiant les paramètres tels que la période de répétition, la largeur d'impulsion et les largeurs de filtre FI. Le calibrage vectoriel est une nouvelle fois réalisé dans le plan des pointes hyperfréquences en utilisant un kit de calibrage ISS sur alumine.

Les tensions de grille et de drain pulsées sont générées via des générateurs d'impulsion de références Agilent 81110 et 8114A respectivement. Ces générateurs d'impulsions permettent de générer des impulsions de largeurs minimales inférieures à 100ns pour des temps de montée inférieurs à 50ns. De plus, ils offrent la possibilité de superposer à l'impulsion une composante continue. La sortie « Trigger Out » du générateur d'impulsion dédiée à la génération du signal de commande des modulateurs RF est utilisée pour synchroniser les deux autres générateurs via leur entrée « Trigger In ». L'ensemble des générateurs d'impulsion étant synchronisé, il est possible de régler les positions temporelles des impulsions des signaux de grille, de drain et du signal RF les uns par rapport aux autres. Les tensions grille-source et drain-source appliquées sont mesurées par l'intermédiaire d'un oscilloscope quatre voies de référence Tektronix TDS640A via des sondes de tension 1/10. Le courant de drain est mesuré via une sonde à effet hall associée à un amplificateur de courant de référence Tektronix TM5003 connecté à l'une des quatre voies de l'oscilloscope. Le découplage sur les accès grille et drain entre les signaux pulsés RF et DC est réalisé par l'intermédiaire de Tés de polarisation de référence Narda. La figure suivante illustre le principe de mesure des signaux à l'oscilloscope.



**Figure II-4 : Principe de mesure des signaux à l'oscilloscope (impulsion de grille en vert, impulsion de drain en rouge)**

Lors de la mesure des tensions, du courant de drain et des quatre paramètres  $S_{ij}$ , l'utilisateur peut définir une fenêtre de mesure pour chacun de ces paramètres dans le logiciel de commande développé par le laboratoire. Ceci permet par exemple de mesurer les tensions et le courant de drain dans une zone où il n'y a pas de « rebond » du signal ou de déformations importantes des impulsions induites par les fronts montant et descendant des pulses associés aux câbles, pointes et transistor.

### II.2.2.a. Principe de fonctionnement de l'analyseur de réseaux en régime pulsé

L'équation dans le domaine du temps d'un signal RF pulsé de fréquence  $f_c$  s'écrit :

$$y(t) = (\text{rect}_{pw}(t) \cdot x(t)) * \text{shah} \frac{1}{prf}(t)$$

Avec :  $x(t) = A \sin(\omega_c t)$

La figure suivante illustre l'équation d'un signal RF pulsé dans le domaine temporel dont la largeur de l'impulsion vaut  $1/pw$  et la période de répétition des impulsions  $1/prf$ .

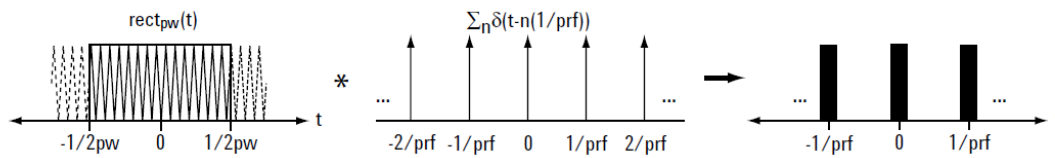


Figure II-5 : Illustration d'un signal RF pulsé dans le domaine temporel

La transformée de fourrier du signal RF pulsé s'écrit :

$$Y(s) = (pw \cdot \text{sinc}(pw \cdot s) * X(s)) \cdot (prf \cdot \text{shah}(prf \cdot s))$$

$$Y(s) = (pw \cdot \text{sinc}(pw \cdot s)) \cdot (prf \cdot \text{shah}(prf \cdot s))$$

$$Y(s) = \text{RapportCyclique} \cdot \text{sinc}(pw \cdot s) \cdot \text{shah}(prf \cdot s)$$

La transformée de fourrier du signal RF pulsé correspond à une fonction sinus cardinal échantillonnée. L'écart fréquentiel entre les échantillons est fixé par la fréquence de répétition des impulsions. La figure suivante montre grossièrement l'allure de la transformée de Fourier du signal pulsé  $y(t)$ .

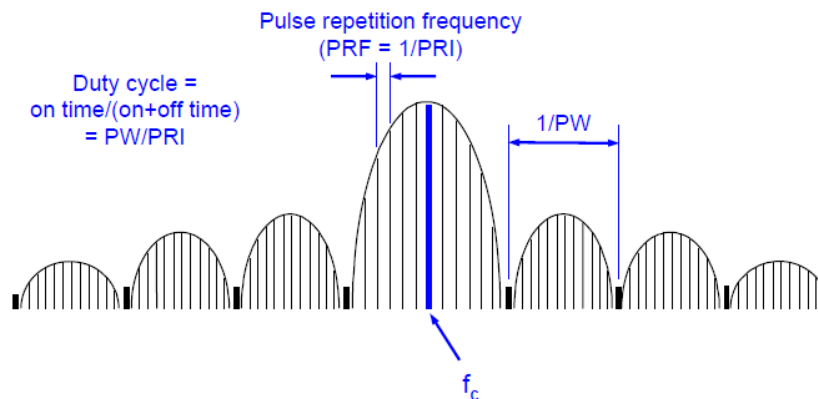
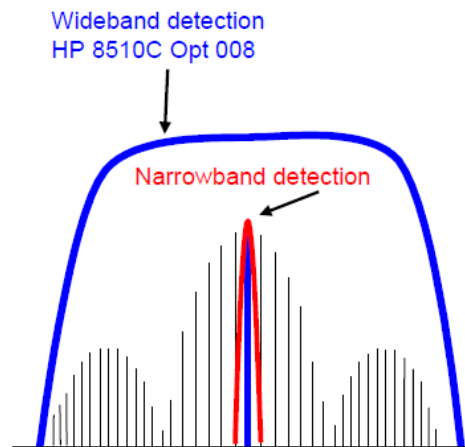


Figure II-6 : Illustration de la transformée de fourrier d'un signal RF pulsé

L'analyseur de réseaux utilisé peut fonctionner en mode « large bande » ou « bande étroite ». La différence entre ces deux modes est grossièrement représentée sur la figure suivante :



**Figure II-7 : Comparaison des modes « large bande » et « bande étroite » de l'analyseur de réseaux vectoriel Agilent PNA E8364C**

Dans la suite de cette partie nous allons présenter les deux modes de mesure en régime pulsé de l'analyseur de réseaux vectoriel.

#### **a. Mode large bande ou synchrone**

En mode large bande, la bande passante des filtres FI de l'analyseur de réseaux doit être suffisamment large pour intégrer toute l'énergie du spectre du signal RF pulsé. Etant donné que la bande passante maximale des filtres FI est de 35kHz et que l'analyseur de réseaux présente un temps d'établissement du signal minimal de 20 $\mu$ s, la largeur d'impulsion minimale mesurable en mode large bande est de 50 $\mu$ s. Pour ce mode de fonctionnement l'analyseur effectue un point de mesure par impulsion, l'acquisition doit être déclenchée par un signal de synchronisation. De ce fait ce mode est également appelé « mode d'acquisition synchrone ». Les avantages du mode large bande sont la rapidité de mesure et la non désensibilisation de l'appareil (perte de dynamique) en fonction du rapport cyclique pour une même largeur d'impulsion. En revanche, ce mode de fonctionnement présente deux désavantages :

- Le premier, par rapport au mode bande étroite que nous allons présenter ci-après, est un plancher de bruit beaucoup plus important en raison des largeurs élevées de filtres FI. En effet, plus les impulsions sont courtes, plus la largeur du filtre utilisé doit être

élevée pour récolter toute l'énergie du spectre du signal RF pulsé entraînant ainsi une élévation du plancher de bruit de l'appareil. Par conséquent, à rapport cyclique constant, la diminution de la largeur de l'impulsion va entraîner une perte de dynamique de l'appareil par l'augmentation de son plancher de bruit.

- Le deuxième est qu'il y a une limite basse en termes de largeur d'impulsion mesurable. En effet, lorsque la largeur des impulsions diminue l'étalement du spectre augmente. Si l'étalement du spectre est plus important que la bande passante du récepteur de l'appareil alors ce dernier ne peut plus détecter les impulsions correctement. En d'autres termes, si la largeur des impulsions est plus faible que le temps de montée du récepteur, les impulsions ne peuvent plus être détectées.

### **b. Mode bande étroite ou asynchrone**

Le mode bande étroite est usuellement utilisé quand la bande passante des récepteurs de l'appareil est trop faible pour récupérer suffisamment d'énergie du spectre du signal RF pulsé. Puisque tout le spectre du signal ne peut être entièrement récupéré, l'analyseur opère totalement différemment du mode large bande. En effet, la largeur du filtre FI est étroite de manière à ne garder que le signal RF utile (porteuse) de fréquence  $f_c$ . Toutes les autres composantes du spectre sont filtrées par des filtres numériques sélectifs. Après filtrage, le signal RF pulsé apparaît comme un signal sinusoïdal. Par conséquent aucun signal de synchronisation (trigger) de l'analyseur n'est nécessaire pour déclencher la mesure contrairement au mode large bande. De ce fait le mode bande étroite est également appelé « mode d'acquisition asynchrone ». En revanche, avec cette méthode, il est possible d'utiliser un fenêtrage de mesure (en anglais : « Gating ») sur chaque récepteur en déclenchant la mesure à un instant précis et pour une durée déterminée. Ceci permet de mesurer le signal RF pulsé à un instant précis dans l'impulsion. Pour cela, un signal de déclenchement doit être envoyé afin de synchroniser la fenêtre de mesure entre chaque récepteur mais également avec le signal RF pulsé de la source. Afin de supprimer les harmoniques non désirées et de garder uniquement la fréquence fondamentale ( $f_c$ ) des filtres numériques très sélectifs sont utilisés. Le profil de filtre numérique idéal s'apparente à une fonction porte étroite permettant de filtrer avec un fort taux de réjection les harmoniques indésirables tout en conservant le signal de la porteuse.

La figure suivante montre la topologie des filtres de l'analyseur de réseaux vectoriel. Il s'agit de filtres numériques à réponse impulsionnelle finie (RIF).

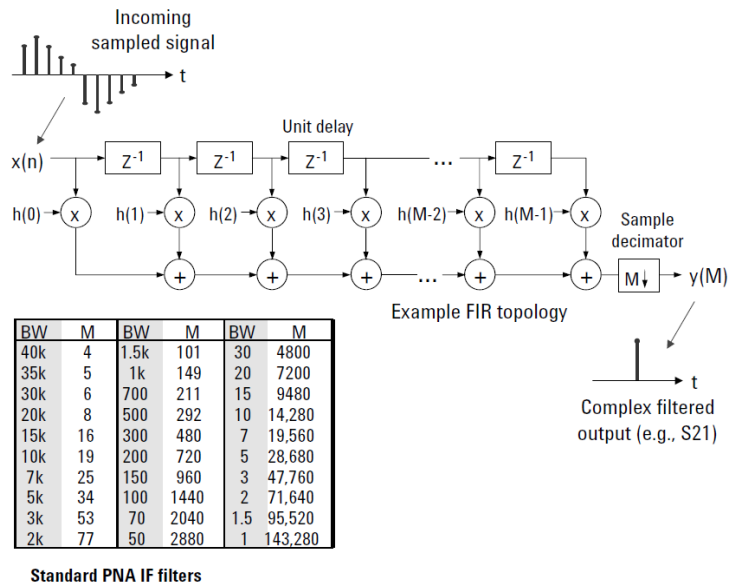


Figure II-8 : Topologie des filtres numériques RIF de l’analyseur de réseaux vectoriel

Plus la bande passante du filtre est étroite, plus le nombre de sections  $M$  du filtre numérique est élevé, plus le nombre d’échantillons nécessaire à l’acquisition d’un point de mesure est important et par conséquent plus la durée de la mesure est grande. Afin de limiter la durée d’acquisition d’un point de mesure, la société Agilent a développé une technique de filtrage efficace appelée « Spectral nulling » permettant d’utiliser des filtres à bande passante plus importante sans détériorer la précision de mesure tout en augmentant la vitesse d’acquisition. La transformée de Fourier d’un filtre numérique FI de l’analyseur de réseaux de 500Hz de bande passante est présentée figure suivante.

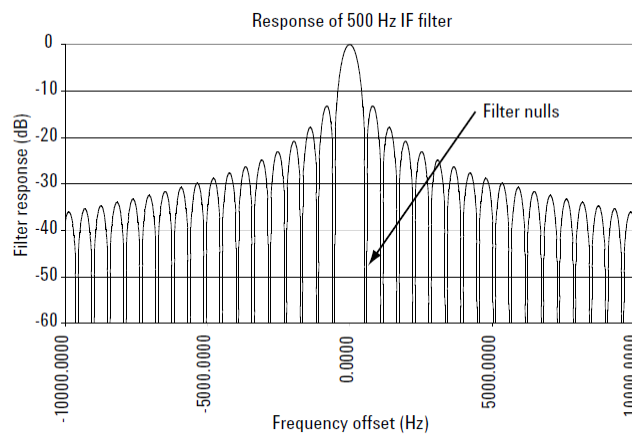
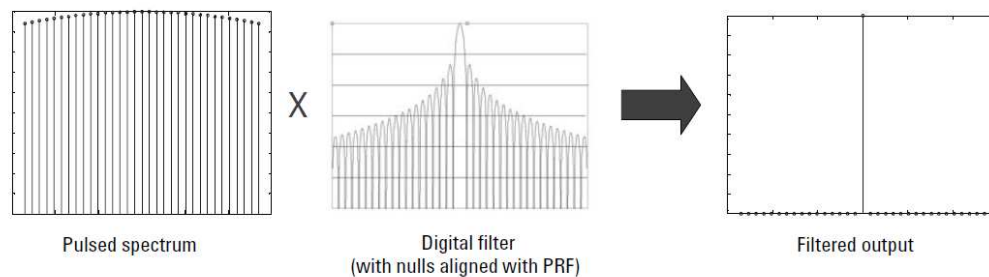


Figure II-9 : Réponse d’un filtre numérique de l’analyseur de réseaux ayant 500Hz de bande passante

Cette fonction de transfert, dont l'étalement du spectre a été tronqué à 1kHz, met en évidence pour des valeurs de fréquence périodiques une annulation complète de la réponse du filtre soit une atténuation infinie du signal. La périodicité fréquentielle pour laquelle les valeurs nulles de la réponse du filtre apparaissent est directement proportionnelle à la bande passante du filtre FI. La technique développée par Agilent consiste à dimensionner un filtre numérique FI de manière à ce que les nuls de la réponse du filtre coïncident avec les harmoniques indésirables du signal pulsé.



**Figure II-10 : Filtrage par alignement des nuls de la réponse du filtre numérique avec les harmoniques indésirables du signal pulsé**

L'un des avantages du mode bande étroite est qu'il n'y a pas de limite sur la largeur d'impulsion minimum décelable imposée par les largeurs de filtres numériques disponibles. Seule la fréquence d'échantillonnage des convertisseurs analogiques – numériques (CAN) de l'analyseur de réseaux va introduire une limite. En effet, si la fréquence d'échantillonnage des CAN est de l'ordre de 60MS/s alors l'écart temporel entre deux échantillons est de 16.7ns. Par conséquent il ne sera pas possible de détecter une largeur d'impulsion inférieure à 35ns environ. Un autre avantage du mode bande étroite est que pour des rapports cycliques allant de 1 à 100%, la dynamique de l'appareil est significativement meilleure qu'en mode large bande en raison de l'utilisation des filtres FI à faible bande passante.

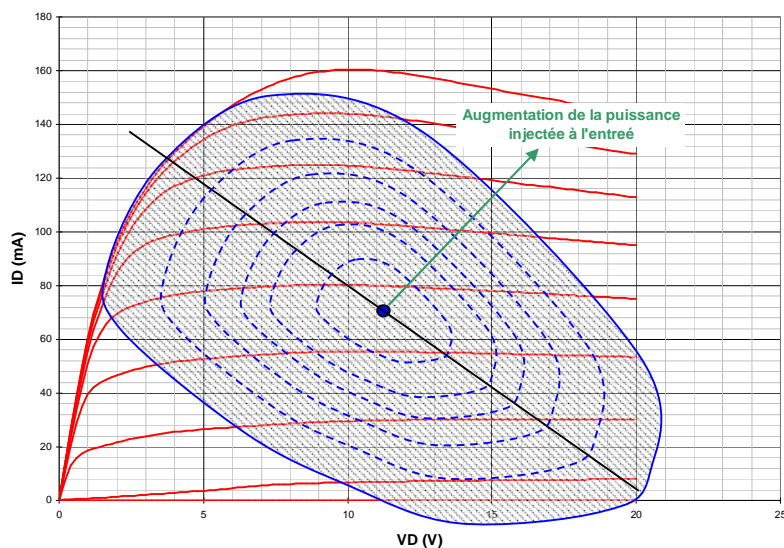
En revanche, un désavantage de ce mode est la perte de dynamique de l'appareil quand le rapport cyclique diminue. Dans ce cas, le temps entre deux impulsions augmente et la puissance moyenne du signal décroît engendrant une diminution du rapport signal à bruit. La dégradation de la dynamique de l'appareil appelée désensibilisation s'exprime en fonction du rapport cyclique par l'équation suivante :

$$\text{Désensibilisation(dB)} = 20 \times \log_{10}(\text{RapportCyclique})$$

### II.2.2.b. Objectifs des mesures IV et $S_{ij}$ en régime pulsé

L'élaboration d'un modèle électrique non linéaire de transistor basé sur le schéma électrique équivalent implique d'utiliser des mesures statiques et de paramètres  $S_{ij}$  réalisées dans des conditions les plus proches possible de celles observées par le transistor en régime grand signal. En effet, il est important que le transistor soit dans le même état thermique que lors des mesures en régime grand signal et que l'état électrique des pièges éventuels soit identique. Si les impulsions sont suffisamment courtes ( $< 500\text{ns}$ ) et le rapport cyclique faible ( $< 10\%$ ), on peut considérer que l'état thermique du composant et les états des pièges électriques sont imposés à 90% par le point de repos.

Lorsqu'un signal alternatif ayant une puissance constante est injecté à l'entrée d'un transistor chargé par une impédance  $Z_L$  et polarisé à un point de repos donné, l'évolution du courant de drain instantané autour de ce point de repos en fonction de la tension de drain instantanée décrit une forme grossièrement elliptique. Plus la puissance de l'onde injectée à l'entrée du transistor est élevée plus la longueur des rayons de l'ellipse augmente et cela jusqu'à la saturation complète du transistor. Ce phénomène illustré figure suivante, montre que pour modéliser le comportement non linéaire d'un transistor pour un point de repos ( $V_{ds0}, V_{gs0}$ ) donné, il est nécessaire de connaître pour tous les couples de points instantanés ( $V_{gsi}, V_{dsi}$ ) excursionnés au cours du temps, les valeurs des courants instantanés  $I_d$  et  $I_g$  ainsi que les paramètres  $S_{ij}$  associés.



**Figure II-11 : Exemple de caractéristique  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  extrinsèque mettant en évidence les « ellipses » de charge**

Grâce à ce banc de caractérisation en régime pulsé il est possible de reconstituer, à partir d'un point de repos donné ( $V_{ds0}, V_{gs0}$ ), toute la caractéristique  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  d'un transistor et ce pour chacun des points instantanés de la caractéristique et de mesurer les paramètres  $S_{ij}$ .



### II.2.3. Mesures de puissance

L'objectif des mesures de puissance est de valider le comportement non linéaire des modèles électriques des transistors utilisés pour la conception des mélangeurs. Ces derniers doivent être conçus pour fonctionner dans la gamme de fréquence s'étalant du régime continu à 18GHz impliquant de valider les modèles électriques des transistors en régime non linéaire dans cette même gamme de fréquence.

La figure II-12 montre le graphe de fluence d'un transistor chargé par son impédance  $Z_L$  de coefficient de réflexion  $\Gamma_L$ .

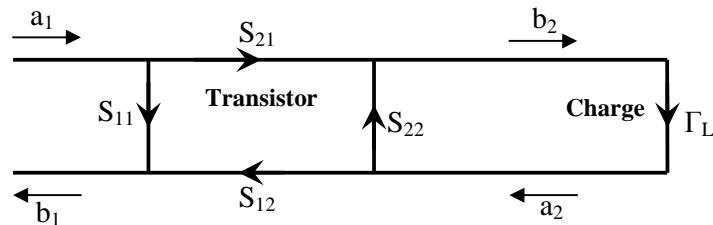


Figure II-12 : Graphe de fluence d'un quadripôle chargé par une impédance de charge  $Z_L$ .

#### II.2.3.a. Principe des mesures loadpull

Le principe des mesures de puissance sur un transistor consiste à injecter sur sa grille un signal mono harmonique de puissance connue, de placer à sa sortie une impédance  $Z_L$  et de mesurer la puissance de sortie délivrée à cette charge. Connaissant les valeurs des courants de grille et de drain, des puissances injectée et réfléchie à l'entrée du transistor et la puissance délivrée à la charge, les valeurs du gain en puissance et du rendement en puissance ajoutée sont calculées. Afin d'analyser la validité du modèle du régime linéaire au régime non linéaire, une étude de la puissance délivrée à la charge est effectuée en fonction de la puissance injectée ou absorbée en entrée ( $P_s=f(P_e)$ ). Il est également intéressant, dans une configuration de polarisation et de fréquence, de vérifier la validation du modèle ou de déterminer les performances en puissance du transistor sous test en fonction de l'impédance de charge présentée à sa sortie et ceci à puissance injectée ou absorbée en entrée constante.

Les mesures de puissance sont réalisées par l'intermédiaire d'un banc « loadpull ». Il existe deux méthodes pour réaliser la charge variable en sortie que nous allons présenter dans la suite du document.

### **a. Banc loadpull à charge passive**

La première dite à charge passive consiste à utiliser un tuner pour générer la charge. Ce dernier est constitué d'éléments mécaniques qui modifient localement l'impédance caractéristique d'une ligne à air coaxiale communément appelés des plongeurs ou des « slugs ». Le déplacement d'un plongeur le long de la ligne à air permet d'ajuster la phase de l'impédance alors que le déplacement vertical de ce même plongeur par rapport à la ligne à air permet d'ajuster le module de l'impédance. Certains tuners sont dotés de deux voire trois plongeurs dont un voire deux sont assimilables à des résonateurs. Ceux-ci sont dimensionnés pour modifier l'impédance à une seule fréquence, on parle alors de tuners harmoniques. Ce type de tuner permet de réaliser l'adaptation d'impédance à une fréquence fondamentale  $f_0$  ainsi qu'aux harmoniques de fréquence  $2f_0$  voire  $3f_0$  suivant le nombre de résonateurs. Les tuners harmoniques permettent de déterminer les impédances de charges optimales à la fréquence fondamentale et aux harmoniques 2 voire 3 afin d'optimiser au mieux la puissance de sortie ou le rendement en puissance ajoutée du transistor sous test.

### **b. Banc loadpull à charge active**

La deuxième méthode, dite à charge active, consiste à injecter en sortie du composant une onde sinusoïdale  $a_2$  synchrone et de même fréquence que celle injectée à l'entrée  $a_1$  (cf. figure II-12). En sortie, le rapport des ondes  $b_2$  et  $a_2$  correspond au coefficient de réflexion de la charge  $\Gamma_L$  vu par le transistor. En ajustant l'amplitude et la phase de l'onde  $a_2$  à l'aide d'un déphaseur et d'un atténuateur respectivement, il est possible de modifier le rapport  $b_2/a_2$  pour présenter différentes charges en fonction de la fréquence. Comme pour la méthode à charge passive, il est possible de réaliser une adaptation d'impédance à la fréquence fondamentale ainsi qu'aux harmoniques 2 et 3 en injectant en sortie du transistor trois ondes sinusoïdales  $a_2$  de fréquence  $f_0$ ,  $2f_0$  et  $3f_0$ . En ajustant indépendamment l'amplitude et la phase de ces trois composantes, il est possible d'ajuster les impédances vues par le transistor aux trois fréquences.

### **c. Principaux avantages et inconvénients**

Les principaux avantages et inconvénients d'un banc loadpull à charge passive comparativement à un banc à charge active sont les suivants :

- Son architecture est plus simple à mettre en œuvre et est nettement moins coûteuse surtout en mode multi harmoniques.

- Il permet de caractériser plus facilement les transistors en régime non linéaire pour des formats de signaux complexes (signaux modulés).
- Il permet de caractériser des transistors de forte puissance sans grande difficulté alors qu'un banc à charge active nécessite d'utiliser un amplificateur en sortie fournissant au moins autant de puissance que le transistor sous test.
- Il est difficile de synthétiser une impédance en bord d'abaque de Smith surtout si les pertes sont importantes entre le plan de sortie du transistor et le plan d'entrée du tuner comme cela est le cas en mesure sous pointes hyperfréquences. Ce phénomène est accentué avec la montée en fréquence alors qu'un banc à charge active ne présente pas de limite physique de ce point de vue là.
- Les impédances présentées par le tuner à basse fréquence par rapport à la fréquence de travail ne sont pas contrôlées et peuvent amener l'instabilité du transistor sous test.
- Le temps de calibrage du tuner nécessite un temps conséquent et croissant avec le nombre de points de fréquence alors que pour un banc à charge active le calibrage vectoriel multifréquence ne nécessite que quelques minutes.
- Sans la présence d'un pont réflectométrique entre le composant et le tuner, la précision de la mesure de puissance de sortie dépend de la répétabilité du tuner. En bord d'abaque de Smith, l'erreur peut atteindre plusieurs décibels. Avec un banc à charge active le calibrage est vectoriel ce qui permet d'atteindre une précision inférieure à 1dB en bord d'abaque de Smith ( $\Gamma_L > 0.9$ ) et cela jusqu'à 40GHz.

### **II.2.3.b. Présentation du banc loadpull utilisé durant ces travaux**

Lors de ces travaux un banc charge active mono harmonique 6-18GHz a été utilisé pour effectuer l'ensemble des mesures de puissance. Le synoptique du banc de mesure est présenté figure II-13.

Un analyseur de réseaux vectoriel Agilent PNA E8364C est utilisé couvrant la bande de fréquence 10Hz-50GHz et ayant, entre autres, l'option 014 permettant d'accéder directement aux récepteurs de l'analyseur sans passer par ses coupleurs internes. Il est utilisé via deux coupleurs 4 ports pour mesurer vectoriellement les quatre ondes en entrée et en sortie du transistor ( $a_1, b_1, a_2, b_2$ ) nécessaires à la détermination des grandeurs recherchées (puissance de sortie, gain en puissance, rendement, ...). En entrée du banc de mesure, la voie du coupleur 4 ports de couplage 20dB dédié à prélever une partie de l'onde  $a_1$  est connectée à travers un atténuateur 20dB au connecteur «  $R_1$  » du port 1 de l'analyseur, tandis que l'autre voie du coupleur dédiée à prélever une partie de l'onde  $b_1$  est connectée également à travers

un atténuateur 20dB au connecteur « A » du port 1. En sortie du banc de mesure, la voie du coupleur 4 ports de couplage 20dB dédiée à prélever une partie de l'onde  $a_2$  est connectée à travers un atténuateur 20dB au connecteur « R<sub>2</sub> » du port 2, alors que la deuxième voie du coupleur dédiée à prélever une partie de l'onde  $b_2$  est connectée également à travers un atténuateur 20dB au connecteur « B » du port 2. Le signal d'excitation du banc loadpull est issu de la source du port 1 de l'analyseur. Ce signal est scindé en deux via un coupleur 3 ports de couplage 10dB dont la voie couplée est connectée à l'entrée du banc à travers un amplificateur de puissance 10W couvrant la bande de fréquence 6-18GHz. En sortie de ce dernier, un autre coupleur 3 ports associé à un milliwattmètre HP438 est utilisé pour mesurer la puissance de l'onde injectée ( $P_{inj}$ )  $a_1$  à l'entrée du composant. Afin d'augmenter la directivité de ce coupleur et ainsi s'affranchir d'erreurs de mesure sur la puissance injectée un isolateur est placé en sortie du coupleur.

En sortie du banc, le signal d'excitation provenant de la source via la voie directe du coupleur 3 ports est injecté à la sortie du composant à travers successivement un atténuateur et un déphaseur variable, un amplificateur de puissance 10W couvrant la bande de fréquence 6-18GHz suivi d'un isolateur de protection.

La polarisation des transistors est effectuée par une alimentation continue deux voies pilotable HP6623A associée à deux Tés de polarisation HP11612A pour la grille et le drain. Le courant de grille est mesuré par l'intermédiaire d'un multimètre HP34401 alors que le courant de drain est mesuré directement par l'alimentation continue. L'ensemble des instruments du banc est piloté par une unité centrale via une liaison GPIB.

Afin de connaître les performances du composant sous test dans ses plans d'entrée et de sortie, respectivement  $P_1$  et  $P_2$ , un calibrage du banc loadpull doit être effectué. Celui-ci se déroule en deux étapes :

- La première consiste à déterminer le facteur de correction à appliquer à la valeur de la puissance injectée ( $P_{inj}$ ) mesurée par le milliwattmètre en entrée pour la ramener dans le plan d'entrée du composant ( $P_1$ ). La méthode de détermination de ce facteur de correction dont nous ne détaillerons pas le principe ici a été développée par des travaux antérieurs réalisés au laboratoire [2].
- La deuxième étape consiste à réaliser le calibrage vectoriel de l'analyseur. Pour cela, l'entrée de l'amplificateur en sortie du banc loadpull ( $P_3$ ) est connectée au port 2 de l'analyseur (cf. figure II-13, trait pointillé rouge). L'analyseur de réseaux est ensuite calibré de manière conventionnelle en utilisant la technique LRM (Line Reflect Match) [1]. Le calibrage vectoriel est effectué sous pointes en plaçant successivement les étalons d'un kit de calibrage ISS Cascade dans les plans  $P_1$  et

P<sub>2</sub>. Lorsque le calibrage vectoriel est terminé, les termes d'erreur calculés par l'analyseur sont rapatriés par l'unité centrale pilotant l'ensemble des instruments du banc par liaison GPIB.

A ce stade l'ensemble du banc loadpull a été calibré, et les mesures de puissance peuvent débiter. Pour cela, l'analyseur est configuré en mode CW non calibré et est connecté dans la configuration mesure loadpull. Le transistor à caractériser est placé entre les plans P1 et P2 en étant contacté par l'intermédiaire de pointes hyperfréquences. Lors de la mesure loadpull, un signal sinusoïdal est injecté simultanément en entrée et en sortie du transistor. Le logiciel de commande rapatrie tous les paramètres  $S_{ij}$  mesurés en mode non calibré et calcule les paramètres  $S'_{11}$ ,  $S'_{21}$  et  $\Gamma_L$  à partir des termes d'erreur issus de l'étape de calibrage vectoriel de l'analyseur. La méthode de correction et de détermination des paramètres  $S_{ij}$  en configuration loadpull ne sera pas détaillée ici pour des raisons de simplicité [5]-[6].

Le paramètre  $S'_{11}$  correspond au coefficient de réflexion du transistor à son entrée lorsque celui-ci est chargé par une impédance  $\Gamma_L$  et s'exprime par :

$$S'_{11} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

Le paramètre  $S'_{21}$  correspond au coefficient de transmission du transistor de son entrée vers la sortie lorsque celui-ci est chargé par une impédance  $\Gamma_L$  et s'exprime par :

$$S'_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

Connaissant  $P_{inj}$ ,  $S'_{11}$ ,  $S'_{21}$  et  $\Gamma_L$  dans les plans d'accès du transistor sous test ainsi que les valeurs des courants et tensions, il est possible d'en déduire les grandeurs suivantes :

La puissance absorbée à l'entrée du transistor :  $P_{eabs}(W) = P_{inj}(1 - |S'_{11}|^2)$

La puissance absorbée par la charge ou puissance de sortie :  $P_s(W) = P_{inj}|S'_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)$

Le gain en puissance :  $G_p(dB) = P_s(dBm) - P_{eabs}(dBm)$

Le rendement en puissance ajoutée :  $PAE(\%) = 100 \cdot \frac{P_s(W) - P_{eabs}(W)}{V_D I_D}$

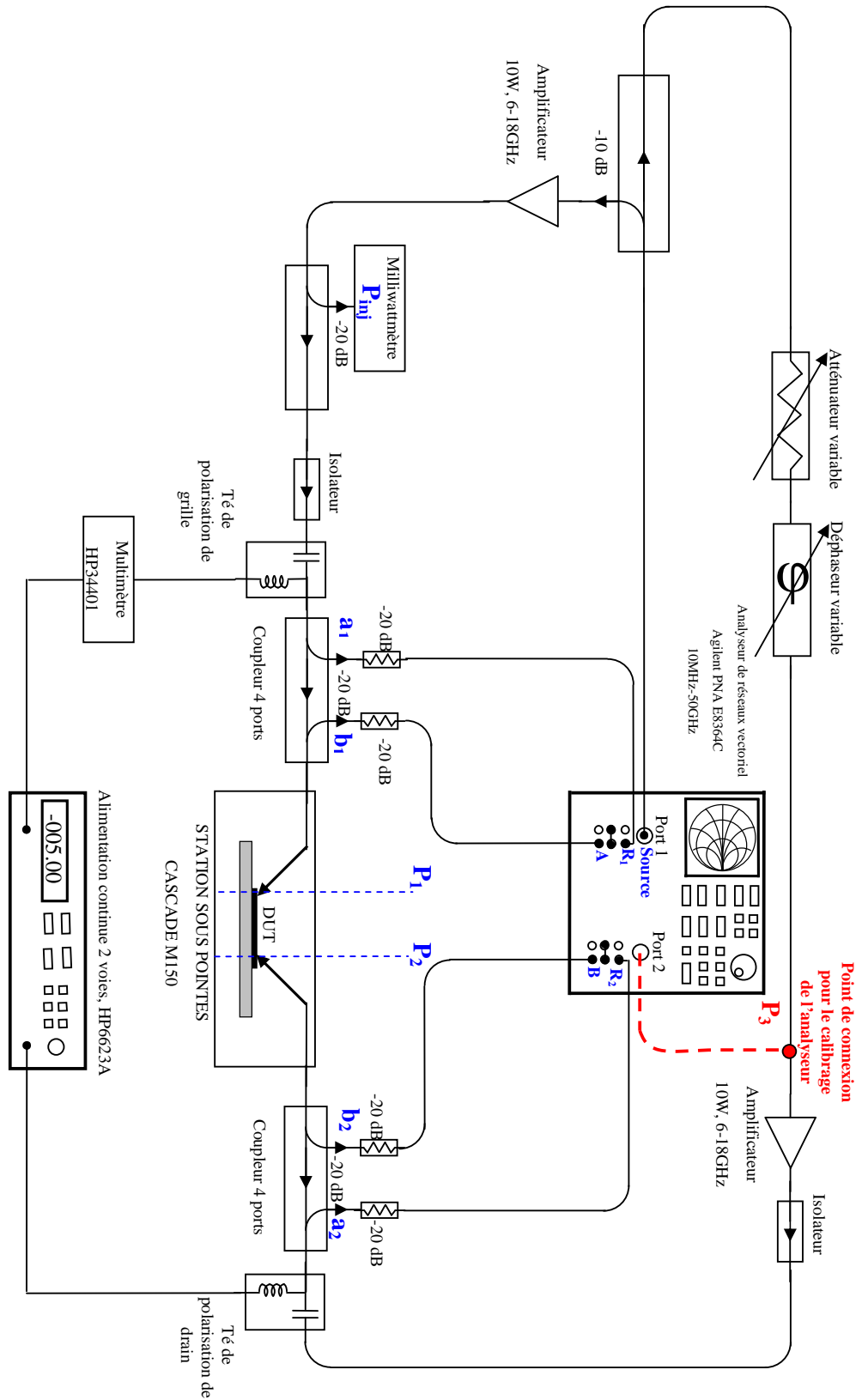


Figure II-13 : Synoptique du banc de mesure LoadPull 6-18GHz

### II.3. Modélisation

La conception des mélangeurs nécessite d'utiliser le modèle électrique non linéaire des transistors à effet de champ le constituant. Afin de réaliser des simulations électriques du mélangeur et sachant que l'élément non linéaire réalisant la fonction de mélange est un transistor, il est nécessaire de modéliser le comportement de ce dernier dans la gamme de fréquence désirée.

Pour cette raison, la méthode d'élaboration des modèles non linéaires de transistors HEMT GaN que nous avons utilisée durant ces travaux va être décrite dans cette partie. Comme nous l'avons déjà évoqué, cette méthode est basée sur les travaux de thèse de Mr Matthieu Werquin réalisés au sein de l'IEMN [7]. Des améliorations et compléments y ont été ajoutés afin d'aboutir au développement d'un logiciel d'extraction semi-automatique convivial.

#### II.3.1. Modélisation du transistor et schéma électronique

Le schéma électrique équivalent petit signal complet d'un transistor de type HEMT est présenté figure II-14 en mettant en évidence les parties intrinsèque et extrinsèque du modèle.

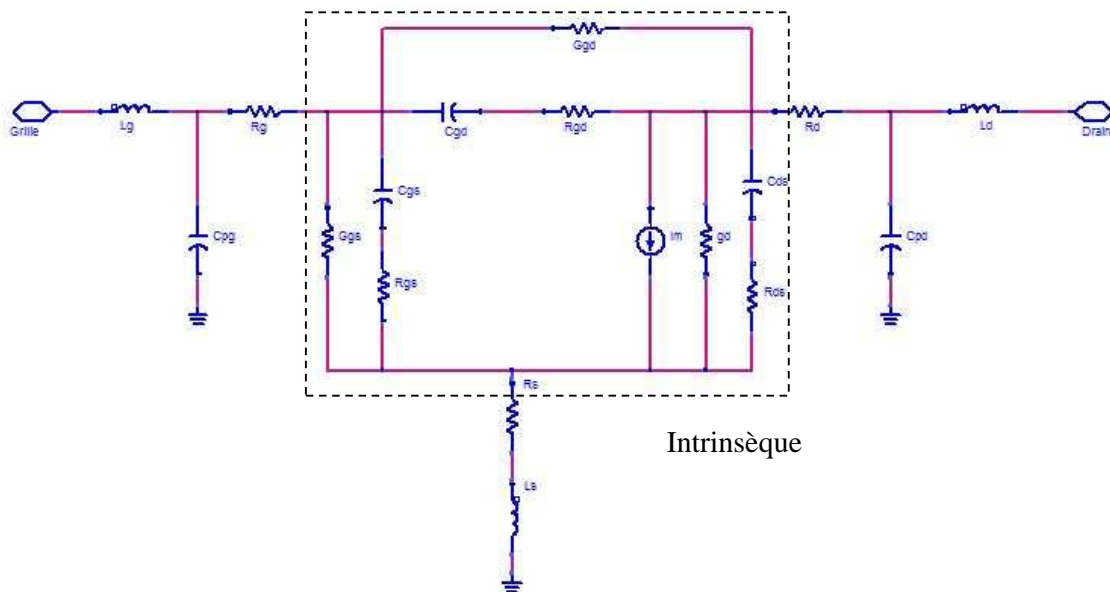


Figure II-14 : Schéma électrique équivalent d'un transistor de type HEMT

Afin de mieux comprendre l'origine des différents éléments du schéma équivalent, nous avons représenté figure II-15 une coupe de semi-conducteur simplifiée en y incluant les

contacts de grille, de drain et de source. Attention tous les paramètres de la figure II-14 n'ont pas été représentés pour des raisons d'encombrement. Ces paramètres sont les suivants :

- $L_s$ ,  $L_g$  et  $L_d$  représentent les inductances de source, de grille et de drain induites par les plots métalliques déposés à la surface du semi-conducteur.
- $C_{pg}$  et  $C_{pd}$  représentent les capacités liées aux métallisations des plots de grille et de drain.
- $R_s$ ,  $R_d$  et  $R_g$  représentent les résistances d'accès extrinsèques au transistor.
- $I_m$  est le courant de drain commandé par la tension grille drain intrinsèque et s'écrit  $I_m = g_m \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot \text{Tau})$  avec Tau le délai de commande et  $g_m$  la transconductance.
- $G_d$  est la conductance intrinsèque entre le drain et la source
- $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  et  $C_{ds}$  représentent les couplages capacitifs entre chacun des ports
- $R_{gs}$ ,  $R_{gd}$  et  $R_{ds}$  représentent le caractère dispersif des trois termes précédent
- $G_{gs}$  et  $G_{gd}$  représentent le courant de fuite des diodes grille-source et grille-drain respectivement.

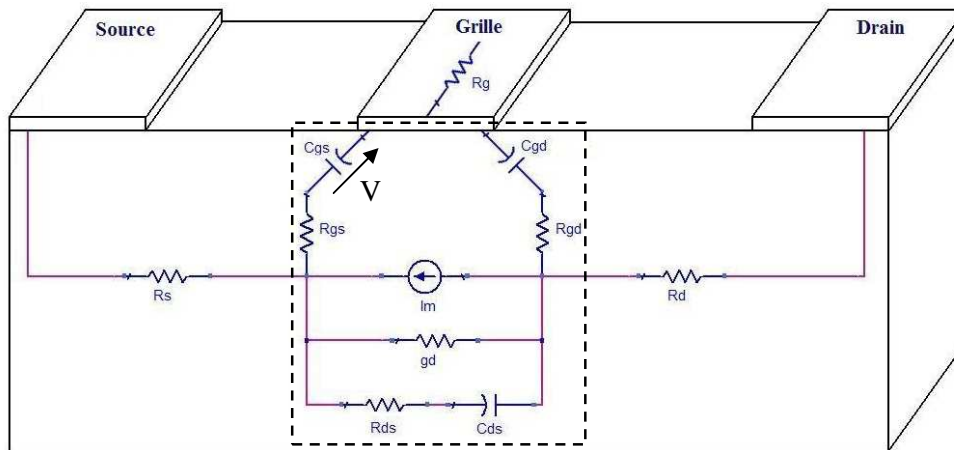


Figure II-15 : Schéma équivalent petit signal superposé à une coupe simplifiée de l'épithaxie

Afin de modéliser le comportement non linéaire du transistor, il est nécessaire de déterminer l'évolution de chaque élément du schéma équivalent pour un ensemble de point de polarisation (cf. § II.2.2.b). La première étape consiste à déterminer les éléments extrinsèques par l'utilisation de conditions de polarisation spécifiques. Comme ces éléments peuvent être considérés indépendants de la polarisation, il est ensuite possible de les « retrancher » par une méthode dite de « deembedding » des paramètres  $S_{ij}$  extrinsèques mesurés en régime pulsé dans le plan des pointes pour tous les points de polarisation [7]-[8]. L'objectif est de ramener le plan de mesure au niveau du schéma équivalent intrinsèque. Ensuite, l'extraction des éléments intrinsèques est effectuée pour tous les points de repos et les points de polarisation instantanés associés (cf. § II.3.3).



Dans cette partie, nous exposons la méthode d'extraction des paramètres extrinsèques et la méthode de « deembedding » utilisées pour passer des plans externes du schéma équivalent complet au schéma équivalent intrinsèque.

### II.3.2. Eléments extrinsèques

#### II.3.2.a. Détermination des éléments extrinsèques

Les éléments extrinsèques réactifs du transistor sont majoritairement induits par les accès de ce dernier et sont donc quasi-indépendants de la partie active. Par conséquent, ces éléments extrinsèques  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$ ,  $L_s$ ,  $L_g$  et  $L_d$  ne dépendent pas de la polarisation du composant. Ces paramètres peuvent être décrits par des lois d'échelle simples en fonction du développement total du composant.

Les résistances d'accès  $R_s$ ,  $R_d$  et  $R_g$ , sont des paramètres extrinsèques liés aux contacts ohmiques et Schottky associés à la couche épitaxiale avec laquelle les transistors ont été fabriqués. Par conséquent, ils présentent un comportement différent des autres paramètres extrinsèques et pour cette raison nous préférons les différencier. En effet, ils sont liés à la mobilité et aux densités de charge dans le semi-conducteur, ainsi les résistances d'accès des transistors peuvent évoluer en fonction de la polarisation du transistor à cause de la présence de pièges électriques et/ou d'effets thermiques. Ces phénomènes sont particulièrement marqués pour les matériaux de la filière nitrure [2]-[7].

- Détermination des capacités de plots  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$ .

Le composant est polarisé à tension drain-source ( $V_{ds}$ ) nulle et à tension grille-source ( $V_{gs}$ ) inférieure à sa tension de pincement. Dans cette configuration, la zone active sous la grille est totalement désertée, ainsi  $g_m$  et  $g_d$  s'annulent. Les conductances intrinsèques et la capacité  $C_g$  sous la grille représentant la zone dépeuplée s'annulent et  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  deviennent alors  $C_{b1}$  et  $C_{b2}$  représentant des capacités de bord dues à l'extension latérale de la zone désertée. Ces valeurs de capacités restant faibles, il est possible de négliger les résistances et inductances séries (bonne approximation pour des fréquences inférieures à la dizaine de gigahertz).

Dans ce cas, le schéma équivalent devient :

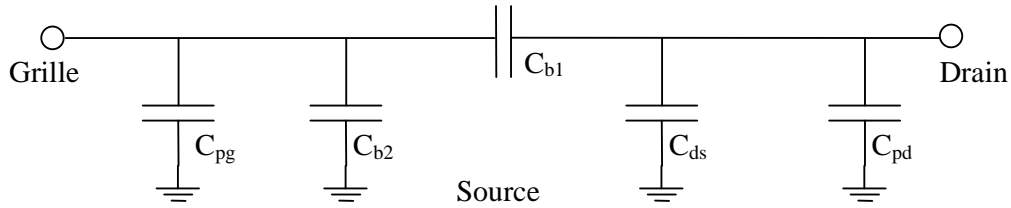


Figure II-16 : Schéma équivalent d'un transistor polarisé à  $V_{ds}=0V$ ,  $V_{gs} < V_p$

A partir de la figure II-16, les termes admittances  $Y_{ij}$  du quadripôle s'écrivent :

$$Y_{11} = j\omega(C_{pg} + C_{b1} + C_{b2})$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{b1}$$

$$Y_{22} = j\omega(C_{pd} + C_{b1} + C_{ds})$$

Sachant que  $V_{gd}=V_{gs}$  ( $V_{ds} = 0V$ ), la topologie du quadripôle est symétrique ce qui permet de réaliser l'approximation suivante  $C_{b1}=C_{b2}=C_b$ . Ceci amène les simplifications suivantes :

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

$$Y_{12} = -j\omega C_b$$

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

De ce fait, la valeur des capacités extrinsèques s'écrit :

$$C_b = -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{2\pi F}$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + \text{Im}(Y_{12})}{2\pi F}$$

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + 2\text{Im}(Y_{12})}{2\pi F}$$

Maintenant que les capacités extrinsèques ont été extraites, il est nécessaire de déterminer les résistances et les inductances.

- Détermination des éléments séries : résistances  $R_g$ ,  $R_s$  et  $R_d$  et inductances  $L_g$ ,  $L_s$  et  $L_d$ .

La détermination de ces éléments séries parasites implique l'utilisation d'un autre point de polarisation soit:  $V_{ds} = 0V$  et  $V_{gs} > V_{direct}$  avec  $V_{direct}$  la tension permettant de mettre en direct les diodes grille-drain et grille-source. Dans cette configuration, à partir d'un courant de grille important ( $\approx 5mA/10\mu m^2$ ), la résistance dynamique de la jonction Schottky court-circuite la capacité  $C_g$  rendant cette fois-ci les éléments séries prédominantes.

On obtient alors les équations suivantes :

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + \frac{\eta k T}{q I_g} + j\omega(L_s + L_g)$$

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

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

$$\text{avec : } R_c = R_{\text{carré}} \frac{L_G}{W} \Rightarrow R_{\text{carré}} = \frac{1}{en_s \mu}$$

La résistance carrée de l'épitaxie  $R_{\text{carré}}$  est connue car elle est mesurée au laboratoire lors de l'étape de fabrication des composants en utilisant les structures de test spécifiques [9].

Connaissant  $R_c$ , on obtient les expressions suivantes :

$$R_s = \text{Re}(Z_{12}) - \frac{R_c}{2}$$

$$R_g = \text{Re}(Z_{11}) - \text{Re}(Z_{12}) + \frac{R_c}{6}$$

$$R_d = \text{Re}(Z_{22}) - \text{Re}(Z_{12}) - \frac{R_c}{2}$$

$$L_s = \frac{\text{Im}(Z_{12})}{2\pi F}$$

$$L_g = \frac{\text{Im}(Z_{11}) - \text{Im}(Z_{12})}{2\pi F}$$

$$L_d = \frac{\text{Im}(Z_{22}) - \text{Im}(Z_{12})}{2\pi F}$$

Avec F : fréquence d'excitation

### II.3.2.b. Méthode de passage des paramètres $S_{ij}$ extrinsèques aux paramètres intrinsèques

Le passage des paramètres  $S_{ij}$  extrinsèques à ceux intrinsèques se fait en passant successivement de la matrice S à Z afin de retrancher les éléments séries, puis de Z à Y pour retrancher les éléments parallèles et enfin de Y à Z pour substituer les derniers éléments séries [8].

La figure II-17 met en évidence cette méthode d'extraction :

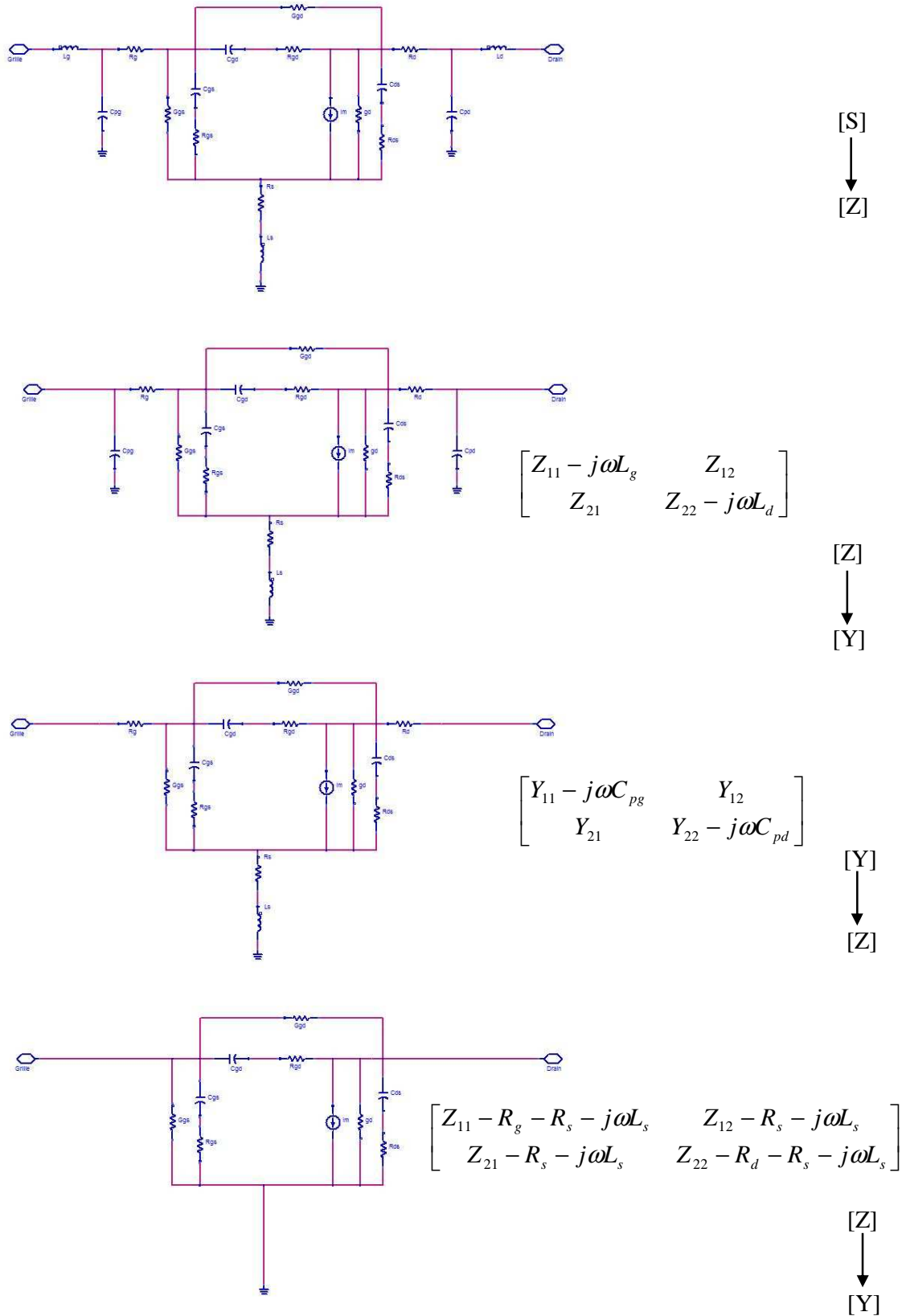


Figure II-17 : Méthode de passage des paramètres  $S_{ij}$  extrinsèques aux paramètres intrinsèques

### II.3.3. Eléments intrinsèques

#### II.3.3.a. Détermination des éléments intrinsèques

##### a. Schéma complet.

Après avoir retranché les éléments extrinsèques du schéma équivalent complet, le schéma équivalent intrinsèque obtenu est présenté figure suivante.

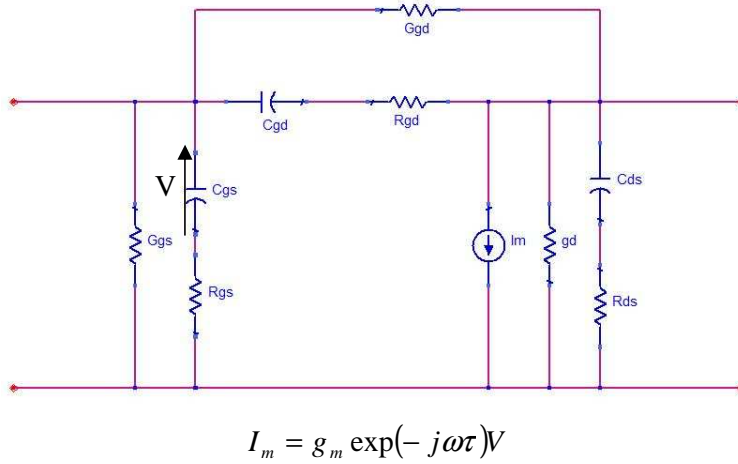


Figure II-18 : Schéma équivalent intrinsèque d'un transistor à effet de champ

Les équations suivantes permettent de mettre en relation les paramètres  $S_{ij}$  transformés en paramètres Y avec les éléments du schéma équivalent.

$$\begin{aligned}
 Y_{gs} &= G_{gs} + \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} R_{gs}} \\
 Y_{gd} &= G_{gd} + \frac{j\omega C_{gd}}{1 + j\omega C_{gd} R_{gd}} \\
 Y_{ds} &= G_{ds} + \frac{j\omega C_{ds}}{1 + j\omega C_{ds} R_{ds}} \\
 Y_{am} &= \frac{g_m \exp(-j\omega\tau)}{1 + j\omega C_{gs} R_{gs}}
 \end{aligned}
 \tag{II-1}$$

Les équations qui permettent de relier les éléments du schéma équivalent aux paramètres Y de la partie intrinsèque du transistor sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= Y_{gs} + Y_{gd} & Y_{fact11} &= Y_{11} + Y_{12} = Y_{gs} \\
 Y_{12} &= -Y_{gd} & Y_{fact12} &= -Y_{12} = Y_{gd} \\
 Y_{21} &= Y_{am} - Y_{gd} & Y_{fact21} &= Y_{21} - Y_{12} = Y_{am} \\
 Y_{22} &= Y_{ds} + Y_{gd} & Y_{fact22} &= Y_{22} + Y_{12} = Y_{ds}
 \end{aligned}
 \tag{II-2}$$

Les équations II-1 et II-2 génèrent un système à résoudre comprenant 4 équations de nombres complexes (donc 8 équations de nombres réels) avec 11 inconnues réelles.

De ce fait, il est envisagé d'effectuer des simplifications du schéma équivalent intrinsèque à partir de critères physiques réalistes. Une dernière méthode d'extraction sera décrite permettant de ne réaliser aucune simplification à l'aide d'une méthode de convergence des données.

### b. Simplifications en négligeant $R_{ds}$ et les conductances $G_{gd}$ , $G_{gs}$

Les conductances  $G_{gs}$  et  $G_{gd}$  modélisent les fuites de courant des diodes grille-drain et grille-source. Etant donné que la résistance  $R_{ds}$  représente les pertes dans le canal du transistor, ce terme présente une faible valeur dans un transistor HEMT GaN grâce à l'importante densité d'électrons à canal ouvert. De plus celle-ci est en série avec la capacité  $C_{ds}$  de forte valeur. Le tout en parallèle avec la conductance  $g_d$  relativement importante. Ainsi il est envisageable de négliger  $R_{ds}$ .

Dans le cas où les fuites des diodes sont très faibles (si le contact Schottky de grille est de bonne qualité et qu'il n'y a pas de conduction par la surface) et que les conditions de polarisation sont telles que les diodes ne sont pas polarisées en direct (tension de claquage en inverse très importante pour les composants nitrures donc rarement atteintes en fonctionnement), la simplification du schéma équivalent est la suivante :

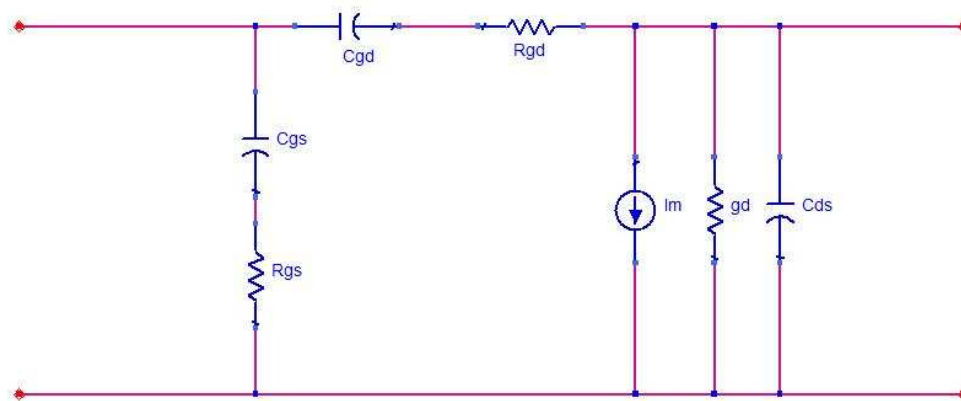


Figure II-19 : Schéma intrinsèque d'un transistor HEMT GaN en considérant  $R_{ds}$  et les conductances nulles

Dès lors que l'on néglige  $R_{ds}$  et les conductances  $G_{gd}$ ,  $G_{gs}$ , l'équation II-1 devient :

$$\begin{aligned}
 Y_{gs} &= \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} R_{gs}} = \frac{\omega^2 R_{gs} C_{gs}^2}{D_{gs}} + j \frac{\omega C_{gs}}{D_{gs}} \\
 D_{gs} &= 1 + (R_{gs} C_{gs} \omega)^2 \\
 Y_{gd} &= \frac{j\omega C_{gd}}{1 + j\omega C_{gd} R_{gd}} = \frac{\omega^2 R_{gd} C_{gd}^2}{D_{gd}} + j \frac{\omega C_{gd}}{D_{gd}} \\
 D_{gd} &= 1 + (\omega R_{gd} C_{gd})^2 \\
 Y_{am} &= \frac{g_m \exp(-j\omega\tau)}{1 + j\omega C_{gs} R_{gs}} \\
 Y_{ds} &= g_d + j\omega C_{ds}
 \end{aligned} \tag{II-3}$$

Cette simplification permet d'extraire les paramètres intrinsèques :

$$\begin{aligned}
 C_{gs} &= \frac{\text{Im}(Y_{fact_{11}})}{\omega} \left( 1 + \left( \frac{\text{Re}(Y_{fact_{11}})}{\text{Im}(Y_{fact_{11}})} \right)^2 \right) \\
 C_{gd} &= \frac{\text{Im}(Y_{fact_{12}})}{\omega} \left( 1 + \left( \frac{\text{Re}(Y_{fact_{12}})}{\text{Im}(Y_{fact_{12}})} \right)^2 \right) \\
 R_{gs} &= \frac{\text{Re}(Y_{fact_{11}})}{(\text{Re}(Y_{fact_{11}}))^2 + (\text{Im}(Y_{fact_{11}}))^2} \\
 R_{gd} &= \frac{\text{Re}(Y_{fact_{12}})}{(\text{Re}(Y_{fact_{12}}))^2 + (\text{Im}(Y_{fact_{12}}))^2} \\
 g_m &= \text{sign}(V_{ds}) \times \left| Y_{fact_{21}} \left( 1 + j \frac{\text{Re}(Y_{fact_{11}})}{\text{Im}(Y_{fact_{11}})} \right) \right| \\
 \tau &= - \frac{\text{phase} \left( Y_{fact_{21}} \left( 1 + j \frac{\text{Re}(Y_{fact_{11}})}{\text{Im}(Y_{fact_{11}})} \right) \right)}{\omega} \\
 C_{ds} &= \frac{\text{Im}(Y_{fact_{22}})}{\omega} \\
 g_d &= \text{Re}(Y_{fact_{22}})
 \end{aligned} \tag{II-4}$$

### c. Simplification en considérant les résistances $R_{gd}$ , $R_{gs}$ et $R_{ds}$ nulles

Pour certains composants, dont les conductances ne peuvent être négligées, il est possible de faire d'autres simplifications si ceux-ci possèdent des mobilités élevées et densité de porteurs élevées. Dans ce cas, c'est l'influence des résistances  $R_{gd}$ ,  $R_{gs}$  et  $R_{ds}$  qui peut être considérée négligeable comparativement à celle des autres éléments.

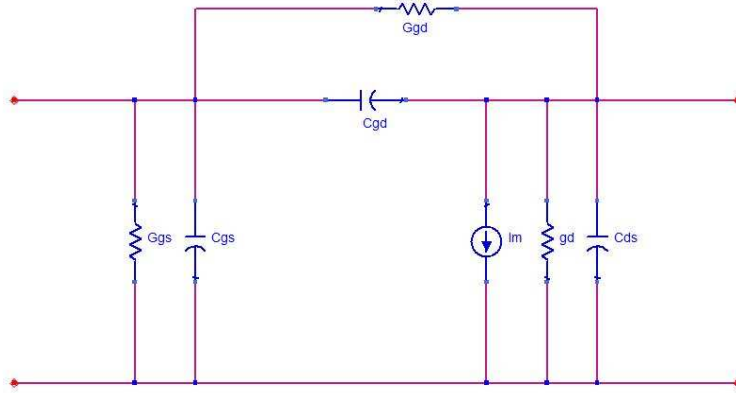


Figure II-20 : Schéma intrinsèque d'un transistor HEMT GaN en considérant les résistances  $R_{gd}$ ,  $R_{gs}$  et  $R_{ds}$  négligeables

Cette fois-ci, l'équation II-1 revient au système suivant :

$$\begin{aligned}
 Y_{gs} &= G_{gs} + j\omega C_{gs} \\
 Y_{gd} &= G_{gd} + j\omega C_{gd} \\
 Y_{fact_{21}} &= g_m \exp(-j\omega\tau) \\
 Y_{ds} &= g_d + j\omega C_{ds}
 \end{aligned}
 \tag{II-5}$$

Ce qui permet de déduire les éléments intrinsèques suivant :

$$\begin{aligned}
 C_{gs} &= \frac{\text{Im}(Y_{fact_{11}})}{\omega} \\
 C_{gd} &= \frac{\text{Im}(Y_{fact_{12}})}{\omega} \\
 C_{ds} &= \frac{\text{Im}(Y_{fact_{22}})}{\omega} \\
 G_{gs} &= \text{Re}(Y_{fact_{11}}) \\
 G_{gd} &= \text{Re}(Y_{fact_{12}}) \\
 g_d &= \text{Re}(Y_{fact_{22}}) \\
 g_m &= |Y_{fact_{21}}| \\
 \tau &= -\frac{\text{phase}(Y_{fact_{21}})}{\omega}
 \end{aligned}
 \tag{II-6}$$

#### d. Schéma sans simplifications.

Pour cette dernière méthode aucune simplification dans le schéma équivalent intrinsèque n'est réalisée. Cette méthode, plus difficile à mettre en œuvre, peut s'avérer nécessaire si les conditions permettant les simplifications du schéma équivalent ne sont pas



remplies. Il faut noter qu'un soin particulier doit être porté à la détermination des éléments extrinsèques dans ce cas car cette méthode y est très sensible.

Comme présenté précédemment, le nombre d'équations à notre disposition n'est pas suffisant pour permettre la détermination de l'ensemble des éléments du schéma équivalent. L'évolution en fonction de la fréquence des paramètres  $Y_{ij}$  va permettre d'augmenter le nombre d'équation pour la résolution de notre système. Pour cela, une méthode itérative est mise en place. Lorsque la valeur atteinte à l'itération  $n+1$  est identique à celle de l'itération  $n$ , la convergence est atteinte et le calcul est terminé [7].

Les valeurs de capacités intrinsèques sont les éléments les moins sensibles aux évolutions fréquentielles. Leur valeur initiale est fixée dans un intervalle de fréquence où les valeurs sont constantes. En pratique des fréquences inférieures à 20GHz vérifient généralement cette condition.

$$\begin{aligned}
 C_{gs} &= \frac{\text{Im}(Y_{gs})}{\omega} [1 + (\omega C_{gs} R_{ds})^2] \\
 C_{gd} &= \frac{\text{Im}(Y_{gd})}{\omega} [1 + (\omega C_{gd} R_{gd})^2] \\
 C_{ds} &= \frac{\text{Im}(Y_{ds})}{\omega} [1 + (\omega C_{ds} R_{ds})^2]
 \end{aligned} \tag{II-7}$$

A l'aide des valeurs obtenues à partir des équations II-7, l'itération se poursuit sur les valeurs de résistances. En pratique, la fréquence  $f_0$  doit être choisie la plus faible possible pour une meilleure convergence.

$$\begin{aligned}
 R_{gs} &= \frac{\text{Re}(Y_{gs}(f_0) - Y_{gs}(f_i))}{C_{gs}^2 ((\omega(f_0))^2 - (\omega(f_i))^2)} \\
 R_{gd} &= \frac{\text{Re}(Y_{gd}(f_0) - Y_{gd}(f_i))}{C_{gd}^2 ((\omega(f_0))^2 - (\omega(f_i))^2)} \\
 R_{ds} &= \frac{\text{Re}(Y_{ds}(f_0) - Y_{ds}(f_i))}{C_{ds}^2 ((\omega(f_0))^2 - (\omega(f_i))^2)}
 \end{aligned} \tag{II-8}$$

Les deux étapes précédentes de l'itération sont renouvelées jusqu'à atteindre une convergence des valeurs. Avec les valeurs obtenues, il est possible de calculer les cinq derniers éléments du schéma équivalent à l'aide des équations ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 G_{gs} &= \frac{\operatorname{Re}(Y_{gs}) - R_{gs} (C_{gs} \omega)^2}{1 + (C_{gs} R_{gs} \omega)^2} \\
 G_{gd} &= \frac{\operatorname{Re}(Y_{gd}) - R_{gd} (C_{gd} \omega)^2}{1 + (C_{gd} R_{gd} \omega)^2} \\
 G_{ds} &= \frac{\operatorname{Re}(Y_{ds}) - R_{ds} (C_{ds} \omega)^2}{1 + (C_{ds} R_{ds} \omega)^2}
 \end{aligned} \tag{II-9}$$

$$\begin{aligned}
 g_m &= |Y_{fact_{21}}| \\
 \tau &= -\frac{\operatorname{phase}(Y_{fact_{21}})}{\omega} \\
 \text{avec : } Y_{fact_{21}} &= Y_{am} (1 + j\omega R_{gs} C_{gs})
 \end{aligned} \tag{II-10}$$

Les valeurs sont extraites dans une gamme de fréquence pour lesquelles les variations en fonction de la fréquence sont quasiment nulles. Les basses fréquences sont optimales pour  $G_{gs}, G_{gd}, G_{ds}$  et  $g_m$  alors que  $\tau$  sera plutôt extrait en haute fréquence. Il est possible également de moyenner les valeurs extraites dans une gamme de fréquence afin d'améliorer la précision de l'extraction.

### II.3.3.b. Modélisation des éléments intrinsèques

#### a. Méthode de modélisation

Les éléments du schéma équivalent intrinsèque sont indépendants de la fréquence mais dépendent des conditions de polarisation, c'est-à-dire de la température et des états des pièges électriques. Pour prendre en compte l'ensemble de ces phénomènes, la méthode proposée est d'utiliser les paramètres  $S_{ij}$  obtenu en régime établi (CW) et en régime pulsé pour différents points de repos.

Dès lors, chaque valeur des paramètres intrinsèques est extraite à l'aide des paramètres  $S_{ij}$  mesurés en mode CW et en mode pulsé en fonction des valeurs de tensions de polarisation de repos et instantanés.

Il est évident que l'on ne peut pas réaliser toutes les mesures  $S_{ij}$  pour de très petits pas de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Or lors de la phase de conception des mélangeurs, les mesures à certains points de polarisation sont nécessaires mais celles-ci n'ont pas été effectuées. Pour résoudre ce problème, plusieurs solutions peuvent être envisagées :

- Utiliser les résultats obtenus pour le point de polarisation mesuré le plus proche du point désiré.

- Réaliser une extrapolation (linéaire ou autre) des valeurs extraites afin d'obtenir celles désirées au point de polarisation souhaité.
- Réaliser un modèle comportemental des valeurs pour les différents points de polarisation en se basant sur les paramètres extraits à partir de la mesure.

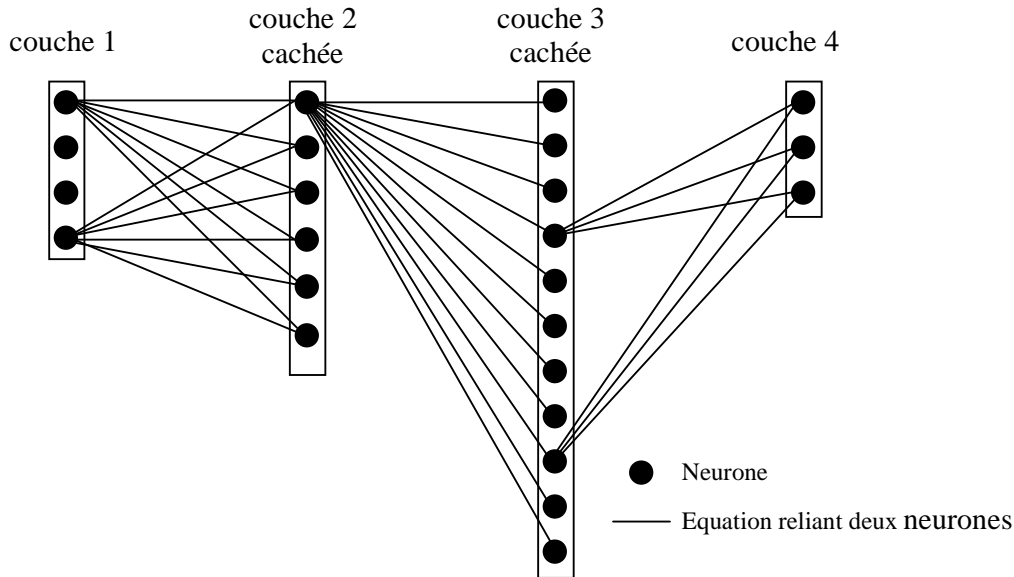
Dans notre cas, nous avons opté pour la dernière méthode afin de déterminer les paramètres intrinsèques. Le modèle comportemental sélectionné est décrit par un réseau de neurone.

Afin d'extraire le modèle comportemental d'un réseau de neurone, il est nécessaire d'avoir comme données les différents paramètres extraits pour les différentes conditions de polarisation. Une brève explication de la technique de modélisation des réseaux de neurones est présentée ci-dessous afin de mieux comprendre l'approche que nous avons appliquée.

### **b. Explication de la technique de modélisation par réseaux de neurones**

Les réseaux de neurones permettent de définir un comportement difficile à mettre en équation par l'imbrication d'un plus grand nombre d'équations simples. Un tel réseau est organisé en plusieurs couches composées chacune d'un certain nombre de neurones qui sont reliés à l'ensemble des neurones des couches précédentes et suivantes par des équations simples qui peuvent être de différents types (linéaire, exponentielle, logarithmique, ...).

La toute première couche de neurones est nommée la « couche de neurones d'entrée » et correspond aux variables indépendantes du modèle. La dernière couche de neurones est nommée la « couche de neurones de sortie » car celle-ci représente les variables dépendantes du modèle. Les couches de neurones situées entre la première et la dernière couche sont appelées des couches cachées puisqu'elles n'apparaissent qu'au milieu du modèle « boîte noire ».



**Figure II-21 : Représentation simplifiée d'un réseau de neurone constitué de 4 couches cachées contenant chacune respectivement 4, 6, 11 et 3 neurones pour 4 entrées et 3 sorties (toutes les équations reliant les neurones ne sont pas affichés pour des soucis de lisibilité)**

Ce type de modélisation a l'avantage de présenter une multitude d'équations qui permettent de représenter convenablement n'importe quel comportement. De plus, étant basé sur des équations, il est possible d'obtenir, en dehors des bornes données, un comportement qui n'engendrera pas de problèmes de divergence.

Plus le nombre de neurones et/ou de couches cachées devient élevé, meilleure sera la description des points sur lesquels le modèle a été établi. Cependant, le temps de calcul et le risque d'ondulation entre les points définis vont augmenter ainsi que les chances de divergence en dehors des bornes de définitions. Donc un compromis est nécessaire pour obtenir les performances optimales [10]-[11].

Prenons un exemple afin de mieux comprendre comment seront utilisés les réseaux de neurones dans la modélisation proposée.

Le but est, de modéliser un générateur de courant pulsé de transistors à effets de champ. Pour cela, il est nécessaire de définir les entrées et les sorties du système représenté par le réseau de neurone et plus précisément par la fonction  $I_{dmes}=f(V_{ds0}, V_{gs0}, V_{dsi}, V_{gsi})$ . On trouve donc en entrée les tensions des points de repos ainsi que celle des points instantanés et en sortie  $I_d$  qui n'est autre que le courant de drain qui a été mesuré pour chaque quadruplet des valeurs en entrée. Connaissant la valeur de sortie pour les tensions d'entrée, une fonction dite d'« entraînement » est utilisée pour calculer les valeurs des neurones cachés liés par un type d'équation défini au préalable. Cette fonction d'entraînement a pour but de déterminer la

valeur des neurones cachés permettant de minimiser l'erreur sur  $I_d$  simulé par rapport aux valeurs mesurées qui sont celles désirées.

### II.3.4. Modélisation du générateur de courant

Deux méthodes ont été développées pour réaliser la modélisation du générateur de courant intrinsèque. Les deux méthodes utilisent un réseau de neurone qui est fonction des points de polarisation de repos et instantanés pour représenter le comportement de  $I_{dint}$ .

Les deux méthodes diffèrent par les valeurs de courants utilisées lors de la création du réseau de neurones :

- La première méthode de modélisation utilise directement les mesures de courant de la caractéristique extrinsèque  $I_{dmes}=f(V_{ds0}, V_{gs0}, V_{dsi}, V_{gsi})$  en mode CW et en mode pulsé pour obtenir  $I_{dint}$ . Ce dernier est calculé à partir de  $I_{mes}$  auxquels les paramètres extrinsèques  $R_g$ ,  $R_s$  et  $R_d$  ont été retranchés par « deembedding ». De ce fait, cette méthode permet d'extraire le générateur de courant pour deux fréquences différentes. Le mode CW fourni le générateur de courant à fréquence nulle alors que le mode pulsé fourni le générateur de courant à quelques mégahertz.
- La seconde méthode de modélisation utilise des paramètres petits signaux ( $G_m$  ou  $G_d$ ) extraits sur la base de l'une des trois méthodes d'extraction présentées précédemment (avec ou sans simplifications) à partir des paramètres  $S_{ij}$  pulsés mesurés. Les réseaux de neurones de ces paramètres sont utilisés pour réaliser une intégration en fonction de  $V_{gs}$  ou  $V_{ds}$  et donc obtenir  $I_{dint}$  qui va ensuite être modélisé par un nouveau réseau de neurone. Etant donné que le générateur de courant est obtenu à partir de paramètres petits signaux, cette méthode fournie le générateur de courant pour une troisième fréquence de l'ordre de quelques gigahertz.

$$g_m = \frac{\partial I_{dint}}{\partial V_{gs}} \Rightarrow I_{dint}(V_{ds0}, V_{gs0}, V_{dsi}, V_{gsi}) = \int_{V_p}^{V_{gsi}} g_m(V_{ds0}, V_{gs0}, V_{dsi}, V_{gi}) dV_{gi}$$

$$g_d = \frac{\partial I_{dint}}{\partial V_{ds}} \Rightarrow I_{dint}(V_{ds0}, V_{gs0}, V_{dsi}, V_{gsi}) = \int_0^{V_{dsi}} g_d(V_{ds0}, V_{gs0}, V_{di}, V_{gsi}) dV_{di}$$

Ces deux dernières méthodes ont été développées dans le cas où le transistor à modéliser présenterait de fortes disparités fréquentielles entre la fréquence équivalente en mode pulsé (première méthode) et la fréquence d'extraction des paramètres intrinsèques (deuxième méthode).

Dans le cas de fortes disparités, la première méthode donne de meilleurs résultats sur le comportement statique du transistor alors que la deuxième présente de meilleurs résultats

sur les paramètres  $S_{ij}$  du transistor. Il est possible de choisir la méthode de modélisation la plus adaptés à la finalité du modèle suivant la fréquence d'utilisation.

En ce qui concerne le courant de grille, il est possible d'utiliser également un réseau de neurone mais dans ce cas une très bonne précision est nécessaire sur la mesure de ce courant qui est généralement trop faible (de l'ordre de quelques  $\mu A$ ). Etant donné que le banc de caractérisation en régime pulsé ne permettait pas la mesure du courant de grille avec une précision suffisante, le système d'équation suivant a été utilisé pour modéliser ce courant.

$$I_{gs} = c_0 \left( \exp\left(\frac{qV_{gsi}}{kT_{amb}\eta_{dir}}\right) - \exp\left(-\frac{qV_{gsi}}{kT_{amb}\eta_{inv}}\right) \right) + c_1 V_{gsi}$$

$$I_{gd} = c_0 \left( \exp\left(\frac{qV_{gdi}}{kT_{amb}\eta_{dir}}\right) - \exp\left(-\frac{qV_{gdi}}{kT_{amb}\eta_{inv}}\right) \right) + c_1 V_{gdi}$$

Avec :  $\eta_{inv}$  : facteur d'idéalité de la diode en inverse.

$\eta_{dir}$  : facteur d'idéalité de la diode en direct.

Ces deux équations permettent de reproduire le comportement des diodes grille-source et grille-drain en direct et en inverse. Les termes de ces équations ont été extraits à partir des mesures des diodes grille-source et grille-drain en régime statique établi.

### II.3.5. Logiciel d'extraction semi automatique

Afin de faciliter la modélisation non linéaire des transistors, un logiciel complet basé sur les équations décrites dans les paragraphes II.3 a été développé sous environnement Matlab. Une interface graphique a été mise en œuvre pour chacune des étapes d'extraction. Le logiciel est conçu pour réaliser l'extraction des éléments extrinsèques, le deembedding des paramètres  $S_{ij}$  ainsi que l'extraction des éléments intrinsèques et du générateur de courant. Une étape de rétro-simulation y a été ajoutée afin de vérifier la validité du modèle en comparaison aux mesures (DC et  $S_{ij}$ ). Enfin, les fichiers spécifiques au format ADS sont générés où sont contenus toutes les équations des réseaux de neurones et les valeurs des paramètres extrinsèques. Ceux-ci sont exportés dans le dossier du projet ADS désiré.

## II.4. Application de la technique de modélisation

### II.4.1. Transistor GaN de développement $2 \times 100 \times 0.25 \mu\text{m}^2$ et GaAs de développement $4 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$

#### II.4.1.a. Caractéristiques physiques des transistors

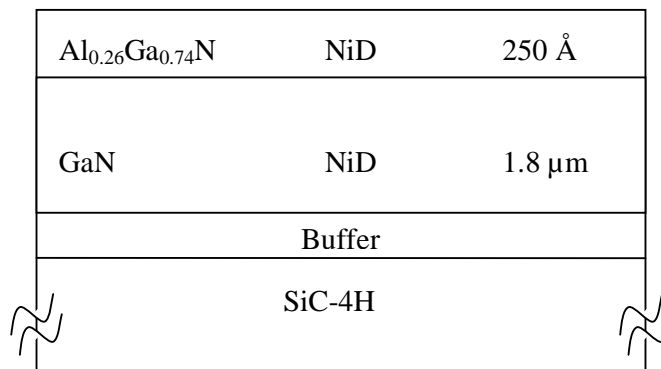
Comme nous l'avons déjà évoqué, deux épitaxies différentes à base de nitrure de gallium ont été sélectionnées pour assurer la fonction de mélange. Un transistor de l'épitaxie KQ002 a été utilisé pour concevoir un mélangeur « froid » et un transistor de chaque épitaxie (KQ002 et AEC1321) a été utilisé pour développer deux mélangeurs « chauds ». Il s'agit de transistors de mêmes géométries composés de deux doigts de grille de  $100 \mu\text{m}$  de développement et de longueur  $0.25 \mu\text{m}$ .

Afin de pouvoir comparer les résultats à ceux obtenus avec des technologies usuelles dans le domaine du mélange, un transistor GaAs a également été utilisé pour cette fonctionnalité. Il possède le même développement total que les transistors GaN mais avec 4 doigts de grille de  $50 \mu\text{m}$  de largeur unitaire et de longueur  $0.25 \mu\text{m}$ .

#### Les paramètres physiques de la couche GaN KQ002 sont les suivants :

L'épitaxie KQ002 est présentée sur la figure ci-dessous. Cette couche a été réalisée par Qinetiq et processée au laboratoire IEMN dans le cadre du laboratoire commun entre Alcatel Thales III/V Lab et l'IEMN.

Il s'agit d'une hétérostructure AlGaN/GaN sur substrat SiC-4H.



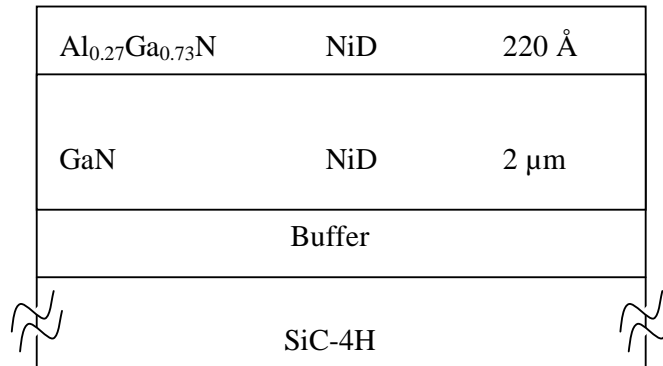
**Figure II-22 : Epitaxie de la structure KQ002**

Le contact ohmique est de type de Ti/Al/Ni/Au et le contact Schottky Mo/Au. La structure est passivée par une couche de  $2400 \text{Å}$  de SiN. La résistance carrée de la couche atteint  $517 \Omega$  et la densité de porteur dans le canal avoisine les  $10^{13} \text{cm}^{-2}$ . Pour plus de détails concernant les étapes technologiques sont donnés dans les travaux de Simon Vandembrouck [13].

**Les paramètres physiques de la couche GaN AEC1321 sont les suivants :**

L'épitaxie AEC1321 est présentée sur la figure ci-dessous. Cette couche a été réalisée dans le cadre du laboratoire commun par madame Marie Antoinette Poisson et processée à l'IEMN dans le même cadre que la couche précédente. Les étapes technologiques sont similaires à l'épitaxie KQ002.

Il s'agit d'une hétérostructure AlGaN/GaN sur substrat SiC-4H.

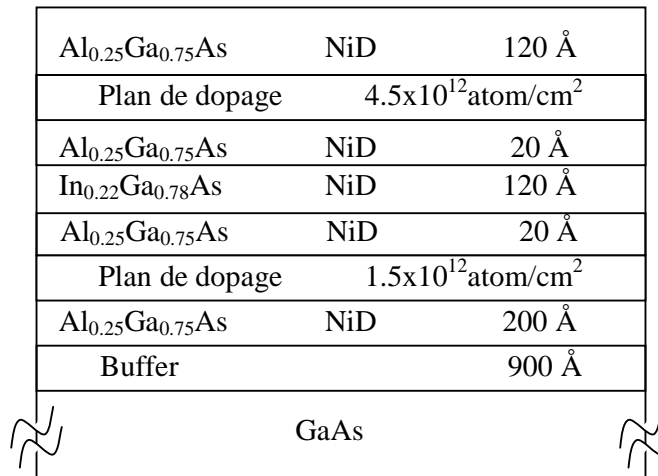


**Figure II-23: Epitaxie de la structure AEC1321**

La résistance carrée de la couche atteint 393Ω et la densité de porteur dans le canal avoisine les  $10^{13}\text{cm}^{-2}$ .

**Les paramètres physiques de la couche GaAs PPH25X sont les suivants :**

L'épitaxie relative à ces transistors a été réalisée par la société UMS. Le détail de la structure de couche de cette épitaxie est présenté sur la figure suivante.



**Figure II-24 : Epitaxie de la structure PPH25X**

Le transistor PPH25X est un HEMT pseudomorphique à deux plans de dopage et avec deux fossés de grille afin de présenter des tensions de claquage importantes à canal ouvert et fermé.



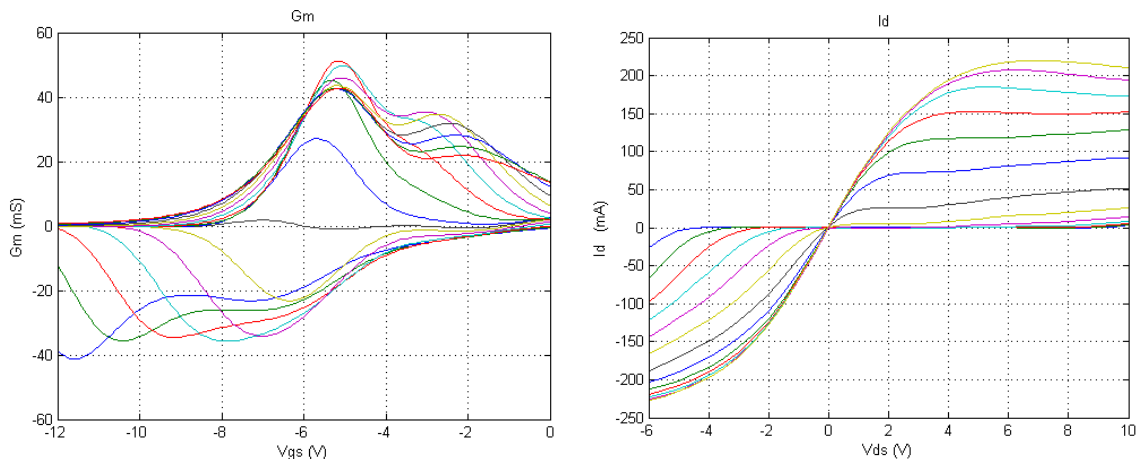
### II.4.1.b. Caractéristiques statiques et hyperfréquences

#### a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid »

- Caractéristiques statiques en régime établi

Ce transistor est utilisé en mélangeur froid. Comme nous l'avons vu au chapitre I, cette configuration nécessite de polariser le composant autour de sa tension de pincement pour une tension  $V_{ds}$  nulle. Afin de réaliser ceci, une étude de la diode Schottky a permis de déterminer la tension négative maximale à appliquer sur le drain afin de ne pas détériorer le composant. La valeur obtenue lors de cette étude est de  $V_{ds} = -6V$ .

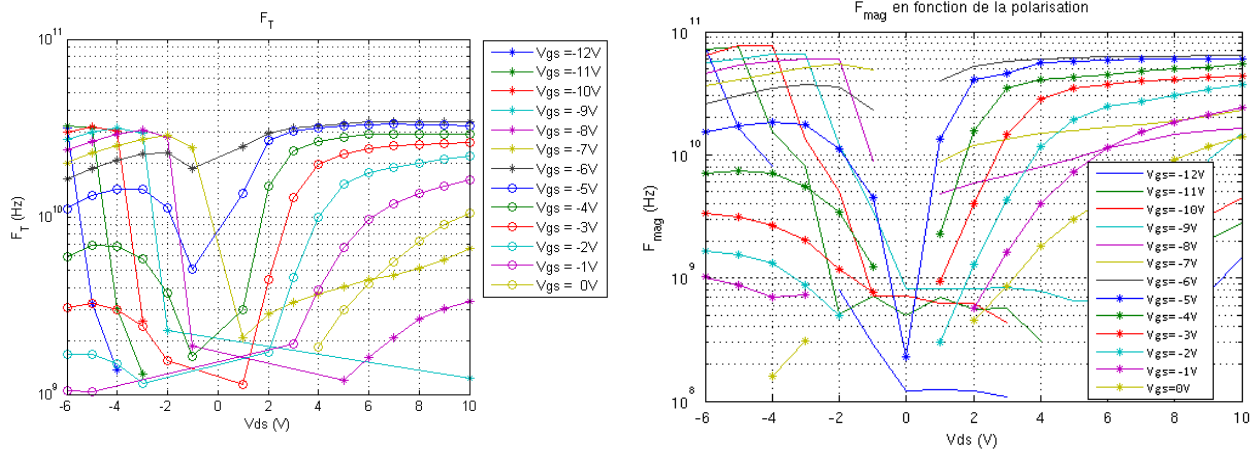
La figure II-25 montre les caractéristiques statiques  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  et  $g_m(V_{gs}, V_{ds})$  obtenues en régime établi. Afin de réaliser une meilleure approximation sur les non linéarités du composant, un réseau de neurone a été appliqué à partir des mesures statiques. En effet, le réseau de neurone a pour action de lisser les courbes afin de diminuer l'écart entre deux points de mesures.



**Figure II-25 : Caractéristique  $g_m=f(V_{gs})$  à gauche et  $I_d=f(V_{ds})$  à droite. Un réseau de neurone est utilisé pour interpoler des points sur ces caractéristiques ( $V_{gs} = -12$  à  $0V$  par pas de  $1V$ )**

- Résultats en régime petit signal établi

La figure suivante montre les évolutions des fréquences de coupure du gain en courant ( $F_T$ ) et du gain maximum disponible ( $F_{mag}$ ) en fonction des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ .



**Figure II-26 : Evolutions de  $F_T$  (gauche) et  $F_{mag}$  (droite) en fonction de la polarisation**

Ces résultats montrent que le transistor présente une fréquence de coupure du gain en courant maximale de l'ordre de 35GHz et une fréquence de coupure du gain maximum disponible de 70GHz à  $V_{ds}=10V$  et  $V_{gs}=-5V$ . A  $V_{ds}$  négatif, le transistor présente toujours du gain. On constate que les caractéristiques des gains en fonction de  $V_{ds}$  ne sont pas symétriques par rapport à  $V_{ds}=0V$ . La valeur maximale de  $F_T$  obtenue à  $V_{ds}$  négatif est de l'ordre de 32GHz alors que  $F_{mag}$  atteint au maximum 80GHz. Ceci peut d'une part être expliqué par le fait que la grille n'est pas centrée dans l'espace drain-source. D'autre part, pour  $V_{ds}$  négatif une proportion importante du courant de drain est fournie par la diode grille-drain, mise en direct, donnant une caractéristique I-V non symétrique comme présenté figure II-25.

- Non linéarités

Les non linéarités sont calculées à partir de la caractéristique  $I_d=f(V_{ds},V_{gs})$  et plus précisément à partir du réseau de neurone présenté figure II-25.

Comme il a été présenté dans le chapitre I, le design optimal en configuration « mélangeur froid » est tel que le signal d'OL est injecté sur la grille, le signal RF est injecté sur le drain sur lequel le signal FI est récupéré. Dans cette configuration, c'est la composante  $G_{md}$  qui induit la composante FI.

Pour rappel,  $G_{md}$  est s'exprime à partir des relations suivantes :

$$G_m \approx \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}, \quad G_d \approx \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}}, \quad G_{md} \approx \frac{\partial G_m}{\partial V_{ds}} \approx \frac{\partial G_d}{\partial V_{gs}}$$

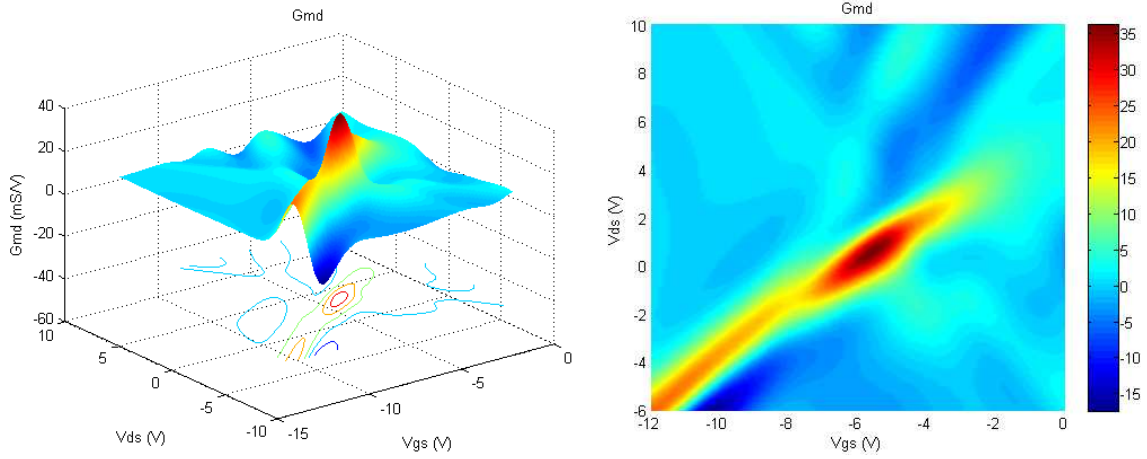


Figure II-27 : Représentation de  $G_{md}$  en 3D à gauche et 2D à droite en fonction de la polarisation

L'évolution du  $G_{md}$  en fonction de la polarisation met en évidence le fait que le point de polarisation optimal devrait se trouver autour de  $(V_{ds}, V_{gs}) = (0, -6)V$  là où  $G_{md}$  est le plus important.

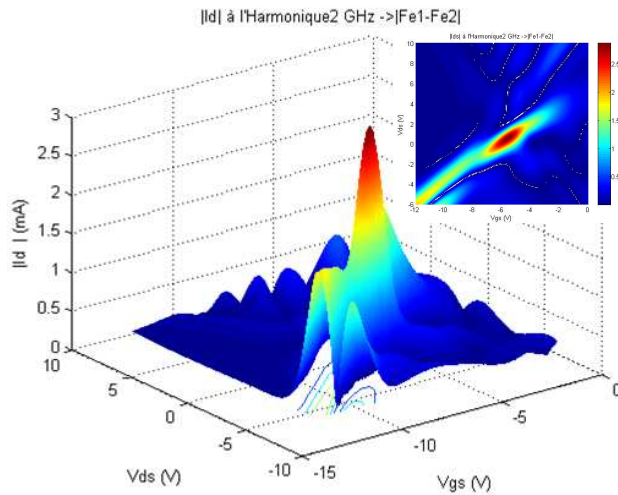
Les figures II-28 et II-29 permettent de confirmer les valeurs de polarisation optimales obtenues ci-dessus en représentant le courant induit à la fréquence intermédiaire en fonction des conditions de polarisation. La représentation de l'ordre de grandeur des composantes fréquentielles du courant de drain se situe au niveau de la sortie du transistor.

Cette représentation est basée sur l'équation du développement en série de Taylor associée au courant de drain présenté dans le chapitre I. Pour rappel, cette équation est la suivante :

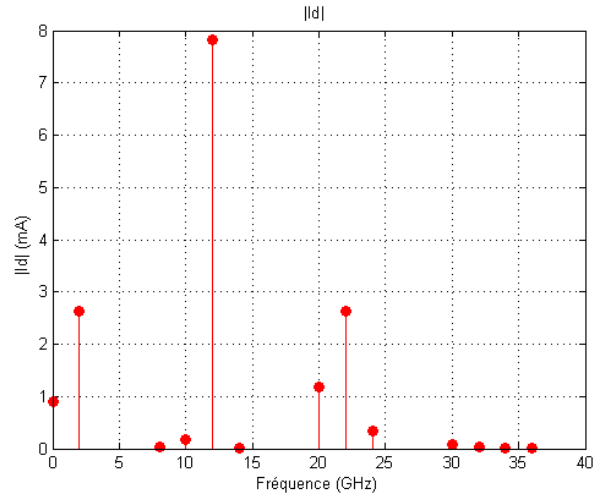
$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{ds0}(V_{GS}, V_{DS}) + \frac{\delta I_{ds}}{\delta V_{gs}} v_{gs} + \frac{\delta I_{ds}}{\delta V_{ds}} v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\delta^2 I_{ds}}{\delta V_{gs}^2} v_{gs}^2 + \frac{\delta^2 I_{ds}}{\delta V_{gs} \delta V_{ds}} v_{gs} v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\delta^2 I_{ds}}{\delta V_{ds}^2} v_{ds}^2 + \frac{1}{6} \frac{\delta^3 I_{ds}}{\delta V_{gs}^3} v_{gs}^3 + \frac{1}{2} \frac{\delta^3 I_{ds}}{\delta V_{gs}^2 \delta V_{ds}} v_{gs}^2 v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\delta^3 I_{ds}}{\delta V_{gs} \delta V_{ds}^2} v_{gs} v_{ds}^2 + \frac{1}{6} \frac{\delta^3 I_{ds}}{\delta V_{ds}^3} v_{ds}^3$$

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{ds0}(V_{GS}, V_{DS}) + G_m v_{gs} + G_d v_{ds} + G_{m2} v_{gs}^2 + G_{md} v_{gs} v_{ds} + G_{d2} v_{ds}^2 + G_{m3} v_{gs}^3 + G_{m2d} v_{gs}^2 v_{ds} + G_{md2} v_{gs} v_{ds}^2 + G_{d3} v_{ds}^3$$

Un coupleur permettra de différencier les voies RF et FI permettant une bien meilleure isolation que celle présentée ici en sortie du drain.



**Figure II-28 : Courant de drain induit par l’harmonique de fréquence  $F_{FI}$  en fonction de la polarisation ( $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $F_{FI} = 2\text{GHz}$ )**



**Figure II-29 : Représentation fréquentielle du courant de drain pour le point de polarisation suivant ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) = (-6,0) V et pour  $P_{RF}=0\text{dBm}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $P_{OL}=10\text{dBm}$ ,  $F_{OL}=10\text{GHz}$**

Comme décrit figure II-27, le point de polarisation optimale décrit par les non linéarités du générateur de courant est  $(V_{gs}, V_{ds})=(-6,0)\text{V}$ . Pour ces valeurs et cette configuration, on retrouve une bonne isolation de la voie OL sur la voie FI.

Il est néanmoins important de souligner que cette étude reste basée uniquement sur les non linéarités du générateur de courant et de la diode grille-drain et ne prend donc pas en compte les évolutions fréquentielles de tous les autres paramètres extrinsèques et intrinsèques du transistor. Si cette modélisation nous permet de quantifier rapidement les évolutions ainsi que la polarisation optimale, il est néanmoins difficile de fournir des caractéristiques chiffrées du mélangeur issu de ces transistors. Pour cela, un modèle complet du transistor sera plus approprié.

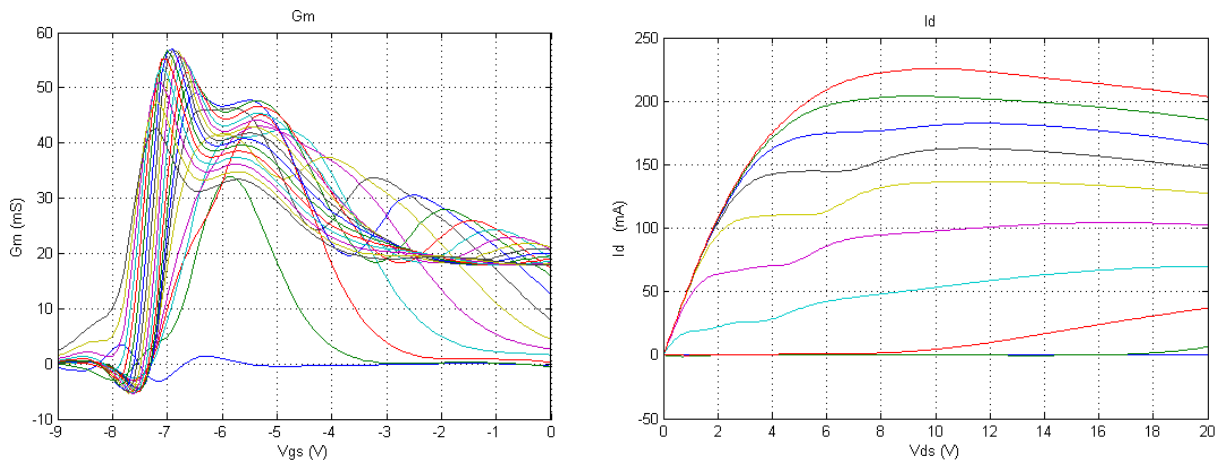
### **b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud »**

Le transistor est maintenant utilisé pour une configuration en mélangeur chaud. Cela implique une polarisation de grille proche du pincement et une tension de drain élevée.

Les voies RF et OL sont cette fois-ci injectées simultanément sur la grille afin de récupérer sur le drain le signal FI.

- Caractéristiques statiques en régime établi

La figure II-30 présente la caractéristique du courant de drain et de la transconductance. Comme précédemment, le réseau de neurone créé à partir de la mesure est présenté ci-dessous. Ce dernier va être utilisé pour la détermination des non linéarités.



**Figure II-30 : Caractéristique  $G_m=f(V_{gs})$  à gauche et  $I_d=f(V_{ds})$  à droite. Un réseau de neurone est utilisé pour interpoler des points sur ces caractéristiques ( $V_{gs}=-9$  à  $0$ V par pas de  $1$ V)**

La caractéristique  $I_d=f(V_{ds})$  présente une augmentation du courant de drain entre  $V_{ds}=4$  et  $10$ V fonction de  $V_{gs}$  alors que ce dernier a atteint son régime de saturation. Ce phénomène se décale vers les forts  $V_{ds}$  au fur et à mesure que  $V_{gs}$  tend vers  $0$ . Il semble que cet effet soit lié à la tension  $V_{gd}$ . En effet, ce phénomène usuellement appelé « effet kink » correspond à la libération brutale d'électrons piégés dans le buffer et/ou en surface sous l'effet de la tension  $V_{gd}$ . La tension de pincement sur ce transistor est de l'ordre de  $V_{gs}=-8.5$  V.

- Résultats en régime petit signal établi

La figure II-31 trace l'évolution des fréquences de coupure du gain en courant et du gain maximum disponible (respectivement  $F_T$  et  $F_{mag}$ ) en fonction de  $V_{ds}$  pour différentes valeurs de  $V_{gs}$ . Ces courbes permettent d'évaluer les performances hyperfréquences du transistor. Ces résultats montrent que le transistor présente une fréquence de coupure du gain en courant maximale de l'ordre de  $38$ GHz et une fréquence de coupure du gain maximum disponible de  $70$ GHz à  $V_{ds}=10$ V et  $V_{gs}=-6$ V. Par conséquent ce transistor de même géométrie que le précédent et de même épitaxie donne des performances en régime petit signal équivalentes (bonne reproductibilité entre composants).

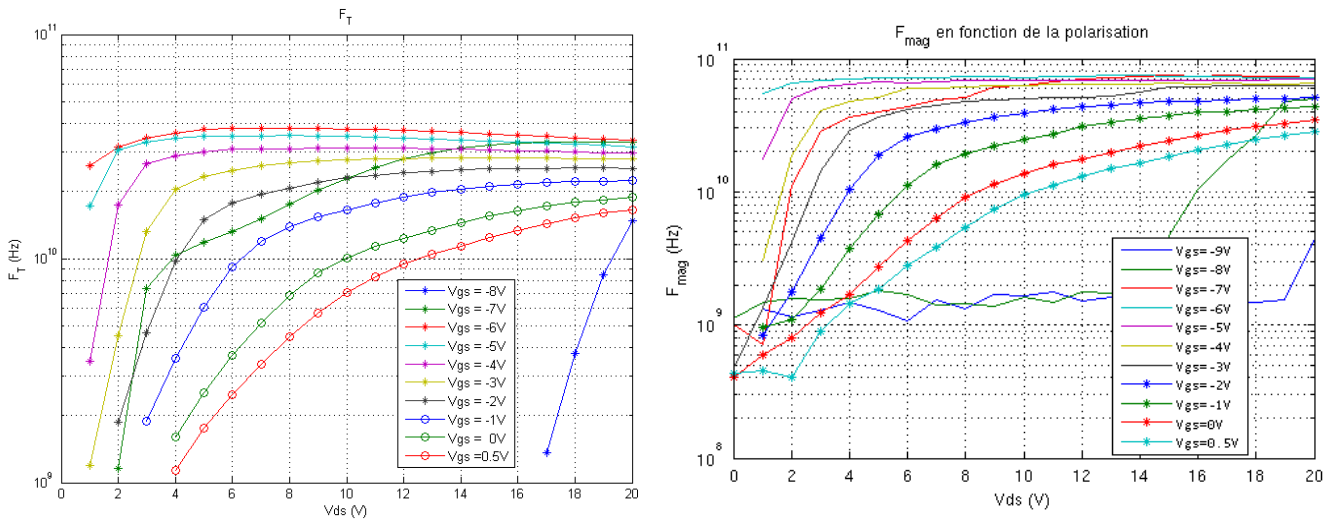


Figure II-31 : Evolutions de  $F_T$  (gauche) et  $F_{mag}$  (droite) en fonction des conditions de polarisation

Il est à noter que ces évolutions fréquentielles sont basées sur des gains linéaires petits signaux et non sur des gains de conversion. Il n'est donc pas possible de conclure directement à partir de ces évolutions quant aux performances des transistors utilisés en configuration mélangeur.

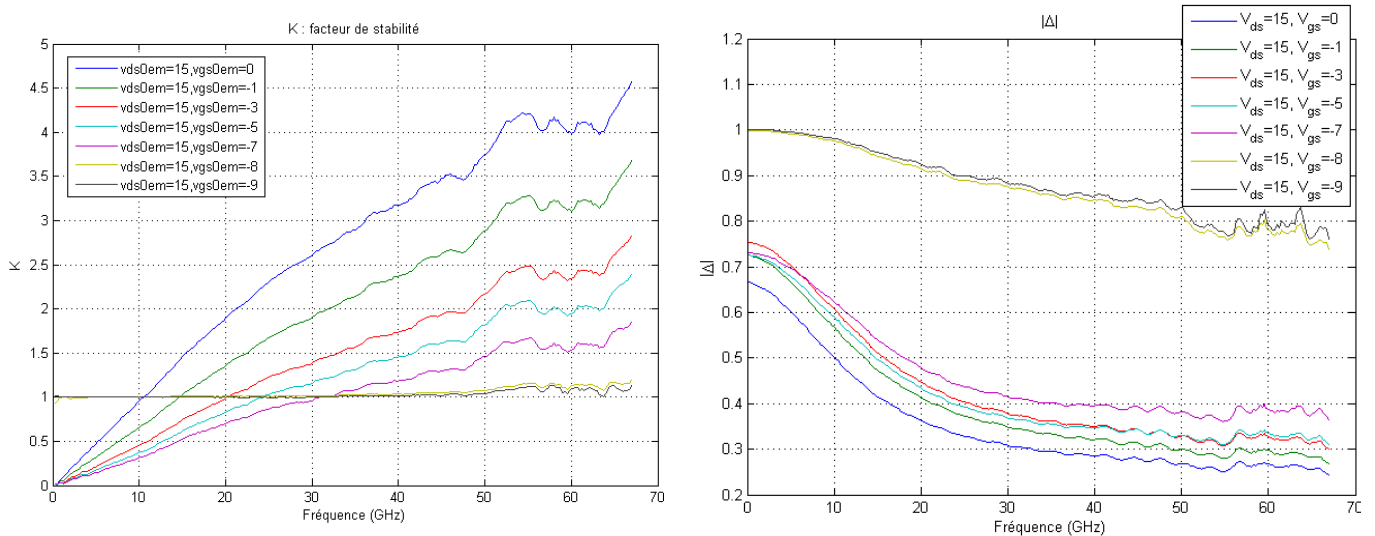


Figure II-32 : Facteur de stabilité et valeur du discriminant  $|\Delta|$  pour différents  $V_{gs}$  à  $V_{ds} = 15V$

Comme nous pouvons le constater figure II-32, le transistor est inconditionnellement stable pour des tensions de grille inférieures ou égales à -8V car le composant travaille à canal pincé et ne présente pas, par conséquent, de gain. Dans ce cas, une adaptation optimale des charges présentées en sortie et en entrée peut être envisagée sans risque d'instabilité.

Pour une polarisation de grille supérieure à -8V, le transistor est conditionnellement stable. Cela signifie qu'une étude plus approfondie à l'aide des cercles de stabilité est à

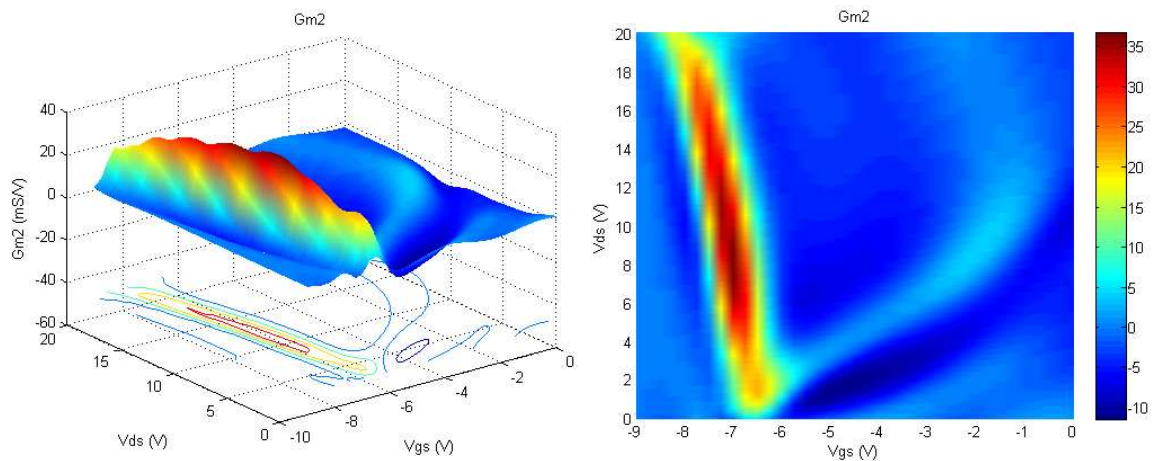
réaliser pour éviter tout risque d’instabilité dans toute la bande de fréquence envisagée. Cette partie sera décrite dans le chapitre III.

- Non linéarités.

Comme il a été présenté dans le chapitre I, le design optimal en configuration « mélangeur chaud » est tel que les signaux OL et RF sont injectés sur la grille et le signal FI est récupéré sur le drain. Dans cette configuration, c’est principalement la composante  $G_{m2}$  qui induit le signal FI. Pour rappel, les expressions permettant d’exprimer  $G_{m2}$  sont les suivantes :

$$G_m \approx \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}, \quad G_{m2} \approx \frac{1}{2} \frac{\partial G_m}{\partial V_{gs}}$$

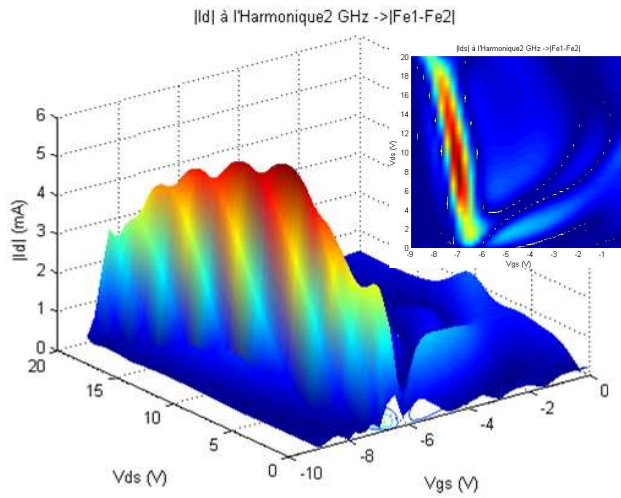
Les composantes non linéaires sont calculées à partir du réseau de caractéristiques  $I_d=f(V_{gs}, V_{ds})$  et plus précisément à l’aide d’un réseau de neurone présenté figure II-30.



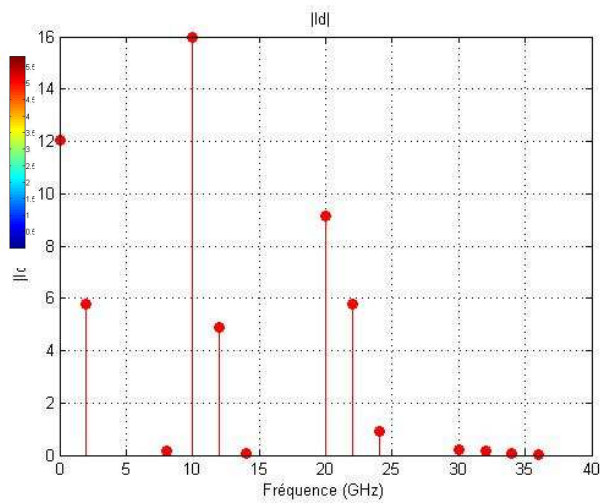
**Figure II-33 : Représentation de  $G_{m2}$  en 3D à gauche et 2D à droite en fonction de la polarisation**

En traçant l’évolution du  $G_{m2}$  en fonction de la polarisation, une zone apparaît plus appropriée pour un mélange chaud. On retrouve les conclusions du chapitre I, à savoir que la polarisation la plus favorable dans cette configuration se situe pour une plage de  $V_{ds}$  comprise entre 6 et 14V associé à un  $V_{gs}$  proche du pincement. Dans le cas du transistor étudié, toute une zone est optimale sur une ligne comprise entre les couples  $(V_{ds}, V_{gs}) = (5, -7)$  et  $(18, -8.5)V$ .

Comme pour le transistor utilisé en mélangeur froid, nous avons dans un premier temps estimé grossièrement l’amplitude du courant de drain à différentes fréquences.



**Figure II-34 : Courant de drain induit par l'harmonique de fréquence  $F_{FI}$  en fonction de la polarisation**



**Figure II-35 : Représentation fréquentielle du courant de drain pour le point de polarisation suivant  $(V_{gs}, V_{ds}) = (-7,8)V$  et pour  $P_{RF}=0dBm$ ,  $F_{RF}=12GHz$ ,  $P_{OL}=10dBm$  et  $F_{OL}=10GHz$**

L'évolution du module du courant de drain (figure II-34) à la fréquence  $F_{FI}$  en fonction de la polarisation met en évidence la même zone de polarisation optimale que l'évolution du  $G_{m2}$ . Pour cette zone optimale, la figure II-35 dévoile l'évolution du module du courant de drain en fonction des différentes harmoniques. Même si l'harmonique à  $F_{FI}$  est nettement visible, il semblerait que les fuites des fréquences OL et RF sur la voie FI ne sont pas négligeables, alors que la réjection de la fréquence OL était très marquée pour la version du mélangeur froid. Un filtre en sortie du mélangeur permettra d'améliorer ces isolations.

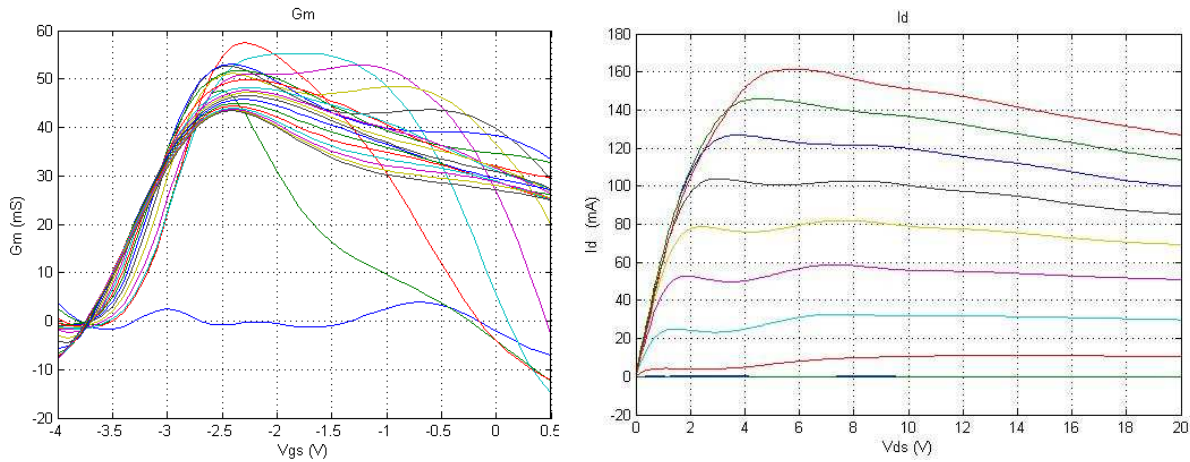
### c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud »

Un deuxième transistor GaN issu de l'épitaxie AEC1321 a été étudié afin d'avoir une meilleure vue d'ensemble des potentialités du GaN dans le cadre de son utilisation en mode mélangeur. Ce transistor présente la même topologie que celui de la couche KQ002, à savoir  $2 \times 100 \times 0.25 \mu m^2$ .



- Caractéristiques statiques en régime établi

La figure ci-dessous décrit les caractéristiques du courant de drain et de la transconductance en fonction de la polarisation.



**Figure II-36 : Caractéristique  $G_m=f(V_{gs})$  à gauche et  $I_d=f(V_{ds})$  à droite. Un réseau de neurone est utilisé pour interpoler les points sur ces caractéristiques ( $V_{gs}=-4$  à  $0.5$ V par pas de  $0.5$ V)**

On retrouve cette fois-ci encore l'effet « kink » qui est néanmoins beaucoup moins important que sur le transistor précédent mais qui reste présent. La tension de pincement est de l'ordre de  $-3.5$ V.

Le transistor présente un courant de drain maximum de l'ordre de  $160$ mA ( $800$ mA/mm,  $V_p=3.5$ V) contre  $225$ mA ( $1.1$ A/mm,  $V_p=-8.5$ V) environ pour le transistor de même taille de l'épitaxie KQ002.

C'est pour leurs différences, à savoir les densités de courant et tensions de pincement, que nous avons sélectionné ces deux technologies. En effet, comme nous pouvons le constater, l'allure des transconductances est fortement différente, cela est directement expliqué par une épaisseur de barrière plus fine engendrant une densité de porteur plus faible. Ceci nous permet d'avoir une vision plus étendue des potentialités des transistors GaN pour les applications de mélange.

- Résultats en régime petit signal établi

La figure II-37 trace l'évolution des fréquences de coupure du gain en courant et du gain maximum disponible (respectivement  $F_T$  et  $F_{mag}$ ) en fonction de  $V_{ds}$  pour différentes valeurs de  $V_{gs}$ .

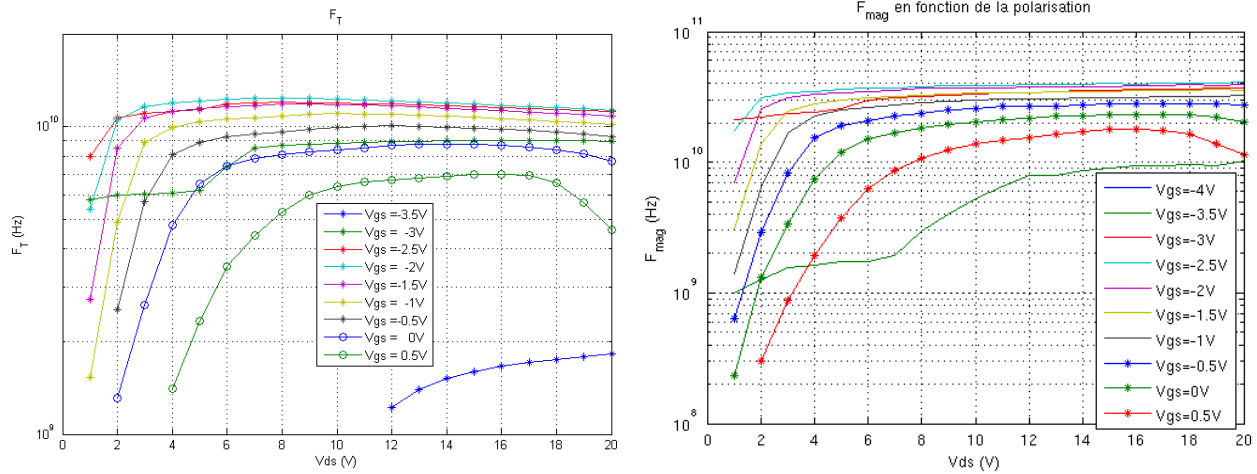


Figure II-37 : Evolutions de  $F_T$  (gauche) et  $F_{mag}$  (droite) en fonction des conditions de polarisation

Ces résultats montrent que le transistor présente une fréquence de coupure du gain en courant maximale de l'ordre de 12GHz et une fréquence de coupure du gain maximum disponible de 40GHz à  $V_{ds}=10V$  et  $V_{gs}=-2.5V$ .

La valeur de fréquence de coupure sur le gain en courant maximale est bien inférieure à celle du transistor de la couche KQ002.

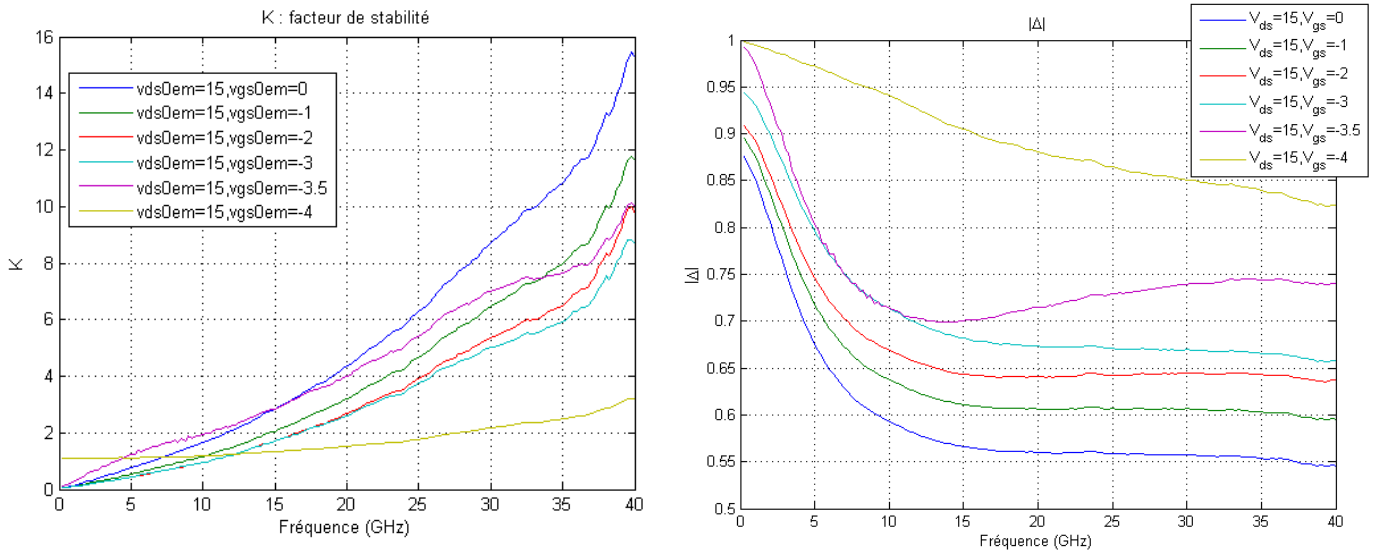
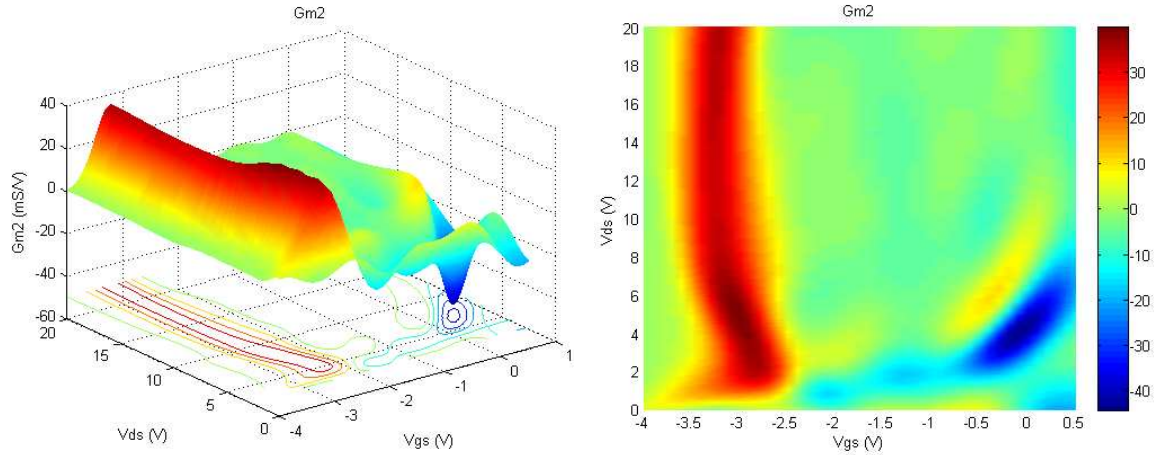


Figure II-38 : Facteur de stabilité et  $|\Delta|$  pour différents  $V_{gs}$  et  $V_{ds} = 15V$

Bien évidemment pour des tensions de grille inférieures à la tension de pincement, le transistor est inconditionnellement stable. Au-dessus de la tension de pincement, le transistor est conditionnellement stable. On note que pour des tensions de grille supérieures à la tension de pincement, le transistor présenté ici devient plus vite inconditionnellement stable en fonction de la fréquence. Usuellement, ceci est relié au fait que le transistor à un très bon  $S_{12}$  (unilatéral).

- Non linéarités.

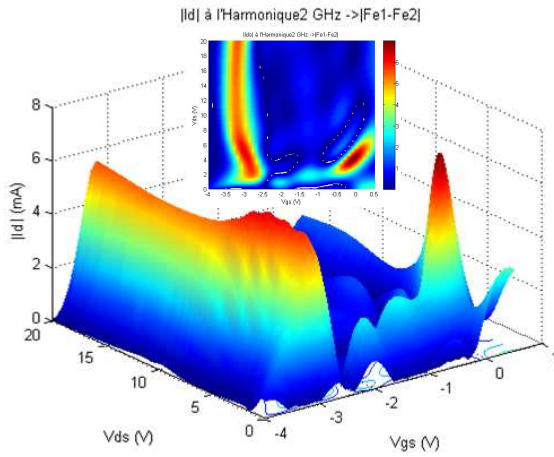
Etant donné qu'il s'agit de la même architecture de mélangeur que précédemment, c'est encore l'évolution du paramètre  $G_{m2}$  qui va conditionner la zone optimale de polarisation pour l'obtention de non linéarités.



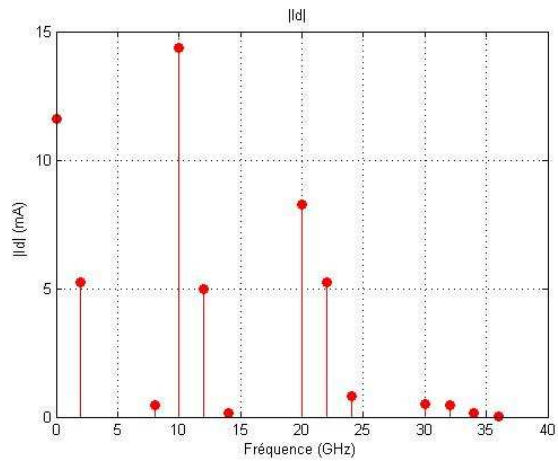
**Figure II-39 : Représentation de  $G_{m2}$  en 3D à gauche et 2D à droite en fonction de la polarisation**

Comme pour le transistor précédent, une zone se démarque particulièrement. Cette zone se situe pour des tensions de grille proche du pincement. Dans notre cas,  $V_{gs} = -3.2V$ . La zone en fonction de  $V_{ds}$  pour laquelle les non linéarités sont mises en avant est beaucoup plus grande que celle du transistor de la couche KQ002. En effet, l'évolution du courant de drain en fonction de la tension de grille (figure II-36) montre qu'il y a peu de décalage de la tension de pincement en fonction de  $V_{ds}$  contrairement au transistor précédent de la couche KQ002. Ce comportement est lié à une meilleure qualité de la couche buffer pour les composants AEC, ce qui n'engendre pas de décalage de la tension de pincement en fonction de  $V_{ds}$  et ainsi pas de dégradations de la transconductance.

Comme pour les transistors précédents, nous avons estimé grossièrement l'amplitude du courant de drain à différentes fréquences à partir de ce modèle simplifié afin d'avoir dans un premier temps les ordres de grandeurs des courants de drain à la fréquence FI.



**Figure II-40 : Courant de drain induit par l'harmonique de fréquence  $F_{FI}$  en fonction de la polarisation**



**Figure II-41 : Représentation fréquentielle du courant de drain pour le point de polarisation suivant  $(V_{gs}, V_{ds}) = (-3.2, 16)V$  et pour  $P_{RF}=0dBm$ ,  $F_{RF}=12GHz$ ,  $P_{OL}=10dBm$  et  $F_{OL}=10GHz$**

Le comportement du module du courant de drain est identique à celui du  $G_{m2}$  en fonction de la polarisation. On retrouve toujours des fuites potentielles aux fréquences OL et RF sur la voie FI.

Une autre zone optimale apparaît sur la figure II-40. Elle est induite par les fortes valeurs négatives de  $G_{m2}$  dans cette même zone. Cette zone est située autour de tensions  $V_{ds}$  proches de 0V et  $V_{gs}$  supérieur à 0V. En effet, sur la caractéristiques  $I_d=f(V_{gs})$  de la figure II-36, une courbure est observable pour  $V_{gs} \approx 0V$ . La zone ohmique décrite ici à fort  $V_{gs}$ , n'est pas décrite avec beaucoup de points (de part son évolution très rapide), donc il est possible que le réseau de neurone associé, dans les zones très peu peuplées en point de mesures, décrive des non linéarités. C'est une des limitations de cette méthode. De plus, cette zone est beaucoup trop dangereuse pour être utilisée dans le cadre d'une fonction de mélange (passage de la diode grille-source en direct).

#### **d. Transistor de la couche PPH25X pour le mélangeur « chaud »**

- Caractéristiques statiques en régime établi

La figure ci-dessous décrit les caractéristiques du courant de drain et de la transconductance en fonction de la polarisation. Comme précédemment, le réseau de neurone associé à la mesure est utilisé pour les caractéristiques.

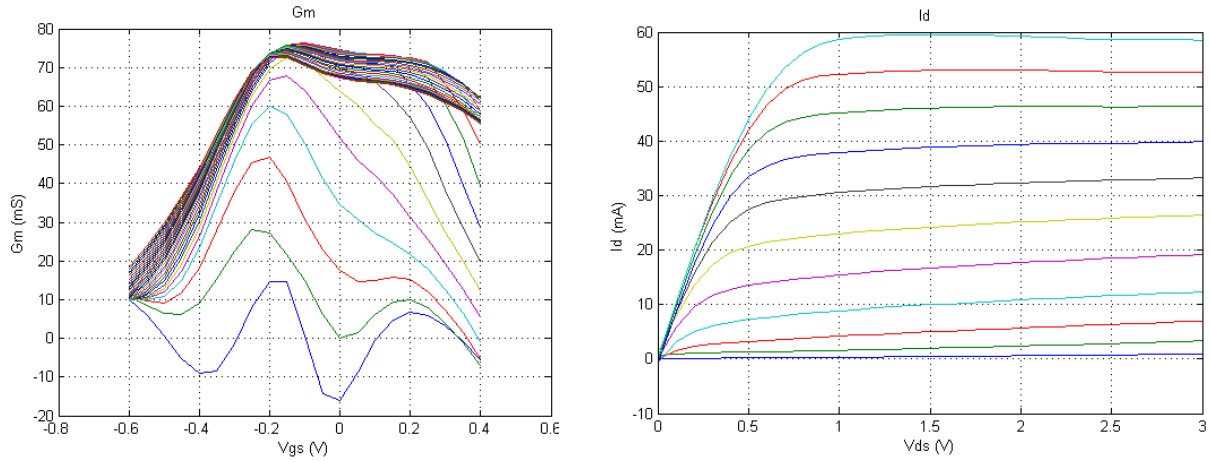


Figure II-42 : Caractéristiques  $G_m=f(V_{gs})$  à gauche et  $I_d=f(V_{ds})$  à droite ( $V_{gs}=-0.6$  à  $0.4V$  par pas de  $0.1V$ )

Comme nous pouvons le constater, en régime saturé la caractéristique  $I_d=f(V_{ds})$  présente une pente quasi-nulle. Ceci est lié au fait que la densité de courant est beaucoup plus faible en comparaison des épitaxies grand gap. De plus, les tensions drain-source considérées sont beaucoup plus faibles (un ordre de grandeur), de ce fait, l'effet d'auto-échauffement engendrant une conductance négative n'est pas constatée. Par ailleurs, comme ce transistor présente un double recess afin d'augmenter la tension de claquage drain-source, cela affecte le paramètre  $g_d$  à fort  $V_{ds}$  minimisant les effets d'injection des porteurs dans le buffer (pas de  $g_d$  positif).

- Résultats en régime hyperfréquence petit signal établi

La figure II-43 trace l'évolution des fréquences de coupure du gain en courant et du gain maximum disponible en fonction de  $V_{ds}$  pour différents  $V_{gs}$ . Le transistor présente une fréquence de coupure du gain en courant maximale de l'ordre de 50GHz et une fréquence de coupure du gain maximum disponible de 100GHz à  $V_{ds}=3V$  et  $V_{gs}=-0.2V$ .

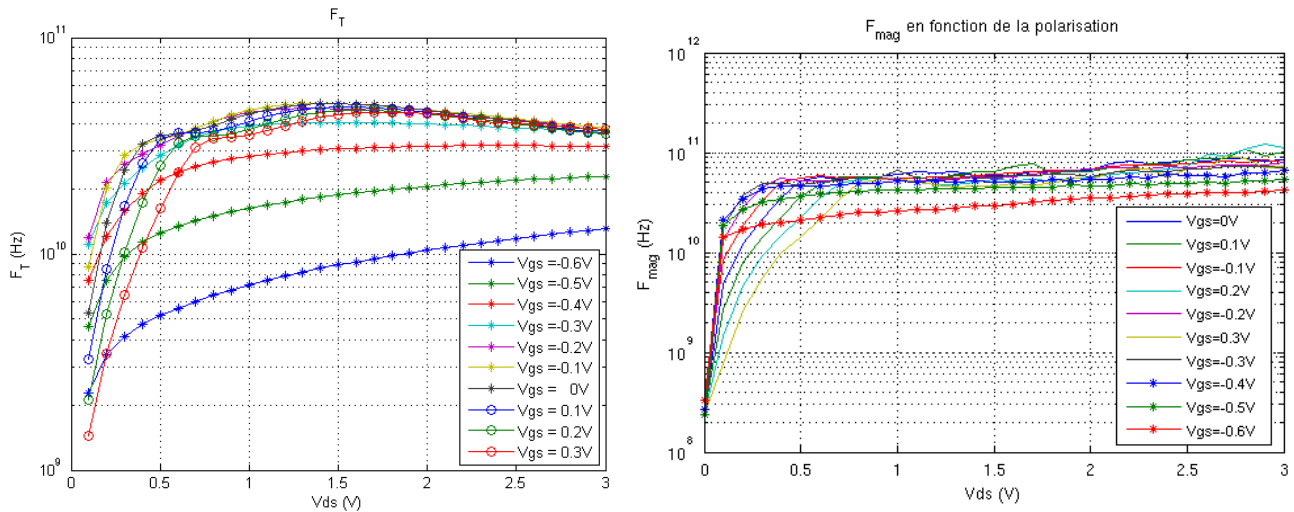


Figure II-43 : Evolutions de  $F_T$  (gauche) et  $F_{mag}$  (droite) en fonction de la polarisation

Le transistor est conditionnellement stable et donc une étude de sa stabilité est nécessaire. Cette étude sera effectuée dans le chapitre suivant.

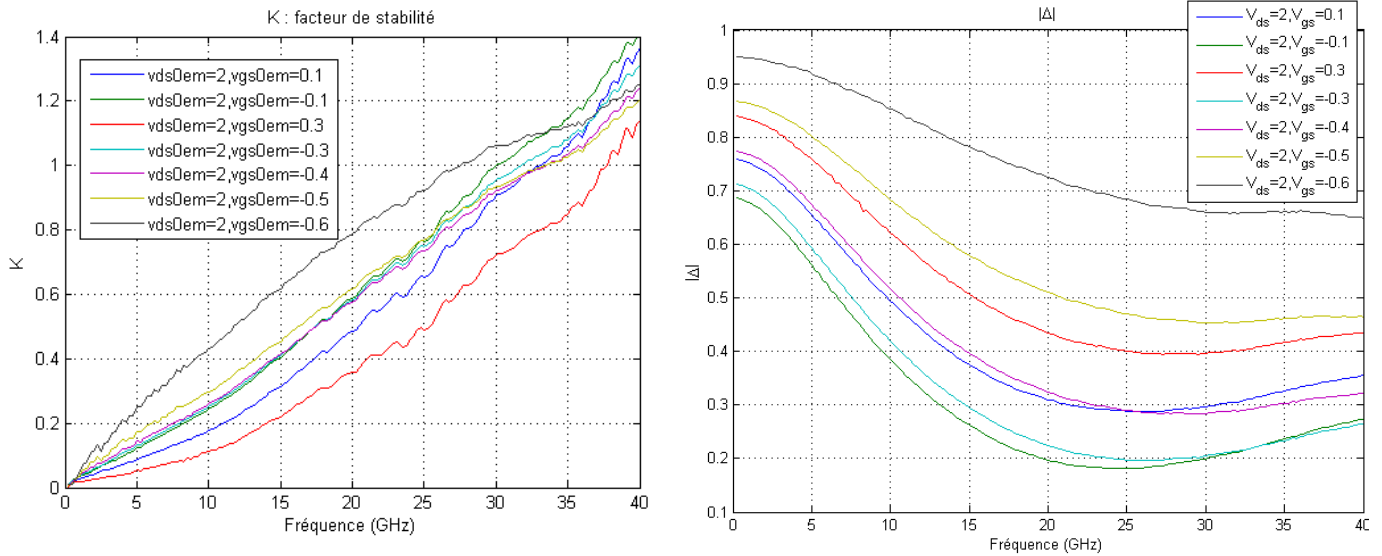


Figure II-44 : Facteur de stabilité et  $|\Delta|$  pour différents  $V_{gs}$  et  $V_{ds} = 2V$

- Non linéarités.

La figure II-45 montre l'évolution du paramètre  $G_{m2}$  caractérisant la fonction mélange pour une configuration en mélangeur « chaud » suivant  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ .

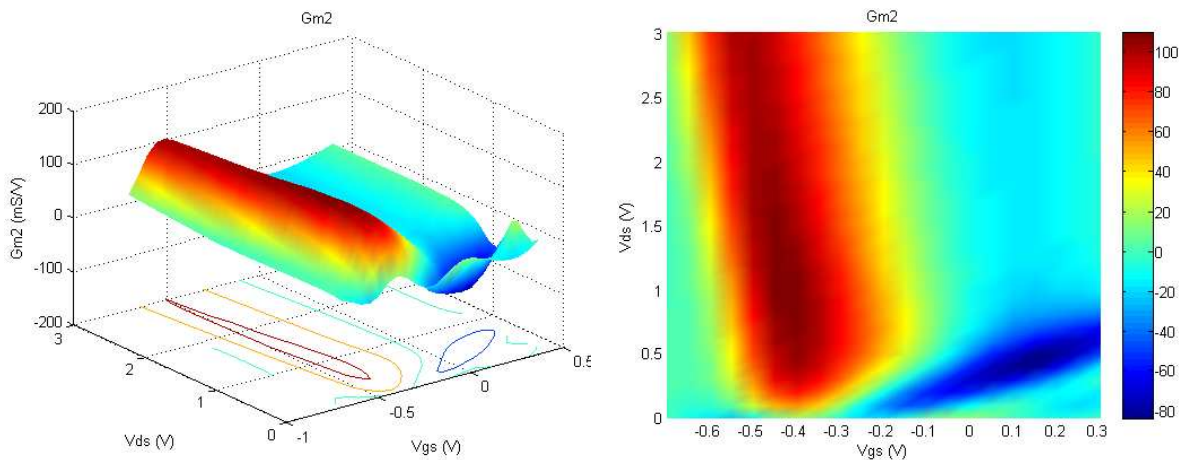
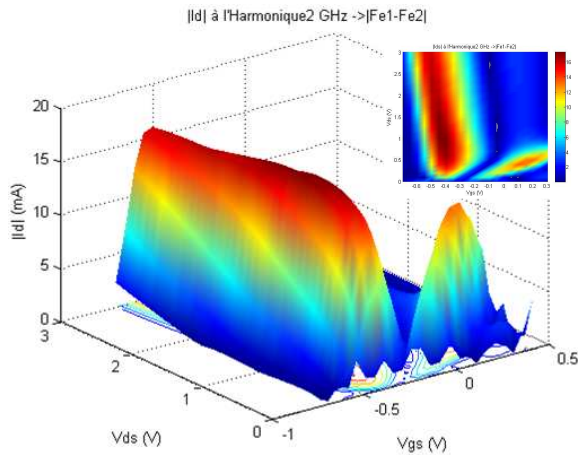
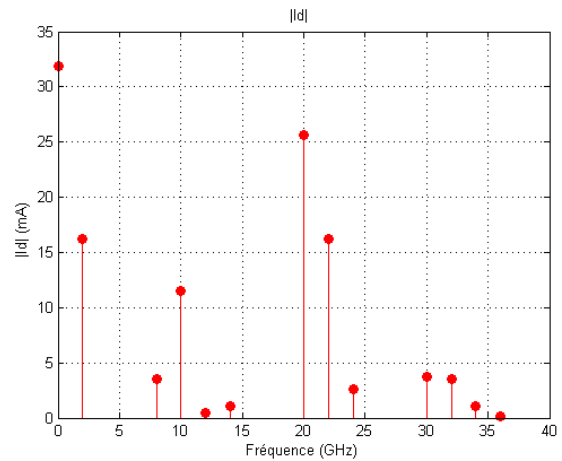


Figure II-45 : Représentation 3D à gauche et 2D à droite de  $G_{m2}$  en fonction de la polarisation

Les résultats dévoilent une zone de polarisation optimale qui concorde avec les conclusions précédentes. La même zone se retrouve sur les graphiques représentant en fonction de  $V_{ds}$  et  $V_{gs}$  l'amplitude de l'harmonique du courant de drain à la fréquence  $F_{FI}$  de la figure II-47.



**Figure II-46 : Courant de drain induit par l'harmonique de fréquence  $F_{FI}$  en fonction de la polarisation**



**Figure II-47 : Représentation fréquentielle du courant de drain pour le point de polarisation suivant  $(V_{gs}, V_{ds}) = (-0.45, 2)V$  et pour  $P_{RF}=0dBm$ ,  $F_{RF}=12GHz$ ,  $P_{OL}=10dBm$ ,  $F_{OL}=10GHz$**

La figure II-47 annoncerait la meilleure isolation OL/FI et RF/FI. Ceci comparé aux autres graphiques sachant que les valeurs de puissance  $P_{RF}$  et  $P_{OL}$  sont identiques à chaque simulation. En effet, ici les niveaux de courant obtenus aux fréquences  $F_{OL}$  (10GHz) et  $F_{RF}$  (12GHz) sont inférieurs à ceux obtenus précédemment.

Comparé aux transistors GaN, dans les mêmes conditions de simulations, les performances au niveau du gain de conversion sont meilleures sur le transistor GaAs à ce niveau de simulation. En effet, les valeurs maximales atteintes sur le paramètre  $G_{m2}$  représentant le gain de conversion sont plus élevées sur ce type de transistor.

### e. Récapitulatif

Le tableau ci-dessous permet un récapitulatif des caractéristiques statiques et hyperfréquences des trois transistors GaN qui vont être par la suite modélisés et utilisés afin de réaliser des mélangeurs « froid » et/ou « chaud » ainsi que celles du transistor à base de GaAs.

	Mélangeur froid GaN	Mélangeur chaud GaN		Mélangeur chaud GaAs
Désignation de la couche	KQ002	KQ002	AEC1321	PPH25X
Développement ( $\mu\text{m}^2$ )	2x100x0.25	2x100x0.25	2x100x0.25	4x50x0.25
$I_d$ max (mA)	225	225	160	60
$G_m$ max (mS)	55	55	55	75
$F_T$ max (GHz)	35	38	12	50
$F_{\text{mag}}$ max (GHz)	70	70	40	100
$G_{\text{md}}$ (froid)/ $G_{\text{m2}}$ (chaud) (mS/V)	36	37	33	110
Polarisation optimale ( $P_{\text{RF}}=0\text{dBm}$ , $F_{\text{RF}}=12\text{GHz}$ , $P_{\text{OL}}=10\text{dBm}$ et $F_{\text{OL}}=10\text{GHz}$ )	$(V_{\text{gs}}, V_{\text{ds}}) = (-6,0)\text{V}$	$(V_{\text{gs}}, V_{\text{ds}}) = (-7,8)\text{V}$	$(V_{\text{gs}}, V_{\text{ds}}) = (-3.2,16)\text{V}$	$(V_{\text{gs}}, V_{\text{ds}}) = (-0.45,2)\text{V}$

**Tableau II-1 : Tableau récapitulatif des principales caractéristiques des transistors GaN qui vont être utilisé pour des applications de mélange.**

Les deux transistors de la couche KQ002 possèdent les mêmes performances car ils proviennent d'une même épitaxie et ont été processés en même temps. Les seules différences traduisent l'uniformité des composants. Le transistor AEC1321 présente des performances hyperfréquences moins bonnes notamment en termes de fréquence de coupure. Par contre pour les non linéarités calculées à ce stade, les performances potentielles sont sensiblement identiques en ce qui concerne les mélangeurs à base de GaN.

Pour ce qui est du mélangeur GaAs, ce dernier présente de meilleures performances en termes de non linéarités et de fréquence de coupure, avec toutefois une densité de courant en moyenne trois fois plus faible.

### II.4.1.c. Modélisation électrique non linéaire

#### a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid »

Dans le cadre du réseau d'excellence TARGET, une collaboration entre l'université de Bologne en Italie et le laboratoire de l'IEMN a été mis en place. Le modèle non linéaire du mélangeur froid a été développé au point de polarisation  $(V_{\text{ds}}, V_{\text{gs}}) = (0, -9)\text{V}$  par Mlle Valéria Di Giacomo [12] dans le cadre de cette collaboration. Toutes les mesures nécessaires à



l'établissement de la modélisation ont été réalisées par nos soins (mesures statiques, mesures CW ainsi que les mesures pulsées).

Le modèle est basé entre autre sur l'équation du générateur de courant pulsé suivante :

$$i(t) = F[v(t)] + C[\tilde{v}_d(t)] \frac{d\tilde{v}_d(t)}{dt}$$

Avec  $F$  : matrice constituée d'équations représentant la caractéristique  $I=f(V)$ .

$C$  : matrice représentant les capacités extraites à hautes fréquences à partir des mesures statiques CW.

$$\tilde{v}_d(t) = V(t) + \Delta V_d(t)$$

$V$  : tension continue intrinsèque appliquée au port du composant.

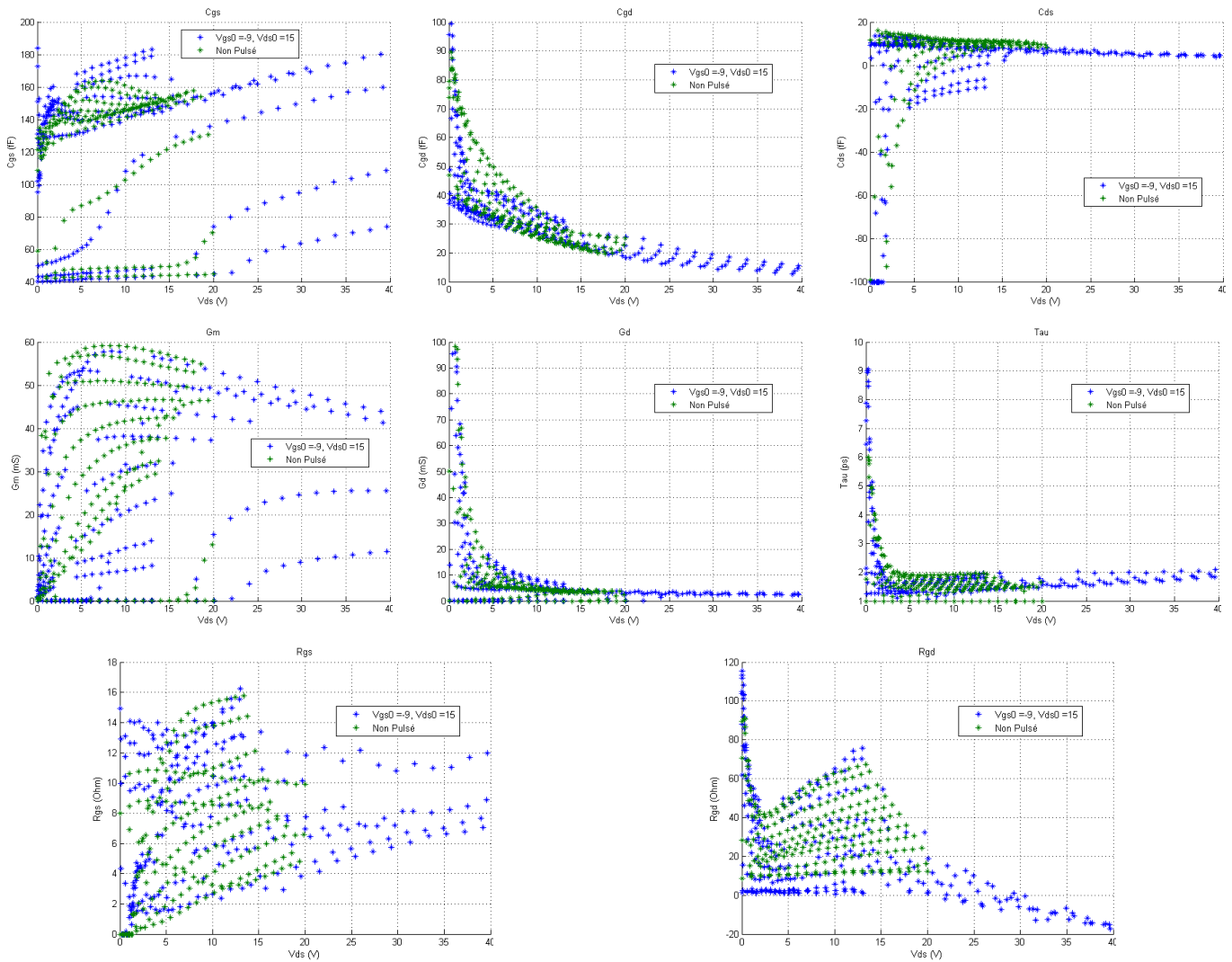
$\Delta V_d$  : petite variation de la tension de drain autour du point de polarisation.

Dans cette modélisation, les mesures pulsées sont réalisées autour du point de polarisation d'intérêt  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (0, -9)V$  dans une plage couvrant les tensions de grilles instantanées de -12 à 0V et celles de drain instantanées de -6 à 10V afin de permettre une bonne excursion en puissance.

### **b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud »**

Le modèle a été réalisé à partir des mesures effectuées en régime établi et en régime pulsé pour 5 couples de points de repos. Ces couples sont situés autour du point de repos envisagé pour la conception des mélangeurs, à savoir :  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = \{(15, -9), (15, -8), (15, -7), (20, -9), (20, -8)\}$ . Pour des raisons de lisibilité, nous ne présenterons pas toutes les caractéristiques extraites.

La figure suivante présente l'évolution des paramètres intrinsèques extraits à partir des mesures  $S_{ij}$  obtenues en régime établi et en régime pulsé pour le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -9)V$ .



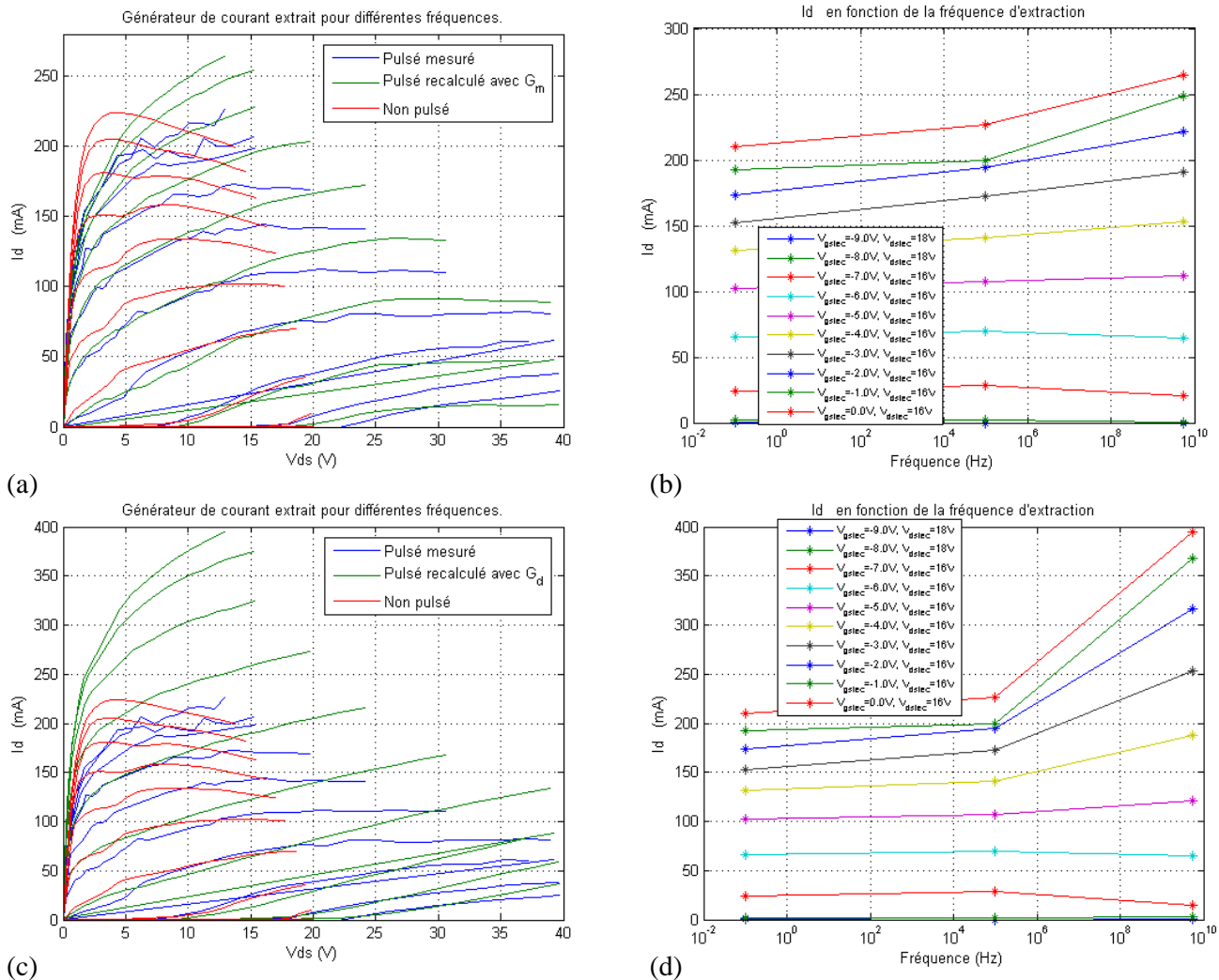
**Figure II-48 : Paramètres intrinsèques (dans l'ordre  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $G_m$ ,  $G_d$ ,  $\tau$ ,  $R_{gs}$ ,  $R_{ds}$ ) en fonction de  $V_{ds}$  intrinsèque. Extraction à partir des mesures  $S_{ij}$  pulsées au point de repos ( $V_{ds0}$ ,  $V_{gs0}$ ) = (15, -9)V (bleu) et des mesures  $S_{ij}$  en régime établi (vert).  $V_{gs1}$  variant de -9 à 1V par pas de 1V.**

L'évolution de  $C_{ds}$  en fonction de la polarisation montre une allure qui n'est pas physique. En effet des valeurs négatives (et non négligeables) apparaissent autour d'une polarisation  $V_{ds}=0V$  et plus précisément dans la zone ohmique du transistor. Dans cette zone, les électrons n'ont pas encore atteint leur vitesse de saturation et dans ce cas, il serait plus approprié de modéliser un retard plutôt qu'une capacité. Ce qui veut dire que la topologie du modèle est améliorable dans sa partie ohmique et qu'il est difficile d'avoir un bon modèle pour cette zone de polarisation. Cela dit la précision du modèle ne sera que peu affecté par cette capacité, étant donné que dans cette zone une forte conductance de drain lui est parallèle.

Les évolutions des paramètres extraits à partir des deux types de mesures sont légèrement différentes. Ceci est potentiellement attribuable à la différence d'états des pièges électriques et à la différence d'état thermique. Avec entre autre des transconductances ( $G_d$ ) et

des capacités ( $C_{ds}$ ) en mode pulsé plus faibles surtout pour des  $V_{ds} < 10V$  (« lag effects »). En ce qui concerne la capacité  $C_{gs}$ , celle-ci est plus faible à canal ouvert en mode non pulsé car un certain nombre de porteurs ne sont pas ionisés.

La figure II-49 présente une comparaison entre la caractéristique  $I_{di}=f(V_{dsi},V_{gsi})$  mesurée en régime pulsé au point de repos  $(V_{ds0},V_{gs0})=(15,-9)V$  et celles déterminées à partir de la transconductance  $G_m$  et de la conductance  $G_d$  extraites des paramètres  $S_{ij}$  pulsés. De plus une évolution fréquentielle du courant de drain est proposée dont le concept utilisé est présenté ci-après.



**Figure II-49 : Analyse fréquentielle de l'extraction du générateur de courant intrinsèque pour le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -9) V$**

- (a) Comparaison  $I=f(V)$  pulsé (cercle) et celui recalculé avec  $G_m$  extrait des paramètres  $S_{ij}$  pulsé pour le même point de repos
- (b) Allure du courant en fonction de la fréquence pour  $V_{ds}$  instantané constant avec  $I_d$  HF calculé à partir de  $G_m$
- (c) Comparaison  $I=f(V)$  pulsé (cercle) et celui recalculé avec  $G_d$  extrait des paramètres  $S_{ij}$  pulsé pour le même point de repos
- (d) Allure du courant en fonction de la fréquence pour  $V_{ds}$  instantané constant avec  $I_d$  HF calculé à partir de  $G_d$

Dans le modèle qui est proposé tout au long de ce document, l'aspect fréquentiel du générateur de courant est modélisé par une fonction porte dont l'état bas est le courant de repos et l'état haut est soit le courant mesuré en mode pulsé soit celui recalculé à partir du paramètre  $G_m$  ou  $G_d$  extrait. La coupure entre les deux états se faisant pour une fréquence strictement supérieure à 0Hz.

Dans la méthode proposée, la fréquence équivalente du régime pulsé et la fréquence d'extraction des paramètres  $G_m$  ou  $G_d$  permettant de recalculer le générateur de courant sont différentes comme cela l'a déjà été souligné dans ce chapitre et permettent de mettre en évidence des phénomènes de dispersion fréquentielle.

Afin de se rendre compte de cet effet de dispersion, le courant  $I_d$  théorique est recalculé à partir des paramètres intrinsèques. Ce courant correspond alors au courant à la fréquence de l'extraction des paramètres intrinsèques. Ici, tous les paramètres intrinsèques sont extraits en moyennant dans une bande de fréquence de 9 à 11GHz. A partir de là, les courbes (b) et (d) de la figure II-49, présentent les évolutions fréquentielles de courant  $I_{di}$  pour trois points de fréquences :

- Premier point : régime DC, issu de la mesure statique en mode établi.
- Deuxième point : autour de quelques MHz, issu directement de la caractéristique  $I_{di}=f(V_{dsi}, V_{gsi})$  obtenue en régime pulsé.
- Troisième point : autour de 9GHz, issu de l'extraction des paramètres respectivement  $G_m$  pour (b) et  $G_d$  pour (d).

Il est à noter que s'il est très facile de déterminer la fréquence d'extraction du courant  $I_d$  issu des paramètres intrinsèques (car ces paramètres sont extraits à partir des paramètres  $S_{ij}$  et calculés pour chaque fréquence, les valeurs retenues étant moyennées dans une bande étroite), ce n'est pas le cas pour les mesures  $I_d=f(V_{ds}, V_{gs})$  en mode pulsé. En effet, dans ce cas, une impulsion plus ou moins rectangulaire (suivant les charges présentées par le transistor et suivant le banc de mesure) est générée. La transformée de Fourier dans l'espace fréquentiel de cette impulsion donne un ensemble d'harmoniques. Dans les figures ci-dessus, le point de fréquence équivalent associé est choisi comme étant l'inverse de la période de l'impulsion (ici pour des impulsions de période  $10\mu s$ ,  $F_{\text{équivalent}}=1/(10 \times 10^{-6})=100\text{kHz}$ ). Comparé à la fréquence de l'ordre du GHz pour le troisième point, cette visualisation donne une bonne approximation.

Le logiciel développé dans le cadre de cette thèse ne permet pas à l'utilisateur de paramétrer une évolution fréquentielle plus élaborée qu'une fonction porte et cela pour plusieurs raisons :

- l'intégration dans le logiciel ADS utilisant le modèle à des fins de conception des mélangeurs, serait trop complexe et demanderait un temps de calcul plus important.
- la détermination de la fréquence équivalente des mesures pulsées est difficile à appréhender.
- l'évolution de la dispersion de l'état DC à un état établi HF s'articule autour d'une fréquence qui peut être très élevée or les systèmes actuels ne permettent pas de diminuer significativement le temps des impulsions tout en gardant une bonne précision de mesure.

En revanche, l'utilisateur peut choisir pour l'état haut de la fonction porte soit le courant issu de la mesure pulsé, soit celui recalculé à partir de l'extraction de  $G_d$  ou  $G_m$ . Ceci permet une grande souplesse d'utilisation et d'appréhender l'influence de défauts sur les performances des circuits.

Les courbes de la figure II-49 montrent ces évolutions fréquentielles. Une importante variation est observée pour le courant  $I_d$  calculé à partir de  $G_d$ . Etant donné l'allure de l'évolution des paramètres intrinsèques en fonction de la polarisation du transistor (figure II-48), une bonne précision est très difficile à obtenir sur la détermination de  $G_d$  de part la forte disparité entre les maxima et les minima et les variations très abruptes de ces derniers. Par conséquent l'utilisation de  $G_d$  ne permet pas d'obtenir une bonne précision pour le calcul du courant.

L'utilisation de  $G_m$  ne montre pas de grande variation entre le courant obtenu en régime pulsé ( $F_{\text{équivalente}} \approx 100\text{kHz}$ ) et celui obtenu en HF ( $F \approx 9\text{GHz}$ ). Donc, les deux méthodes (pour l'extraction du générateur de courant) vont donner des résultats équivalents. Ceci traduit que les effets de pièges ont des fréquences de transition inférieures à 100kHz.

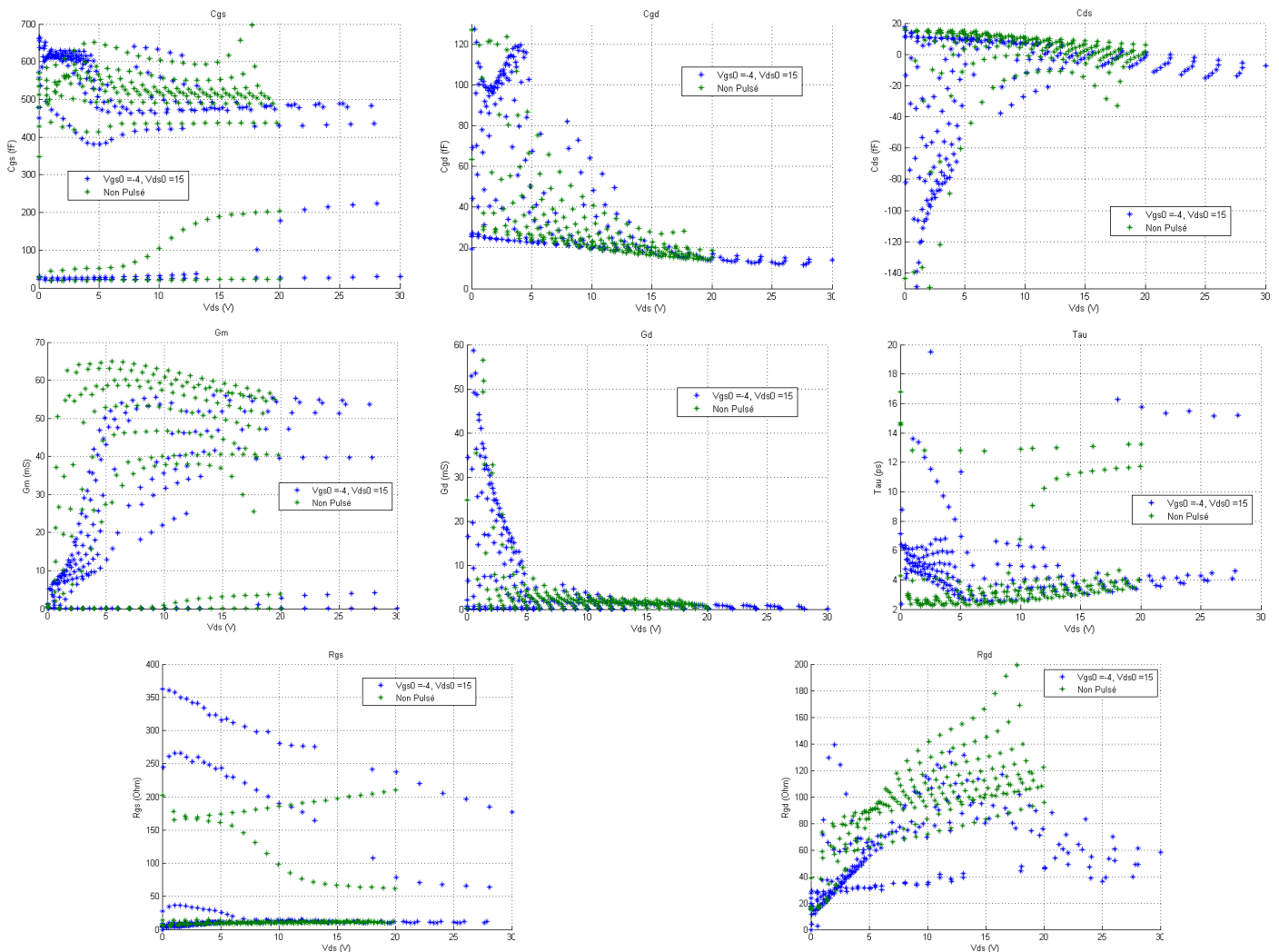
**c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud »**

Le modèle a été réalisé à partir des mesures effectuées en régime établi et en régime pulsé pour 6 couples de points de repos. Ces couples sont situés autour du point de repos envisagé pour la conception des mélangeurs.

Ces couples sont :  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = \{(15, -4), (15, -3.5), (15, -3), (20, -4), (20, -3.5), (20, -3)\}$ .

Pour des raisons de lisibilité, toutes les caractéristiques extraites ne sont pas présentées, seul le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -4)V$  sera décrit afin d'illustrer les résultats.

La figure suivante présente l'évolution des principaux paramètres intrinsèques extraits à partir des mesures  $S_{ij}$  obtenues en régime établi et en régime pulsé pour le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -4)V$ .



**Figure II-50 : Paramètres intrinsèques (dans l'ordre  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $G_m$ ,  $G_d$ ,  $\tau$ ,  $R_{gs}$ ,  $R_{ds}$ ) en fonction de  $V_{ds}$  intrinsèque. Extraction à partir des mesures  $S_{ij}$  pulsées au point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -4)V$  (bleu) et des mesures  $S_{ij}$  en régime.  $V_{gsi}$  variant de -4 à 0.5V par pas de 0.5V.**

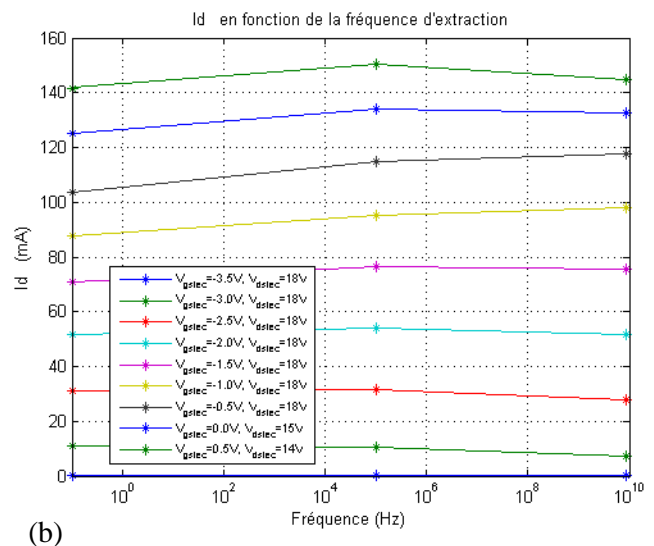
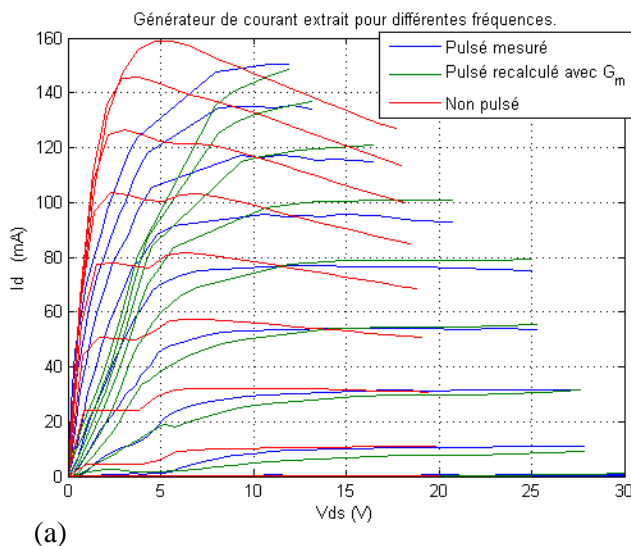
Là encore on observe que l'évolution de  $C_{ds}$  en fonction de la polarisation n'admet pas un comportement physique, comme cela était le cas pour le transistor précédent.

On note également une plus grande dispersion sur les paramètres extraits à partir des mesures en régime pulsé et CW. Cette observation est très nette sur la transconductance. Ceci montre la présence d'effets de pièges type « drain lag » puisque le point de repos choisi en mesure pulsé se trouve à  $V_{ds}$  supérieur à 10 volts et pour une tension grille-source proche du pincement. Comme cela l'a été montré lors de travaux précédents effectués au laboratoire [2]-[7], le point de repos en régime pulsé fixe l'état des pièges. L'effet « drain lag » est mis en évidence pour un point de repos similaire à celui choisi dans notre cas.

La figure II-51 présente entre autre la superposition des mesures  $I=f(V)$  statiques et pulsées pour le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0})=(15,-4)V$ . Une augmentation des tensions de déchets et une légère baisse du courant de drain maximal confirment la présence de défauts.

De plus, associés aux effets de « lag », ce transistor présente une forte dispersion fréquentielle mais la différenciation entre ces deux effets n'est pas réalisable à ce stade.

La figure II-51 présente également une comparaison entre la caractéristique  $I_{di}=f(V_{dsi}, V_{gsi})$  mesurée en régime pulsé au point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0})=(15,-4)V$  et celles déterminées à partir de la transconductance  $G_m$  et de la conductance  $G_d$  extraites des paramètres  $S_{ij}$  pulsés. Une évolution fréquentielle du courant de drain est proposée dont le concept utilisé est présenté ci-après.



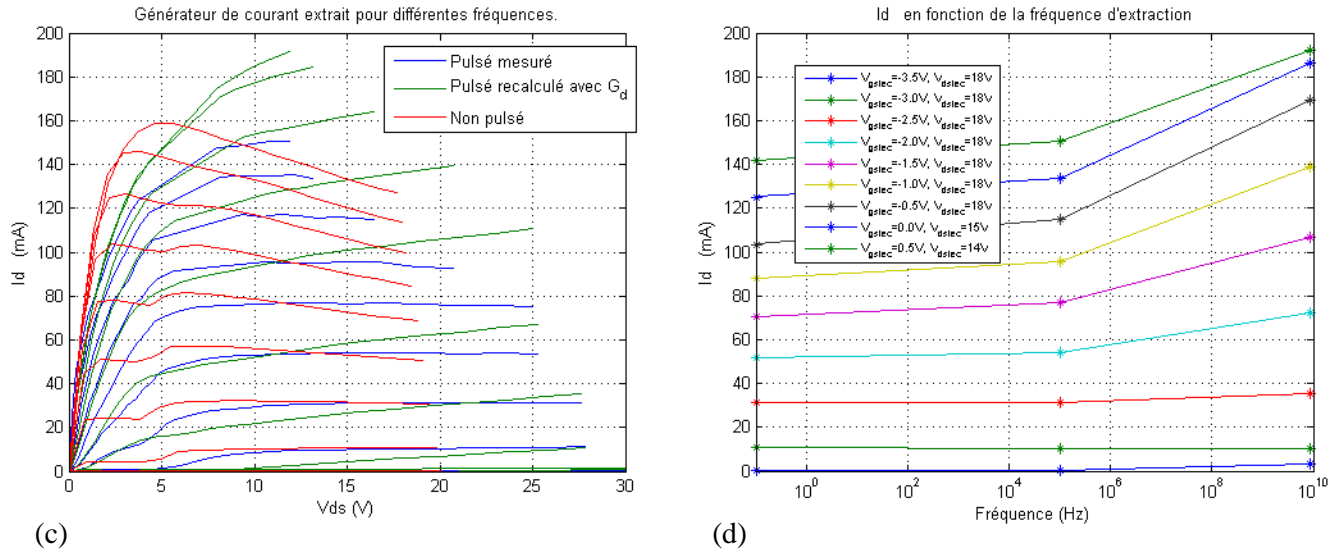


Figure II-51 : Analyse fréquentielle de l'extraction du générateur de courant intrinsèque

pour le point de repos ( $V_{ds0}, V_{gs0}$ ) = (15, -4) V

- (a) Comparaison I=f(V) pulsé (cercle) et celui recalculé avec  $G_m$  extrait des paramètres  $S_{ij}$  pulsé pour le même point de repos
- (b) Allure du courant en fonction de la fréquence pour  $V_{ds}$  instantané constant avec  $I_d$  HF calculé à partir de  $G_m$
- (c) Comparaison I=f(V) pulsé (cercle) et celui recalculé avec  $G_d$  extrait des paramètres  $S_{ij}$  pulsé pour le même point de repos
- (d) Allure du courant en fonction de la fréquence pour  $V_{ds}$  instantané constant avec  $I_d$  HF calculé à partir de  $G_d$

Les courbes de la figure II-51 mettent en évidence, contrairement au transistor de la couche KQ002, de fortes disparités entre les courant de drain intrinsèques mesuré en pulsé et celui recalculé à partir des éléments intrinsèques  $G_d$  et  $G_m$  cela en fonction des  $V_{dsi}$  considérés. Comme précédemment, la précision du réseau de neurone associé à la conductance  $G_d$  risque de donner de fortes incertitudes lors des intégrations, nous nous sommes focalisé uniquement sur le courant en régime hyperfréquence calculé à partir de la transconductance  $G_m$ .

Pour ce dernier, si à la saturation les valeurs sont quasiment les mêmes, le courant dans la zone ohmique est différent avec des tensions de déchet plus élevées à plus hautes fréquences que celles issues des mesures pulsées.

Deux modèles sont extraits, dans un cas le générateur de courant intrinsèque est basé sur les mesures pulsées et dans l'autre cas celui-ci est basé sur l'intégration du  $G_m$ . Les résultats sont présentés dans le paragraphe II.4.1.d.c. et comparé avec la mesure lors de la rétro-simulation. Ceci permettant de découvrir quels sont les avantages et inconvénients de ces deux méthodes.

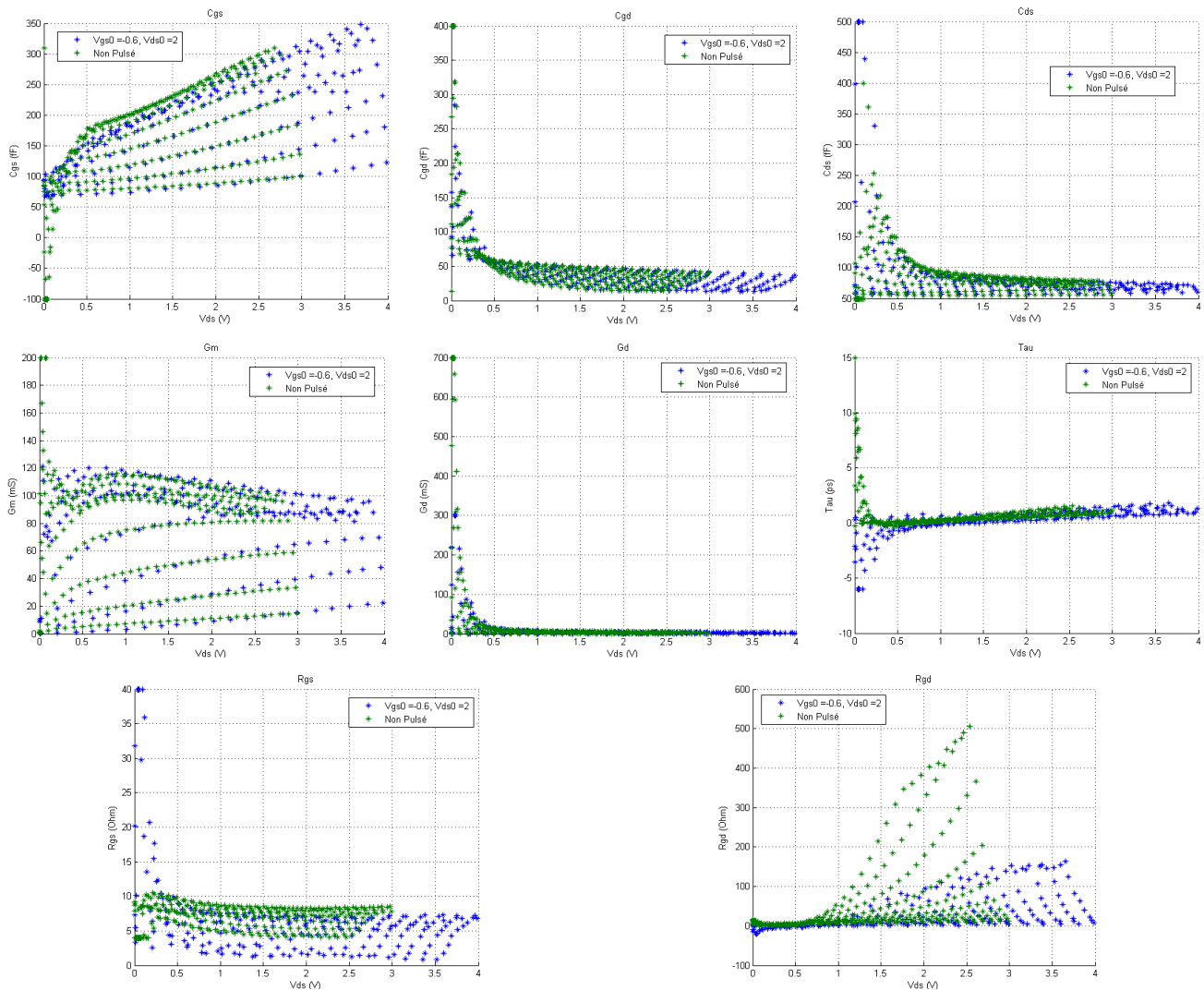


### d. Transistor de la couche PPH25X (GaAs) pour le mélangeur « chaud »

Le modèle a été réalisé à partir des mesures de paramètres  $S_{ij}$  effectuées en régime établi et en régime pulsé pour 8 couples de points de repos.

Ces couples sont situés autour du point de repos envisagé pour la conception des mélangeurs. Ces couples sont :  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = \{(0,0), (0,-0.6), (2,-0.6), (2,-0.1), (2,0.1), (3,-0.6), (3,-0.1), (3,0.1)\}$ .

Par soucis de lisibilité, nous ne présenterons que quelques caractéristiques.

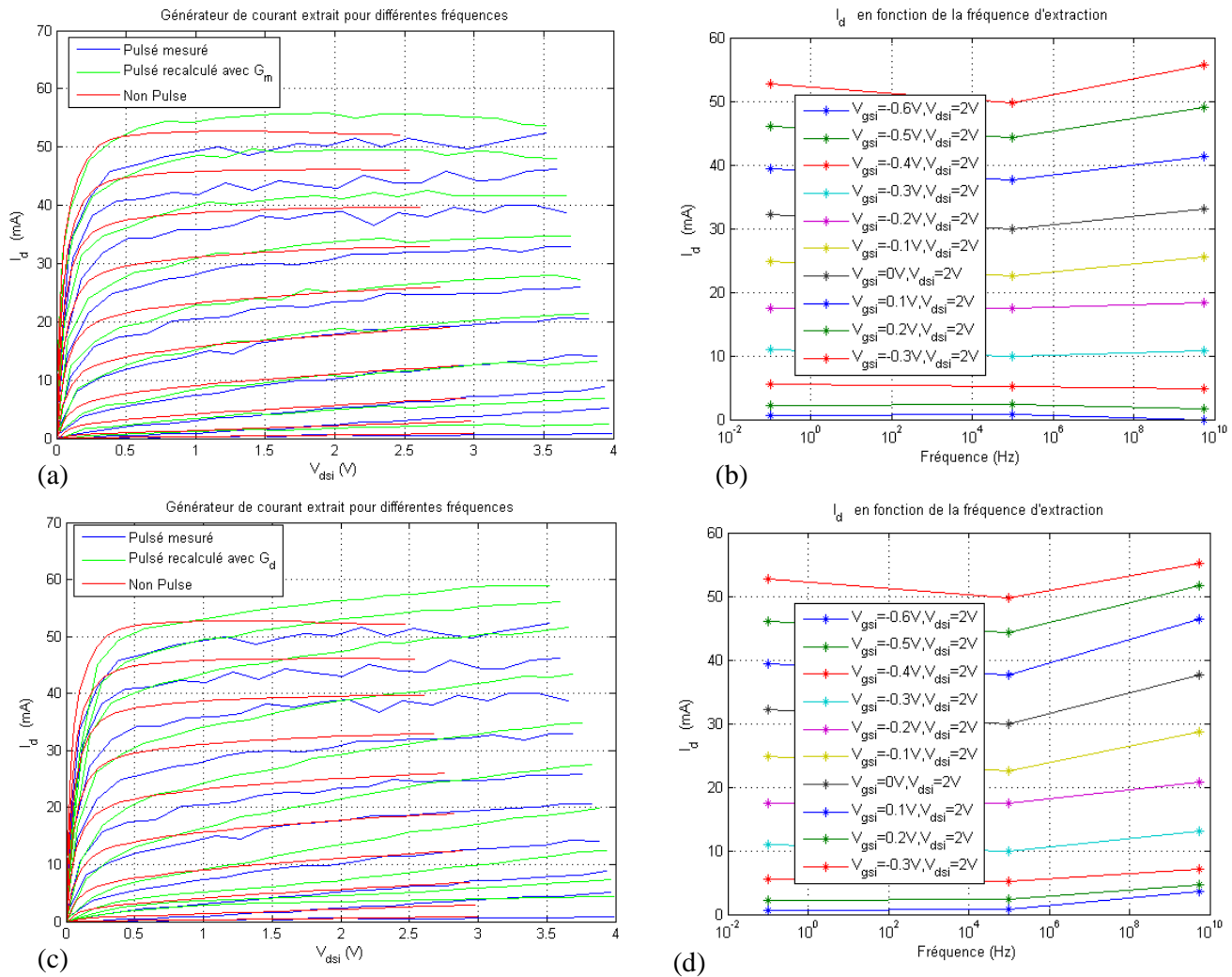


**Figure II-52 : Paramètres intrinsèques (dans l'ordre  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $G_m$ ,  $G_d$ ,  $\tau$ ,  $R_{gs}$ ,  $R_{ds}$ ) en fonction de  $V_{ds}$  intrinsèque. Extraction à partir des mesures  $S_{ij}$  pulsées au point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (2, -0.6)V$  (bleu) et des mesures  $S_{ij}$  en régime établi.  $V_{gsi}$  variant de -0.6 à 0.3V par pas de 0.1V**

Cette fois-ci tous les paramètres intrinsèques présentent des valeurs physiques. En comparaison des transistors à base de GaN, une dispersion beaucoup plus faible est constatée entre les mesures en régime établi et pulsé.

La figure II-53 présente une comparaison entre la caractéristique  $I_{d_i}=f(V_{ds_i},V_{gs_i})$  mesurée en régime pulsé au point de repos  $(V_{ds0},V_{gs0})=(2,-0.6)V$  et celles déterminées à partir de la transconductance et de la conductance extraites des paramètres  $S_{ij}$  pulsés.

Une bonne adéquation est obtenue entre les deux méthodes d'extraction du générateur de courant intrinsèque. La méthode privilégiée sera donc celle utilisant les caractéristiques  $I=f(V)$  des mesures pulsées. En effet, la mesure pulsée procure les valeurs qui sont directement intégrables dans la création du réseau de neurone alors que l'utilisation de  $G_m$  ou  $G_d$  implique une étape supplémentaire d'intégration. Cette intégrale peut apporter quelques imprécisions aux endroits où ces paramètres ont des valeurs faibles ( $V_{ds}$  proche de zéro pour  $G_m$  et  $V_{ds}$  élevé pour  $G_d$ ).



**Figure II-53 : Analyse fréquentielle de l'extraction du générateur de courant intrinsèque pour le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (2, -0.6) V$**

- (a) Comparaison  $I=f(V)$  pulsé (cercle) et celui recalculé avec  $G_m$  extrait des paramètres  $S_{ij}$  pulsé pour le même point de repos
- (b) Allure du courant en fonction de la fréquence pour  $V_{ds}$  instantané constant avec  $I_d$  HF calculé à partir de  $G_m$
- (c) Comparaison  $I=f(V)$  pulsé (cercle) et celui recalculé avec  $G_d$  extrait des paramètres  $S_{ij}$  pulsé pour le même point de repos
- (d) Allure du courant en fonction de la fréquence pour  $V_{ds}$  instantané constant avec  $I_d$  HF calculé à partir de  $G_d$

### II.4.1.d. Rétro simulation

#### a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid »

- Comparaisons des résultats issus du modèle avec ceux issus des mesures en régime hyperfréquence établi

La figure ci-dessous présente une comparaison des paramètres  $S_{ij}$  mesurés en régime établi avec ceux modélisés pour le point de polarisation :  $(V_{ds}, V_{gs})=(0,-9)V$  jusqu'à 50GHz. On observe un bon accord mesure/modèle.

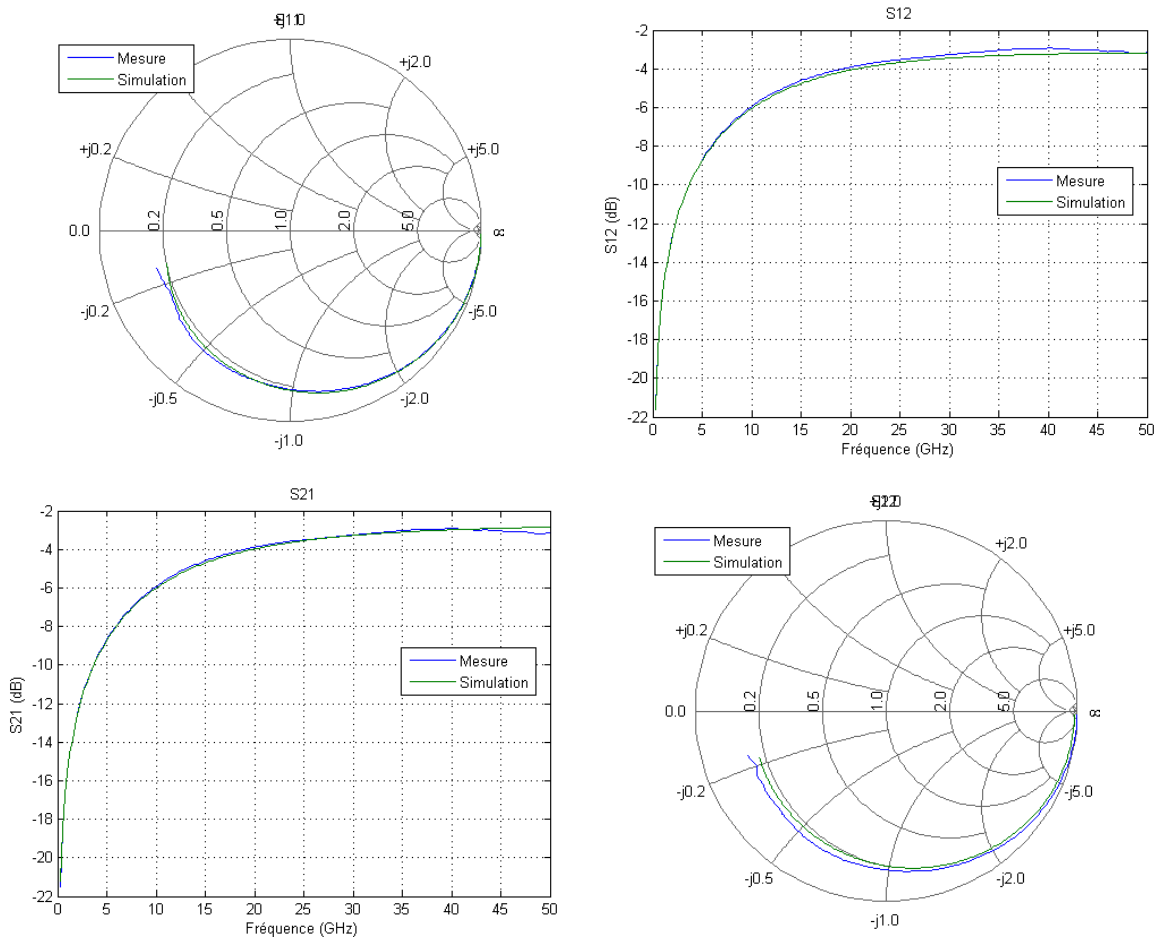


Figure II-54 : Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  statiques pour le point de polarisation :  $(V_{ds}, V_{gs})=(0,-9)V$  de 250MHz à 50GHz par pas de 250MHz

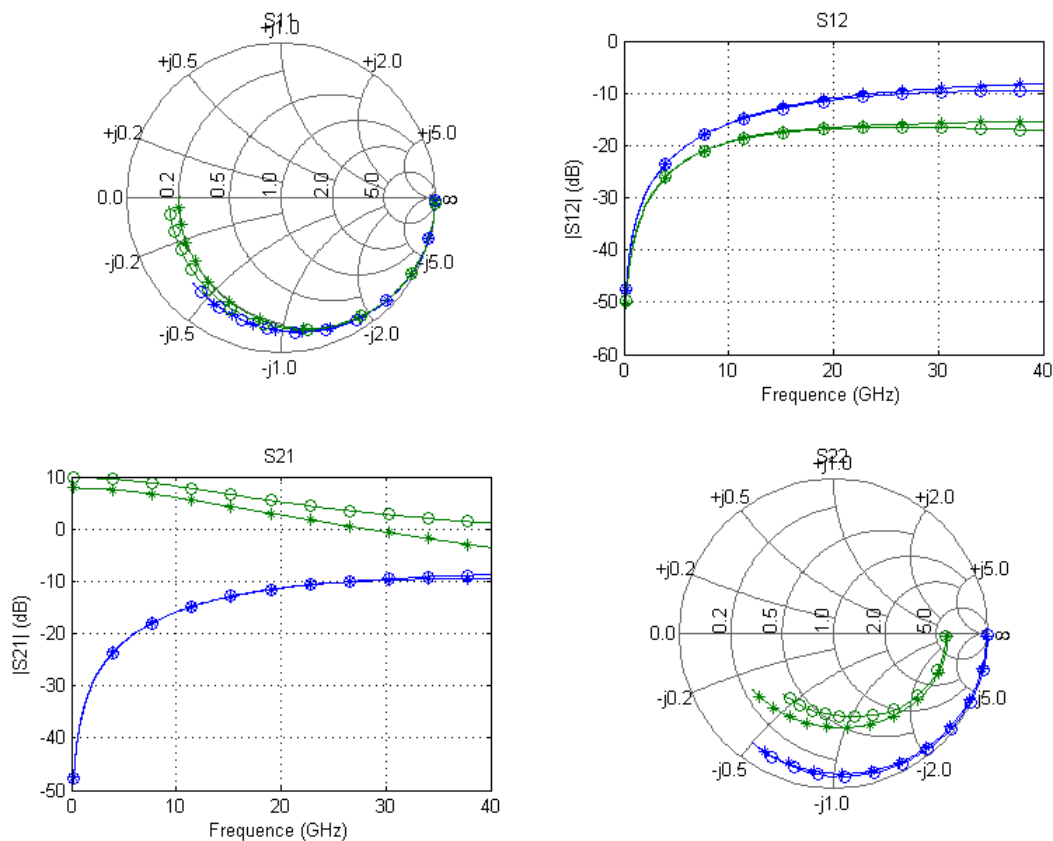
Le modèle a été établi dans le but de ne réaliser qu'un seul point de polarisation de drain ( $V_{ds}=0V$ ), polarisation optimale pour le mélangeur « froid » de la technologie KQ002. Il n'est donc pas utile de réaliser d'autres comparaisons notamment pour différents points de polarisation comme ce qui est réalisé par la suite.

Cet aspect permet néanmoins d’atteindre une bien meilleure précision concernant la comparaison entre la mesure et la simulation.

**b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud »**

- Comparaisons des résultats issus du modèle avec ceux issus des mesures en régime établi

La figure ci-dessous présente une comparaison des paramètres  $S_{ij}$  mesurés en régime établi avec ceux modélisés pour deux points de polarisation jusqu’à 40GHz. On observe un accord mesure/modèle satisfaisant.



**Figure II-55 : Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  statiques (cercle : mesure, étoile : simulation) pour deux points de polarisation (bleu :  $(V_{ds}, V_{gs})=(15,-9)V$ , vert :  $(V_{ds}, V_{gs})=(15,-7)V$  de 250MHz à 40GHz par pas de 250MHz**

Le modèle étant fonction du point de polarisation, la comparaison a également été étudiée dans toute la gamme de polarisation réalisée en mesure. Pour chaque paramètre  $S_{ij}$ , l’erreur correspondant à la valeur absolue de la différence entre les valeurs mesurées et simulées a été calculée. Ceci a été réalisé pour chaque point de polarisation et chaque point de fréquence. Tous les résultats obtenus ont été ensuite moyennés pour chaque paramètre.

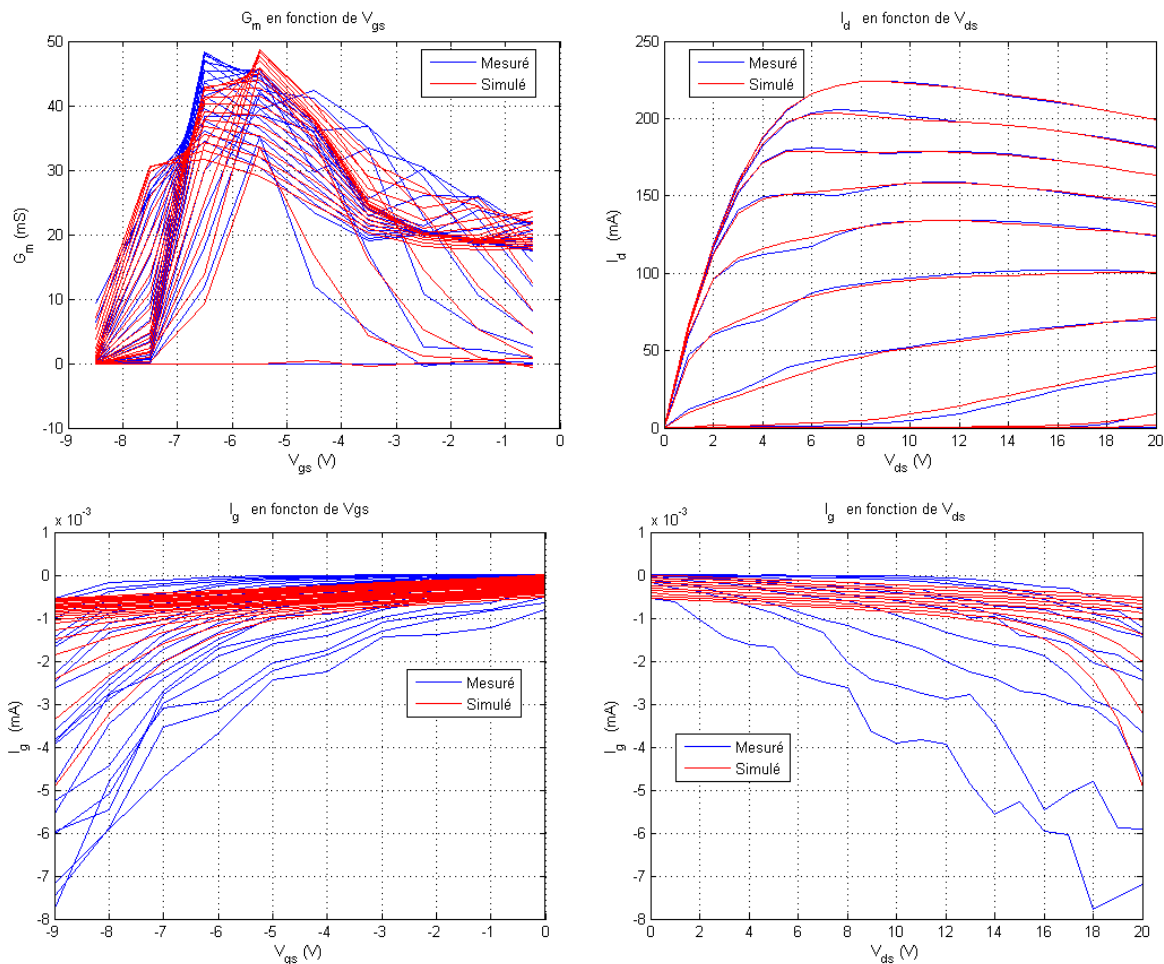
Les résultats obtenus sont donnés dans le tableau II-2 :

$(V_{ds}, V_{gs})$	$ S_{11mes}-S_{11sim} $	$ S_{12mes}-S_{12sim} $	$ S_{21mes}-S_{21sim} $	$ S_{22mes}-S_{22sim} $
([0 à 20], [-9 à 0])	0.092	0.023	0.754	0.191
([10 à 20], [-9 à -7])	0.050	0.020	0.229	0.062

**Tableau II-2 : Comparaison absolue entre les paramètres  $S_{ij}$  issus de la mesure et ceux issus de la rétro simulation**

Etant donné que les points de polarisation désirés sont proches du pincement, la valeur du paramètre  $S_{21}$  va donc être très faible. Pour cette raison et afin d’avoir des données représentatives, la comparaison est effectuée en valeur absolue uniquement, sachant que dans les zones de fortes valeurs une comparaison relative serait plus judicieuse.

La figure ci-après présente la comparaison modèle/mesure des courbes  $I=f(V)$  en régime établi.



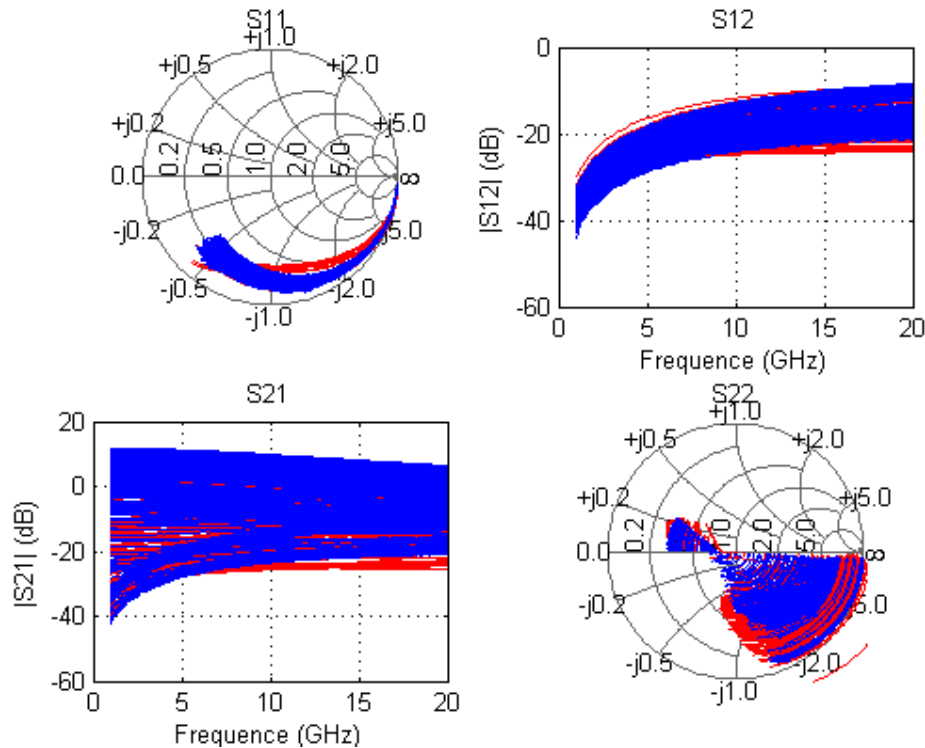
**Figure II-56 : Comparaison des caractéristiques statiques pour  $V_{ds}$  variant de 0 à 20V par pas de 1V et  $V_{gs}$  de -9 à 0V par pas de 1V.**

La figure II-56 représente la comparaison des courants de grille et de drain pour tous les points de polarisation mesurés.

Nous pouvons conclure qu’une bonne adéquation est obtenue sur le courant de drain. En ce qui concerne le courant de grille celui-ci n’étant pas généré par un réseau de neurone mais par une équation dont les paramètres sont issus de la mesure, une plus grande disparité est observée.

- Comparaisons des résultats issus du modèle avec ceux issus des mesures en régime pulsé

La comparaison des mesures pulsées a été réalisée pour tous les points de polarisation utilisés lors de l’élaboration du modèle. A titre d’illustration seul le point  $(V_{ds}, V_{gs}) = (15, -9)V$  est affiché pour des raisons de clarté.



**Figure II-57 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) des paramètres  $S_{ij}$  pulsés au point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -9)V$ .  $V_{gsi}$  variant de -9 à 1V par pas de 1V.  $V_{dsi}$  variant de 0 à 40V par pas variable.**

La visualisation des paramètres  $S_{ij}$  met en évidence un certain nombre de points de polarisation instantanés pour lesquels un désaccord avec la mesure est observable et avec même des valeurs de  $S_{22}$  qui sortent de l’abaque. Après vérification, ces points sont tous situés dans la zone ohmique du transistor pour laquelle l’extraction du modèle n’est pas optimale. En effet, si la méthode des réseaux de neurone est utilisable pour n’importe quelle zone de polarisation, les équations qui permettent d’obtenir les valeurs des paramètres intrinsèques ne sont pas optimale pour toute les zones. Ici, ce n’est pas le cas pour la zone ohmique comme nous avons pu le constater par ailleurs avec des valeurs extraites de  $C_{ds}$  négatives dans cette même zone du réseau  $I=f(V)$ .

Pour les autres points de repos, la comparaison est effectuée en déterminant pour chaque paramètre  $S_{ij}$  l'erreur absolue en fonction de la fréquence. En d'autres termes, pour chaque paramètre  $S_{ij}$ , l'erreur correspondant au module de la différence entre les valeurs mesurées et simulées a été calculée. Ceci a été réalisé pour tous les points de polarisation instantanés et cela pour chaque point de fréquence. Pour chaque point de repos à chaque point de fréquence, les erreurs obtenues sur l'ensemble des points de polarisation instantanée ont été moyennées et tracées en fonction de la fréquence. Les résultats obtenus des cinq points de repos sont présentés ci-dessous.

Comme l'on pouvait s'y attendre, la précision du modèle est bien meilleure si elle ne contient pas les points de polarisation de la zone ohmique. Les plus grands écarts observés sont sur les valeurs de  $S_{21}$ , ce qui va se traduire directement sur la valeur du gain du transistor.

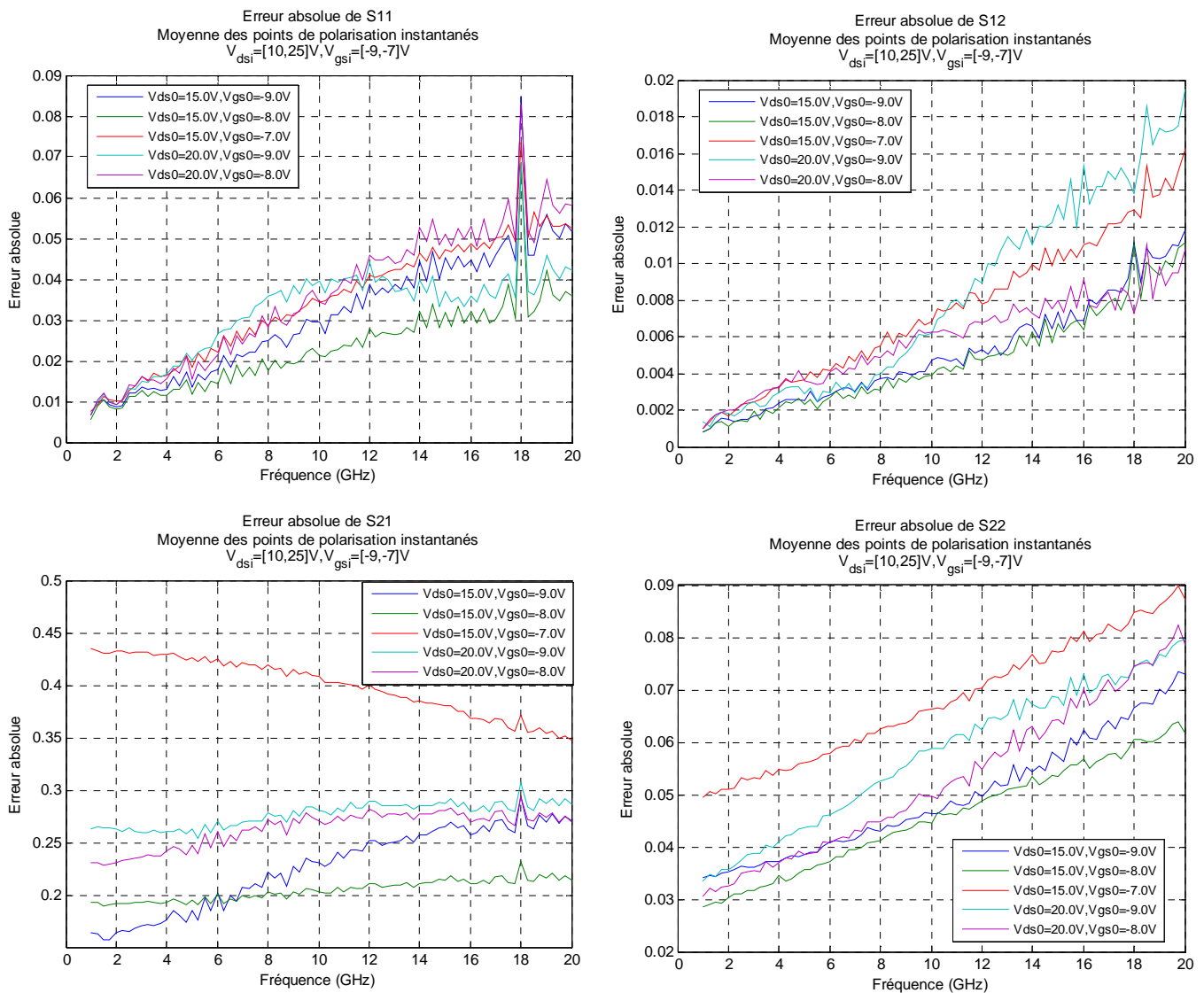
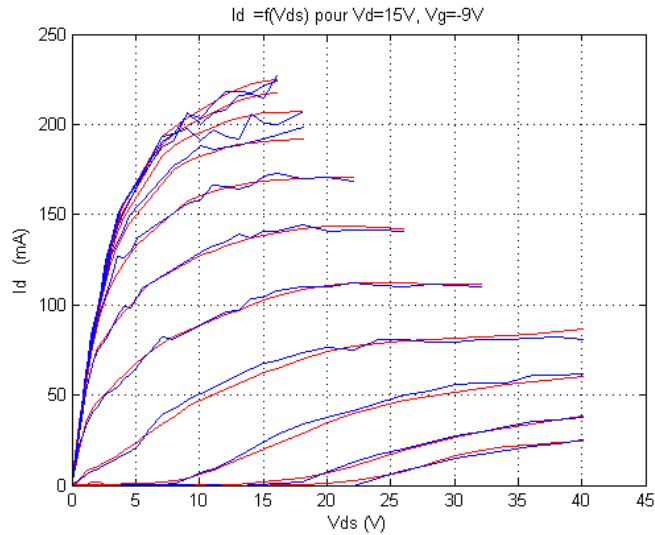


Figure II-58 : Erreur absolue moyenne d'un ensemble de points de polarisation instantanés en fonction de la fréquence pour tous les points de repos utilisé pour la modélisation

En ce qui concerne la comparaison des caractéristiques  $I=f(V)$  en régime pulsé, on retrouve une bonne adéquation et ce quelque soit le point de polarisation. Afin de ne pas alourdir le document seule la comparaison pour le point de repos  $(V_{ds}, V_{gs})=(15,-9)V$  est présentée. Les autres comparaisons sont disponibles en annexes de ce chapitre.

La comparaison des courants de grille n'est pas effectuée car le banc de mesure pulsé utilisé ne permettait pas d'obtenir une précision suffisante sur ce paramètre.



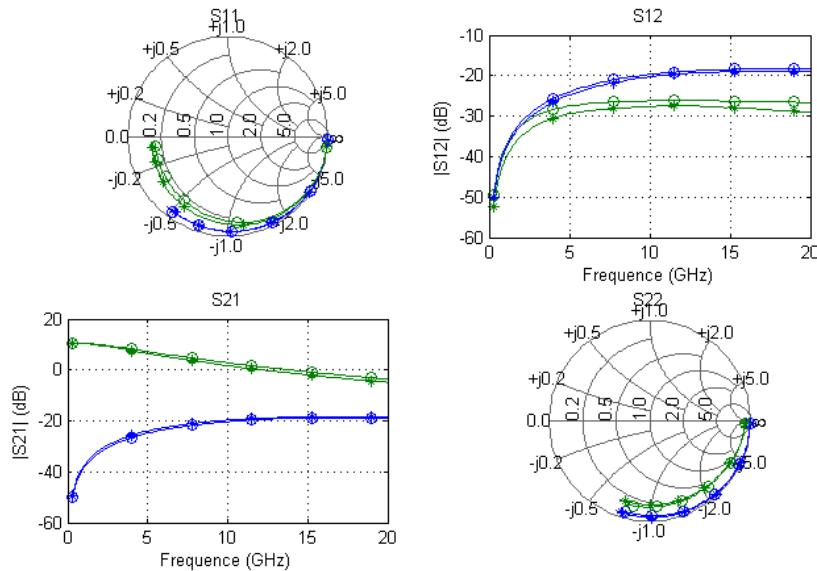
**Figure II-59 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) pour les caractéristiques  $I=f(V)$  pulsées pour le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15,-9)V$**

### c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud »

- Comparaisons des résultats issus du modèle avec ceux issus des mesures en régime hyperfréquence établi

La figure ci-dessous présente une comparaison des paramètres  $S_{ij}$  mesurés en régime établi avec ceux modélisés pour deux points de polarisation et cela jusqu'à 20GHz. On observe un très bon accord mesure/modèle.





**Figure II-60 : Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  en régime établi (cercle : mesure, étoile : simulation) pour deux points de polarisation (bleu :  $(V_{ds}, V_{gs})=(15, -4)V$ , vert :  $(V_{ds}, V_{gs})=(15, -3)V$  de 250MHz à 20GHz par pas de 250MHz**

Comme pour le transistor précédent, pour chaque paramètre  $S_{ij}$ , l'erreur correspondant à la valeur absolue de la différence entre les valeurs mesurées et simulées a été calculée. Ceci a été réalisé pour chaque point de polarisation et chaque point de fréquence. Tous les résultats obtenus ont été ensuite moyennés pour chaque paramètre. Comme nous pouvons constater, ces écarts sont très faibles quelque soit le point de polarisation et le paramètre scattering considéré.

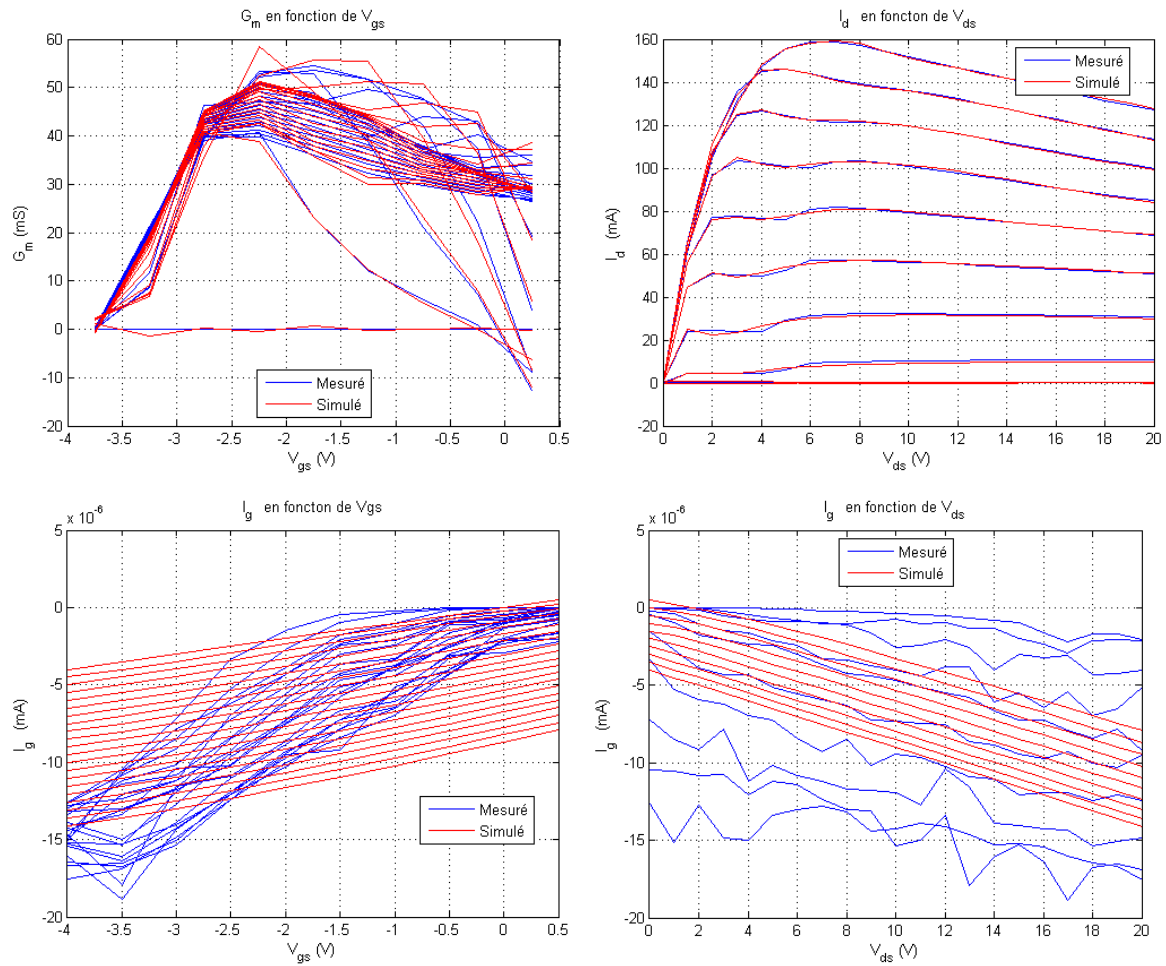
Le modèle est plus précis que celui du précédent transistor comme le montre les résultats fournis dans le tableau II-3. Ceci est directement corrélé aux effets présentés par ces deux composants. Pour ce dernier, les effets kink sont nettement moins prononcés, ce qui se traduit par une précision du modèle accrue.

$(V_{ds}, V_{gs})$	$ S_{11mes} - S_{11sim} $	$ S_{12mes} - S_{12sim} $	$ S_{21mes} - S_{21sim} $	$ S_{22mes} - S_{22sim} $
([0 à 20], [-4 à 0.5])	0.051	0.025	0.481	0.331
([10 à 20], [-4 à -3])	0.043	0.012	0.207	0.030

**Tableau II-3 : Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  mesurés et simulés**

La figure ci-après présente la comparaison modèle/mesure des courbes  $I=f(V)$  en régime établi.

Concernant le courant de grille, mêmes remarques que celles effectuées sur les résultats du transistor précédents. Pour le courant de drain, une bonne précision est obtenue et même l'effet kink est modélisé.



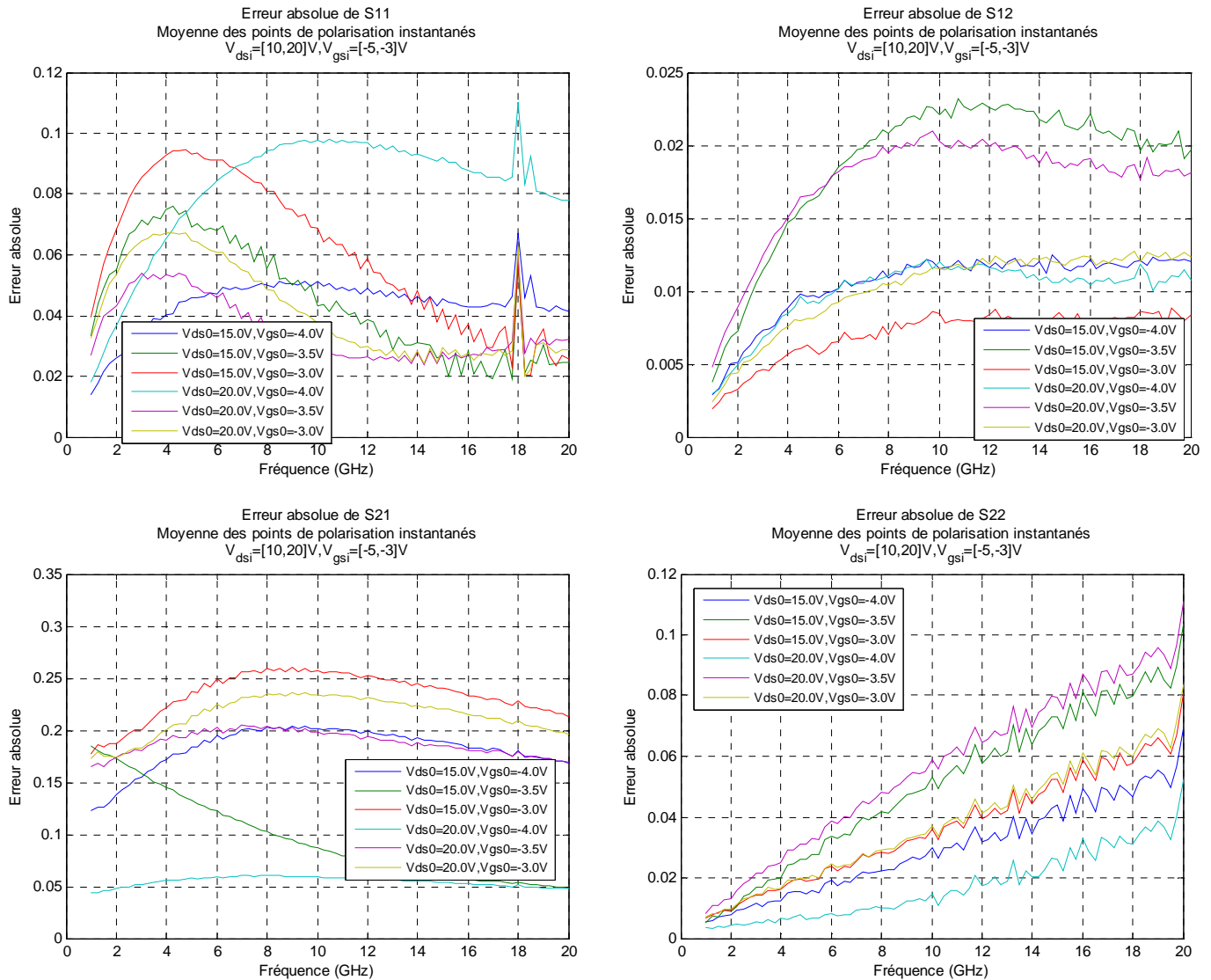
**Figure II-61 : Comparaison des caractéristiques statiques pour  $V_{ds}$  variant de 0 à 20V par pas de 1V et  $V_{gs}$  de -4 à 0.5V par pas de 0.5V.**

- Comparaisons des résultats issus du modèle avec ceux issus des mesures en régime pulsé

Deux versions sont présentées ici, la première est basée sur l'extraction des paramètres intrinsèques pour recalculer la caractéristique  $I_d=f(V_{ds},V_{gs})$  associée à un réseau de neurone. La deuxième version utilise directement les caractéristiques  $I_{di}=f(V_{dsi},V_{gsi})$  mesurées en régime pulsé pour générer le réseau de neurone associé.

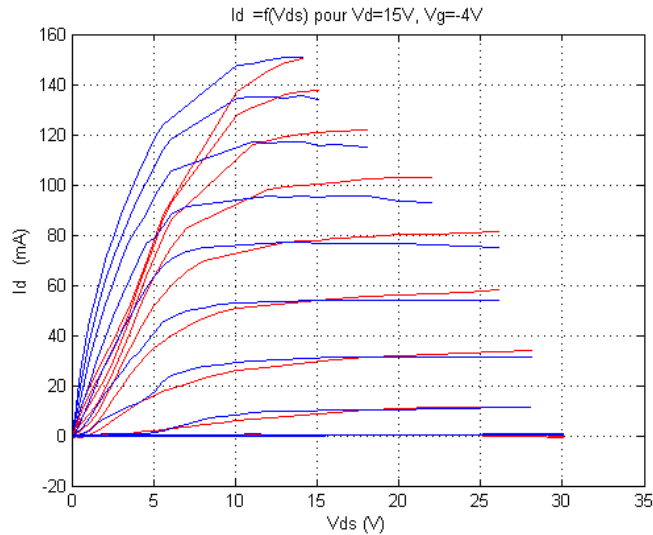
Afin de comparer les deux versions, nous avons calculé, comme pour le transistor précédent, l'erreur moyenne absolue pour chaque point de repos en fonction de la fréquence.

Version 1 à base des paramètres scattering :



**Figure II-62 : Erreur absolue moyenne d'un ensemble de points de polarisation instantanés en fonction de la fréquence pour tous les points de repos utilisé pour la modélisation**

La figure ci-dessous présente la comparaison des caractéristiques  $I=f(V)$  mesurées et simulées de la version 1 du modèle. Comme précédemment, seule la comparaison pour le point de repos  $(V_{ds}, V_{gs}) = (15, -4)$  V est effectuée. Les autres comparaisons sont disponibles en annexes de ce chapitre.



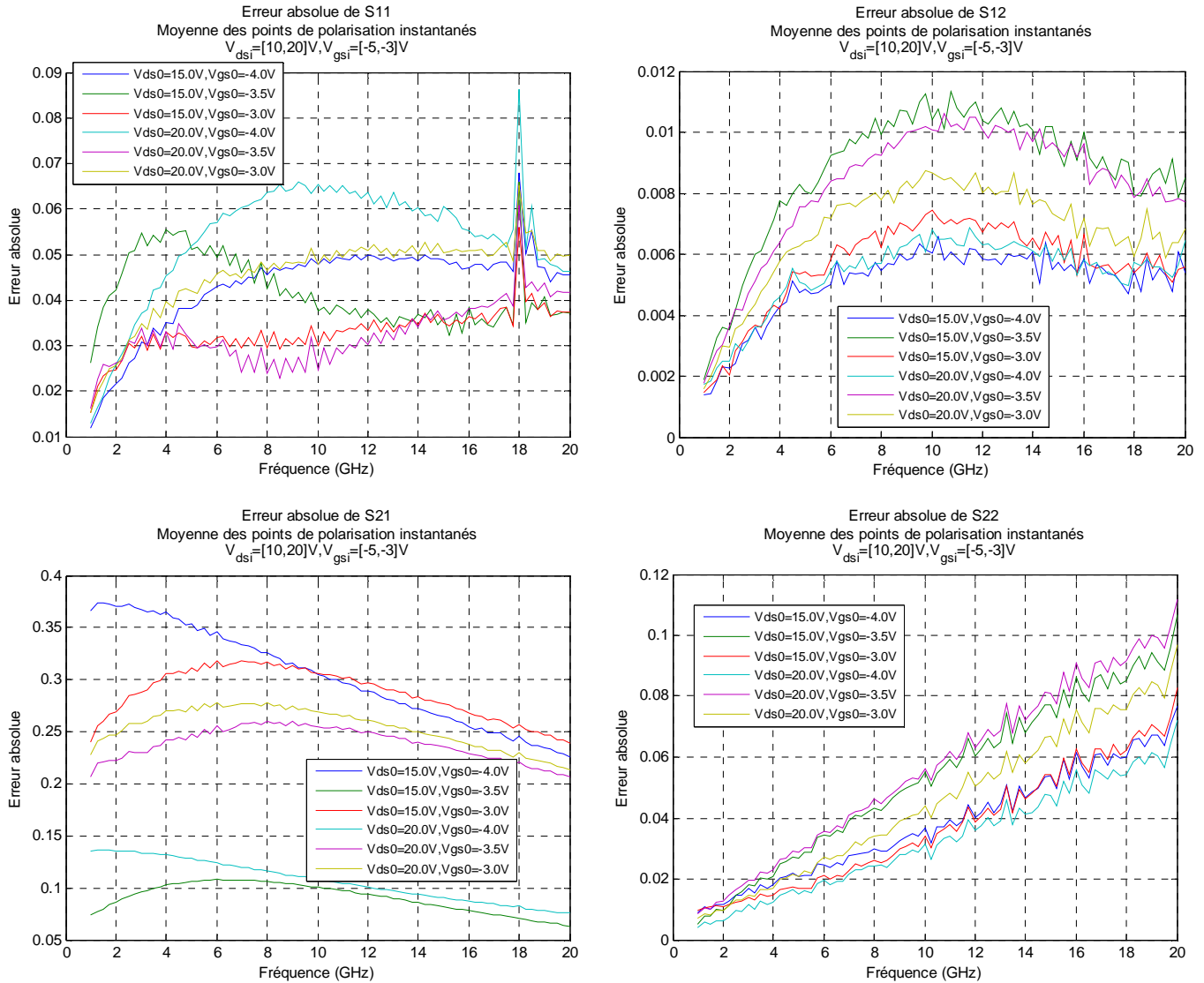
**Figure II-63 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) pour les caractéristiques  $I=f(V)$  pulsées pour le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -4)V$**

Cette fois-ci une disparité élevée est observable pour tous les points de repos. En effet, pour la réalisation de ce modèle, le réseau de neurone associé au générateur de courant n'est pas basé sur la mesure directe du courant de drain pulsé mais sur l'intégration des paramètres intrinsèques extraits ( $G_m$  ou  $G_d$ ), dans ce cas le  $G_m$ . L'écart conséquent obtenu entre la mesure et le calcul est due au fait que le transistor présente une disparité fréquentielle conséquente dont la fréquence de coupure se situe entre la fréquence « équivalente » correspondant au taux de répétition des mesures pulsées et la gamme de fréquence ayant servi à l'extraction des paramètres  $G_m$  et  $G_d$ . Cette raison explique les différences entre la mesure et le calcul au niveau de la tension de déchet. Cette fréquence de transition a été extraite à l'aide de mesures LSNA où l'évolution des ellipses de charge en fonction du signal d'excitation permet de mettre en évidence cette fréquence de transition [14]-[15] de l'ordre de 1ns ou 1GHz.

La pente en régime établi des caractéristiques est typique d'un échauffement moins élevé, donc d'un temps de pulse plus court. Cela voudrait dire que pour obtenir la caractéristique  $I=f(V)$  pulsée nécessaire à la modélisation, il faudrait un temps de pulse beaucoup plus court. Ce qui n'était pas envisageable si on voulait garder une allure de pulse correcte avec une bonne précision sur la mesure du courant. De plus, la perte de sensibilité au niveau des mesures des paramètres  $S_{ij}$  devenait trop conséquente même en augmentant le moyennage.

Le recalcul de la caractéristique  $I_d=f(V_{ds}, V_{gs})$  à partir des mesures hyperfréquences ( $S_{ij}$ ) présente une bonne alternative au problème de dispersion fréquentielle avec une fréquence de transition élevée (supérieure à la fréquence « équivalente » des mesures pulsées).

Version 2 à l'aide du réseau  $I=f(V)$  pulsé :

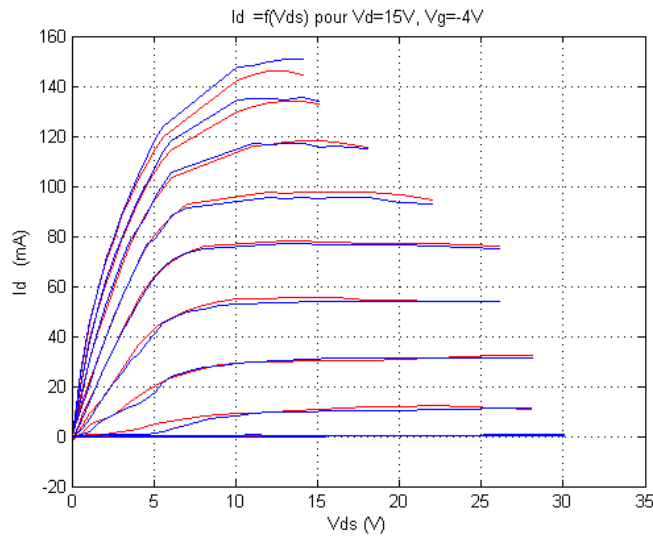


**Figure II-64 : Erreur absolue moyenne d'un ensemble de points de polarisation instantanés en fonction de la fréquence pour tous les points de repos utilisé pour la modélisation**

La figure ci-dessous présente la comparaison des caractéristiques  $I=f(V)$  mesurées et simulées pour la version 2 du modèle pour le point de repos  $(V_{ds}, V_{gs})=(15,-4)V$ . Les autres simulations sont disponibles en annexes de ce chapitre.

Comparé à la version 1, le paramètre  $S_{11}$  présente une erreur moindre sur cette version par contre un gain conséquent sur la précision est obtenue sur les paramètres  $S_{12}$ . L'adaptation du drain restant quasiment identique entre les deux versions. Par contre le paramètre  $S_{21}$  présente une moins bonne précision sur la version 2. Ainsi, pour ce qui est de la précision sur les paramètres hyperfréquences, la version 1 sera préférée pour ce transistor.

Cette fois-ci le réseau de neurone du générateur de courant intrinsèque est basé sur la caractéristique  $I=f(V)$  pulsée mesurée. Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est observée sur toute la gamme de tension  $V_{ds}$  et  $V_{gs}$ .



**Figure II-65 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) pour les caractéristiques  $I=f(V)$  pulsées pour le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -4)V$**

Les deux versions du modèle présentent toutes deux des avantages :

- celle basée sur le recalcul à partir des paramètres  $G_m$  ou  $G_d$  extraits (version 1) donne une meilleure représentation des performances du transistor en régime hyperfréquence (paramètres  $S_{ij}$ ).
- celle basée sur la mesure directe du courant de drain (version 2) permet de représenter fidèlement le comportement quasi-statique du transistor en régime pulsé.

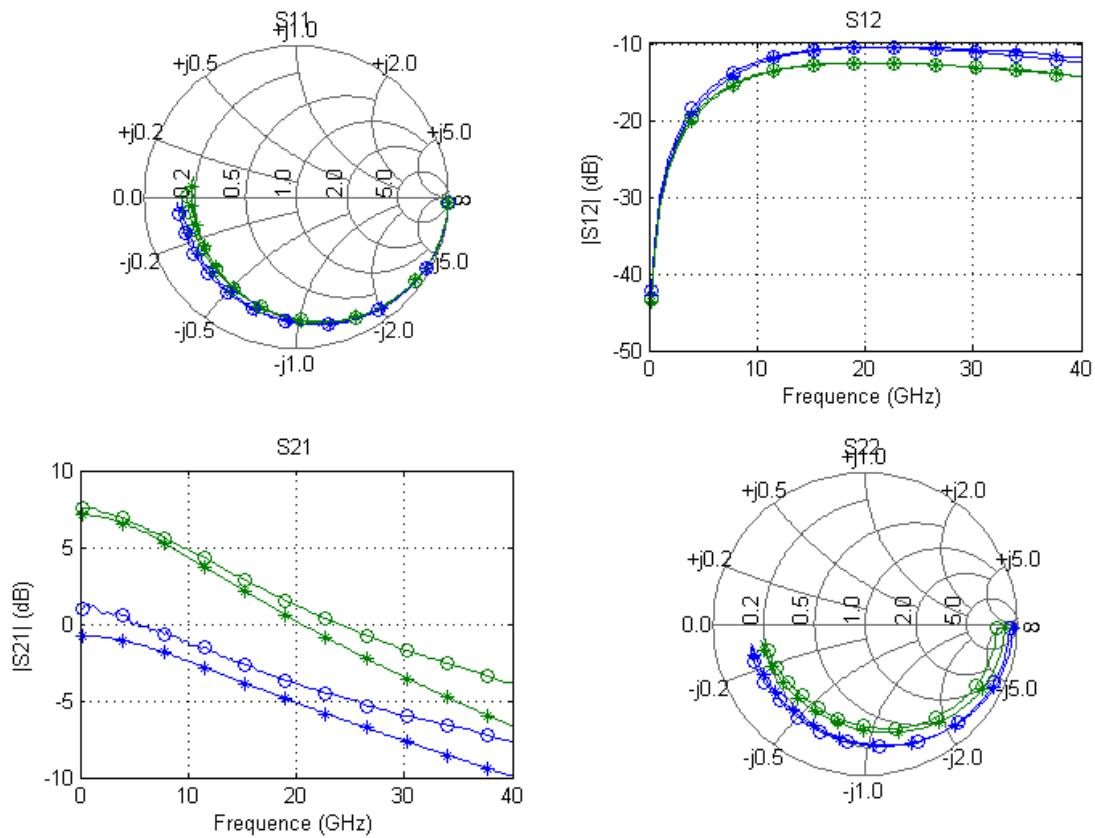
Le modèle étant réalisé dans le but de réaliser une fonction de mélange sur une large bande de fréquence, il est plus judicieux d'utiliser la première version.

#### **d. Transistor de la couche PPH25X pour le mélangeur « chaud »**

- Comparaisons des résultats issus du modèle avec ceux issus des mesures en régime établi

Tout comme pour le transistor précédent, la comparaison pour les mêmes points de repos entre la mesure et la simulation est décrite figure II-66 en mode CW.

Le module du paramètre  $S_{12}$  est plus important (dû à la présence d'un cap layer limitant l'extension de la zone désertée vers le drain). Cela a un effet direct sur la capacité  $C_{gd}$  et donc sur le paramètre  $S_{12}$ . Cette augmentation aura un effet sur le gain en tension. On note un bon accord entre la mesure et la modélisation.



**Figure II-66 : Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  statiques (rond : mesure, étoile : simulation) pour deux points de polarisation (bleu :  $(V_{ds}, V_{gs})=(2,-0.6)$ , vert :  $(V_{ds}, V_{gs})=(2,-0.5)$  de 250MHz à 40GHz par pas de 250MHz**

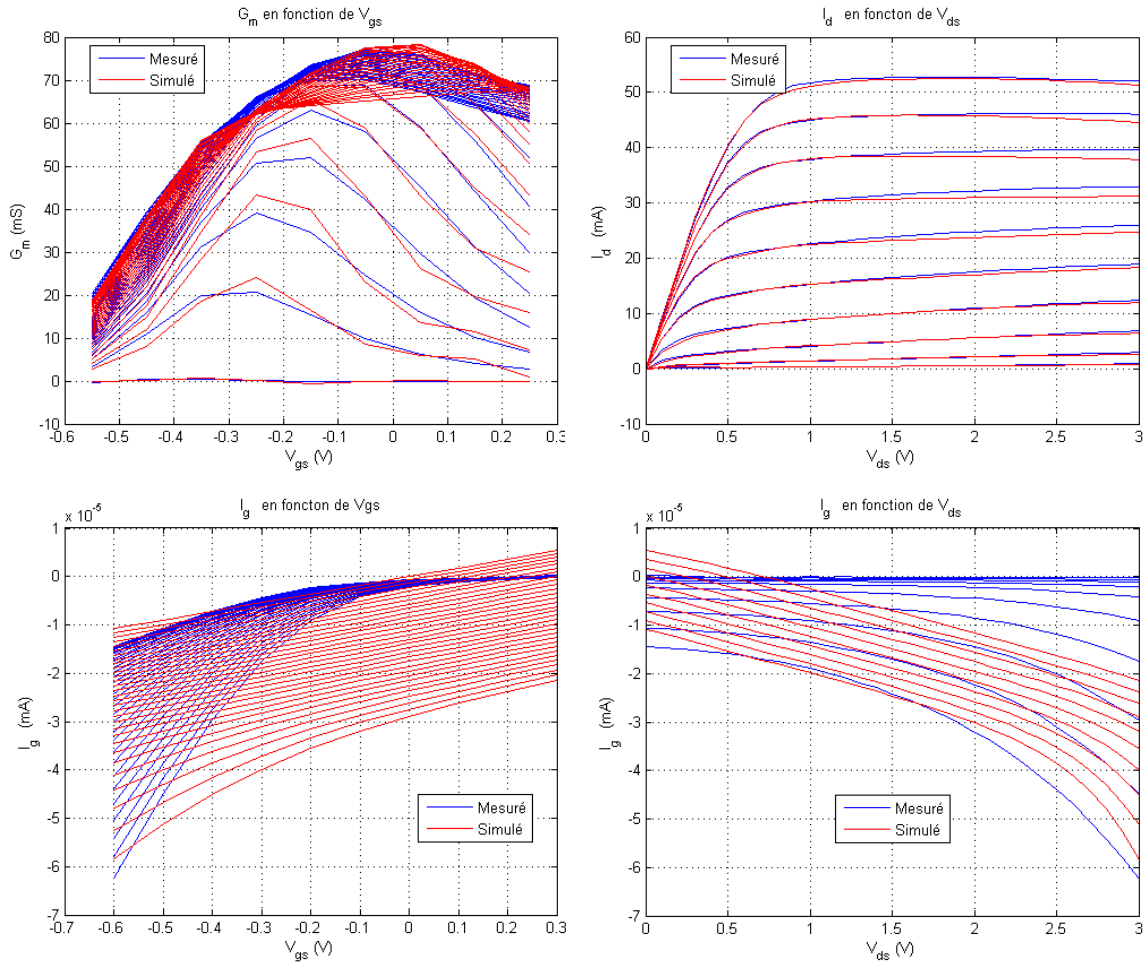
L'ensemble des moyennes des erreurs absolues englobant tous les points de polarisation est résumé dans le tableau II-4.

$(V_{ds}, V_{gs})$	$ S_{11mes}-S_{11sim} $	$ S_{12mes}-S_{12sim} $	$ S_{21mes}-S_{21sim} $	$ S_{22mes}-S_{22sim} $
([0 à 3],[ -0.6 à 0.3])	0.079	0.015	0.405	0.085
([2 à 3],[ -0.6 à -0.3])	0.037	0.010	0.261	0.064

**Tableau II-4 : Moyenne de l'erreur absolue pour toutes les fréquences en fonction d'un ensemble de points de polarisation en mode CW**

Comparé aux transistors GaN, la précision de la modélisation est du même ordre de grandeur. L'erreur sur le coefficient de réflexion  $S_{22}$  étant néanmoins légèrement plus faible sur ce transistor que sur les précédents modèles de transistors GaN.

En ce qui concerne les caractéristiques  $I=f(V)$  en régime établi, la comparaison est décrite ci-après.



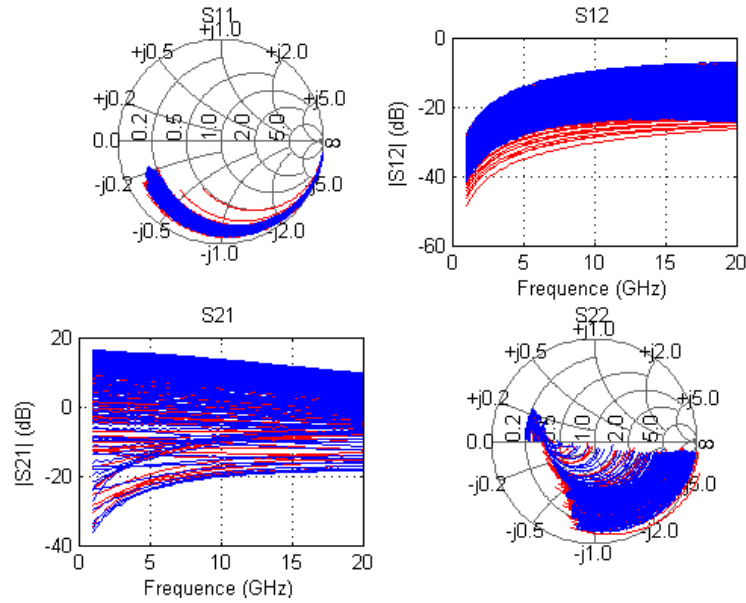
**Figure II-67 : Comparaison des caractéristiques statiques pour  $V_{ds}$  variant de 0 à 3V par pas de 0.1V et  $V_{gs}$  de -0.6 à 0.3V par pas de 0.1V.**

Comme pour tous les modèles précédents, une bonne adéquation mesure/modélisation est obtenue sur le courant de drain. Toutefois pour les courants de grille, les ordres de grandeurs sont en accord avec le composant mais nous ne pouvons considérer avoir un bon accord. Toutefois, l'objet de cette étude n'était pas la considération du courant de grille qui aura une influence mineure sur la fonction de mélange envisagée, dans la mesure où ce courant reste de l'ordre d'une dizaine à une centaine de  $\mu A$ .

- Comparaisons des résultats issus du modèle avec ceux issus des mesures en régime pulsé

A titre d'illustration et afin de ne pas surcharger ce document, seule la comparaison mesure/simulation pour le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (2, -0.6)V$  est présentée dans la figure ci-dessous.

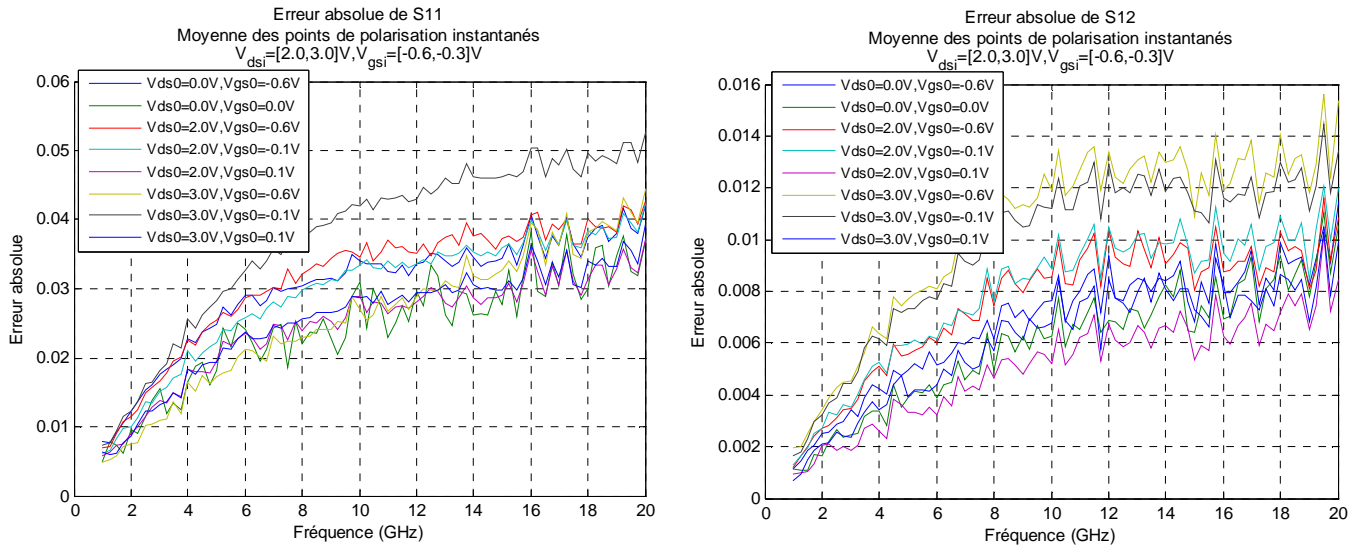


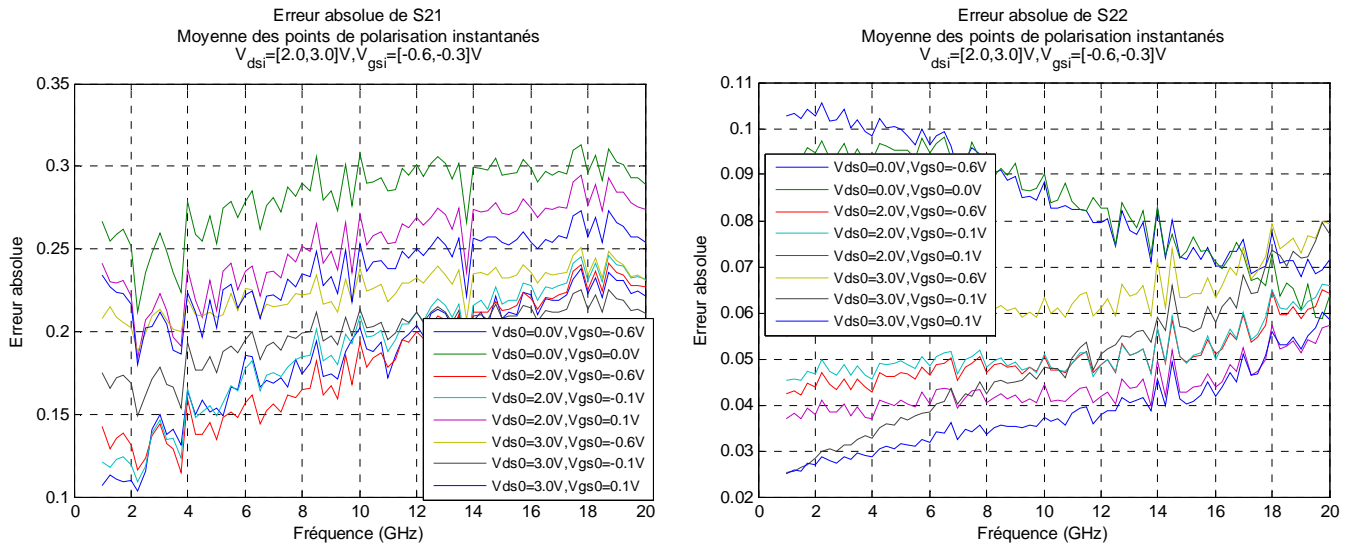


**Figure II-68 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) des paramètres  $S_{ij}$  pulsés au point de repos  $(V_{ds}, V_{gs}) = (2, -0.6)V$ .  $V_{gsi}$  variant de  $-0.6$  à  $0.3V$  par pas de  $0.1V$ .  $V_{dsi}$  variant de  $0$  à  $4V$  par pas de  $0.2V$ .**

Comme nous pouvons le constater sur la figure ci-dessus, un bon accord est obtenu quelque soit la gamme de polarisation désirée.

La figure II-69 met en évidence la comparaison fréquentielle de la modélisation avec la mesure. D'autres représentations sont données en annexes (cf figures II-87 et II-88) ainsi qu'un tableau (tableau II-8) reprenant les erreurs absolues pour l'ensemble des points de repos utilisés pour cette modélisation.





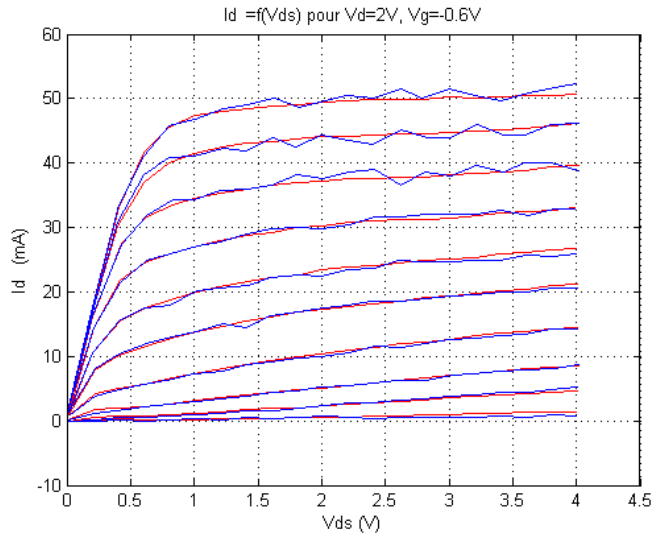
**Figure II-69 : Erreur absolue du moyennage d’un ensemble de points de polarisation instantanés en fonction de la fréquence pour tous les points de repos utilisé pour la modélisation**

Comme précédemment, aucune modification significative n’est à signaler sur la comparaison entre la mesure et la simulation du transistor GaAs comparativement à celles réalisées sur les transistors de type GaN, la méthode de modélisation restant identique.

Les mêmes ordres de grandeurs sont obtenus au niveau des erreurs absolues. Cela signifie que le mode opératoire et le logiciel d’extraction développé dans le cadre de cette thèse permet de simuler différentes technologies avec des erreurs sur les paramètres scattering en fonction des conditions de polarisation et fréquences considérées identiques.

La comparaison des caractéristiques  $I=f(V)$  en régime pulsé est présentée figure suivante pour le point de repos  $(V_{ds}, V_{gs})=(2,-0.6)V$ . Les autres comparaisons sont disponibles en annexes de ce chapitre.

La constatation effectuée ci-dessus en ce qui concerne les paramètres scattering peut aussi s’appliquer aux réseaux  $I=f(V)$  que ce soient ceux mesurés en régime continu ou pulsé.



**Figure II-70 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) pour les caractéristiques  $I=f(V)$  pulsées pour le point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (2, -0.6)V$**

#### II.4.1.e. Vérification des modèles à partir des mesures de puissances

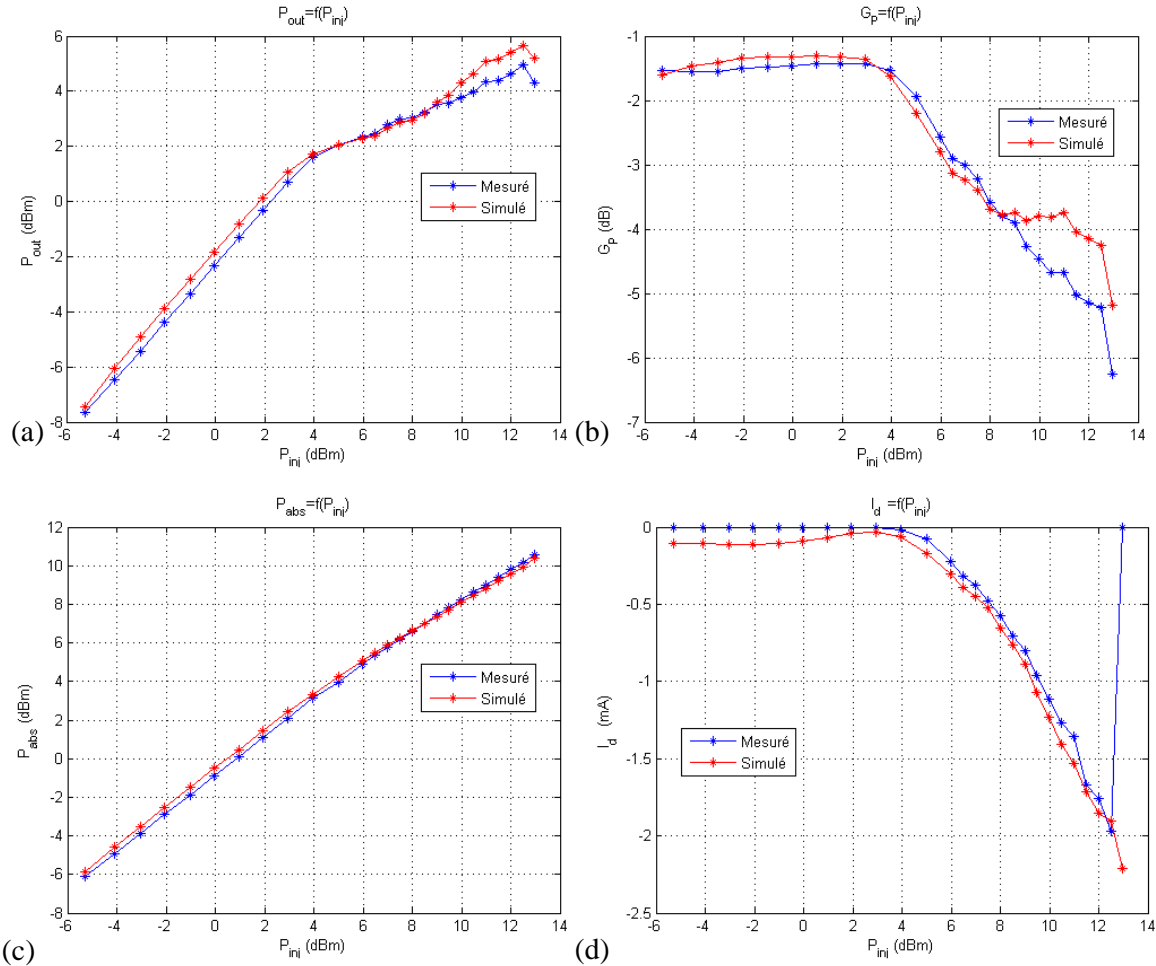
L'ensemble des mesures de puissance a été effectué à 10GHz pour différentes impédances de charge. Une comparaison mesure/simulation est réalisée pour chaque transistor dans la suite de cette partie afin de valider la précision de ceux-ci en régime non linéaire. Sachant que ces mesures de puissance n'ont pas été utilisées pour établir les modèles électriques. L'ensemble des mesures ont été effectuées sous pointes comme pour les mesures statiques, pulsées et de paramètres scattering. Ces mesures ont été effectuées à l'aide d'un banc du laboratoire existant.

##### a. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « froid »

Comme nous l'avons mentionné, le modèle non linéaire du transistor de la couche KQ002 pour la conception de mélangeur « froid » a été développé par Mlle Valéria Di Giacomo de l'université de Bologne. Le modèle a été établi pour le point de polarisation  $(V_{ds}, V_{gs}) = (0, -9)V$ . Par conséquent la vérification du modèle a été effectuée uniquement pour ce point de repos. Dans un premier temps, une recherche de l'impédance de charge optimale permettant d'atteindre un maximum de puissance de sortie a été effectuée à puissance injectée constante à l'entrée du composant.

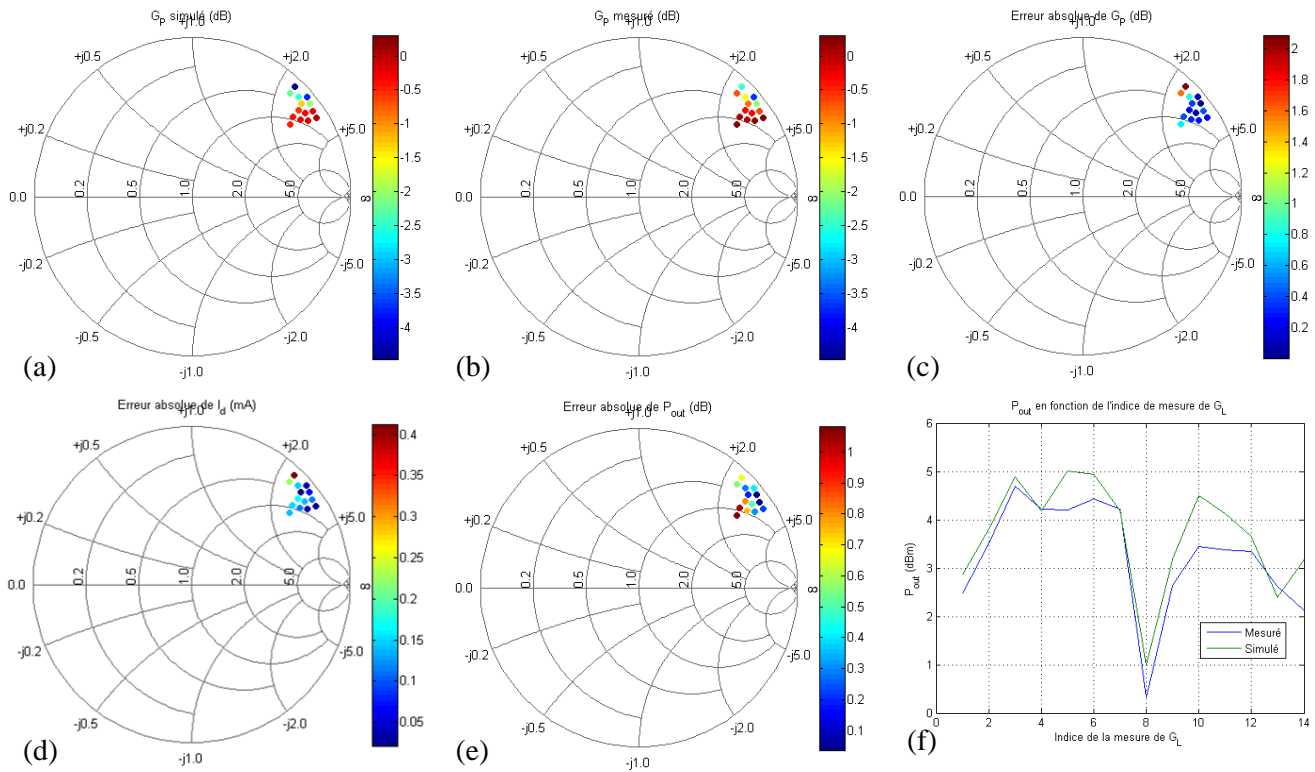
Dans un deuxième temps deux réponses en puissance ont été réalisées pour deux impédances de charge différentes, l'une correspondant au  $S_{22}$  conjugué du transistor ( $S_{22}^*$ ) mesuré en régime petit signal établi et l'autre à l'impédance de charge optimale pour la puissance issue de l'étape précédente ( $\Gamma_{Lopt}$ ).

La figure ci-dessous montre pour une des deux impédances de charge la comparaison mesure/simulation de la puissance de sortie et du gain en puissance à 10GHz pour le point de polarisation  $(V_{ds}, V_{gs})=(0,-9)V$ . Le modèle électrique décrit correctement le comportement non linéaire du transistor pour les deux impédances de charge sur toute la plage de puissance allant du régime petit signal au régime non linéaire.



**Figure II-71 : Comparaison entre la simulation et la mesure de puissance pour une fréquence de 10GHz, un point de polarisation  $(V_{gs}, V_{ds})=(-9,0)V$  et une impédance de charge  $\Gamma_L=0.722+0.624i =S_{22}^*$  (respectivement (a) puissance de sortie, (b) gain en puissance, (c) puissance absorbée, (d) courant de drain)**

Afin de valider le modèle sur une plage d'impédance de charge conséquente, des mesures complémentaires ont été réalisées. Cette fois-ci, la puissance injectée est fixée à 8dBm, ce qui équivaut à une compression d'environ 2dB du gain en puissance. La comparaison sur le  $G_p$  entre la simulation et la mesure est effectuée pour différentes impédances présentées en sortie du composant. A partir de ces mesures des abaques, des écarts ont été extraits sur le  $G_p$ ,  $I_d$  et  $P_{out}$  en fonction des différentes impédances de charges.



**Figure II-72 : Comparaison entre la simulation et les mesures de puissance en fonction des impédances de charges présentée à la fréquence de 10GHz, au point de polarisation de  $(V_{gs}, V_{ds})=(-9,0)V$  et pour une puissance injectée constante égale à 8dBm (respectivement (a) gain en puissance simulé, (b) gain en puissance mesuré, (c) erreur absolue des gain en puissances, (d) erreur absolue des courants de drain, (e) erreur absolue des puissances de sorties (f) mesure et simulation des puissances de sorties en fonction des indices de mesure des impédances présentées)**

Les comparaisons présentées dans la figure II-72 confirment une très bonne adéquation du modèle « froid » avec la mesure et ce pour l'ensemble des paramètres du transistor.

### b. Transistor de la couche KQ002 pour le mélangeur « chaud »

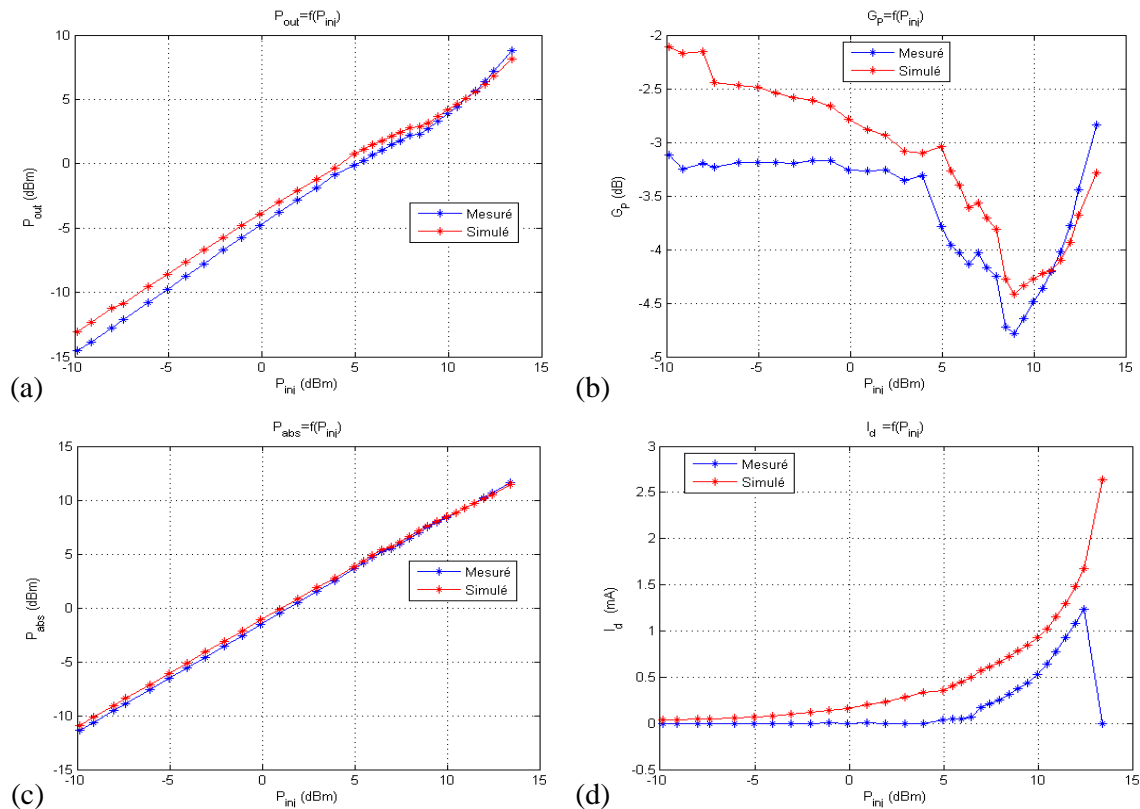
Comme précédemment, l'étape correspondant à l'étude d'une réponse en puissance a été précédée par une étape de recherche de l'impédance de charge optimale à puissance injectée constante à l'entrée.

Dans un deuxième temps la réponse en puissance a été réalisée pour cette impédance de charge optimale  $\Gamma_{Lopt}$ . La figure ci-dessous montre la comparaison mesure/simulation de la puissance de sortie et du gain en puissance à 10GHz pour le point de polarisation  $(V_{ds}, V_{gs})=(15,-9)V$ .

Comme on pouvait donc s'y attendre, d'après les résultats issus de la phase de modélisation, une moins bonne concordance est obtenue. Les disparités les plus importantes sont visibles à faible puissance injectée. De ce fait, ces disparités pourraient être induites par la modélisation des paramètres  $S_{ij}$  petit signaux et notamment à la valeur de  $|S_{21}|$ . Cette valeur

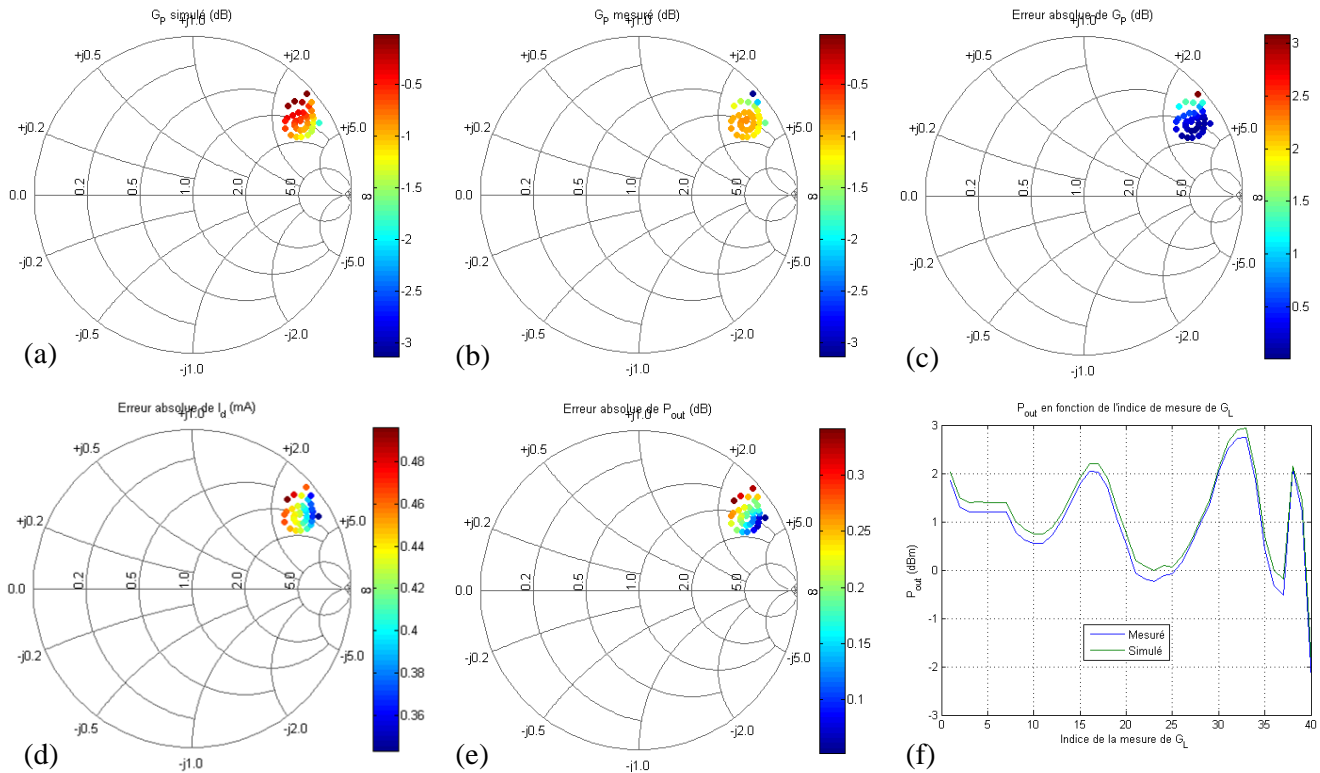
étant très faible à cause d'une tension  $V_{gs}$  proche du pincement cela nécessite une très grande précision durant la phase de modélisation (mesures des paramètres  $S_{ij}$  en régime pulsé). Cependant la précision des mesures de puissance durant la phase de validation pourrait expliquer d'avantage les écarts observés. En effet, durant les mesures de puissances, une petite erreur sur la mesure de module du  $S_{11p}$  du transistor peut entraîner une erreur importante sur la puissance absorbée en entrée et donc sur le gain en puissance. L'erreur sur la puissance de sortie sera, quant à elle, d'autant plus importante que le module du coefficient de réflexion de l'impédance de charge sera élevé. Rappelons qu'en configuration charge active, la puissance de sortie s'exprime par :  $P_s = P_{inj} |S_{21p}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)$

Le module de l'impédance de charge utilisée lors de la mesure de puissance vaut environ 0.977 en linéaire soit -0.2dB. Une erreur de 0.01 (1%) sur le module du coefficient de réflexion de l'impédance de charge en linéaire entraîne une erreur sur la puissance de sortie de 1.3dB environ. Etant donné la proximité de l'impédance de charge avec le bord de l'abaque de Smith, la limite de la précision de l'analyseur de réseaux est atteinte. De plus il est difficile de garantir une précision du calibrage vectoriel de l'analyseur à mieux que 0.05dB. Dans ces conditions, nous ne pouvons attribuer cet écart à la validité du modèle. Il faut cependant retenir que le comportement mesure/modèle est parfaitement retrouvé.



**Figure II-73 : Comparaison entre la simulation et la mesure de puissance pour une fréquence de 10GHz, un point de polarisation  $(V_{gs}, V_{ds}) = (-9, 15)V$  et une impédance de charge  $\Gamma_L = 0.815 + 0.538i$  (respectivement (a) puissance de sortie, (b) gain en puissance, (c) puissance absorbée, (d) courant de drain)**

De la même façon que pour le modèle du transistor froid, la figure ci-dessous représente le comparaison du modèle avec la mesure pour différentes impédances de sortie présentées à puissance injectée en entrée constante, toujours aux environ de 2dB de compression du gain en puissance.



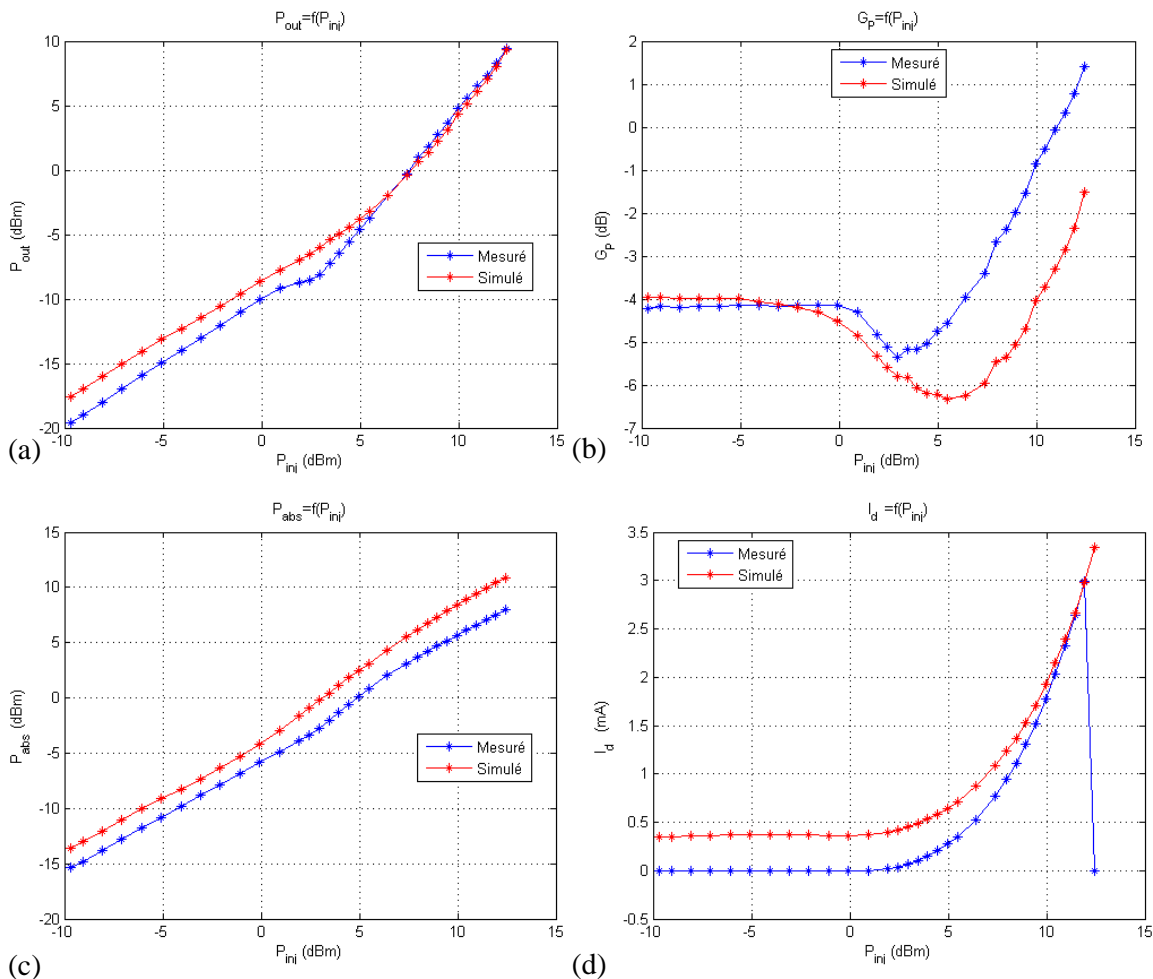
**Figure II-74 : Comparaison entre la simulation et les mesures de puissance en fonction des impédances de charges présentée à la fréquence de 10GHz, au point de polarisation de  $(V_{gs}, V_{ds}) = (-9, 15)V$  et pour une puissance injectée constante égale à 8dBm (respectivement (a) gain en puissance simulé, (b) gain en puissance mesuré, (c) erreur absolue des gain en puissances, (d) erreur absolue des courants de drain, (e) erreur absolue des puissances de sorties (f) mesure et simulation des puissances de sorties en fonction des indices de mesure des impédances présentées)**

Le modèle présente une bonne adéquation avec la mesure. On remarque cependant que plus les impédances présentées ont un module proche de l'unité plus l'erreur devient importante due aux incertitudes de mesure comme énoncé ci-dessus. En dehors d'un point, l'erreur sur le gain en puissance reste inférieure à 1.2dB et l'erreur sur la puissance de sortie reste elle inférieure à 0.3dB. Ces résultats sont très bons sachant que le transistor est modélisé dans une gamme très proche du pincement associé à des conditions de mesure difficile au regard des impédances synthétisées à la sortie du composant. Il est d'ailleurs important de souligner qu'il ne serait jamais possible d'effectuer de telles mesures sous pointes à 10GHz à l'aide d'un banc à charge passive.

**c. Transistor de la couche AEC1321 pour le mélangeur « chaud »**

La figure ci-dessous montre la comparaison mesure/simulation de la puissance de sortie et du gain en puissance à 10GHz pour le point de polarisation  $(V_{ds}, V_{gs})=(20,-4)V$ .

Comme précédemment, l'écart entre les mesures et les simulations peut être expliqué soit par le manque de précision sur les mesures de paramètres  $S_{ij}$  pulsés lors de la phase de modélisation soit par l'erreur faite sur la mesure du coefficient de réflexion de l'impédance de charge durant la phase de validation.

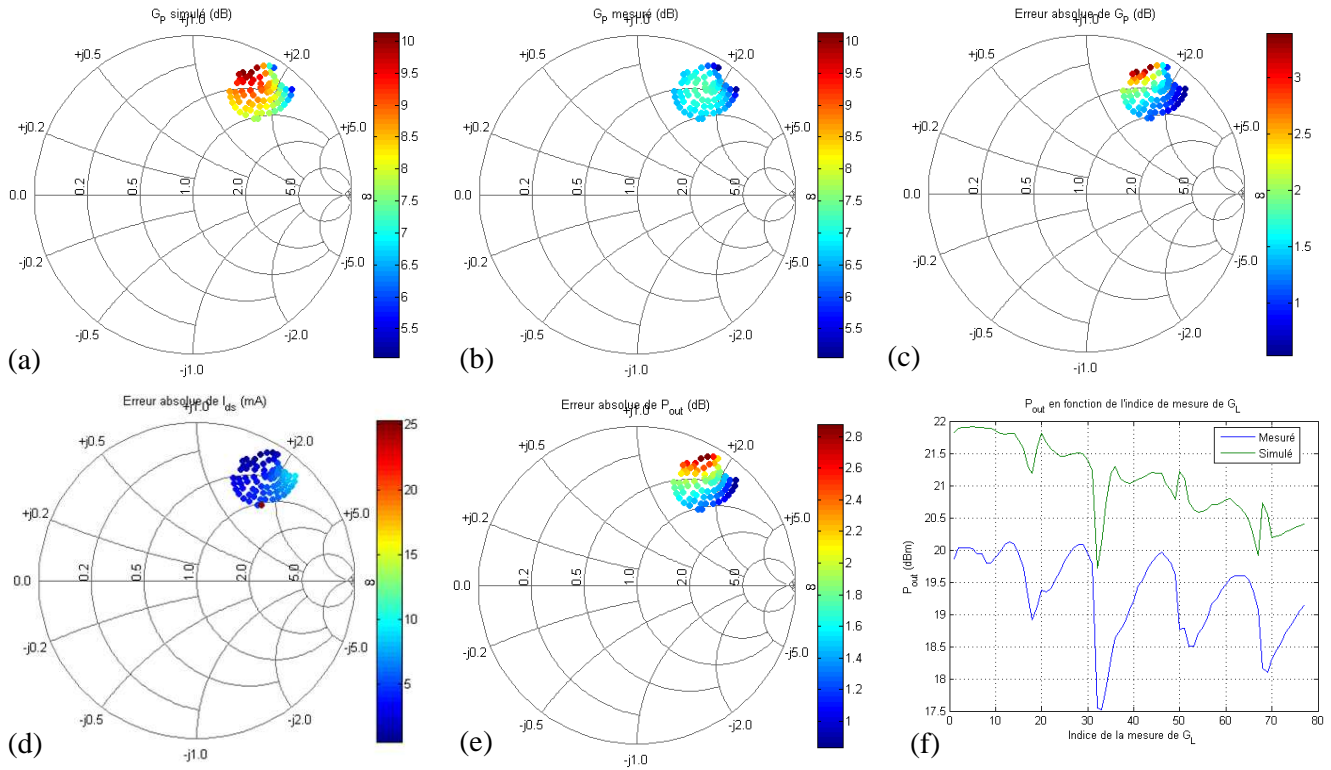


**Figure II-75 : Comparaison entre la simulation et la mesure de puissance pour une fréquence de 10GHz, un point de polarisation  $(V_{gs}, V_{ds})=(-4,20)V$  et une impédance de charge  $\Gamma_L=0.53+0.822i$  (respectivement (a) puissance de sortie, (b) gain en puissance, (c) puissance absorbée, (d) courant de drain)**

Comme pour les autres modèles, des mesures complémentaires ont été réalisées en fonction de la charge présentée en sortie du composant. Cette fois-ci, le transistor n'ayant pas de gain pour le point de polarisation  $(V_{gs}, V_{ds})=(-4,20)V$ , la mesure a été effectuée au point de



polarisation  $(V_{gs}, V_{ds})=(-3.5, 20)V$  à fort niveau de puissance injectée afin d’avoir un peu de gain en puissance.



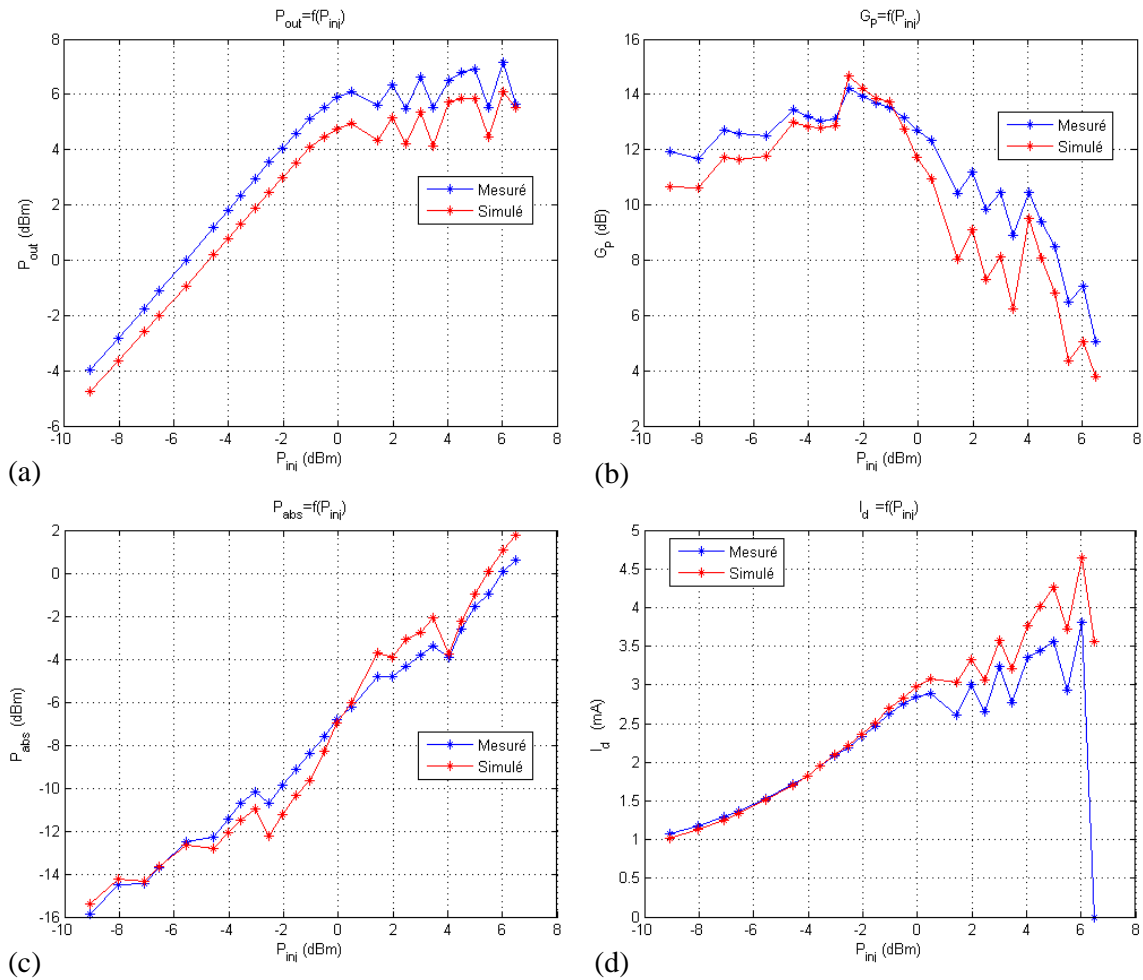
**Figure II-76 : Comparaison entre la simulation et les mesures de puissance en fonction des impédances de charges présentée à la fréquence de 10GHz, au point de polarisation de  $(V_{gs}, V_{ds})=(-3.5, 20)V$  et pour une puissance injectée constante égale à 16.5dBm (respectivement (a) gain en puissance simulé, (b) gain en puissance mesuré, (c) erreur absolue des gain en puissances, (d) erreur absolue des courants de drain, (e) erreur absolue des puissances de sorties (f) mesure et simulation des puissances de sorties en fonction des indices de mesure des impédances présentées)**

Là encore, l’erreur entre la mesure et le modèle s’accroît pour des impédances dont le module se rapproche de l’unité. L’erreur moyenne est un peu plus importante que sur le transistor de la couche KQ002. Cela est directement corrélé avec l’erreur sur le gain en puissance qui est un peu plus conséquente à fort niveau. Dans tous les cas, ce modèle permet de prédire avec une précision suffisante le comportement du composant.

**d. Transistor de la couche PPH25X pour le mélangeur « chaud »**

La figure ci-dessous montre pour l’impédance de charge optimale la comparaison mesure/simulation de la puissance de sortie et du gain en puissance à 10GHz pour le point de polarisation  $(V_{ds}, V_{gs})=(2, -0.6)V$ .

Le modèle électrique décrit le comportement non linéaire du transistor sur toute la plage de puissance allant du régime petit signal au régime non linéaire avec un écart moyen de l’ordre de 1.5dB sur la puissance de sortie.



**Figure II-77 : Comparaison entre la simulation et les mesures de puissance pour une fréquence de 10GHz, un point de polarisation  $(V_{gs}, V_{ds}) = (-0.6, 2)V$  et une impédance de charge  $\Gamma_L = 0.469 + 0.693i$  (respectivement (a) puissance de sortie, (b) gain en puissance, (c) puissance absorbée, (d) courant de drain)**

Là encore, l'adaptation réalisée est telle que le module de la charge présentée est très proche de l'unité ( $|\Gamma_L| = 0.84$ ) rendant la mesure très complexe comme cela a déjà été décrit. Les variations brusques décrites par les courbes sont induites par de légères variations de l'impédance de charge présentée ( $|\Gamma_L|$  variant de 0.83 à 0.89).

Il est important de remarquer que le transistor de type GaAs comprime bien avant les transistors GaN dans la même configuration de polarisation pour les mélangeurs chauds. De plus sa puissance de sortie maximale est largement inférieure à celle des transistors GaN.

Il est également remarquable que des variations importantes de gain en puissance ou de puissance de sortie interviennent à fort niveau de puissance injecté. Cela est dû aux variations d'impédances présentées. Pourtant ces variations sont inférieures à 0.055 en module entre deux points de mesure pour 3dB de variations possibles sur  $G_p$ . Ce phénomène montre la très grande sélectivité du composant en fonction de l'impédance de charge. C'est la

raison pour laquelle, nous ne présenterons pas de mesures fonction des impédances de charges présentées comme il a été fait précédemment. En effet, les cercles à 3dB par rapport à la puissance maximale ne sont constitués que de très peu de points.

## II.5. Conclusion

Pour la réalisation des prototypes de mélangeurs envisagés dans le chapitre III, il est nécessaire de réaliser les modèles des transistors que l'on souhaite utiliser pour la fonction de mélange. Cette étape de modélisation passe tout d'abord par la réalisation d'une caractérisation complète des transistors. Pour cette étape, l'ensemble des transistors (deux transistors GaN de la couche KQ002 et AEC1321 et un transistor GaAs de la couche PPH25X) sont mesurés en mode statiques mais également en mode CW et pulsé autour du point polarisation optimal pour des architectures de mélangeurs « froid » et « chaud ».

Un logiciel complet d'extraction semi-automatique de modèle de transistor FET est utilisé pour réaliser la modélisation en se basant sur les mesures hyperfréquences réalisées sur les transistors qui serviront à la conception de mélangeur. Une comparaison des mesures et de la simulation du modèle a été réalisée et présente de très bonnes performances.

La validation des différents modèles a ensuite été réalisée à partir de mesures de puissances. Le banc de mesure utilisé est un banc loadpull et de très bonnes adéquations entre la mesure et la simulation sont obtenues. Ceci permet de valider les modèles qui vont pouvoir être utilisés pour la réalisation des prototypes de mélangeurs, ce qui sera l'objet du prochain chapitre.

## II.6. Bibliographie

- [1] **S. Piotrowicz**, « Intégration monolithique de HEMT's sur substrat InP en vue de l'amplification de puissance en bande V », *Thèse de doctorat à l'Université de Lille*, mars 1999, pp 60-62.
  
- [2] **N. Vellas**, « Etudes expérimentales de transistors HFET de la filière Nitrure de Gallium pour des applications de puissance hyperfréquences », *Thèse de doctorat à l'Université de Lille – IEMN*, décembre 2003, pp. 231-232.
  
- [3] **Agilent Technologies**, « Pulsed Antenna Measurements Using PNA Network Analyzers », *note d'application*.
  
- [4] **Agilent Technologies**, « Pulsed-RF S-Parameter Measurements Using Wideband and Narrowband Detection », *note d'application 1408-12*.
  
- [5] **E. Bourcier**, « Analyseur de fonctionnement en amplification de puissance en bande Ka des transistors HEMT des filières AsGa et InP », *Thèse de doctorat à l'Université de Lille*, janvier 1998, pp53-60.
  
- [6] **C. Gaquière**, « Analyse et optimisation de transistors à effet de champ à hétérojonction pour l'amplification de puissance dans la bande Ka », *Thèse de doctorat à l'Université de Lille*, novembre 1995, pp200-210.
  
- [7] **M. Werquin**, « Etudes théoriques et expérimentales de transistors HEMT's de la filière Nitrure de Gallium pour les applications de puissance hyperfréquences », *Thèse de doctorat à l'Université de Lille – IEMN*, décembre 2005, pp171-174.
  
- [8] **G. Dambrine**, « Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination direct du schéma équivalent », *Thèse de doctorat à l'Université de Lille*, mars 1989, pp 88-90, pp 94-97.
  
- [9] **Y. Guhel**, « Réalisation de transistors à effet de champ à base de GaN pour l'amplification de puissance en gamme d'ondes millimétriques et à haute température », *Thèse de doctorat à l'Université de Lille*, décembre 2002.

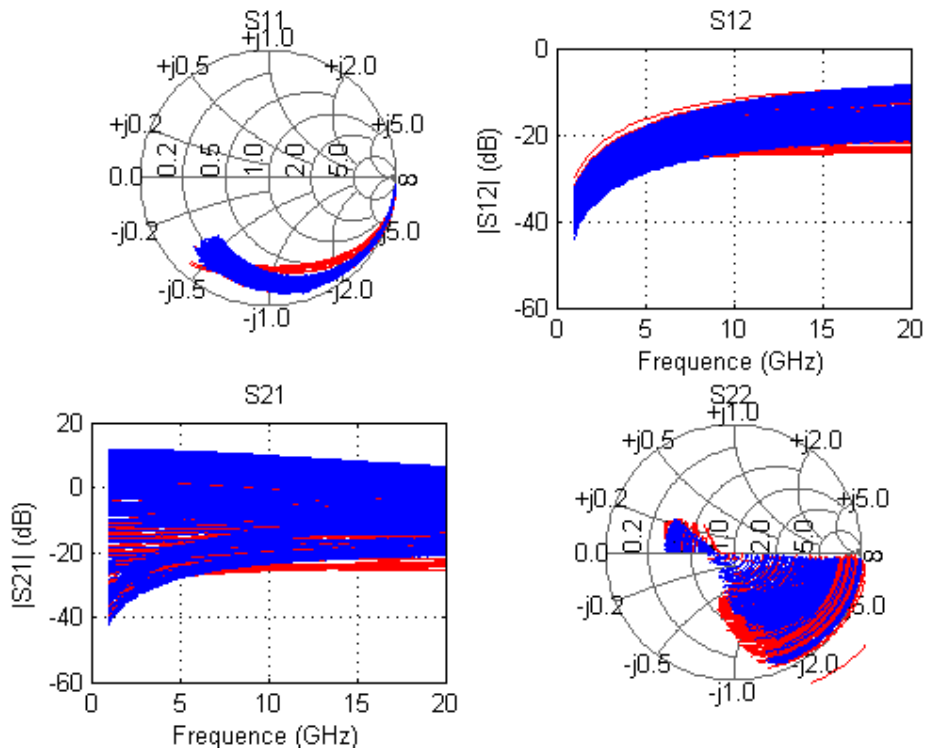
- [10] **G. Dreyfus, Y. Idan**, « The Canonical Form of Nonlinear Discrete-Time Models », *Neural Computation*, Vol. 10 n°1, 1998.
- [11] **M. Parizeau**, « Réseaux de neurones », GIF-21140 et GIF-64326, *Université de Laval*, Automne 2004.
- [12] **V. Di Giacomo, N. Thouvenin, C. Gaquière, A. Santarelli et F. Filicori**, « Modelling and design of a wideband 6–18 GHz GaN Resistive Mixer », *Microwave Integrated Circuits Conference, 2009. EuMIC 2009. European*, 2009, pp. 459-462.
- [13] **S. Vandenbrouck**, « Composants Plasmoniques à base d'hétérojonction AlGaIn/GaN pour les applications Terahertz », *Thèse de doctorat à l'Université de Lille*, décembre 2009.
- [14] **F. Medjoub, M. Alomari, J.F. Carlin, M. Gonschorek, E. Feltin, M.A. PY, C. Gaquière, N. Grandjean, E. Kohn**, « Towards high performance E-mode InAlN/GaN HEMTs », *Proceedings of the 32nd Workshop on Compound Semiconductor Devices and Integrated Circuits, WOCSDICE 2008, Leuven, Belgium, may 18-21, 2008*, 97-98
- [15] **M. Alomari, A. Chuvilin, L. Toth, B. Pecz, J.F. Carlin, N. Grandjean, C. Gaquière, M.A. Di Forte-Poisson, S. Delage, E. Kohn**, « Thermal oxidation of lattice matched InAlN/GaN heterostructures », *European Materials Research Society Spring Meeting, E-MRS Spring 2009, Symposium J : Group III Nitride Semiconductors, Strasbourg, France, june 8-12, 2009*

## II.7. Annexe

### II.7.1. Comparaisons mesures-simulations en régime pulsé

#### II.7.1.a. Transistor de la couche KQ002

- Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  simulés et mesurés en régime pulsé pour un seul point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -9)V$  en fonction de la fréquence et des différents points de polarisation instantanés.



**Figure II-78 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) des paramètres  $S_{ij}$  pulsés au point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -9)V$ .  $V_{gsi}$  variant de -9 à 1V par pas de 1V.  $V_{dsi}$  variant de 0 à 40V par pas variable.**

- Représentation 3D de l'erreur absolue ( $S_{ij\text{mes}} - S_{ij\text{sim}}$ ) en régime pulsé pour un point de repos ( $V_{\text{ds0}}, V_{\text{gs0}} = (15, -9)\text{V}$ ) en fonction des polarisations instantanées grille-source et drain-source. Pour chaque paramètre et chaque point instantané, l'erreur présentée correspond à la moyenne des valeurs obtenues aux différentes fréquences.

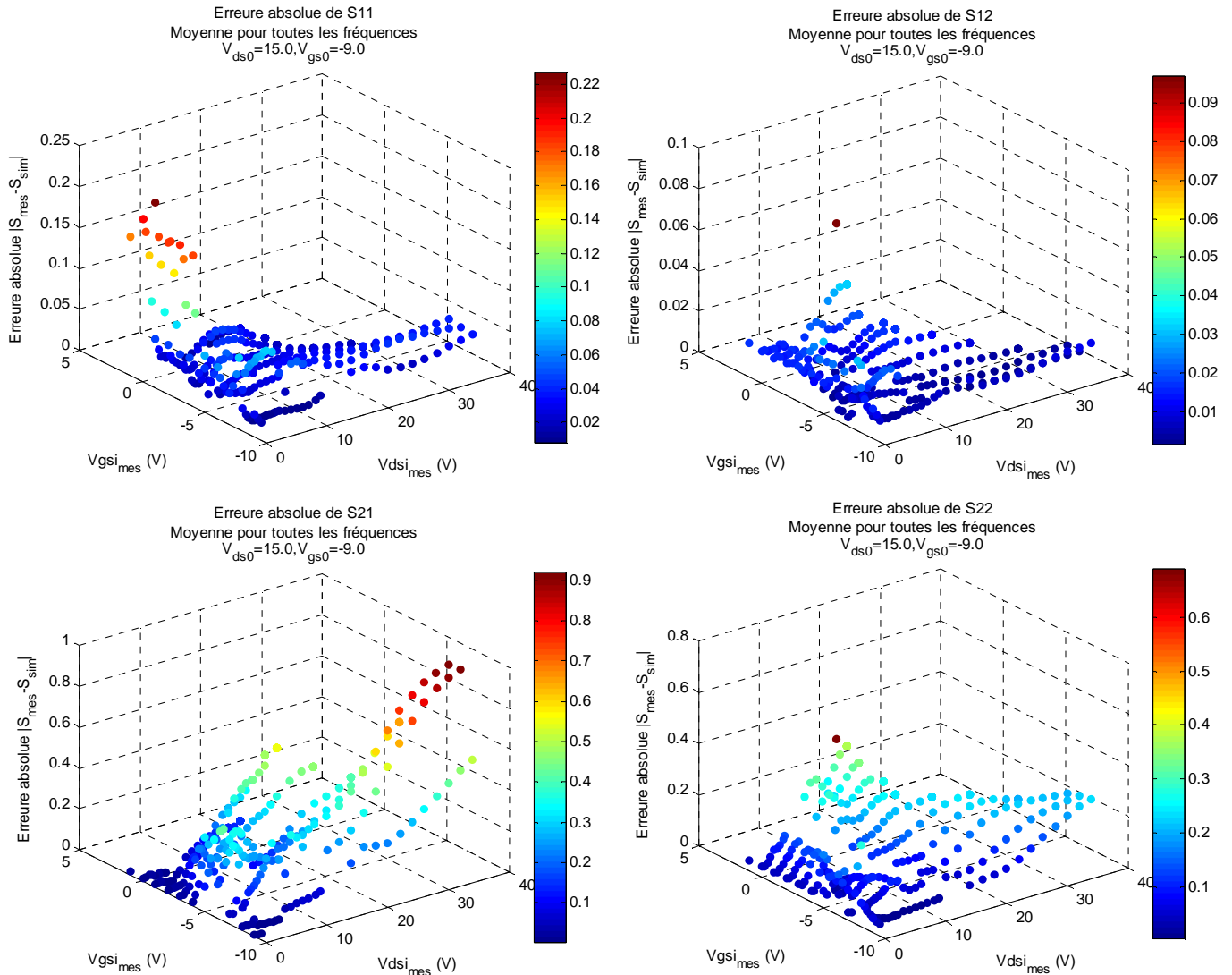


Figure II-79 : Erreur absolue des paramètres  $S_{ij}$  pulsés pour un moyennage de toutes les fréquences en fonction des points de polarisation instantanés

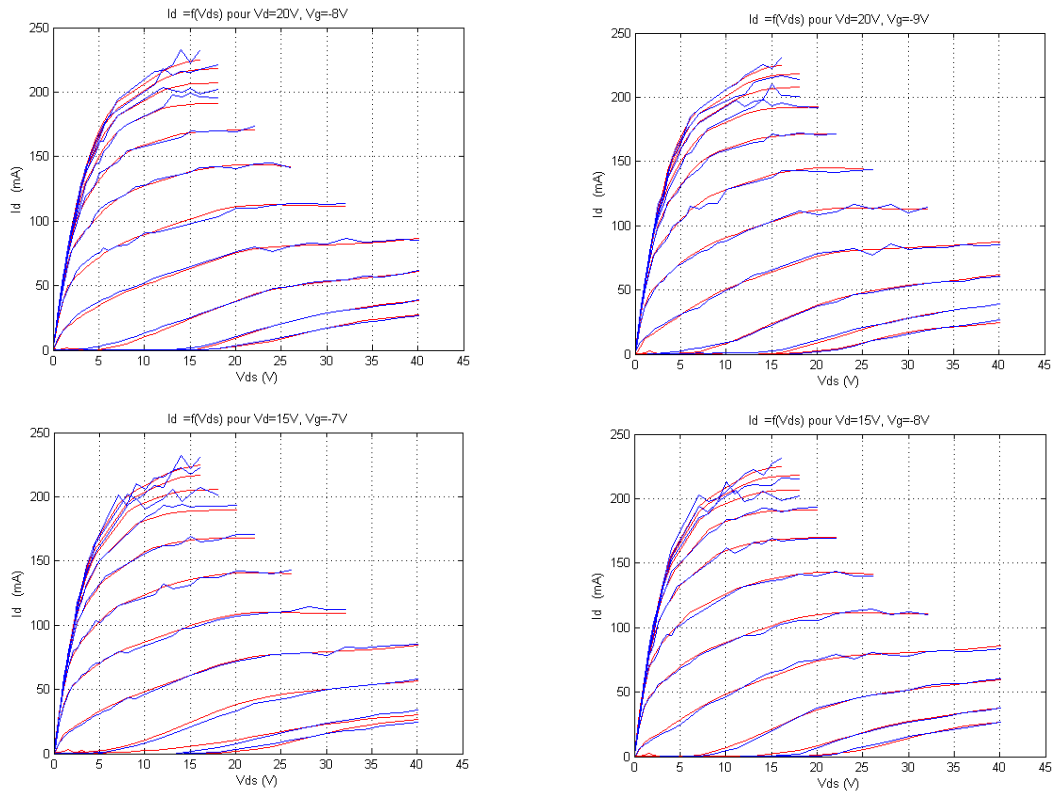


- Tableau récapitulatif présentant l’erreur absolue entre la mesure et la simulation pour tous les points de repos. Cette fois-ci l’erreur présentée correspond à la moyenne des valeurs obtenues aux différentes fréquences et à tous les points instantanés.

$(V_{ds0}, V_{gs0})$	$(V_{dsi}, V_{gsi})$	$ S_{11mes}-S_{11sim} $	$ S_{12mes}-S_{12sim} $	$ S_{21mes}-S_{21sim} $	$ S_{22mes}-S_{22sim} $
(15,-9)	[(0,40), [-9,0.5)]	0.035	0.012	0.268	0.16
	[(10,25), [-9,-7)]	0.026	0.006	0.165	0.044
(15,-8)	[(0,40), [-9,0.5)]	0.034	0.011	0.267	0.16
	[(10,25), [-9,-7)]	0.023	0.005	0.204	0.046
(15,-7)	[(0,40), [-9,0.5)]	0.038	0.01	0.3	0.163
	[(10,25), [-9,-7)]	0.035	0.008	0.4	0.068
(20,-9)	[(0,40), [-9,0.5)]	0.04	0.012	0.286	0.141
	[(10,25), [-9,-7)]	0.027	0.007	0.215	0.043
(20,-8)	[(0,40), [-9,0.5)]	0.039	0.011	0.272	0.152
	[(10,25), [-9,-7)]	0.032	0.006	0.211	0.043

Tableau II-5 : Ecart mesure/simulation des valeurs de paramètres  $S_{ij}$  pulsés pour différents points de repos

- Comparaison mesures/simulations en régime pulsé des caractéristiques  $I_{di}=f(V_{dsi})$  pour tous les points de repos.



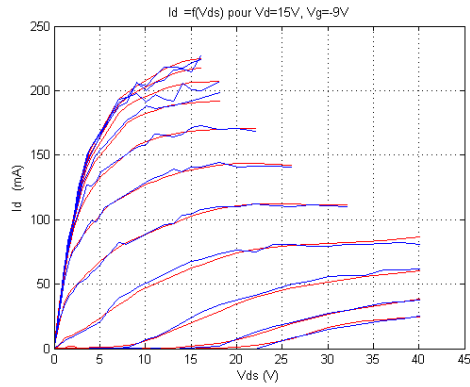


Figure II-80 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) pour les caractéristiques  $I=f(V)$  pulsées pour différents points de repos.  $V_{gsi}$  variant de -9 à 1V par pas de 1V.

### II.7.1.b. Transistor de la couche AEC1321

Version 1 à l'aide du recalcul du courant par le biais du paramètre  $G_m$  extrait avec les paramètres  $S_{ij}$  pulsés.

- Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  simulés et mesurés en régime pulsé pour seul point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -4)V$  en fonction de la fréquence et différents points de polarisation instantanés.

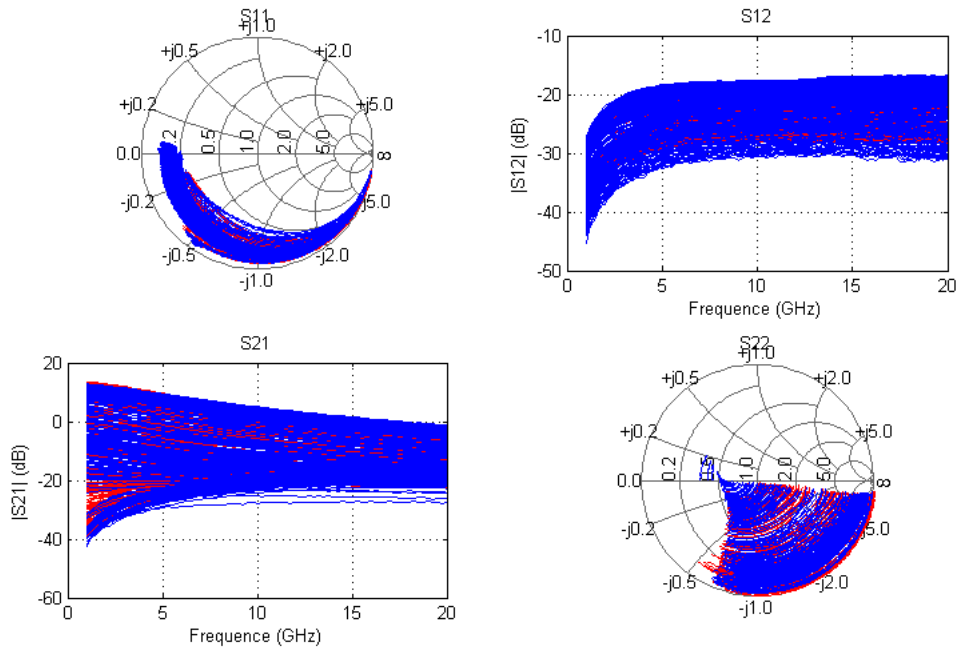


Figure II-81 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) des paramètres  $S_{ij}$  pulsés au point de repos  $(V_{ds}, V_{gs}) = (15, -4)V$ .  $V_{gsi}$  variant de -4 à 0.5V par pas de 0.5V.  $V_{dsi}$  variant de 0 à 30V par pas variable.

- Représentation 3D de l'erreur absolue ( $S_{ij_{mes}} - S_{ij_{sim}}$ ) en régime pulsé pour un point de repos ( $V_{ds0}, V_{gs0}$ )=(15,-4)V en fonction des polarisations instantanées grille-source et drain-source. Pour chaque paramètre et chaque point instantané, l'erreur présentée correspond à la moyenne des valeurs obtenues aux différentes fréquences.

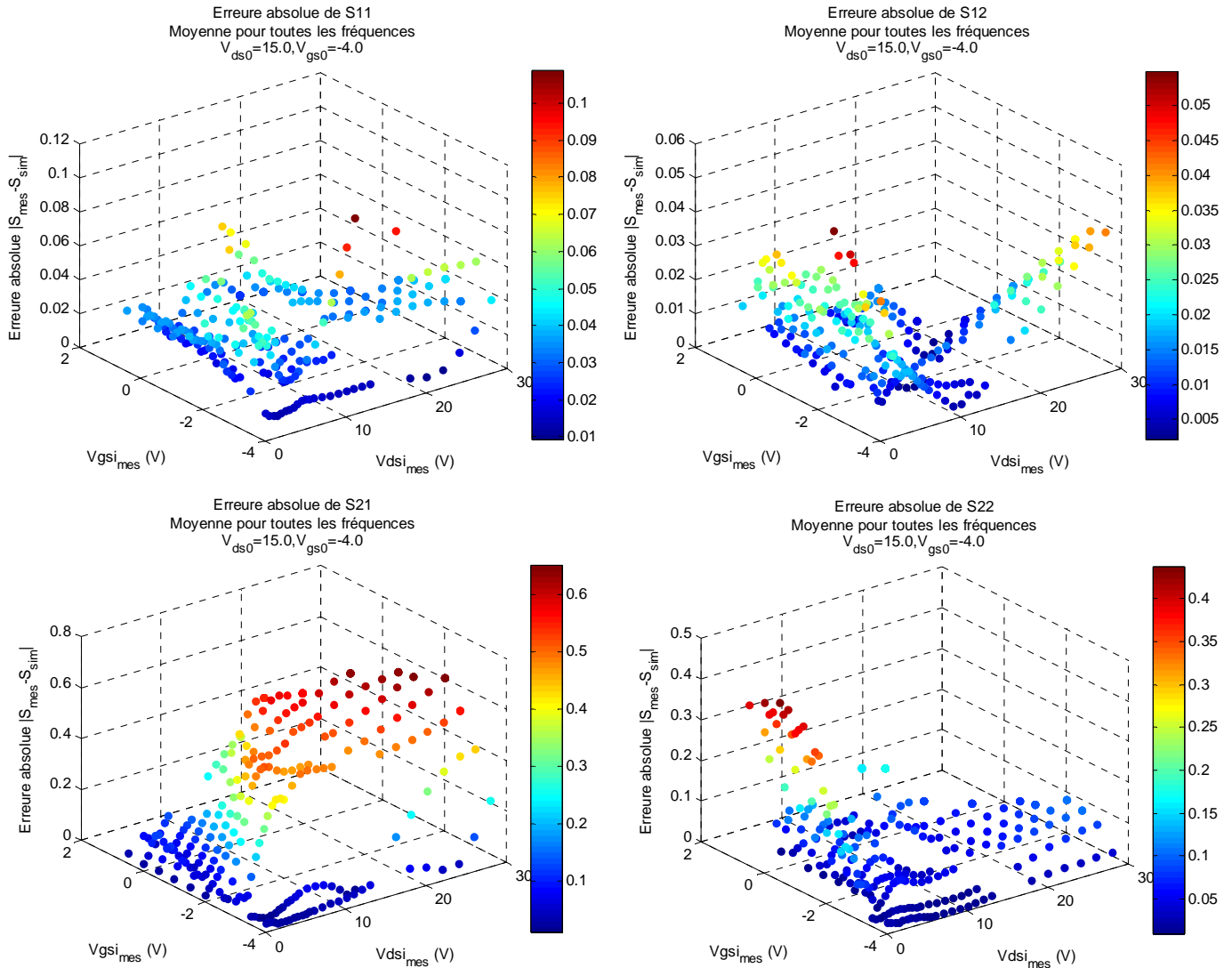


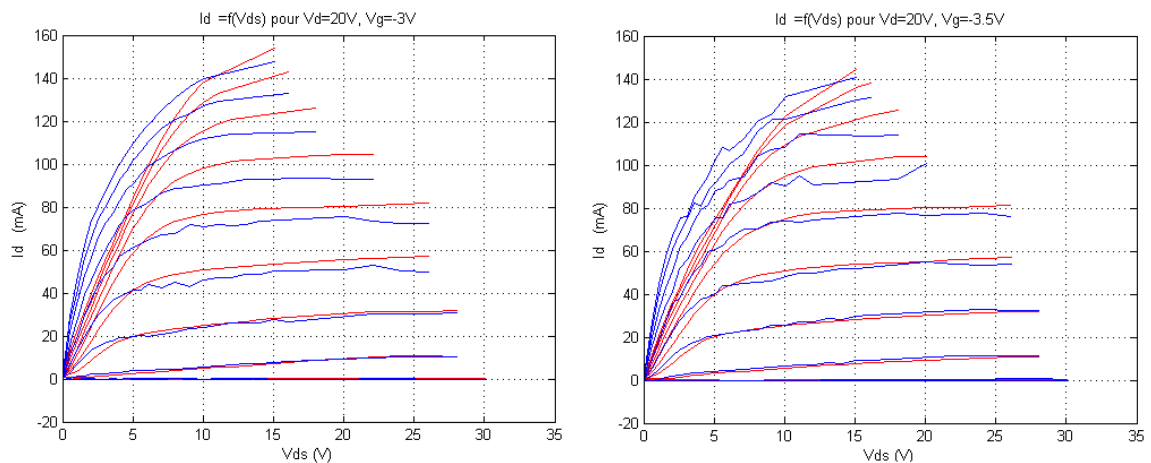
Figure II-82 : Erreur absolue des paramètres  $S_{ij}$  pour un moyennage de toutes les fréquences en fonction des points de polarisation instantanés

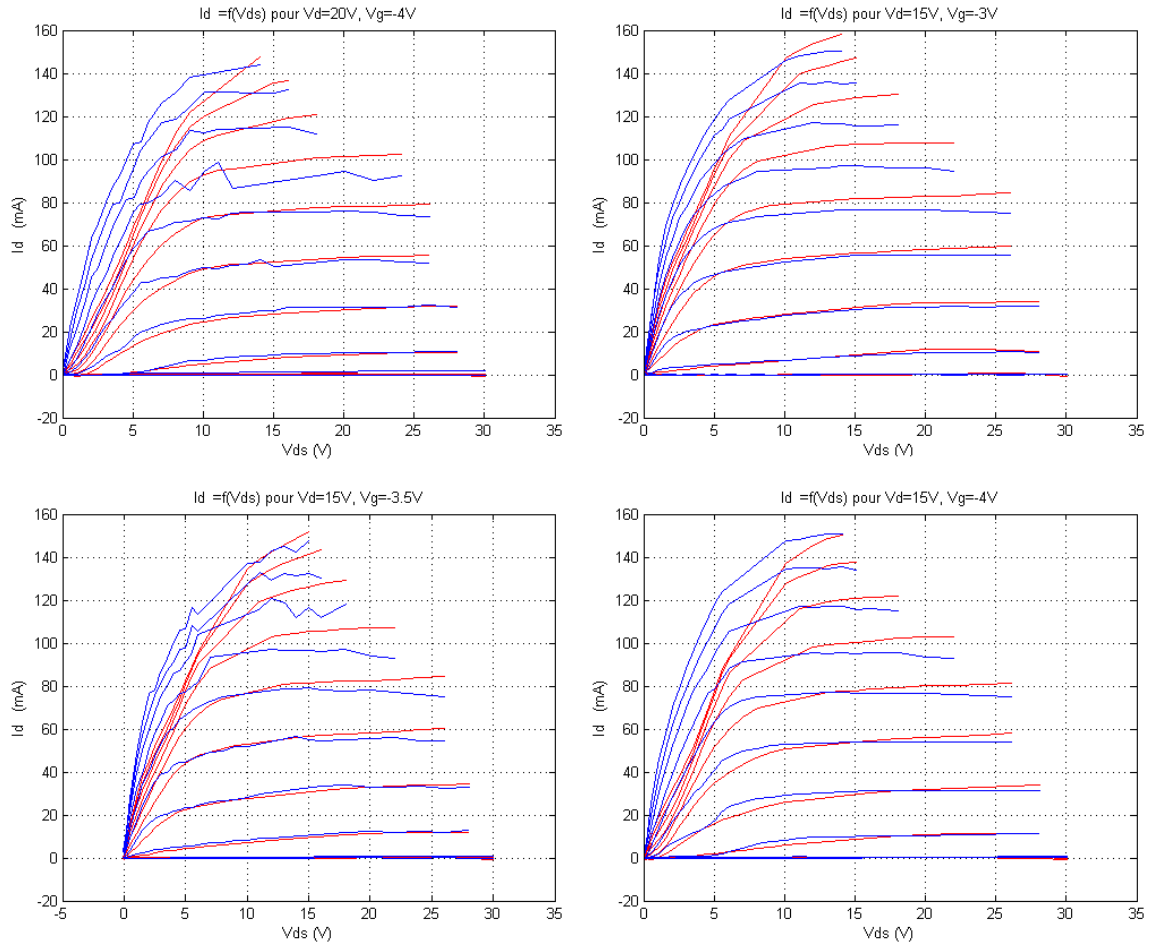
- Tableau récapitulatif présentant l’erreur absolue entre la mesure et la simulation pour tous les points de repos. Cette fois-ci l’erreur présentée correspond à la moyenne des valeurs obtenues aux différentes fréquences et à tous les points instantanés.

$(V_{ds0}, V_{gs0})$	$(V_{dsi}, V_{gsi})$	$ S_{11mes}-S_{11sim} $	$ S_{12mes}-S_{12sim} $	$ S_{21mes}-S_{21sim} $	$ S_{22mes}-S_{22sim} $
(15,-4)	([0,30],[-4,0.5])	0.035	0.017	0.301	0.098
	([10,20],[-4,-3])	0.044	0.011	0.183	0.03
(15,-3.5)	([0,30],[-4,0.5])	0.035	0.011	0.312	0.084
	([10,20],[-4,-3])	0.045	0.019	0.095	0.051
(15,-3)	([0,30],[-4,0.5])	0.033	0.01	0.326	0.07
	([10,20],[-4,-3])	0.051	0.007	0.235	0.037
(20,-4)	([0,30],[-4,0.5])	0.037	0.014	0.287	0.096
	([10,20],[-4,-3])	0.082	0.01	0.055	0.017
(20,-3.5)	([0,30],[-4,0.5])	0.034	0.009	0.29	0.079
	([10,20],[-4,-3])	0.035	0.017	0.188	0.057
(20,-3)	([0,30],[-4,0.5])	0.033	0.008	0.304	0.071
	([10,20],[-4,-3])	0.041	0.01	0.215	0.038

Tableau II-6 : Ecart mesure/simulation des valeurs de paramètres  $S_{ij}$  pulsés pour différents points de repos

- Comparaison mesures-simulations en régime pulsé des caractéristiques  $I_{di}=f(V_{dsi})$  pour tous les points de repos.

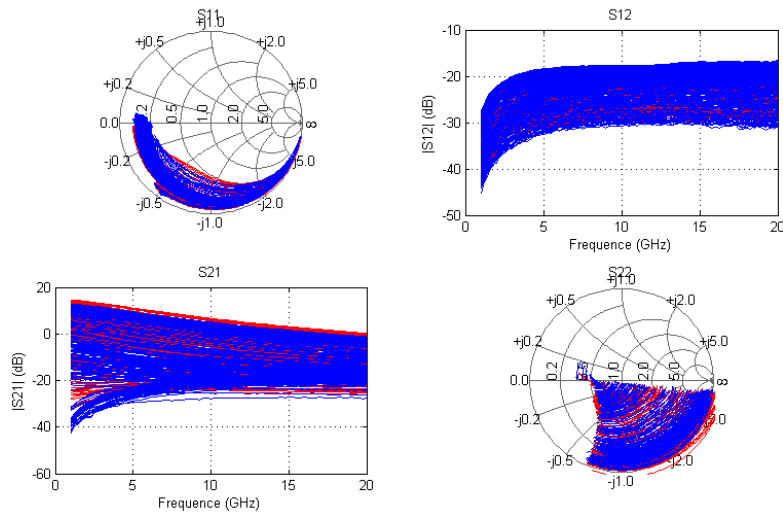




**Figure II-83 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) pour les caractéristiques  $I=f(V)$  pulsées pour différents points de repos.  $V_{gsi}$  variant de -4 à 0.5V par pas de 0.5V.**

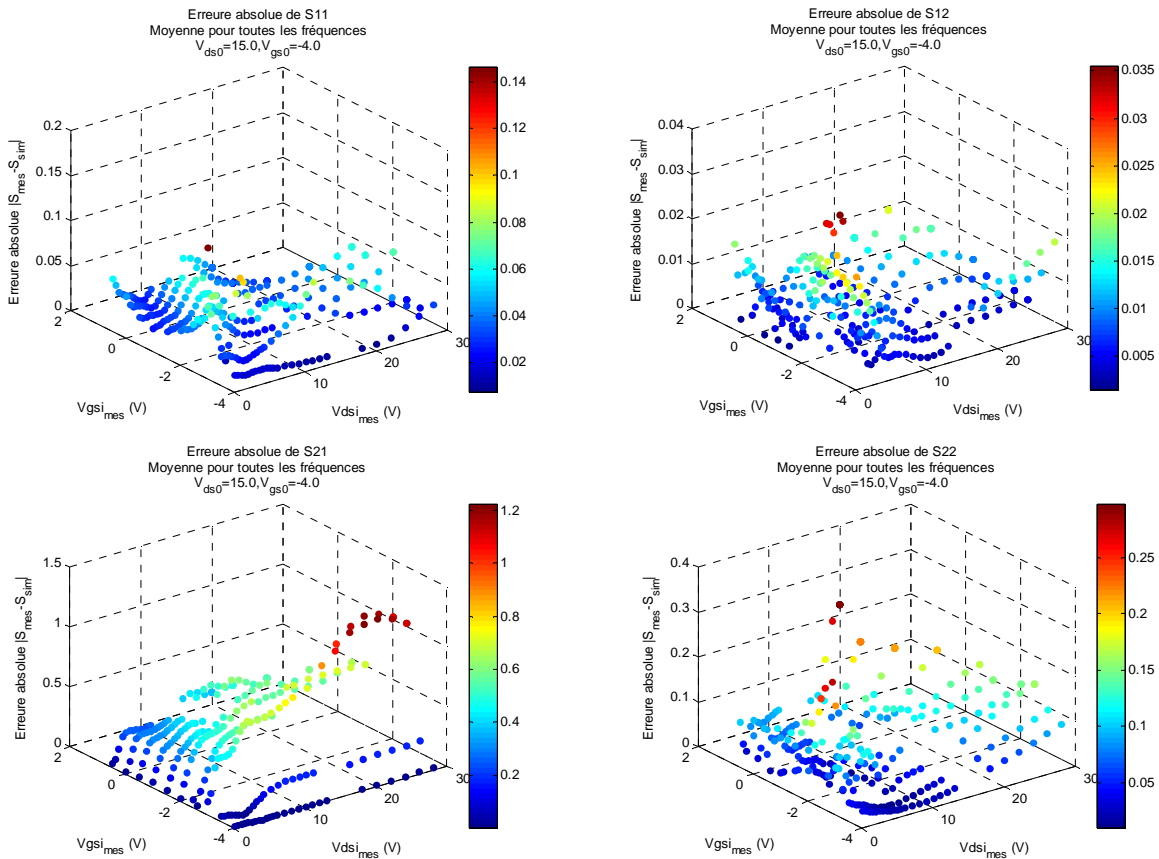
Version 2 à partir des mesures  $I=f(V)$  pulsées.

- Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  simulés et mesurés en régime pulsé pour seul point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -4)V$  en fonction de la fréquence et différents points de polarisation instantanés.



**Figure II-84 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) des paramètres  $S_{ij}$  pulsés au point de repos  $(V_{ds}, V_{gs}) = (15, -4)V$ .  $V_{gsi}$  variant de  $-4$  à  $0.5V$  par pas de  $0.5V$ .  $V_{dsi}$  variant de  $0$  à  $30V$  par pas variable.**

- Représentation 3D de l'erreur absolue ( $S_{ijmes} - S_{ijsim}$ ) en régime pulsé pour un point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0}) = (15, -4)V$  en fonction des polarisations instantanées grille-source et drain-source. Pour chaque paramètre et chaque point instantané, l'erreur présentée correspond à la moyenne des valeurs obtenues aux différentes fréquences.



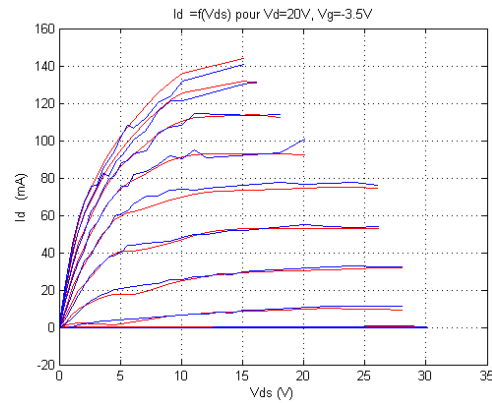
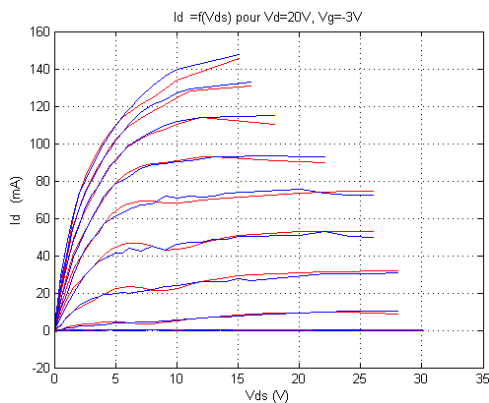
**Figure II-85 : Erreur absolue des paramètres  $S_{ij}$  pour un moyennage de toutes les fréquences en fonction des points de polarisation instantanés**

- Tableau récapitulatif présentant l'erreur absolue entre la mesure et la simulation pour tous les points de repos. Cette fois-ci l'erreur présentée correspond à la moyenne des valeurs obtenues aux différentes fréquences et à tous les points instantanés.

$(V_{ds0}, V_{gs0})$	$(V_{dsi}, V_{gsi})$	$ S_{11mes}-S_{11sim} $	$ S_{12mes}-S_{12sim} $	$ S_{21mes}-S_{21sim} $	$ S_{22mes}-S_{22sim} $
(15,-4)	([0,30],[-4,0.5])	0.039	0.010	0.406	0.102
	([10,20],[-4,-3])	0.043	0.005	0.303	0.038
(15,-3.5)	([0,30],[-4,0.5])	0.038	0.007	0.417	0.128
	([10,20],[-4,-3])	0.042	0.009	0.090	0.054
(15,-3)	([0,30],[-4,0.5])	0.035	0.008	0.426	0.117
	([10,20],[-4,-3])	0.033	0.006	0.287	0.037
(20,-4)	([0,30],[-4,0.5])	0.038	0.010	0.383	0.094
	([10,20],[-4,-3])	0.054	0.005	0.107	0.033
(20,-3.5)	([0,30],[-4,0.5])	0.037	0.007	0.400	0.120
	([10,20],[-4,-3])	0.033	0.008	0.238	0.057
(20,-3)	([0,30],[-4,0.5])	0.038	0.008	0.402	0.105
	([10,20],[-4,-3])	0.046	0.007	0.254	0.046

Tableau II-7 : Ecart mesure/simulation des valeurs de paramètres  $S_{ij}$  pulsés pour différents points de repos

- Comparaison mesures/simulations en régime pulsé des caractéristiques  $I_{di}=f(V_{dsi})$  pour tous les points de repos.



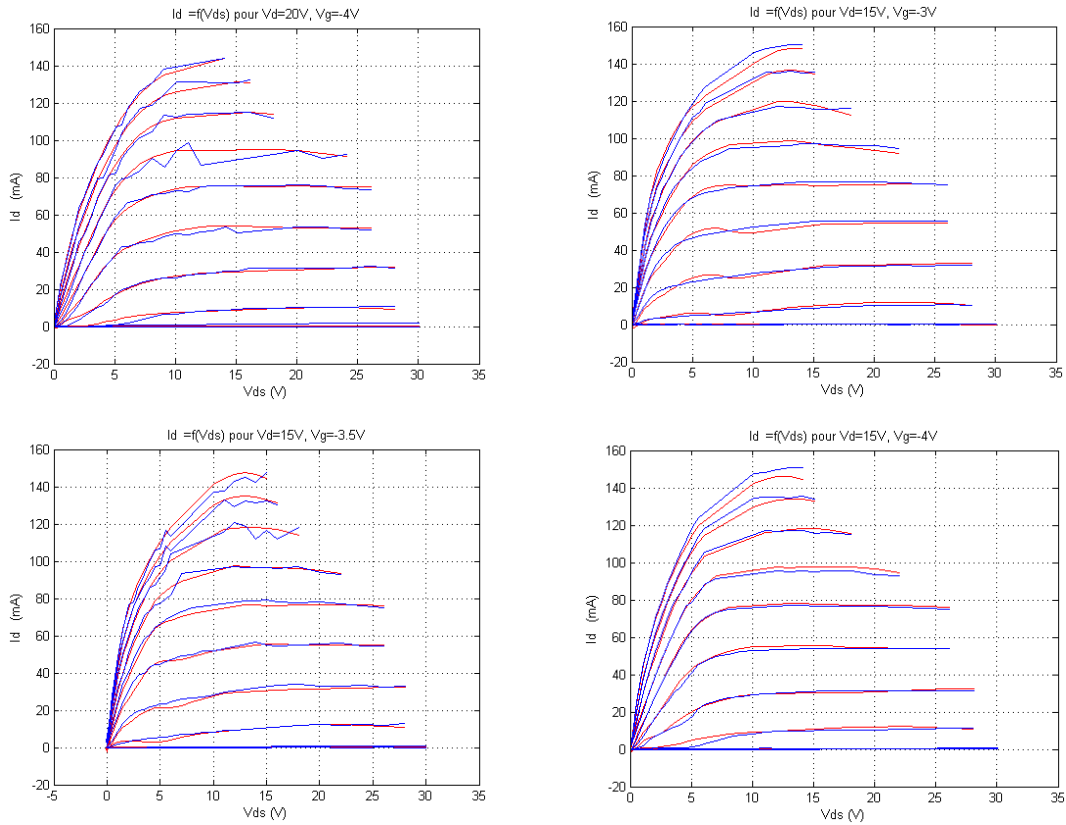


Figure II-86 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) pour les caractéristiques  $I=f(V)$  pulsées pour différents points de repos.  $V_{gsi}$  variant de -4 à 0.5V par pas de 0.5V.

### II.7.1.c. Transistors de la couche PPH25X

- Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  simulés et mesurés en régime pulsé pour un seul point de repos  $(V_{ds0}, V_{gs0})=(2,-0.6)V$  en fonction de la fréquence et différents points de polarisation instantanés.

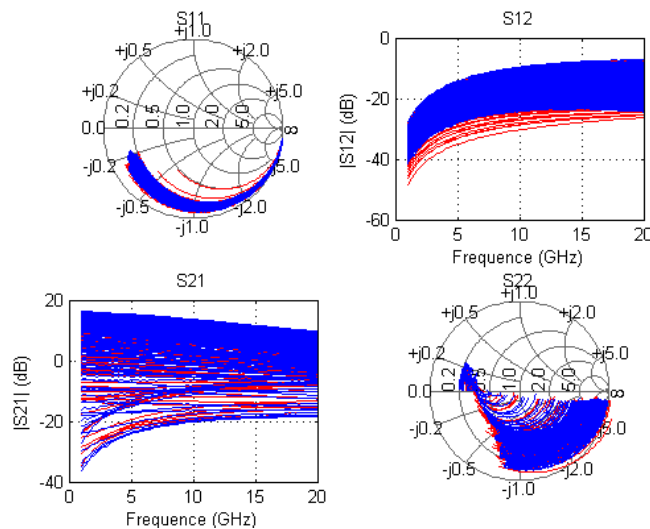


Figure II-87 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) des paramètres  $S_{ij}$  pulsés au point de repos  $(V_{ds}, V_{gs}) = (2,-0.6)V$ .  $V_{gsi}$  variant de -0.6 à 0.3V par pas de 0.1V.  $V_{dsi}$  variant de 0 à 4V par pas de 0.2V.



- Représentation 3D de l'erreur absolue ( $S_{ij_{mes}} - S_{ij_{sim}}$ ) en régime pulsé pour un point de repos ( $V_{ds0}, V_{gs0}$ )=(2,-0.6)V en fonction des polarisations instantanées grille-source et drain-source. Pour chaque paramètre et chaque point instantané, l'erreur présentée correspond à la moyenne des valeurs obtenues aux différentes fréquences.

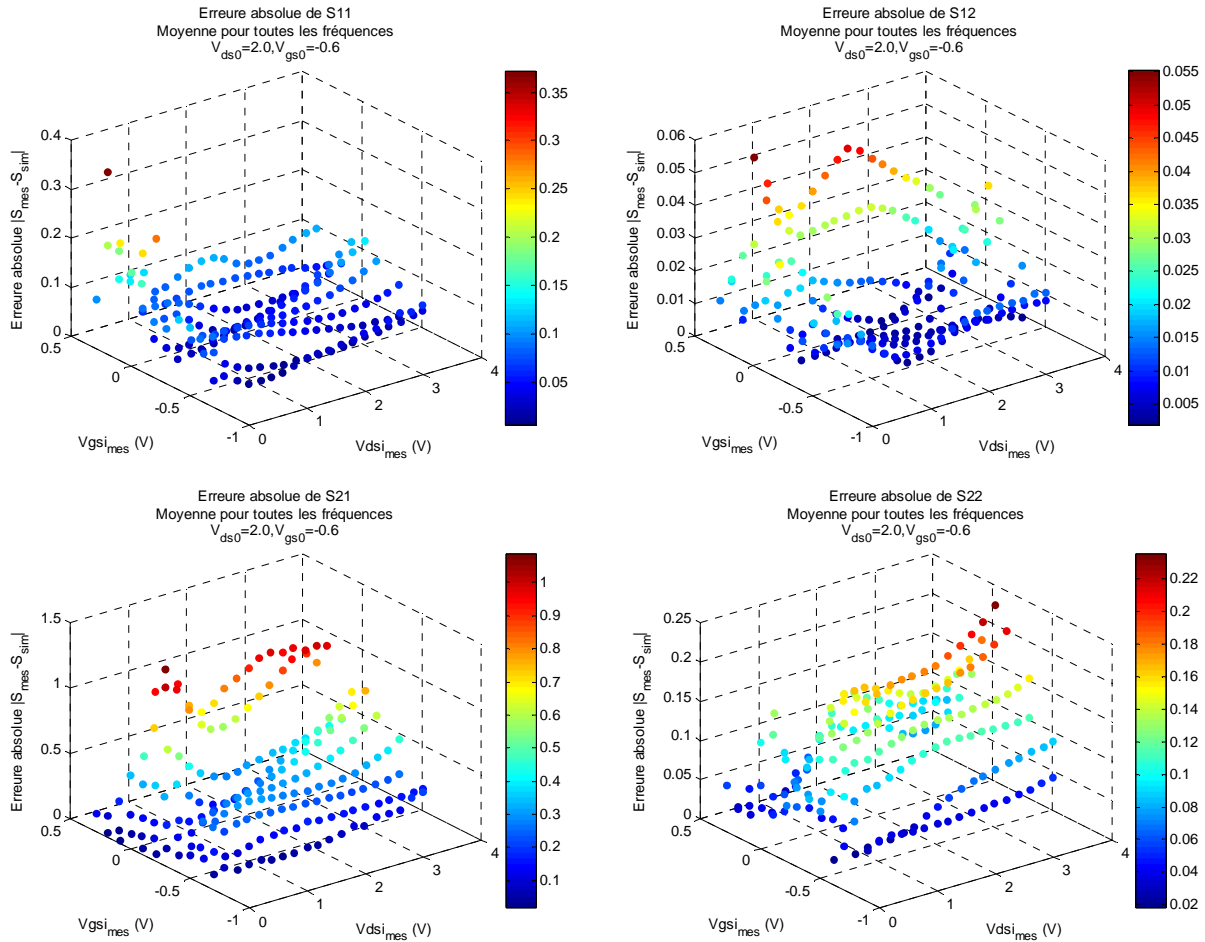


Figure II-88 : Erreur absolue des paramètres  $S_{ij}$  pour un moyennage de toutes les fréquences en fonction des points de polarisation instantanés

- Tableau récapitulatif de la comparaison entre la mesure et la simulation pour tous les points de repos (moyennage de la fréquence et des points instantanés).

$V_{ds0}, V_{gs0}$	$(V_{dsi}, V_{gsi})$	$ S_{11mes}-S_{11sim} $	$ S_{12mes}-S_{12sim} $	$ S_{21mes}-S_{21sim} $	$ S_{22mes}-S_{22sim} $
(0,-0.6)	([0,4],[-0.6,0.3])	0.068	0.015	0.347	0.105
	([2,3],[-0.6,-0.3])	0.030	0.007	0.185	0.086
(0,0)	([0,4],[-0.6,0.3])	0.068	0.015	0.399	0.107
	([2,3],[-0.6,-0.3])	0.037	0.009	0.198	0.065
(2,-0.6)	([0,4],[-0.6,0.3])	0.058	0.013	0.391	0.080
	([2,3],[-0.6,-0.3])	0.032	0.008	0.174	0.050
(2,-0.1)	([0,4],[-0.6,0.3])	0.059	0.014	0.404	0.077
	([2,3],[-0.6,-0.3])	0.032	0.008	0.186	0.053
(2,0.1)	([0,4],[-0.6,0.3])	0.066	0.015	0.399	0.085
	([2,3],[-0.6,-0.3])	0.041	0.008	0.228	0.056
(3,-0.6)	([0,4],[-0.6,0.3])	0.065	0.016	0.519	0.088
	([2,3],[-0.6,-0.3])	0.026	0.010	0.224	0.063
(3,-0.1)	([0,4],[-0.6,0.3])	0.058	0.014	0.367	0.075
	([2,3],[-0.6,-0.3])	0.040	0.010	0.194	0.052
(3,0.1)	([0,4],[-0.6,0.3])	0.060	0.015	0.369	0.084
	([2,3],[-0.6,-0.3])	0.046	0.010	0.211	0.058

**Tableau II-8 : Ecart mesure/simulation des valeurs de paramètres  $S_{ij}$  pulsés pour différents points de repos**

- Comparaison mesures/simulations en régime pulsé des caractéristiques  $I_{di}=f(V_{dsi})$  pour tous les points de repos.

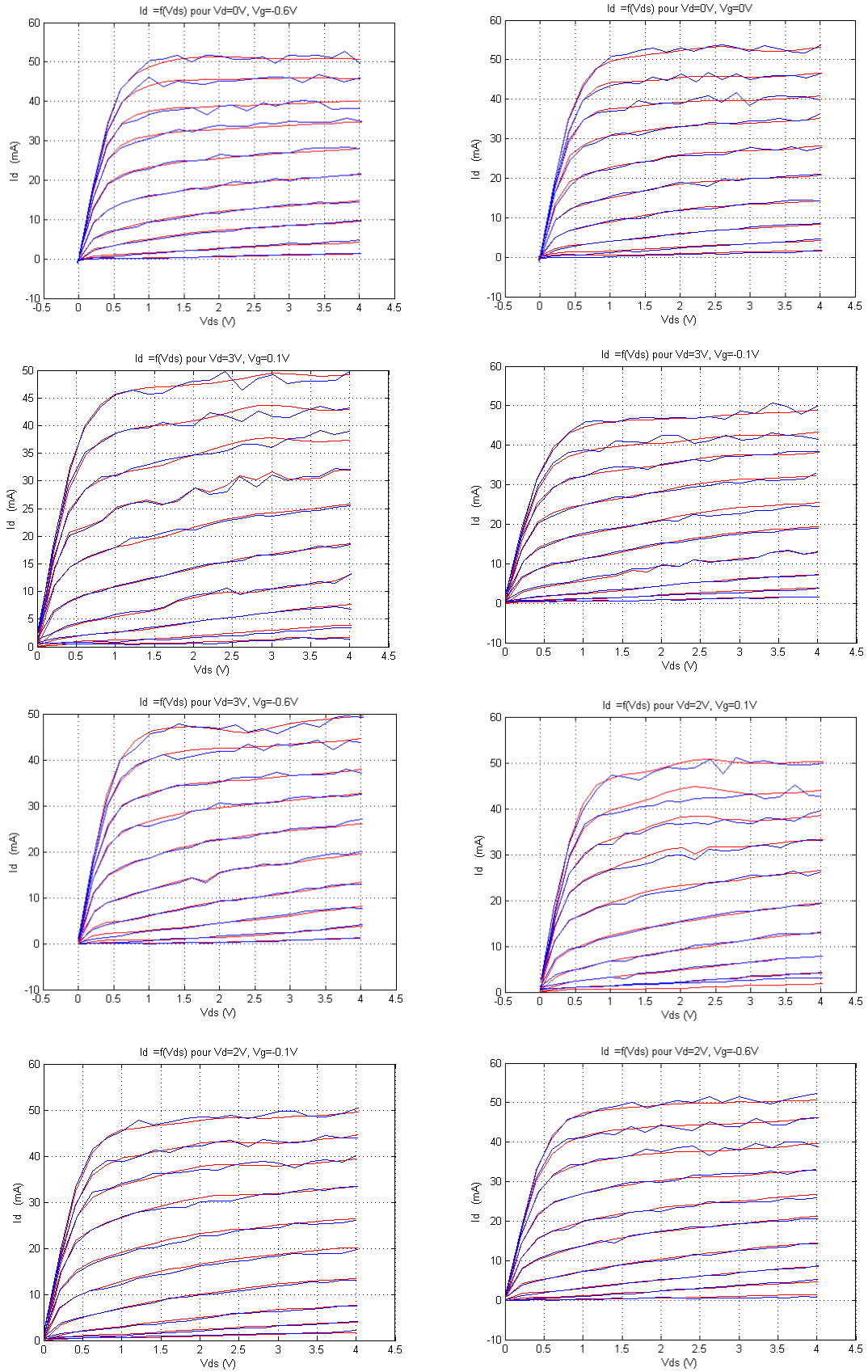


Figure II-89 : Comparaison mesure (bleu) et simulation (rouge) pour les caractéristiques  $I=f(V)$  pulsées pour différents points de repos.  $V_{gsi}$  variant de -0.6 à 0.3V par pas de 0.1V.

# **Chapitre III Design et mesure de mélangeur**

## TABLE DES MATIERES

Chapitre III	Design et mesure de mélangeur .....	179
III.1.	Introduction .....	182
III.2.	Conception des mélangeurs.....	183
III.2.1.	Réalisation technologique.....	183
III.2.2.	Conception des éléments passifs.....	184
III.2.2.a.	Tés de polarisation.....	184
III.2.2.b.	Filtre passe-bas.....	188
III.2.2.c.	Coupleur de Lange.....	191
III.2.3.	Circuits d'adaptation .....	195
III.2.3.a.	Mélangeur « froid » à base de transistor GaN de la structure KQ002.....	195
III.2.3.b.	Mélangeur « chaud » à base de transistor GaN de la structure KQ002.....	197
III.2.3.c.	Mélangeur « chaud » à base de transistor GaN de la structure AEC1321...	199
III.2.3.d.	Mélangeur « chaud » à base de transistor GaAs de la structure PPH25X...	201
III.3.	Méthode de mesure de mélangeurs.....	203
III.3.1.	Méthode de caractérisation utilisant un analyseur de spectre.....	203
III.3.2.	Méthode de caractérisation utilisant un LSNA.....	205
III.3.2.a.	Description du banc de mesure .....	205
III.3.2.b.	Etape de calibrage du banc de mesure.....	207
III.3.2.c.	Inconvénients et avantages de cette méthode.....	209
III.3.3.	Méthode de caractérisation utilisant un analyseur de réseaux vectoriel .....	210
III.3.3.a.	Technique scalaire avec un VNA intégrant l'option mélangeur .....	210
III.3.3.b.	Technique vectorielle avec un VNA intégrant l'option mélangeur .....	212
III.3.3.c.	Technique scalaire utilisant un VNA intégrant l'option « frequency offset » .....	214
III.4.	Mesure des prototypes de mélangeurs .....	216
III.4.1.	Mélangeur « froid » utilisant un transistor GaN de la couche KQ002.....	217
III.4.1.a.	Mesures en fonction de la polarisation .....	218
III.4.1.b.	Mesures en fonction de la fréquence .....	219
III.4.1.c.	Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$ .....	223
III.4.2.	Mélangeur chaud basé sur un transistor GaN de la couche KQ002.....	225
III.4.2.a.	Mesures en fonction de la polarisation .....	227
III.4.2.b.	Mesures en fonction de la fréquence .....	228

III.4.2.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$ .....	231
III.4.3. Mélangeur chaud basé sur un transistor GaN de la couche AEC1321 .....	233
III.4.3.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	234
III.4.3.b. Mesures en fonction de la fréquence .....	235
III.4.3.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$ .....	238
III.4.4. Mélangeur « chaud » basé sur un transistor GaAs de la couche PPH25X.....	240
III.4.4.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	241
III.4.4.b. Mesures en fonction de la fréquence .....	242
III.4.4.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$ .....	246
III.5. Conclusion.....	248
III.6. Bibliographie .....	251
III.7. Annexes.....	253
III.7.1. Mélangeur « froid » basé sur le transistor GaN de la couche KQ002.....	253
III.7.1.a. Mesures en fonction de la fréquence .....	253
III.7.1.b. Mesures en fonction de la puissance .....	255
III.7.2. Mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaN de la couche KQ002.....	256
III.7.2.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	256
III.7.2.b. Mesures en fonction de la fréquence .....	257
III.7.2.c. Mesures en fonction de puissance .....	259
III.7.3. Mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaN de la couche AEC1321 .....	260
III.7.3.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	260
III.7.3.b. Mesure en fonction de la fréquence .....	261
III.7.3.c. Mesures en fonction de la puissance .....	263
III.7.4. Mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaAs de la couche PPH25X.....	264
III.7.4.a. Mesures en fonction de la polarisation .....	264
III.7.4.b. Mesures en fonction de la fréquence .....	265
III.7.4.c. Mesures en fonction de la puissance .....	267

### III.1. Introduction

Dans le premier chapitre, nous avons brièvement présenté différentes architectures de mélangeur à base de transistor à effet de champ de type HEMT. Parmi les topologies proposées, nous avons décidé de focaliser nos travaux sur deux mélangeurs. Les mélangeurs dits « froid » dont la tension de grille est proche du pincement et le drain connecté à la masse et les mélangeurs dits « chaud » dont la grille reste polarisée proche du pincement mais avec une tension de drain non nulle.

Afin de déterminer les avantages et les inconvénients de chacune de ces deux architectures, différents prototypes de mélangeur ont été réalisés à partir des modèles électriques de transistor mise en œuvre dans le chapitre II. Dans ce cadre, un prototype de mélangeur « froid » a été développé ainsi que deux prototypes de mélangeurs « chaud ». Ces trois architectures ont été conçues à partir de transistors GaN. Afin de comparer les performances de ces mélangeurs basés sur la technologie GaN, un dernier prototype a été réalisé à base de transistor à effet de champ de type HEMT en technologie GaAs, technologie mature et amplement utilisée pour réaliser les fonctions de mélange. Ce dernier sera considéré comme référence vis-à-vis de technologies grand gap.

Dans ce chapitre, les différents éléments constituant les mélangeurs seront présentés, modélisés et caractérisés individuellement. En effet, les performances de ces mélangeurs ne sont pas uniquement dépendant du transistor. Il est important de souligner que l'ensemble des réalisations technologiques ont été menées au sein de la centrale technologique de l'IEMN. Dans un second temps, les designs des circuits seront proposés en fonction des mélangeurs « chaud » et « froid » et des technologies de transistors. Cette étape de conception sera suivie de la description des bancs de caractérisations utilisés pour ce travail. Je me permettrais de décrire un peu plus en détail un banc mis en œuvre spécifiquement pour mener à bien ce travail. Enfin, nous terminerons ce chapitre par la présentation des résultats obtenus pour l'ensemble des mélangeurs développés afin d'en déterminer les potentialités vis-à-vis de circuits existants.

## III.2. Conception des mélangeurs

Cette partie est dédiée à la phase de conception des mélangeurs dans le but de réaliser des prototypes basés sur différentes configurations (« froid » et « chaud ») et différentes technologies de transistors (KQ002 GaN, AEC1321 GaN et PPH25X GaAs) présentées dans le chapitre II.

La conception des deux architectures de mélangeur « froid » et « chaud » nécessite l'intégration d'éléments externes tels que des Tés de polarisation de grille et/ou de drain, un combineur de puissance ou un coupleur directif ainsi qu'un filtre passe-bas. La fonction « mélange » est à quant à elle réalisée par le transistor lui-même comme nous l'avons évoqué dans les chapitres précédents. Cette partie va donc se décomposer en deux sections : tout d'abord, l'étude des éléments externes puis l'étude du transistor dans le but de réaliser la fonction de mélangeur.

### III.2.1. Réalisation technologique

L'ensemble des éléments réalisés pour les mélangeurs présentent tous un seul niveau de métal à l'exception du transistor. Les procédés technologiques des circuits sont effectués sur substrat d'alumine d'épaisseur 127 $\mu$ m. Ils comportent trois étapes principales:

1. Dépôt métallisation
2. Dépôt et insolation de la résine pour la protection des motifs
3. Gravure de la métallisation

Après un nettoyage du substrat d' $\text{Al}_2\text{O}_3$ , la première étape technologique consiste en un dépôt d'une couche de titane/Or ayant des épaisseurs respectives de 50/6500 $\text{\AA}$  par pulvérisation cathodique. La seconde étape est le dépôt de résine puis son insolation pour dessiner les motifs à protéger lors de la troisième et dernière étape de gravure.

La gravure est constituée de deux phases : gravure de l'or par une attaque à l'iode de potassium (KI) et celle du titane par attaque à l'acide fluorhydrique aqueuse (HFaq).



### III.2.2. Conception des éléments passifs

#### III.2.2.a. Tés de polarisation

Les Tés de polarisation permettent de découpler le signal alternatif RF du signal continu DC. En effet, les mélangeurs sont destinés, par exemple, à être utilisés dans des chaînes d'émission-réception et seront donc associés à d'autres éléments tels que des amplificateurs faible bruit ou de puissance, à des filtres actifs ou passifs et/ou à des générateurs hyperfréquences. Afin que le fonctionnement de l'ensemble de ces éléments ne soit pas affecté par la polarisation des mélangeurs, le Té de polarisation s'avère indispensable. Dans notre cas, un Té de polarisation spécifique a été développé afin de couvrir la bande de fréquence désirée : DC-18GHz.

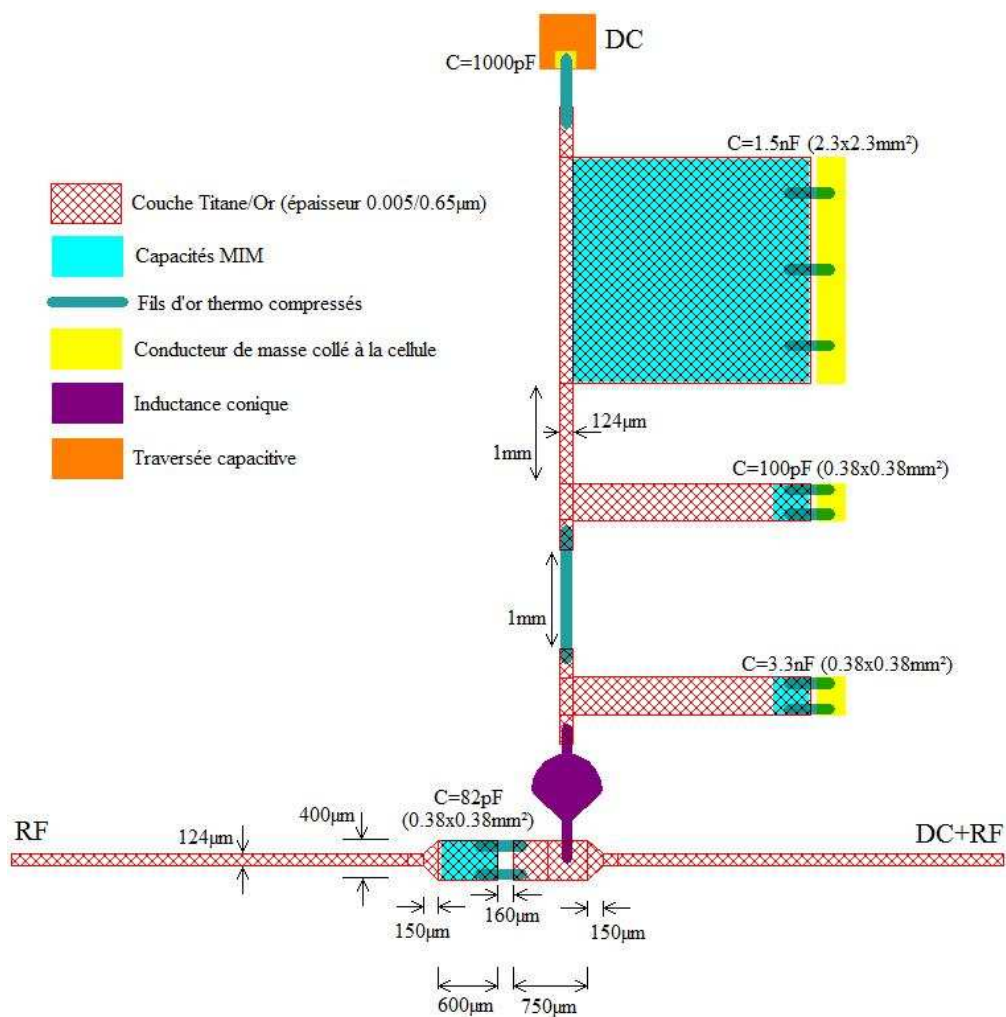


Figure III-1 : Schéma de montage du Té de polarisation

Les deux Tés de polarisation utilisés pour chaque mélangeur présentent la même topologie :

- Une capacité de découplage sur la voie RF de 82pF permettant de couper le signal continu.
- Une inductance conique reliant la voie DC au port DC+RF. Sa valeur est de 8 $\mu$ H et présente une résistance de 7.27 $\Omega$ . Cette dernière est capable de fonctionner pour des fréquences maximales atteignant 40GHz. Un fichier de paramètre  $S_{ij}$  donné par le constructeur Piconics a été utilisé pour la simulation électrique du Té de polarisation.
- Un groupe de 3 capacités sur la voie RF reliées à la masse par fils d'or thermo compressés de diamètre 30 $\mu$ m. Les valeurs respectives de ces trois capacités sont 3.3pF, 100pF et 1.5nF. La plus petite valeur a été choisie afin de présenter une faible impédance à 18GHz. La caractéristique de chacune d'entre elles fournie par le constructeur Dielectric Laboratories a été utilisée lors de la simulation électrique du Té de polarisation.
- Une traversée capacitive de forte valeur 1000pF afin d'améliorer le découplage.

Les photographies de la figure III-2 montrent les deux Tés de polarisation d'entrée et de sortie montés dans des cellules équipées de connecteurs coaxiaux 2.92mm afin d'être caractérisés électriquement et validés. Les cellules ont été conçues par nos soins et l'usinage mécanique réalisé par le laboratoire du P3 de l'université de Lille. Un ensemble de lignes hyperfréquences en technologie micro-ruban sur substrat d'alumine d'épaisseur 127 $\mu$ m a été utilisé afin de relier électriquement les différents éléments constituant les Tés de polarisation ainsi que les connecteurs. Pour cela une étape de réalisation technologique de ces lignes a été effectuée en salle blanche.

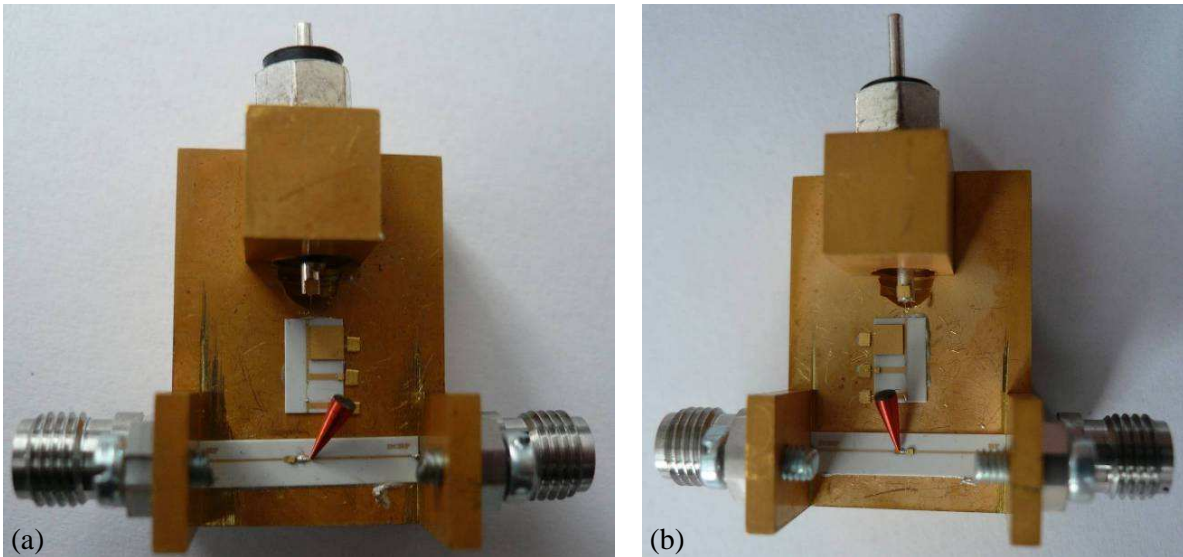


Figure III-2 : Boitiers externes des tés de polarisation en boitier respectivement d'entrée (a) et de sortie (b) du transistor

La conception des Tés de polarisation a été réalisée à l'aide du logiciel commercial ADS (Advanced Design System) à partir des paramètres  $S_{ij}$  des capacités et de l'inductance fournis par les constructeurs.

La comparaison entre la simulation et les résultats de mesure des deux Tés de polarisation est présentée sur la figure ci-dessous.

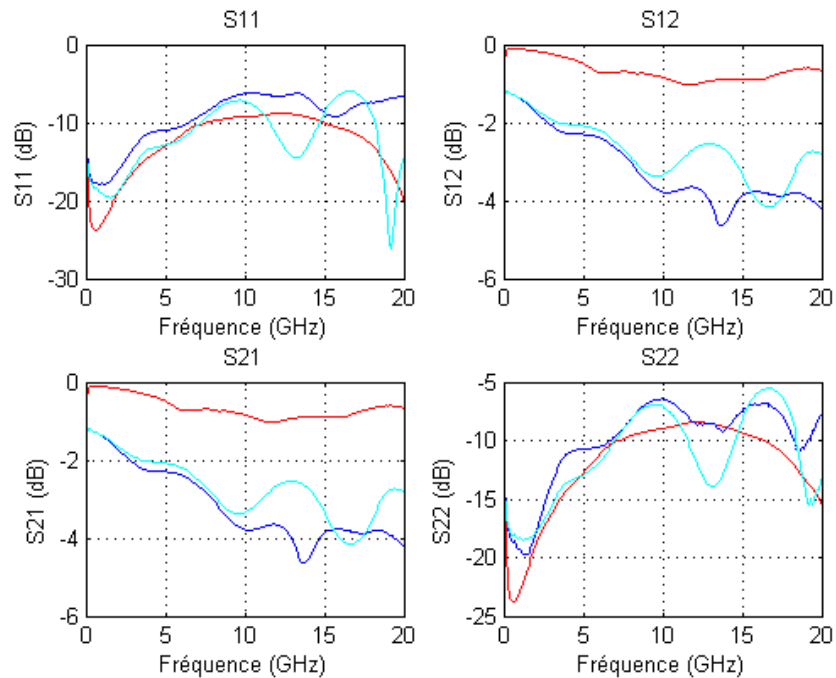
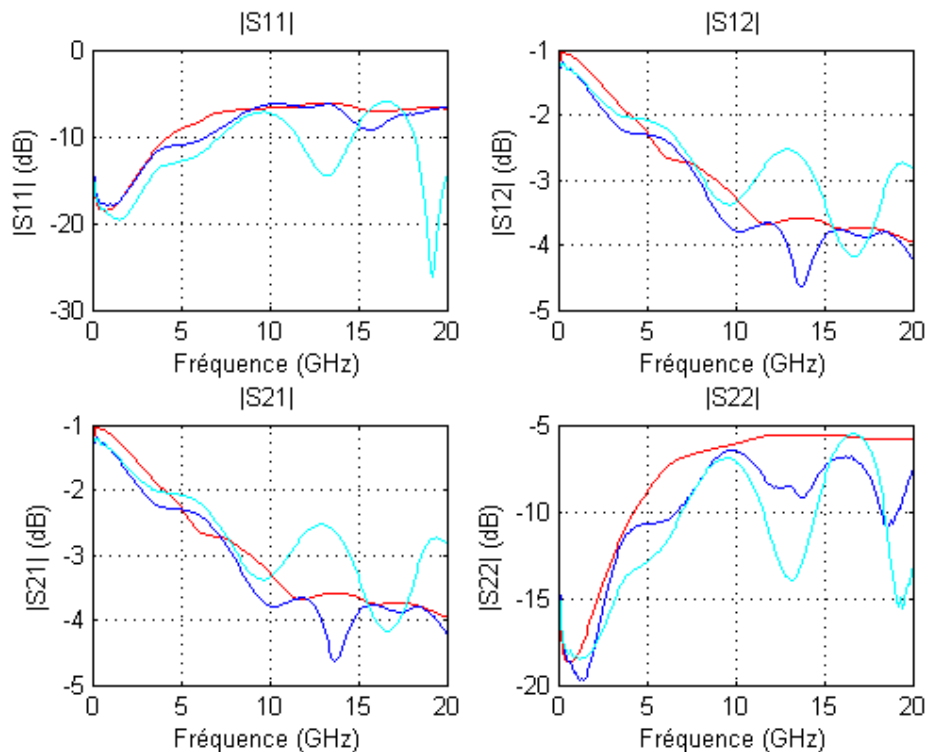


Figure III-3 : Comparaison mesure-simulation des paramètres  $S_{ij}$  entre les deux ports RF et RF+DC du Té de polarisation d'entrée (bleu), de sortie (cyan) et la simulation ADS (rouge) dans la bande de fréquence 100MHz - 20GHz par pas de 100MHz

Les éléments des Tés de polarisation d'entrée et de sortie étant identiques, il n'est donc pas nécessaire de présenter les simulations hyperfréquence des deux Tés de polarisations.

L'impact des connecteurs 2.92mm et la connexion aux lignes utilisés sur les voies RF et DC+RF de chaque cellule n'a pas été pris en compte lors de la simulation. Ceci pourrait expliquer une partie des différences constatées entre les mesures et la simulation et notamment sur les paramètres de transmission. Toutefois cet écart est beaucoup trop conséquent pour expliquer entièrement ces différences.

En effet, on note sur la voie directe en début de bande des pertes de 1dB en mesure contrairement à la simulation et un écart supérieur à 1dB en fin de bande de fréquence. L'origine de cet écart est liée à l'utilisation d'un substrat d'alumine de rugosité importante (de l'ordre du  $\mu\text{m}$ ). En effet, lors de la phase de conception, nous avons utilisé dans les simulations électriques une conductivité électrique de l'or de  $50 \times 10^6 \text{S/m}$  et les pertes tangentielle de l'alumine de  $10^{-3}$ . Afin de valider l'origine des écarts entre les mesures et la simulation, une rétro-simulation a été effectuée en ajustant la conductivité électrique de l'or et la valeur des pertes tangentielle. La comparaison mesures-simulations est présentée, en ajustant ces paramètres, figure suivante où l'on observe une bonne concordance. Après rétro-simulation, nous avons obtenu une conductivité de l'or de  $15 \times 10^6 \text{S/m}$  et des pertes tangentielle égales à  $6 \times 10^{-3}$ . Comme nous l'avons évoqué, le substrat d'alumine à notre disposition pour la fabrication des circuits présentait une rugosité de surface de l'ordre de  $1 \mu\text{m}$  engendrant ainsi une conductivité de l'or médiocre sachant que l'épaisseur d'or déposée par pulvérisation était de  $0.7 \mu\text{m}$ . Les valeurs obtenues ici ont été réutilisées pour toutes les autres rétro-simulations. Comme nous pouvons le constater les rétro-simulations de tous les éléments présentent un bon accord mesures-simulations à partir des valeurs de conductivité d'or et de pertes tangentielle obtenues.



**Figure III-4 : Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  mesuré du Té de polarisation en entrée (bleu), en sortie (cyan) et rétro simulé (rouge).**

Par ailleurs, on observe également des disparités entre les deux Tés de polarisation alors que les composants utilisés et la topologie sont identiques. Entre les deux circuits le profil des fils d'or thermo compressés dédiés à la mise à la masse des capacités de découplage peut différer car cette opération est manuelle ainsi que la connexion des connecteurs aux lignes microstrip. Par conséquent nous supposons que les différences de comportement entre les deux Tés de polarisation sont liées au profil des fils d'or voire éventuellement à la transition des connecteurs coaxiaux - lignes micro-ruban.

Dans la suite de ce document lors des rétro-simulations, nous utiliseront toujours les mêmes paramètres pour la conductivité de l'or et les pertes tangentielle, à savoir  $15 \times 10^6 \text{ S/m}$  et  $6 \times 10^{-3}$  respectivement.

### III.2.2.b. Filtre passe-bas

Le filtre passe-bas est utilisé pour améliorer les isolations OL/FI et RF/FI. En effet, la bande de fréquence FI désirée s'étale du DC à 6GHz, alors que celles des signaux OL et RF est de 6 à 18GHz. Dans ces conditions, il est envisageable d'utiliser un filtre permettant d'atténuer les signaux OL et RF indésirables sur la voie FI.

Comme pour les Tés de polarisation, le filtre a été monté dans une cellule spécifiquement développée, équipée de connecteurs femelles 2.92mm afin de permettre sa caractérisation en paramètres  $S_{ij}$ . La cellule est présentée sur la photographie ci-dessous.

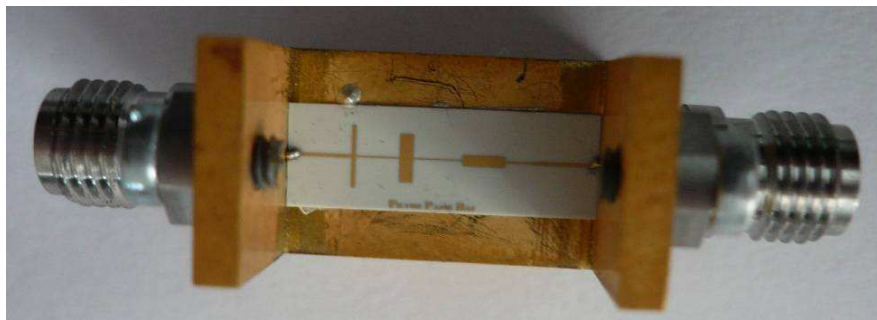


Figure III-5 : Cellule filtre passe-bas connectorisée

La conception a été réalisée à partir du logiciel commercial ADS associée à une simulation électromagnétique sous le logiciel commercial Empire.

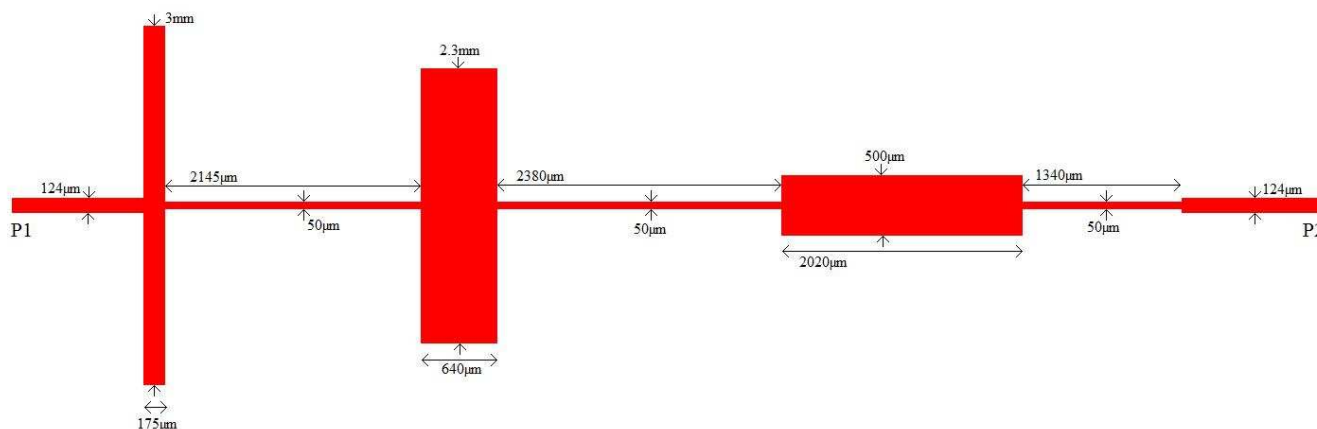
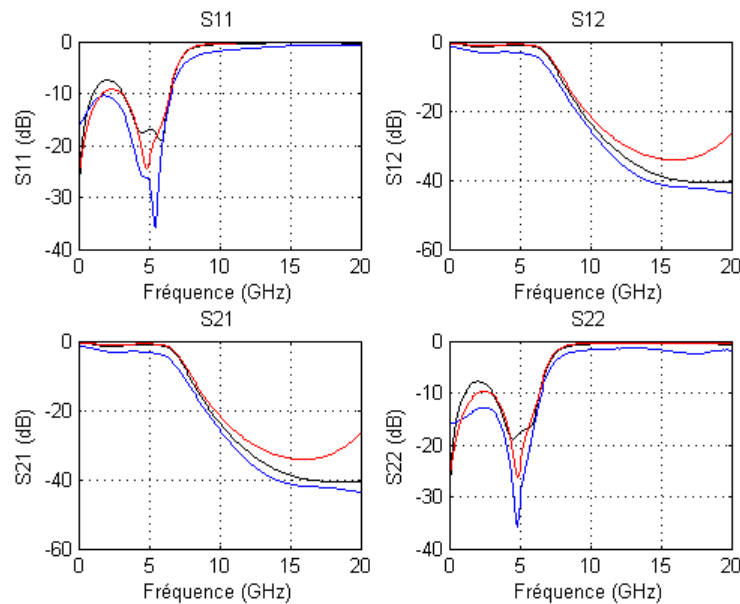


Figure III-6 : Schéma de conception du filtre passe-bas

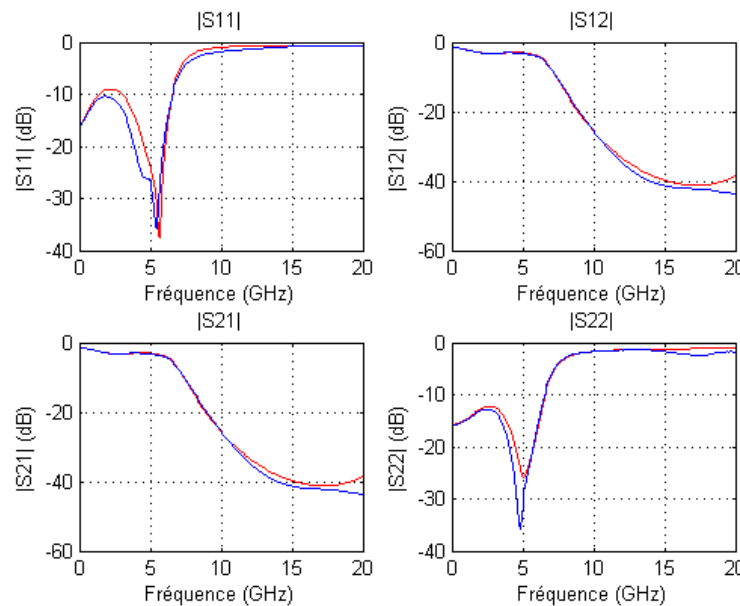
La figure ci-dessous représente la comparaison entre la mesure, la simulation électrique à l'aide du logiciel ADS et la simulation électromagnétique avec le logiciel Empire. Les simulations présentées ci-dessous ont été réalisées en utilisant les paramètres du substrat d'alumine de départ.



**Figure III-7 : Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  entre la mesure (bleu), la simulation ADS (rouge) et la simulation Empire (noir) pour des fréquences allant de 100MHz à 20GHz par pas de 100MHz**

A nouveau, un décalage de 1dB des pertes en basse fréquence dû à la faible valeur de la conductivité et de la qualité de l’alumine est observé.

Une rétro-simulation sous ADS a été réalisée afin de mieux ajuster les résultats de simulations à ceux des mesures. La figure ci-dessous présente la comparaison mesures-simulation en utilisant les paramètres électriques utilisés pour la rétro-simulation des Tés de polarisation. Un très bon accord est cette fois obtenu entre mesures et simulations.



**Figure III-8 : Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  entre la mesure (bleu) et la rétro-simulation (rouge).**

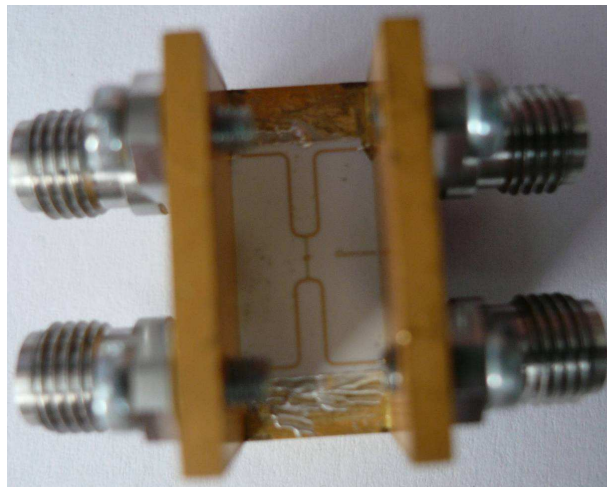
Dans toute la suite, le modèle rétro-simulé du filtre sera utilisé pour la conception des différents prototypes de mélangeur.

### III.2.2.c. Coupleur de Lange

Le coupleur est l'élément le plus important des éléments externes des mélangeurs. En effet, pour le mélangeur « froid », un combineur de puissance est nécessaire pour injecter les signaux OL et RF sur la grille du transistor. Par contre, pour le mélangeur « chaud », il est nécessaire de dissocier le signal RF injecté du signal FI obtenu.

Pour les deux architectures, un coupleur de Lange a été choisi afin de réaliser les fonctions d'association ou de dissociation. Pour effectuer l'association des signaux OL et RF en configuration mélangeur « froid », sachant que les deux signaux sont de bande de fréquence identiques, un combineur de puissance aurait pu être développé, mais afin d'utiliser des éléments similaires pour les deux architectures, le coupleur de Lange a été préféré.

Comme pour les circuits précédents, une mise en cellule connectorisée a été réalisée afin de permettre la caractérisation du coupleur. La photographie ci-dessous représente le coupleur de Lange monté dans sa cellule.



**Figure III-9 : Cellule coupleur de Lange connectorisée**

Le coupleur de Lange est constitué de lignes en forme de peignes dont une partie est couplée tandis que les autres parties sont connectées par des fils d'or thermo compressés. La figure ci-dessous représente le coupleur de Lange réalisé spécifiquement pour l'utilisation de fils d'or thermo compressés.



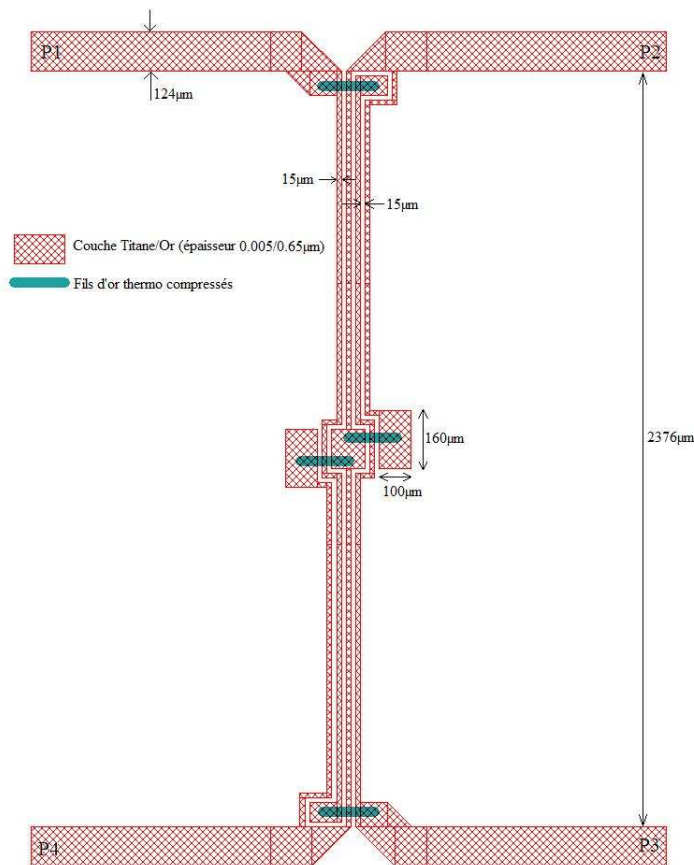


Figure III-10 : Schéma de conception du coupleur de Lange

Pour atteindre les performances en termes de bande de fréquence, la largeur des lignes constituant le coupleur doit être de l'ordre de  $10\mu\text{m}$  sur des longueurs de  $2.4\text{mm}$ . Dans ce cas de figure les pertes du coupleur deviennent trop importantes. De ce fait, nous avons établi un compromis en augmentant la largeur des lignes à  $15\mu\text{m}$  et en réduisant la fréquence haute à  $18\text{GHz}$ .

Avec de telles largeurs de piste et d'espacement, la thermo-compression de fils d'or (terme anglais : « bonding ») est compliquée. D'autres solutions de type multicouches présentées dans la littérature [1] ont été envisagées mais pas retenues car trop contraignantes technologiquement surtout au regard du temps imparti. Des essais d'interconnexion par ponts à air ont été réalisés mais se sont avérés infructueux lié à la forte rugosité de l'alumine. En effet, nous avons rencontré des problèmes d'accroche des piliers des ponts mais également des courts-circuits au niveau des tabliers des ponts. De ce fait, une solution alternative a été retenue consistant à élargir localement les largeurs de lignes accueillant les interconnexions afin de permettre la thermo compression des fils d'or.

Sachant que les zones accueillant les pieds des fils d'or thermo comprimés restent de petites dimensions par rapport à la taille du coupleur, le surdimensionnement de ces zones ne

perturbe pas les performances du coupleur mais permet de minimiser considérablement les difficultés technologiques de réalisation. Le schéma de la figure III-10 et un zoom du coupleur dans sa globalité sont présentés sur la figure III-11.

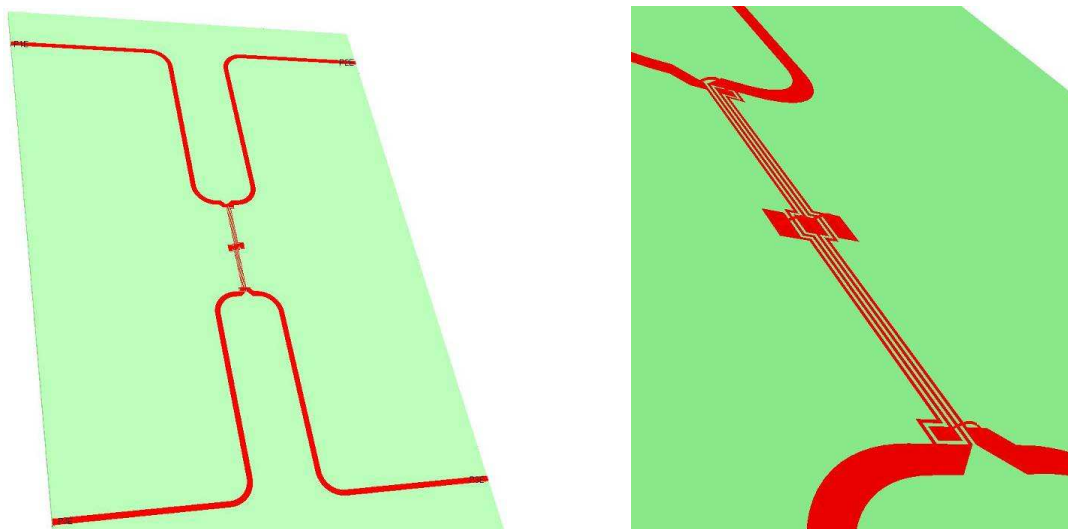


Figure III-11 : Représentation 3D du coupleur de Lange simulé à l'aide du logiciel Empire

La comparaison entre les résultats de mesure du coupleur de Lange en cellule et ses performances simulées à l'aide d'ADS et d'Empire est présentée sur la figure ci-dessous. Dans un premier temps les caractéristiques du substrat seront celles utilisées au commencement de ce travail.

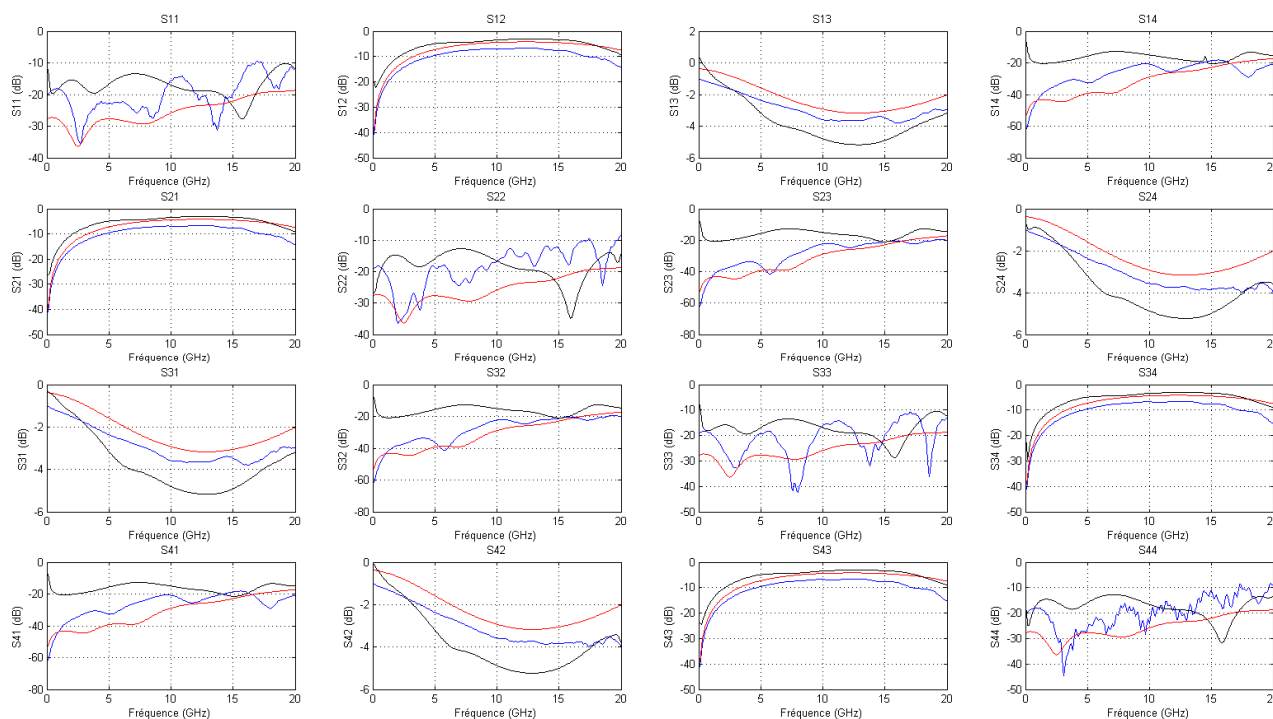


Figure III-12 : Comparaison des paramètres  $S_{ij}$  entre la mesure (bleu), la simulation ADS (rouge) et la simulation Empire (noir) pour des fréquences allant de 100MHz à 20GHz par pas de 100MHz

Là encore la connectique de la cellule n'a pas été prise en compte dans les simulations réalisées via ADS et Empire.

Les adaptations ainsi que les isolations sont correctes dans toute la bande de fréquence 6-18GHz, par contre le couplage ( $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{34}$ ,  $S_{43}$ ) présente une fréquence de coupure légèrement inférieure à 18GHz avec un écart de 4dB à cette fréquence. Les voies directes présentent quant à elles 3dB de pertes d'insertion à 18GHz.

Comme précédemment une rétro-simulation sous ADS a été effectuée afin d'optimiser le modèle électrique. Les résultats de comparaison modèle-mesure sont décrits figure suivante. On constate comme précédemment une forte amélioration du modèle en utilisant les caractéristiques des lignes issues de la première rétro-simulation.

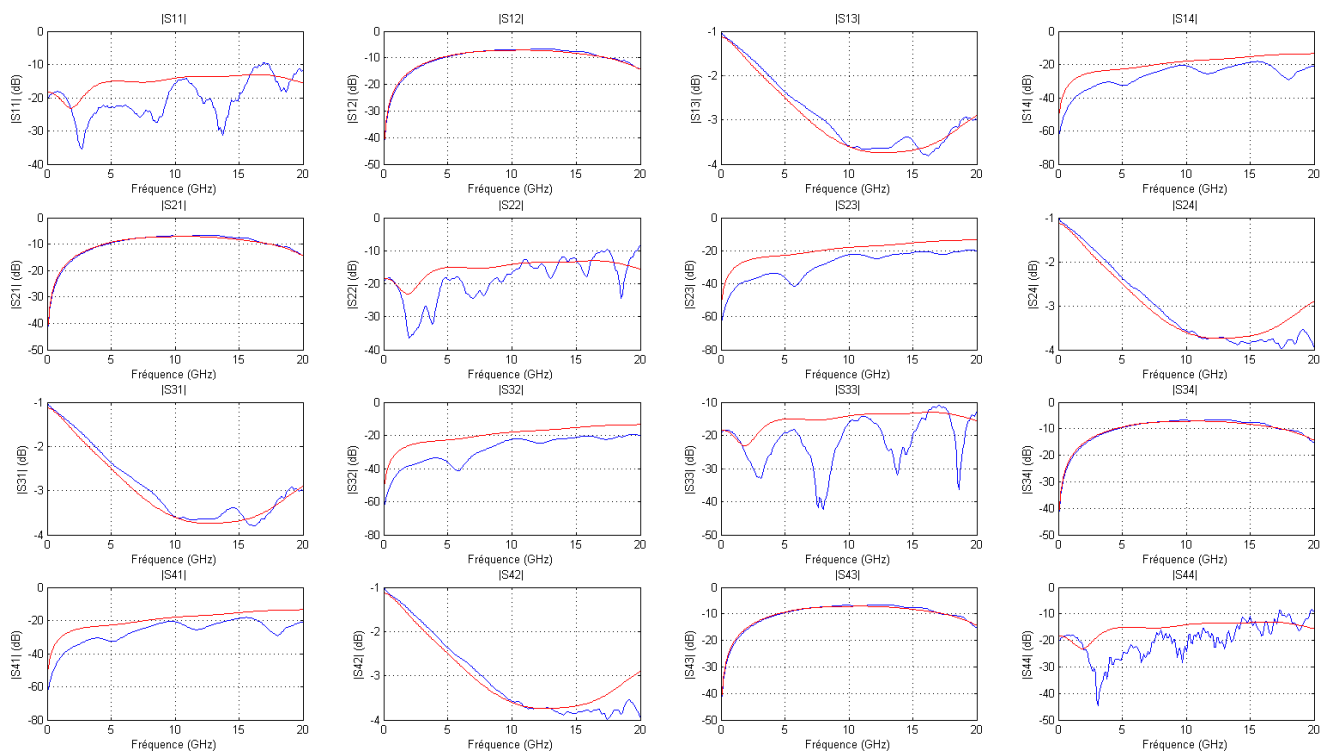


Figure III-13 : Comparaison de paramètres  $S_{ij}$  de la mesure (bleu) et du modèle rétro simulé (rouge) du coupleur de Lange

Pour l'ensemble des simulations utilisant le coupleur de Lange par la suite, le modèle rétro-simulé sera utilisé.

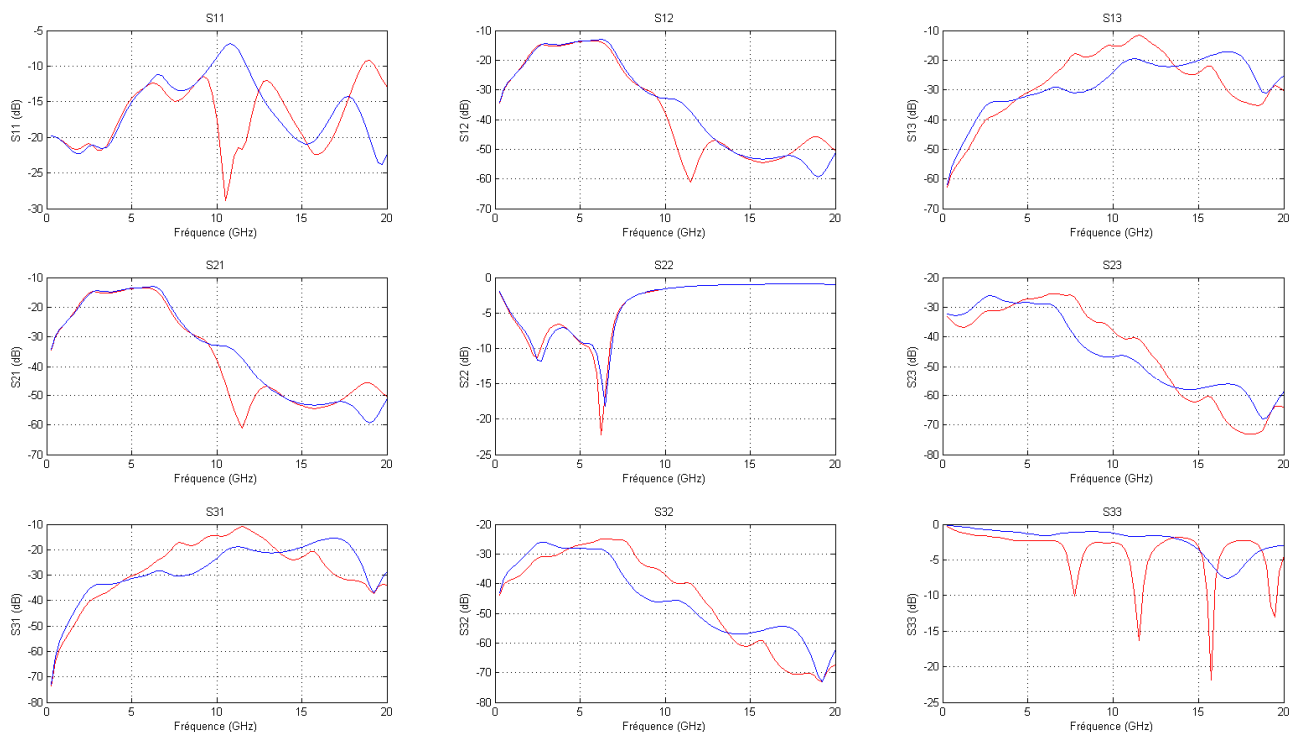
### III.2.3. Circuits d'adaptation

Tous les circuits d'adaptation en entrée et en sortie des mélangeurs présentés ci-dessous ont été conçus via le logiciel ADS à l'aide d'une optimisation des largeurs et longueurs de lignes sur deux critères :

- Une meilleure adaptation sachant que les ports des mélangeurs seront chargés par une impédance de  $50\Omega$ .
- Une amélioration éventuelle du gain de conversion dans la bande de fréquence.

#### III.2.3.a. Mélangeur « froid » à base de transistor GaN de la structure KQ002

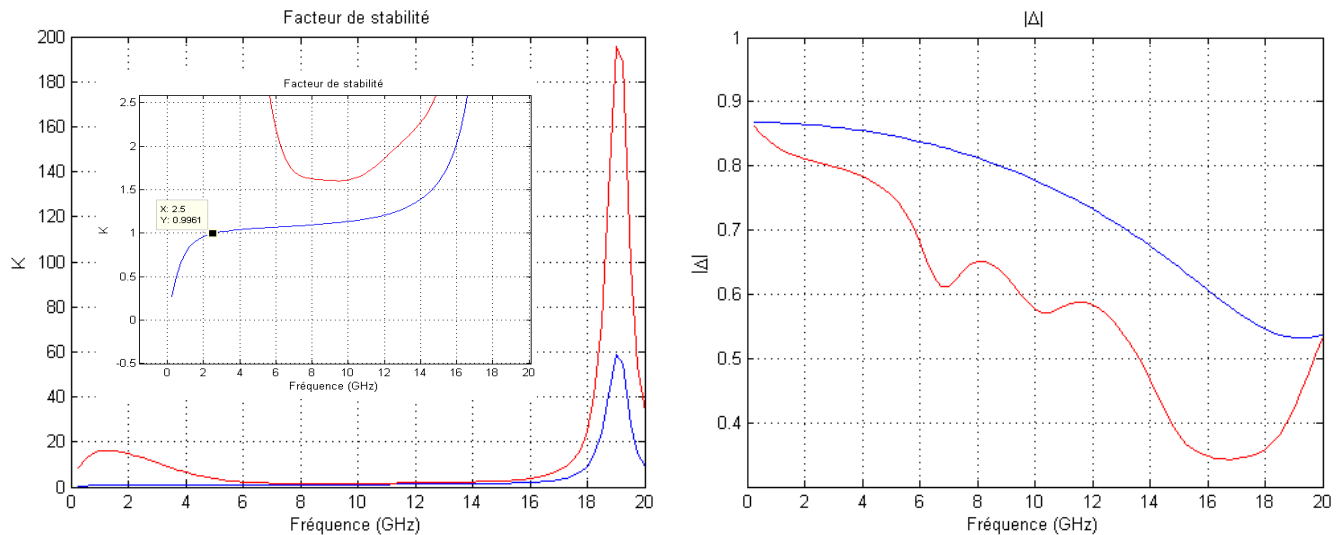
La figure ci-dessous présente les paramètres  $S_{ij}$  du mélangeur « froid » GaN de la structure KQ002 avec et sans circuit d'adaptions.



**Figure III-14 : Paramètres  $S_{ij}$  du mélangeur « froid » de la structure KQ002 seul (bleu) et avec les circuits d'adaptation en entrée et sortie (rouge) pour un point de polarisation  $V_{gs}=-7V$  et  $V_{ds}=0V$  (port 1 : RF, port 2 : FI, port 3 : OL)**

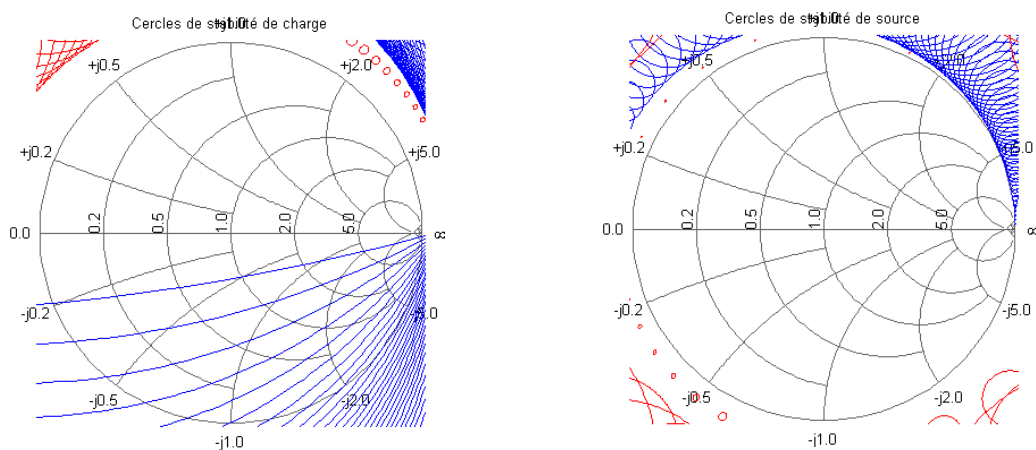
Une amélioration de l'adaptation en entrée et en sortie est obtenue surtout sur la voie OL. Une amélioration du gain de conversion moyen dans la bande de fréquence désirée ( $F_{RF}$  et  $F_{OL}$  comprises entre 6 et 18GHz et  $F_{FI}$  comprise entre DC et 6GHz) de 1.5dB est également réalisée.

Un autre critère pour la conception des circuits d'adaptation est la stabilité du transistor. Le facteur de stabilité du transistor  $2 \times 100 \times 0.25 \mu\text{m}^2$  de la structure KQ002 en fonction de la fréquence (sans les Tés de polarisation et le coupleur de Lange) est décrit ci-dessous :



**Figure III-15 : Facteur de stabilité (gauche) et module de delta (droite) en fonction de la fréquence pour le transistor seul (bleu) et avec ses circuits d'adaptation (rouge) pour une polarisation  $V_{gs}=-7V$ ,  $V_{ds}=0V$**

Le transistor était déjà inconditionnellement stable sans ses circuits d'adaptation au-dessus de 2.5GHz. En dessous de 2.5GHz, ce dernier n'est pas adaptable simultanément en entrée et en sortie comme nous pouvons le constater sur les figures III-15 et III-16. Le circuit d'adaptation permet de rendre le mélangeur inconditionnellement stable sur toute la bande de fréquence DC-20GHz. Ceci est confirmé par les cercles de stabilités de la figure ci-dessous.



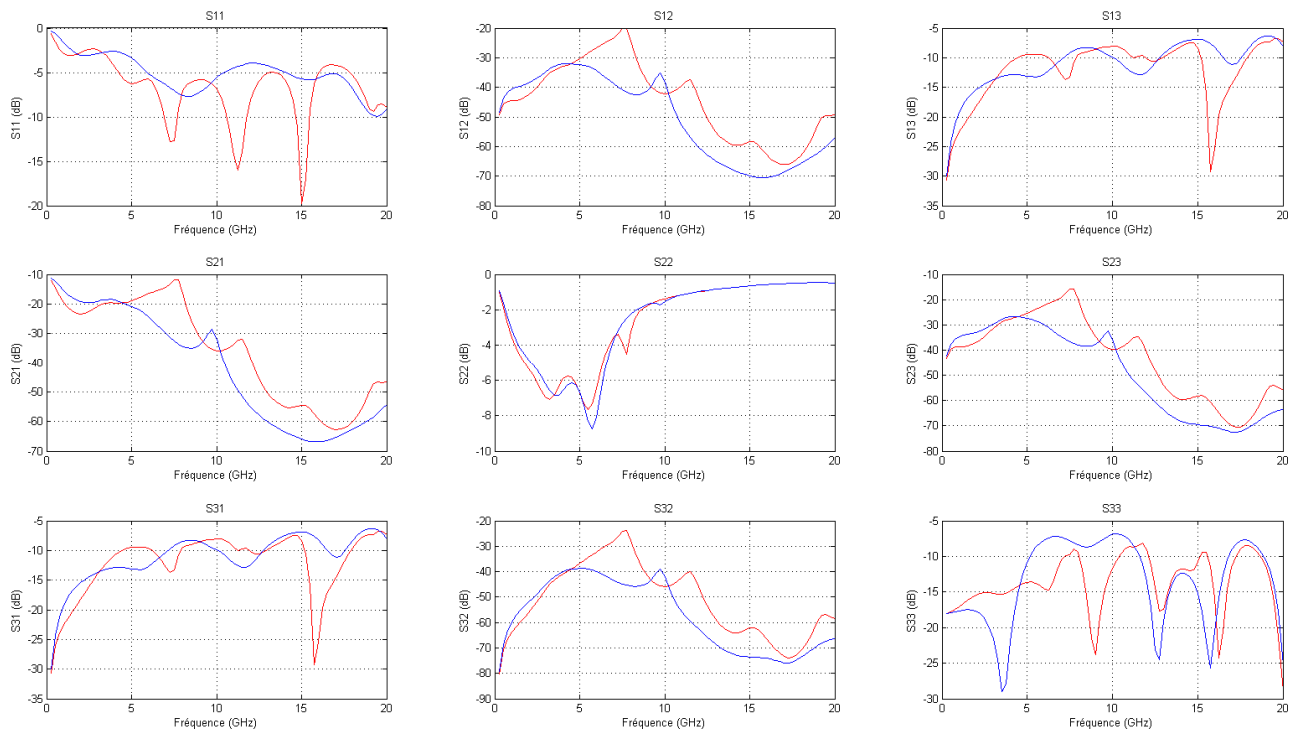
**Figure III-16 : Cercles de stabilité en entrée (gauche) et en sortie (droite) pour le transistor seul (bleu) et avec les circuits d'adaptation (rouge) pour des fréquences variant de 0.25 à 20GHz par pas de 0.25GHz pour une polarisation  $V_{gs}=-7V$ ,  $V_{ds}=0V$**

La figure III-16 confirme que les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie permettent de n'avoir aucune instabilité sur toute la bande de fréquence. En effet, aucun cercle ne se situe dans l'abaque de Smith indiquant que le transistor est inconditionnellement stable comme il a été mentionné précédemment.

Dans les conditions d'utilisation, l'adaptation a été améliorée, le gain de conversion augmenté de 1.5dB et le transistor stabilisé sur toute la bande de fréquence par le biais des circuits d'adaptation en entrée et sortie.

### III.2.3.b. Mélangeur « chaud » à base de transistor GaN de la structure KQ002

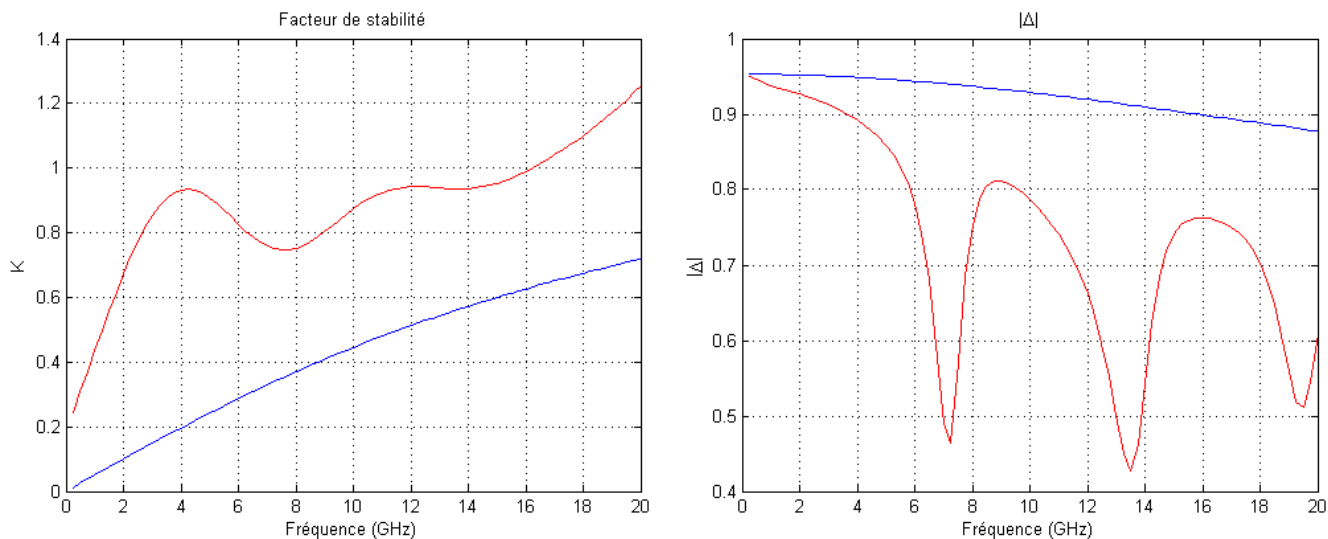
La figure ci-dessous présente les paramètres  $S_{ij}$  du mélangeur « chaud » GaN de la structure KQ002 avec et sans circuit d'adaptions.



**Figure III-17 : Paramètres  $S_{ij}$  du mélangeur « chaud » de la structure KQ002 seul (bleu) et avec les circuits d'adaptation en entrée et sortie (rouge) pour un point de polarisation  $V_{gs}=-7.4V$ ,  $V_{ds}=10V$  (port 1 : RF, port 2 : FI, port 3 : OL)**

Là encore les circuits d'adaptation permettent une amélioration des adaptations en entrée et en sortie du mélangeur ainsi que du gain de conversion avec une augmentation de 7dB.

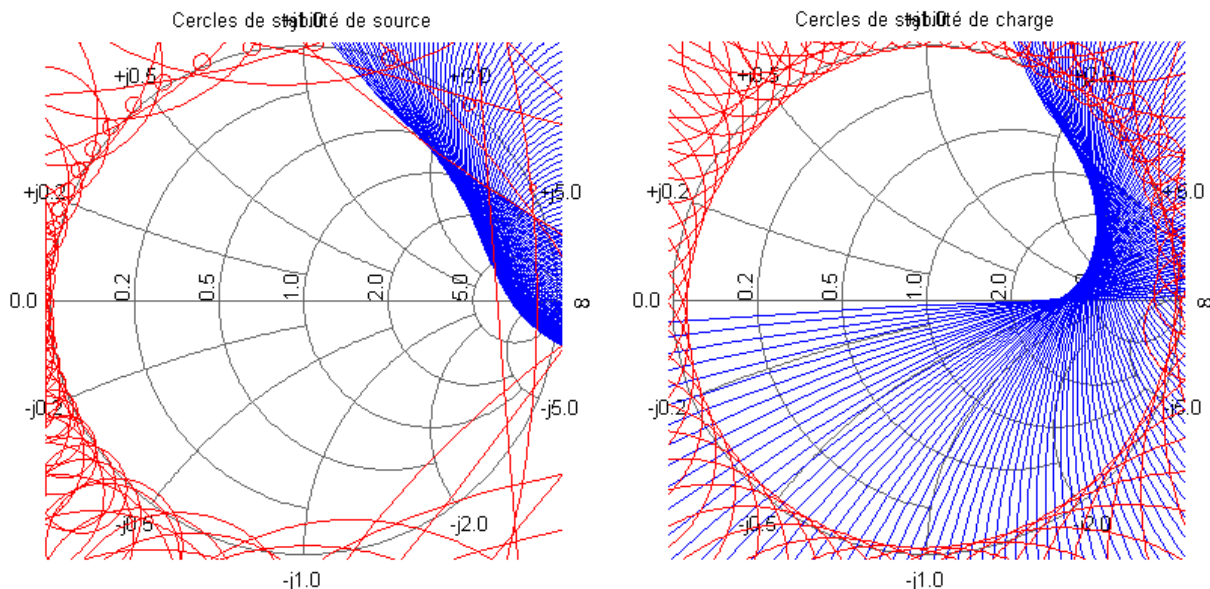
La stabilité du composant (sans les Tés de polarisation ni le coupleur de Lange) est étudiée ci-dessous avec et sans ses circuits d'adaptation.



**Figure III-18 : Facteur de stabilité (gauche) et module de delta (droite) en fonction de la fréquence pour le transistor seul (bleu) et avec ses circuits d'adaptation (rouge) pour une polarisation  $V_{gs}=-7.4V$ ,  $V_{ds}=10V$**

Les circuits d'adaptations permettent de rendre le mélangeur inconditionnellement stable au-delà de 16GHz. En dessous de cette limite, il ne sera pas possible d'adapter de façon optimale l'entrée et la sortie simultanément sans risquer d'obtenir une instabilité du transistor.

Sachant que les circuits seront utilisés dans un environnement  $50\Omega$ , il convient de regarder les cercles de stabilité présentés figure III-19.



**Figure III-19 : Cercles de stabilité en entrée (gauche) et en sortie (droite) pour le transistor seul (bleu) et avec les circuits d'adaptation (rouge) pour des fréquences variant de 0.25 à 20GHz par pas de 0.25GHz pour une polarisation  $V_{gs}=-7.4V$ ,  $V_{ds}=10V$**

Cette étude met en évidence des zones d'instabilités sur l'abaque de Smith en entrée et en sortie. Les circuits d'adaptation permettent de limiter ces zones d'instabilités et surtout de les repousser du centre de l'abaque de Smith. En effet, seules les impédances de charge de module de coefficient de réflexion supérieur à 0.8 en entrée et 0.9 en sortie pourraient induire ces instabilités.

Donc dans les conditions d'utilisation, les adaptations en entrée et en sortie sont améliorées et le gain de conversion augmenté de 7dB. Par ailleurs le transistor est stable sur toute la bande de fréquence par le biais des circuits d'adaptation d'entrée et de sortie.

### III.2.3.c. Mélangeur « chaud » à base de transistor GaN de la structure AEC1321

La figure ci-dessous présente les paramètres  $S_{ij}$  du mélangeur « chaud » GaN de la structure AEC1321 avec et sans circuit d'adaptions.

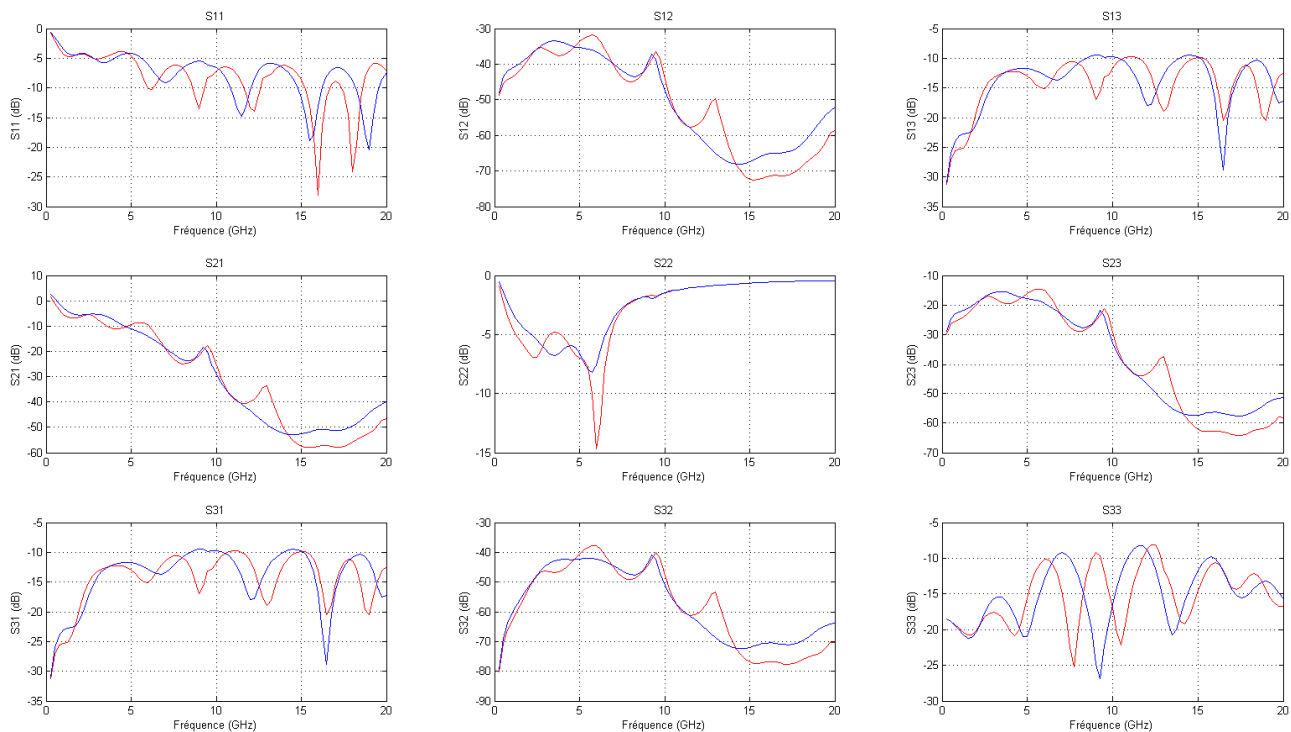
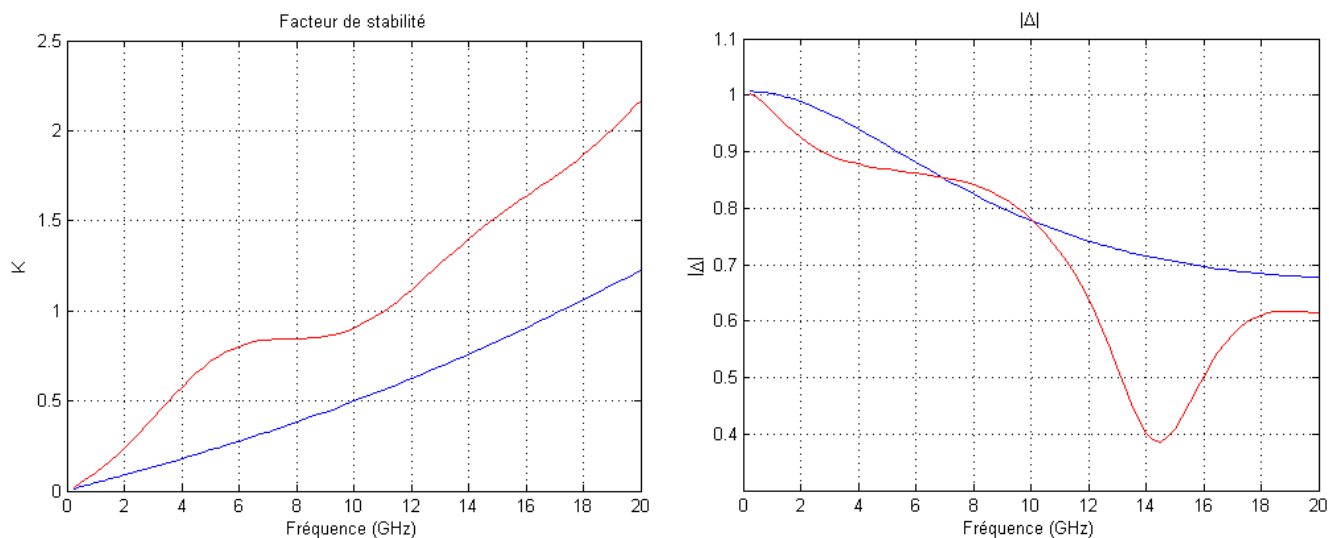


Figure III-20 : Paramètres  $S_{ij}$  du mélangeur « chaud » de la structure AEC1321 seul (bleu) et avec les circuits d'adaptation en entrée et sortie (rouge) pour un point de polarisation  $V_{gs}=-3.4V$ ,  $V_{ds}=15V$  (port 1 : RF, port 2 : FI, port 3 : OL)

L'adaptation n'est globalement pas améliorée. Toutefois, une augmentation de 1dB du gain de conversion est obtenue grâce aux circuits d'adaptation.



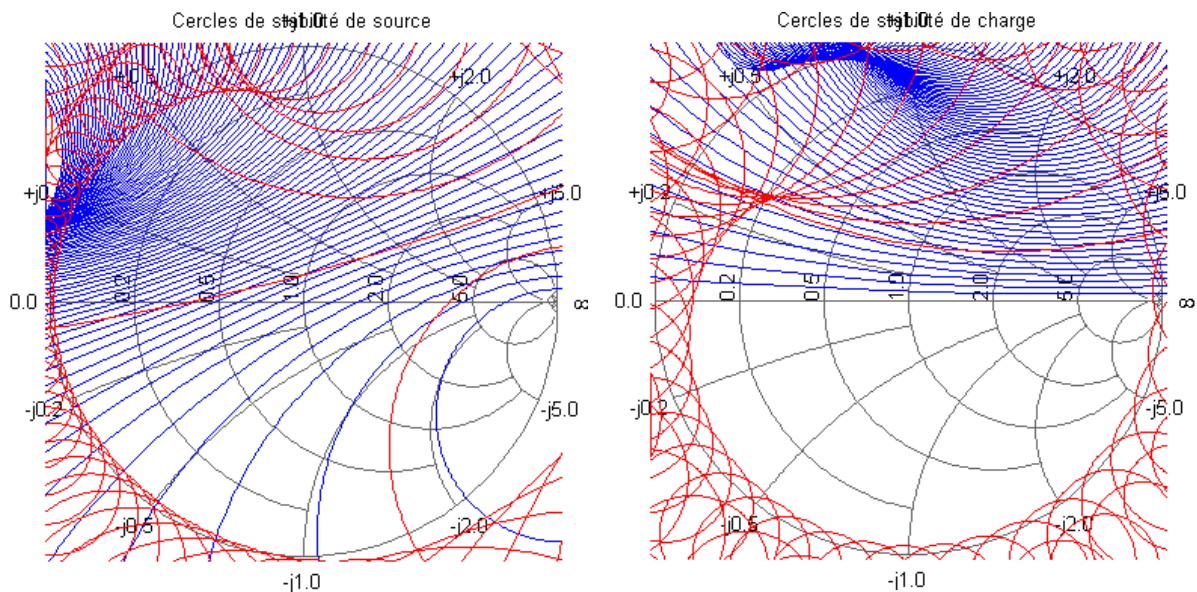
Le circuit présente du gain en basse fréquence comme le montre le paramètre  $S_{21}$  de la figure III-20. De ce fait, une étude de stabilité s'avère nécessaire. L'étude est réalisée ci-dessous (sans Tés de polarisation ni coupleur de Lange).



**Figure III-21 : Facteur de stabilité (gauche) et module de delta (droite) en fonction de la fréquence pour le transistor seul (bleu) et avec ses circuits d'adaptation (rouge) pour une polarisation  $V_{gs}=-3.4V$ ,  $V_{ds}=15V$**

Avec les circuits d'adaptation, la valeur du facteur de stabilité devient supérieure à 1 pour des fréquences supérieures à 11GHz.

Ces cercles sont présentés sur la figure ci-dessous :



**Figure III-22 : Cercles de stabilité en entrée (gauche) et en sortie (droite) pour le transistor seul (bleu) et avec les circuits d'adaptation (rouge) pour des fréquences variant de 0.25 à 20GHz par pas de 0.25GHz pour une polarisation  $V_{gs}=-3.4V$ ,  $V_{ds}=15V$**

Cette étude montre clairement que la stabilité du système est difficile à obtenir. Toutefois celle-ci est réalisée grâce aux circuits d'adaptation.

Dans les conditions d'utilisation, les adaptations en entrée sortie sont identiques, le gain de conversion est accru de 1dB et la stabilité du transistor est assurée sur toute la bande de fréquence par le biais des circuits d'adaptation en entrée et en sortie.

### III.2.3.d. Mélangeur « chaud » à base de transistor GaAs de la structure PPH25X

La figure ci-dessous présente les paramètres  $S_{ij}$  du mélangeur « chaud » GaAs de la structure PPH25X avec et sans circuit d'adaptions.

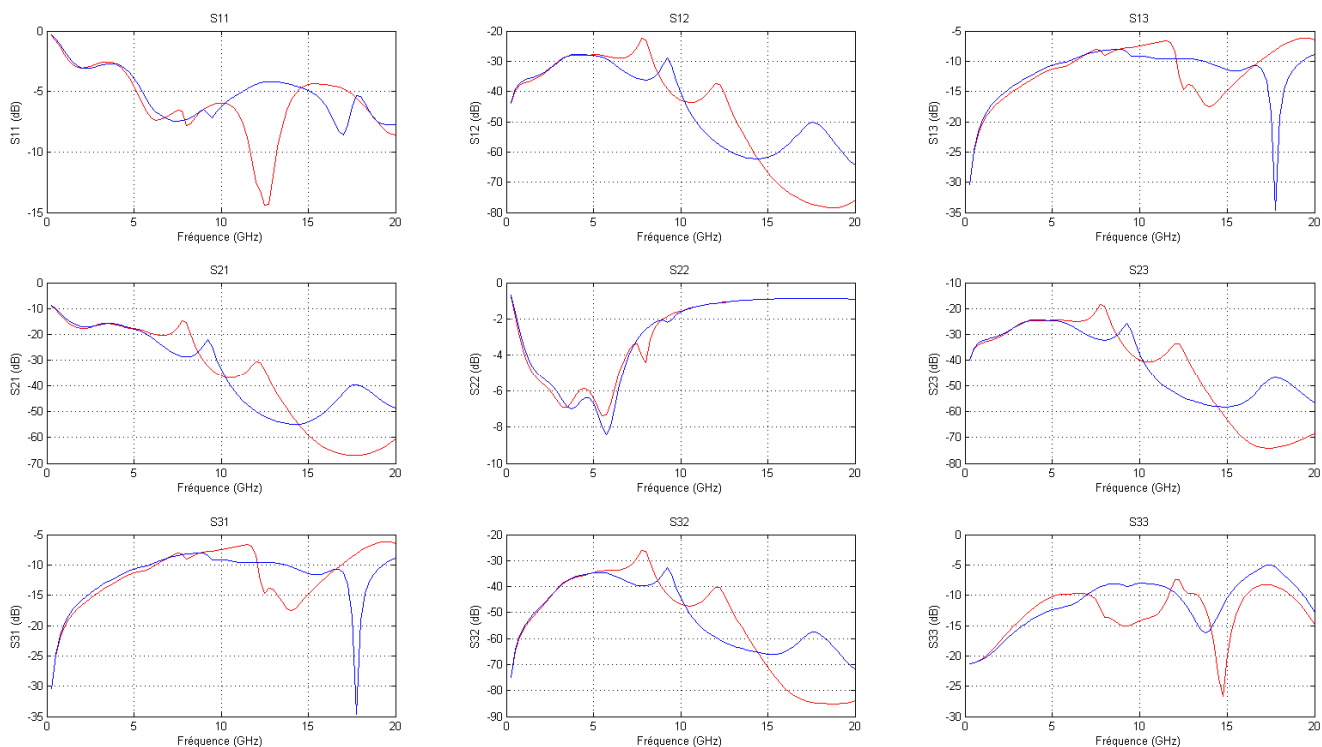
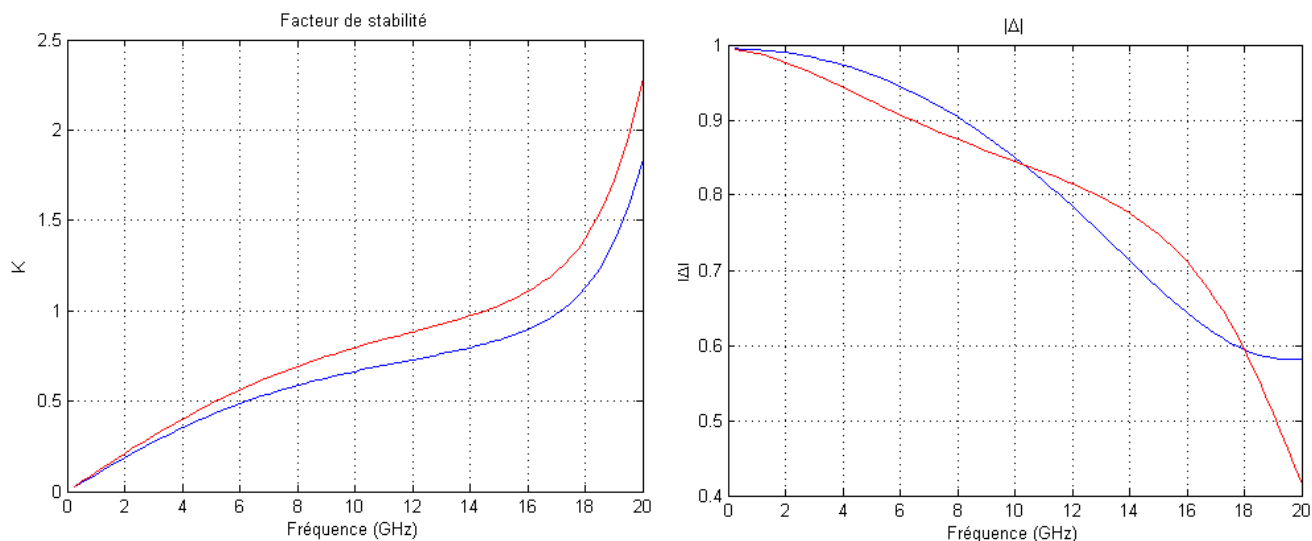


Figure III-23 : Paramètres  $S_{ij}$  du mélangeur « chaud » de la structure PPH25X seul (bleu) et avec les circuits d'adaptation en entrée et sortie (rouge) pour un point de polarisation  $V_{gs}=-0.66V$ ,  $V_{ds}=1.4V$

Pour ce transistor, l'ensemble adaptation ainsi que stabilité est difficile à mettre en œuvre. Comme le montre l'étude des paramètres  $S_{ij}$  les adaptations ne sont quasiment pas améliorées. En ce qui concerne la simulation du mélangeur complet, il n'y a aucune amélioration du gain de conversion apporté par les circuits d'adaptation.

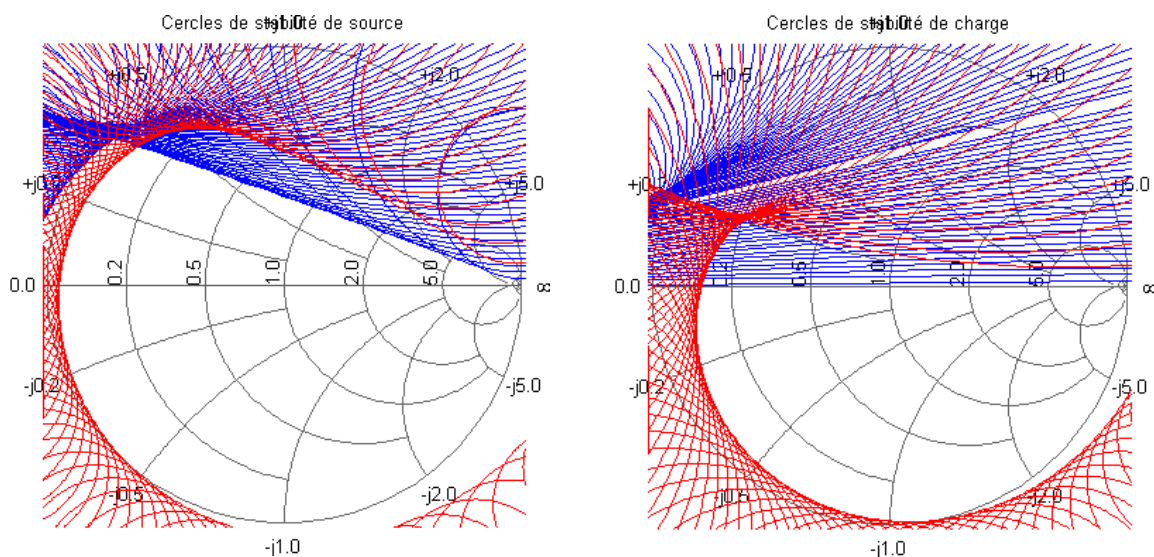
L'intérêt des circuits d'adaptation dans notre cas réside uniquement dans le but d'améliorer la stabilité du composant. Les figures suivantes représentent la stabilité pour le mélangeur sans ses Tés de polarisation ni son coupleur de Lange.



**Figure III-24 : Facteur de stabilité (gauche) et module de delta (droite) en fonction de la fréquence pour le transistor seul (bleu) et avec ses circuits d'adaptation (rouge) pour une polarisation  $V_{gs}=-0.66V$ ,  $V_{ds}=1.4V$**

Les circuits d'adaptation en entrée et en sortie améliorent légèrement le facteur de stabilité en ramenant la fréquence pour laquelle la valeur du facteur de Rollet est supérieure à 1 de 17 à 14.5GHz.

La figure ci-dessous montre la comparaison des cercles de stabilité en entrée et sortie du transistor seul avec et sans circuit d'adaptation.



**Figure III-25 : Cercles de stabilité en entrée (gauche) et en sortie (droite) pour le transistor seul (bleu) et avec les circuits d'adaptation (rouge) pour des fréquences variant de 0.25 à 20GHz par pas de 0.25GHz pour une polarisation  $V_{gs}=-0.66V$ ,  $V_{ds}=1.4V$**

Comme le montre les cercles rouges, les zones d'instabilités sont réduites par les circuits d'adaptations qui montrent maintenant leur intérêt. Grâce au circuit d'adaptation le transistor est stable pour des impédances de charge proches de  $50\Omega$ .

Dans les conditions d'utilisation, l'adaptation ainsi que le gain de conversion ne sont pas améliorés mais le transistor est stabilisé pour des impédances d'entrée et de sortie proches de  $50\Omega$  sur toute la bande par le biais des circuits d'adaptation en entrée et en sortie.

### **III.3. Méthode de mesure de mélangeurs**

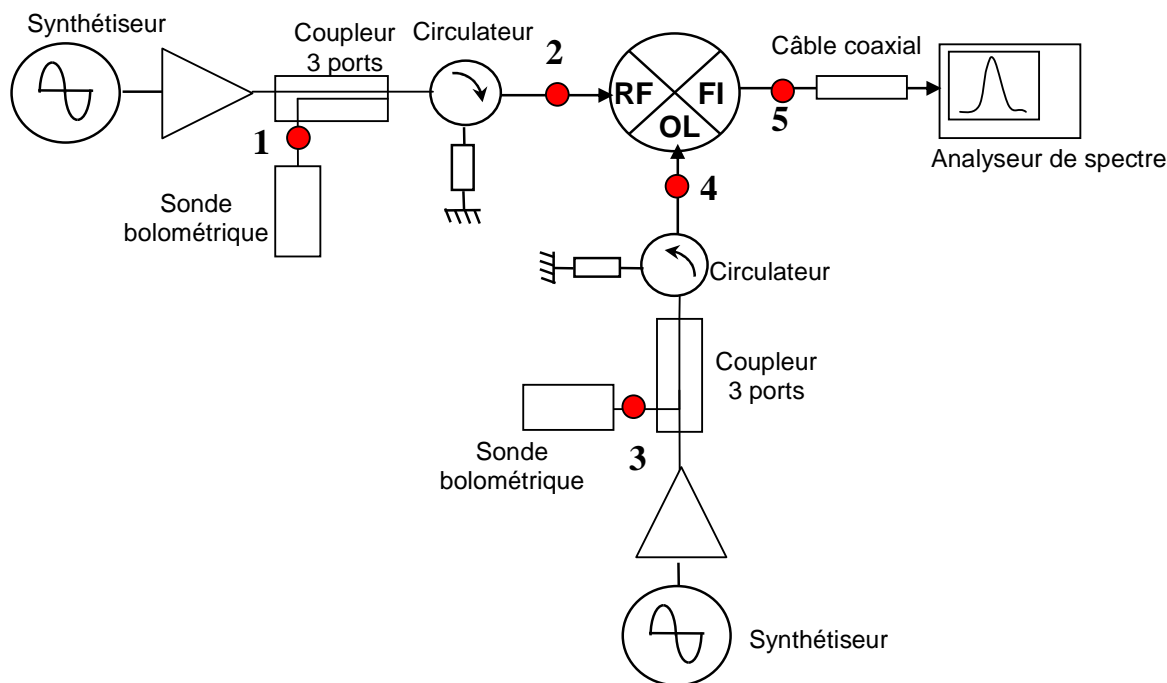
Il existe différentes méthodes pour caractériser des mélangeurs dont certaines plus élaborées permettent d'accéder à une précision plus élevée ou de caractériser des paramètres spécifiques de ces circuits.

Dans cette partie, nous avons envisagé trois techniques de caractérisation des mélangeurs : une technique basée sur l'utilisation d'un analyseur de spectre, une autre basée sur l'utilisation d'un analyseur de réseaux grand signal (LSNA : Large Signal Network Analyser) et enfin une dernière utilisant un analyseur de réseaux vectoriel (VNA : Vectorial Network analyser). Toutes les techniques présentées possèdent des avantages et des limitations décrits dans les paragraphes suivants.

#### **III.3.1. Méthode de caractérisation utilisant un analyseur de spectre**

Cette méthode permet de mesurer le spectre fréquentiel sur la voie FI du mélangeur via un analyseur de spectre tout en injectant des signaux sinusoïdaux à l'aide de générateurs hyperfréquence sur ses voies OL et RF.

Le synoptique simplifié du banc de mesure est proposé ci-dessous.



**Figure III-26 : Synoptique simplifié d'un banc de caractérisation de mélangeurs utilisant un analyseur de spectre**

La mesure réalisée par le biais de ce banc de caractérisation est de type scalaire. Une étape de calibrage scalaire doit être préalablement effectuée afin de déterminer les pertes dans la connectique reliant le mélangeur aux différents appareils (synthétiseurs et analyseur de spectre).

Pour la réalisation de l'étape de calibrage, il est commun d'utiliser un mesureur de puissance munie d'une sonde bolométrique fonctionnant dans la gamme de fréquence d'intérêt. Dans un premier temps l'objectif du calibrage scalaire est de ramener avec précision la puissance des signaux d'OL et de RF mesurée à l'aide des sondes bolométriques placées aux points 1 et 3 dans les plans d'entrée du mélangeur correspondant respectivement aux points 2 et 4 tels que représentés sur la figure III-26. Pour cela, une troisième tête bolométrique est placée aux points 2 et 4 successivement et pour un niveau de puissance donné des synthétiseurs, la mesure des puissances aux points 1 et 3 est ramenée dans les plans d'entrée du mélangeur. Cette étape est effectuée pour tous les points de fréquence désirés. Dans un deuxième temps, le calibrage consiste à ramener les puissances des raies mesurées à l'analyseur de spectre sur la voie FI dans le plan de sortie au point 5. Cette partie de calibrage est effectuée en connectant directement une source synthétisée au point 5 délivrant un signal de puissance connue (préalablement calibrée au milliwattmètre) et en mesurant à l'analyseur

de spectre le signal reçu. Le facteur correctif pour une fréquence donnée permettant de ramener la mesure effectuée à l'analyseur de spectre dans le plan de sortie du mélangeur est obtenu par simple différence entre la puissance du signal injecté au point 5 et la puissance mesurée.

Après avoir réalisé le calibrage du banc, la caractérisation du mélangeur est effectuée en faisant varier la fréquence et/ou la puissance d'une des voies OL et/ou RF et en appliquant les différents facteurs correctifs préalablement calculés afin de connaître les puissances dans les plans d'entrée et de sortie du mélangeur.

Le synoptique du banc de mesure met en évidence le fait que seul le spectre du signal de la voie FI est mesuré. Il est donc impossible de connaître les isolations OL/RF et RF/OL. En revanche la mesure des isolations OL/FI et RF/FI est possible car les puissances injectées sur les ports OL et RF aux fréquences respectives  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  sont connues.

Les avantages de cette méthode de caractérisation sont :

- La facilité de mise en œuvre.
- Peu de matériels.
- Une méthode de calibrage simple.

Les inconvénients sont les suivants :

- Une mesure scalaire et un calibrage scalaire.
- Une caractérisation incomplète avec les isolations OL/RF et RF/OL non mesurées.

### **III.3.2. Méthode de caractérisation utilisant un LSNA**

#### **III.3.2.a. Description du banc de mesure**

Un LSNA est un analyseur de réseaux non linéaire travaillant dans le domaine temporel contrairement au VNA qui réalise ses mesures dans le domaine fréquentiel.

En effet, le LSNA présente une architecture de récepteur particulière lui permettant de réaliser une mesure vectorielle multi harmoniques en un seul balayage. En d'autres termes, cet appareil permet de mesurer vectoriellement les quatre ondes  $a_1$ ,  $b_1$ ,  $a_2$ ,  $b_2$  dans les plans d'entrée et de sortie du quadripôle sous test aussi bien aux harmoniques des signaux d'excitation qu'aux harmoniques des signaux générés par le quadripôle lui-même.

Le VNA, quant à lui, réalise une mesure vectorielle mono harmonique des quatre ondes en un balayage. Les mesures vectorielles multi harmoniques sont réalisables mais nécessite un balayage par harmonique.

Ci-dessous le synoptique simplifié du banc de mesure utilisant le LSNA pour la caractérisation de mélangeurs [2]-[3].

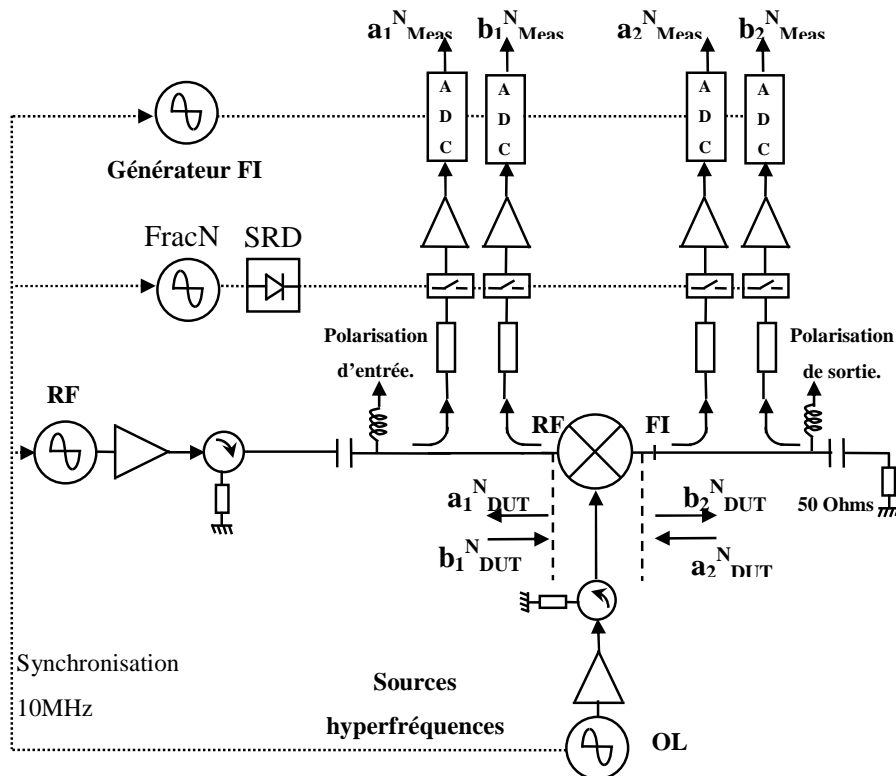


Figure III-27 : Synoptique simplifié du banc de caractérisation de mélangeur à l'aide d'un LSNA

Le LSNA est constitué d'une source hyperfréquence de 50GHz qui permet de générer un signal monoton à l'entrée ou à la sortie de l'élément à caractériser. Les ondes incidentes et réfléchies ( $a_1$ ,  $b_1$ ,  $a_2$ ,  $b_2$ ) sont prélevées à l'aide d'un pont réflectométrique de fréquence maximale égale à 50GHz. Les ondes incidentes et réfléchies ainsi prélevées sont injectées dans un convertisseur 50GHz basé sur des mélangeurs harmoniques permettant d'abaisser le signal en bande de base afin d'être numérisé à l'aide d'une unité d'acquisition. C'est bien évidemment, le convertisseur 50GHz appelé « sampling converter » qui est le cœur du procédé de mesure du LSNA. L'ensemble des unités (génération, conversion et acquisition) sont utilisées de manière synchrone à l'aide d'un signal de référence de 10MHz.

La figure ci-dessous permet d'illustrer le mode de fonctionnement du « sampling converter » [4]-[5].

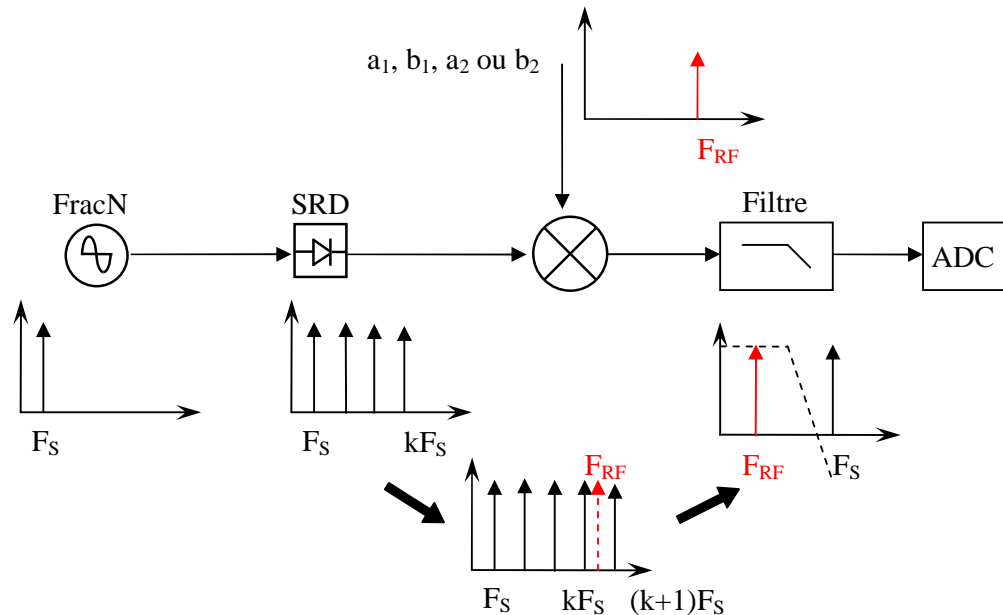


Figure III-28 : Illustration schématique du fonctionnement du « sampling converter »

Le « sampling converter » utilise un synthétiseur de signal appelé « FracN synthetizer ». Ce dernier génère un signal sinusoïdal de fréquence  $F_s$  compris entre 19 et 20MHz avec une résolution de 1Hz. Ce signal est injecté dans un générateur d'impulsion basé sur un réseau de diode SRD (Step Recovery Diode). Cette diode, étant un élément non linéaire, va générer des harmoniques multiples de la fréquence du synthétiseur  $\text{FracN}$ . Le spectre est donc constitué d'un ensemble de fréquences multiples de  $F_s$ . Un mélange de ce signal avec chacune des ondes incidentes et réfléchies est effectué afin de ramener les signaux en bande de base. Un filtre de 10MHz est utilisé pour éviter le recouvrement de spectre lié à la théorie de Shannon.

### III.3.2.b. Etape de calibration du banc de mesure

Comme présenté dans le paragraphe précédent, la mesure s'effectue au niveau des convertisseurs du LSNA et non dans les plans d'entrée et de sortie du dispositif sous test (DST).

La mesure s'effectuant avec l'échantillonnage du signal temporel abaissé suivit de la transformée de Fourier de ce même signal, l'amplitude et la phase à chaque fréquence sont déterminées de façon absolu. Dans ce cas, le calibration doit lui aussi être absolu [6].



L'équation permettant de ramener le plan de mesure au niveau de l'élément à caractériser est la suivante :

$$\begin{pmatrix} a_{1\ DUT}^N \\ b_{1\ DUT}^N \\ a_{2\ DUT}^N \\ b_{2\ DUT}^N \end{pmatrix} = K^N \begin{pmatrix} \alpha_1^N & \beta_1^N & 0 & 0 \\ \gamma_1^N & \delta_1^N & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^N & \beta_2^N \\ 0 & 0 & \gamma_2^N & \delta_2^N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{1\ Meas}^N \\ b_{1\ Meas}^N \\ a_{2\ Meas}^N \\ b_{2\ Meas}^N \end{pmatrix} \quad (\text{III-1})$$

Le vecteur de gauche représente les ondes incidentes et réfléchies pour chaque fréquence dans le plan du DST. Le vecteur de droite représente les ondes incidentes et réfléchies dans le plan de mesure du LSNA. La matrice centrale et le coefficient K représentant respectivement les termes d'erreur relatifs et absolus aux différentes fréquences. Le but du calibrage est donc de déterminer les valeurs de ces coefficients. La procédure de calibrage a été développée par la société NMDG [7] et se décompose en deux parties :

- Un calibrage relatif (fixant les coefficients  $\alpha_i^N$ ,  $\beta_i^N$ ,  $\gamma_i^N$  et  $\delta_i^N$ ). Le calibrage utilisé est de type LRRM (Line, Reflect : Open, Reflect : Short, Match).
- Un calibrage absolu (fixant les coefficients  $K^N$ ). Les facteurs correctifs en puissance et en phase sont déterminés à partir de références en puissance et en phase (respectivement un milliwattmètre et un HPR : Harmonic Phases References).

Cette solution permet de réaliser un calibrage vectoriel entre deux ports du LSNA. Dans notre cas, n'ayant pas de LSNA trois ports, il est nécessaire de calibrer également le troisième port. Etant donné que les paramètres les plus importants des mélangeurs à caractériser se situent au niveau des ports RF et FI du mélangeur, ces deux derniers sont connectés aux deux ports du LSNA. Le signal OL quant à lui sera généré par un synthétiseur externe synchronisé par le signal interne de référence du LSNA de 10MHz. A ce niveau, l'étape de calibrage du port OL du mélangeur reste à développer.

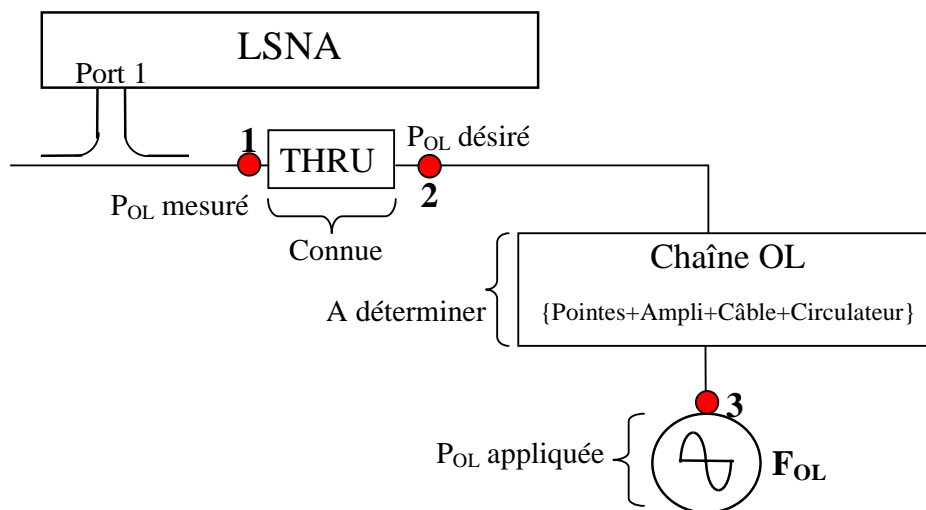


Figure III-29 : Représentation de la procédure de l'étape de calibration scalaire du port OL.

Pour réaliser cette dernière étape de correction, le calibrage 2 ports effectué préalablement sur le LSNA est utilisé afin de déterminer les pertes scalaires de la connectique et de ramener la puissance  $P_{OL}$  du port 3 au point 1 à savoir dans le plan du mélangeur. Le mélangeur est remplacé par une ligne à pertes connues (THRU) entre les points 1 et 2. En utilisant le calibrage préalable du LSNA, la puissance  $P_{OL}$  mesurée par le port 1 correspond à celle au point 1. Il suffit de retrancher les pertes de la THRU à la mesure du point 1 pour connaître la puissance au point 2. Ensuite, la soustraction de la puissance appliquée au point 3 avec la puissance déterminée au point 2 permet de calculer les pertes de la chaîne OL afin de corriger les offsets pour toutes les mesures.

### III.3.2.c. Inconvénients et avantages de cette méthode

Les avantages de la mesure de mélangeur utilisant un LSNA sont :

- Une mesure et un calibrage vectoriel sur les ports RF et FI du mélangeur.
- Détermination du spectre (avec des raies espacées d'au moins 600MHz) sur les deux ports OL et RF en une seule et unique mesure.

Les inconvénients sont :

- Une mesure et un calibrage scalaire sur la voie OL du mélangeur.
- L'espacement minimal entre deux fréquences est limité par le LSNA à 600MHz.

L'aspect le plus limitant de ce banc de mesure est l'espacement minimal entre chaque fréquence mesurable. Dans notre étude, la large bande de fréquence souhaitée permet

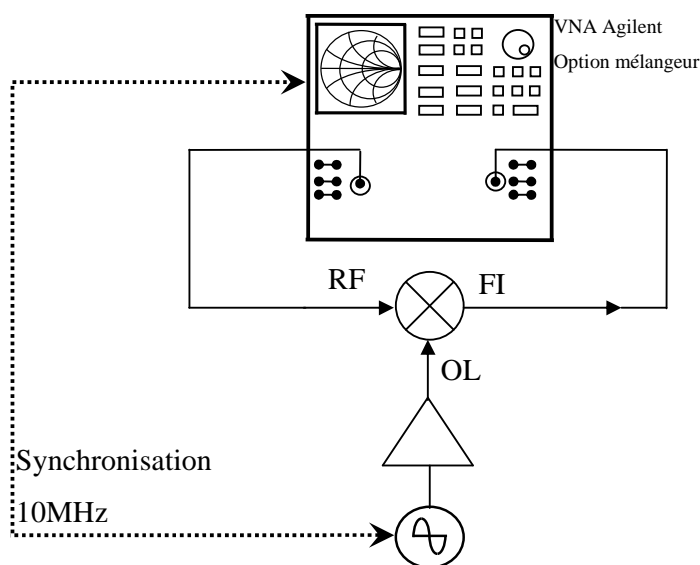
d'obtenir un nombre de points suffisant mais cela n'est pas toujours le cas suivant les applications envisagées.

### III.3.3. Méthode de caractérisation utilisant un analyseur de réseaux vectoriel

Une dernière méthode de caractérisation de mélangeur est proposée ici. Cette méthode est basée sur l'utilisation d'un VNA et se décline en plusieurs solutions que nous allons énumérer ci-dessous. Les deux premières sont basées sur l'option « mesure de mélangeur » développée par la société Agilent Technologies [8-9] et la dernière utilise l'option « frequency offset » également développée par la société Agilent Technologies.

#### III.3.3.a. Technique scalaire avec un VNA intégrant l'option mélangeur

La figure ci-dessous met en évidence le synoptique du banc de mesure utilisant un VNA intégrant l'option mélangeur dans le but de réaliser des mesures scalaires.



**Figure III-30 : Synoptique du banc de caractérisation scalaire de mélangeurs utilisant un VNA muni de l'option « mesure de mélangeur »**

Le VNA utilise un port pour générer le signal RF à injecter sur la voie RF du mélangeur et un autre port pour mesurer le signal sur la voie FI du mélangeur. Un synthétiseur externe est utilisé pour générer le signal OL et ce dernier est synchronisé avec le

VNA par le biais du signal de référence de 10MHz. Il est également envisageable d'utiliser des amplificateurs si les niveaux de puissance délivrés ou reçus par le VNA ou le synthétiseur de fréquence sont insuffisants pour caractériser correctement le mélangeur.

Avec cette approche, il est recommandé d'utiliser un filtre sur la voie FI si celui-ci n'est pas directement intégré dans le mélangeur afin d'améliorer la qualité des mesures réalisées [8].

Le calibrage se décompose en plusieurs étapes :

1. Un calibrage vectoriel standard 2 ports du VNA permettant de déterminer les douze termes d'erreur des quadripôles d'accès situés entre les plan de mesure de l'appareil et les plans d'entrée et de sortie du composant à caractériser [9]. Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre II, différentes techniques de calibrage deux ports sont réalisables. Dans le cadre de ces travaux, pour la caractérisation de mélangeurs connectés, le système « Ecal » développé par la société Agilent peut être utilisé par commodité pour réaliser le calibrage. Dans le cas de mesures sous pointes, un calibrage de type SOLT (Short, Open, Load, Thru) peut être utilisé sachant que d'autres techniques sont disponibles.
2. Un calibrage absolu de la puissance à l'aide d'un milliwattmètre. L'adaptation de la tête bolométrique est mesurée afin de corriger au mieux la mesure de l'offset du banc de caractérisation [9]. Un facteur correctif est déterminé afin de connaître la puissance injectée dans le plan du composant sur le port RF [10].
3. La dernière étape consiste à mesurer à l'aide d'un milliwattmètre les pertes de la voie OL afin de connaître la puissance injectée dans le plan d'entrée de la voie OL du mélangeur.

Les avantages de cette méthode :

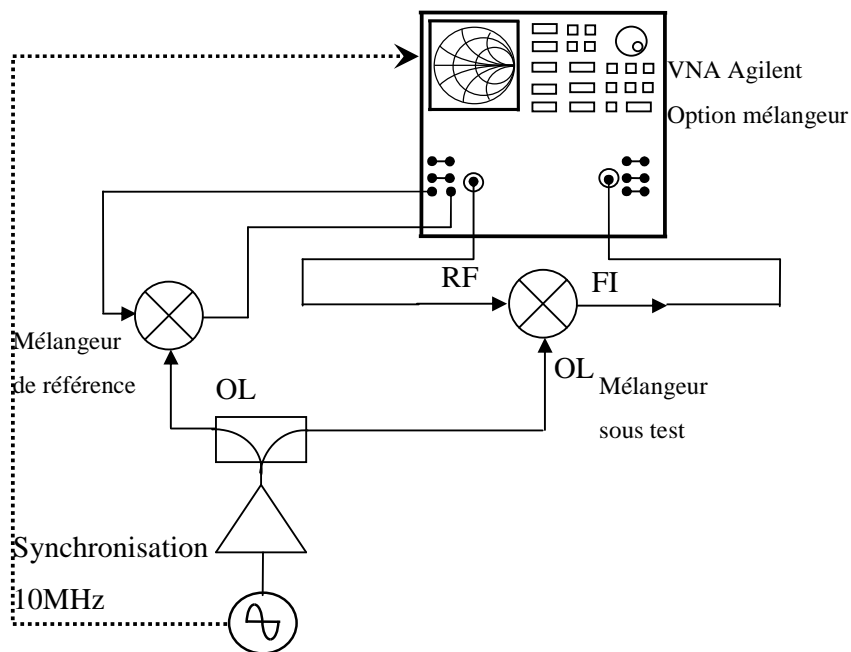
- Un calibrage relativement simple à mettre en œuvre.
- Un calibrage de l'offset amélioré sur le port RF.
- Un calibrage vectoriel sur 2 ports (RF et FI) et scalaire sur le port OL ainsi qu'une mesure scalaire.

Les inconvénients de cette méthode :

- Une mesure scalaire.
- Posséder l'option mélangeur sur le VNA à disposition.

### III.3.3.b. Technique vectorielle avec un VNA intégrant l'option mélangeur

Cette technique est l'évolution de la technique scalaire proposée dans le paragraphe précédent. Cette fois la mesure effectuée est vectorielle avec l'utilisation d'un mélangeur de référence. Le synoptique du banc de mesure est présenté par la figure ci-dessous.



**Figure III-31 : Synoptique du banc de caractérisation vectoriel de mélangeurs utilisant un VNA ayant l'option « mesure de mélangeur »**

Comme pour la technique scalaire, les ports 1 et 2 du VNA sont affectés aux voies respectives RF et IF du mélangeur. Le signal OL est généré par un synthétiseur externe synchronisé au VNA par un signal de référence de 10MHz. Ce signal est divisé en deux voies pour alimenter d'une part le mélangeur à caractériser ainsi qu'un mélangeur de référence. Ce dernier est connecté sur les entrées « Source Out » et « Receiver R1 » du VNA. La présence du mélangeur de référence permet d'obtenir une référence de phase afin de réaliser des mesures vectorielles.

En effet, pendant la mesure, le signal RF issu du port 1 est injecté sur les deux mélangeurs. L'option mélangeur permet de basculer un commutateur interne du VNA de telle façon à récupérer sur le récepteur R1 non pas le signal injecté sur le port 1 mais le signal FI issu du mélangeur de référence. En injectant un signal RF de fréquence  $F_{RF}$ , on récupère un

signal FI de fréquence  $F_{FI}$  sur le port 2 mais également un autre signal de même fréquence  $F_{FI}$  sur le récepteur R1 qui a lui déjà été caractérisé en fonction de la fréquence lors de la phase de que nous présentons ci-dessous. Ceci permet donc d'obtenir une référence et ainsi de réaliser des mesures vectorielles.

Un filtre FI sur le mélangeur de référence est recommandé afin de limiter les influences des fréquences indésirables. Le filtre sur le mélangeur à caractériser restant toujours préférable.

La procédure de calibrage se décompose en plusieurs parties :

1. Un calibrage vectoriel standard entre les ports RF et FI. Dans le cas d'un mélangeur connecté à un système « Ecal » peut être utilisé par commodité et dans le cas d'un mélangeur sous pointes, un calibrage de type SOLT peut être effectué.
2. La deuxième étape consiste à caractériser le mélangeur de référence. Le but étant de caractériser le gain de conversion, les adaptations d'entrée et de sortie afin de retrancher les caractéristiques de ce dernier pour le considérer lors de la mesure comme une THRU (avec un changement de fréquence) servant de référence [9]. Pour pouvoir effectuer cette étape de calibrage, il est absolument nécessaire d'avoir un mélangeur réciproque (ayant des comportements identiques en phase et en amplitude en mode abaisseur ou rehausseur de fréquence).
3. La dernière étape consiste à caractériser les adaptations d'entrée et de sortie ainsi que les pertes dues à l'insertion du mélangeur de référence.

Les avantages de cette technique sont :

- Un calibrage vectoriel sur les voies RF et FI.
- Une mesure vectorielle sur les voies RF et FI permettant d'avoir accès à toutes les performances du mélangeur (notamment le « group delay »).

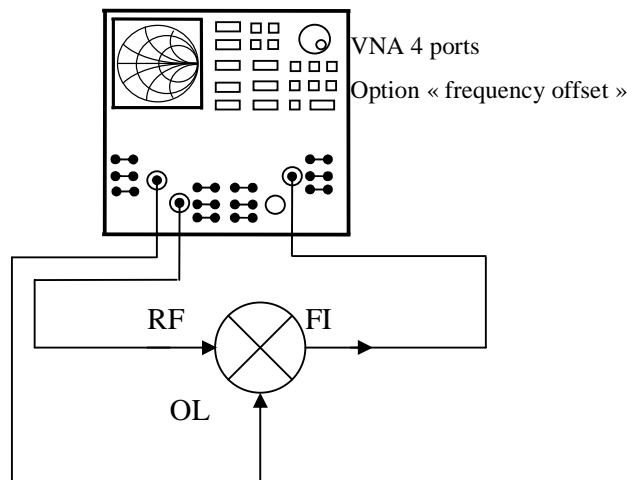
Les inconvénients de cette technique sont :

- Un calibrage complexe à mettre en œuvre.
- La nécessité d'utiliser un mélangeur de référence qui soit dans la même gamme de fréquence que celle du mélangeur à caractériser et qui doit absolument être réciproque.

### III.3.3.c. Technique scalaire utilisant un VNA intégrant l'option « frequency offset »

Cette dernière technique est basée sur l'option « frequency offset » développée par la société Agilent Technologies. Cette option permet d'injecter un signal à une certaine fréquence et de mesurer le signal reçu par les récepteurs à d'autres fréquences. Cette option est la base de l'option mélangeur proposée dans les techniques décrites ci-dessus.

Le synoptique du banc proposé est le suivant :



**Figure III-32 : Synoptique du banc de caractérisation scalaire de mélangeurs utilisant un VNA possédant l'option « frequency offset »**

Au terme de nos travaux de recherche, nous avons pu disposer d'un analyseur de réseaux vectoriel 4 ports possédant deux sources synthétisées distinctes. Par conséquent, nous avons décidé de développer une technique de caractérisation de mélangeur utilisant ce VNA 4 ports équipé, entre autres, de l'option « frequency offset ». La voie OL est connectée à la première source du VNA (Port 1), la voie RF est connectée sur la deuxième source et la voie FI est reçue sur un des deux ports restant (ici Port 2). Des amplificateurs peuvent être ajoutés sur les différentes voies dans le cas où les niveaux de puissance envisagés ne seraient pas suffisants. Les sources sont découplées autorisant des puissances  $P_{OL}$  et  $P_{RF}$  différentes. Un calibrage de type scalaire est ici utilisé mais un calibrage vectoriel peut également être mis en place.

L'utilisation du mode « frequency offset » en sachant que les sources sont découplées permet d'injecter des niveaux de puissance  $P_{OL}$  et  $P_{RF}$  distincts aux fréquences  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$

distinctes également, tout en faisant varier la fréquence de mesure FI. Il est donc possible de reconstruire l'ensemble de tous les spectres :

- ✓ Le spectre du signal OL injecté (via la mesure du récepteur R1).
- ✓ Le spectre du signal OL reçu (via la mesure du récepteur A).
- ✓ Le spectre du signal RF injecté (via la mesure du récepteur R3).
- ✓ Le spectre du signal RF reçu (via la mesure du récepteur C).
- ✓ Le spectre du signal FI reçu (via la mesure du récepteur B).

Pour un calibrage vectoriel, la réalisation d'un calibrage un port autrement appelé Quad1P sur tous les ports permet de déterminer les pertes des câbles (et éventuellement des pointes) et de ramener les spectres dans le plan des entrées et sorties du mélangeur. Par contre n'ayant pas de référence de phase, les variations de phases injectées entre deux changements de fréquences ne seront pas cohérentes. Dans ce cas, il est impossible de réaliser une mesure vectorielle.

Ayant des mélangeurs dont les entrées sont adaptées  $50\Omega$ , un calibrage scalaire a été préféré.

Pour cela, un milliwattmètre est utilisé afin de déterminer les facteurs correctifs de puissance sur tous les récepteurs. La procédure de calibrage est la suivante :

1. Détermination du facteur correctif correspondant à la différence des puissances entre le récepteur R1 et la tête bolométrique placée au niveau du port OL du mélangeur en fonction de la fréquence.
2. Détermination du facteur correctif correspondant à la différence des puissances entre le récepteur R3 et la tête bolométrique placée au niveau du port RF du mélangeur en fonction de la fréquence.
3. Une THRU est placée à la place du mélangeur entre les ports OL et RF. Connaissant la puissance  $P_{OL}$  en fonction de la fréquence injectée au niveau du port OL, il est possible de calculer le facteur correctif correspondant à la différence des puissances en fonction de la fréquence entre le port RF et le récepteur C en utilisant le VNA en mode milliwattmètre.
4. Une THRU est placée à la place du mélangeur entre les ports OL et RF. Connaissant la puissance  $P_{RF}$  en fonction de la fréquence injectée au niveau du port RF, il est possible de calculer le facteur correctif correspondant à la différence des puissances en fonction de la fréquence entre le port OL et le récepteur A en utilisant le VNA en mode milliwattmètre.



5. Une THRU est placée entre à la place du mélangeur entre les ports OL et IF. Connaissant la puissance  $P_{OL}$  en fonction de la fréquence injectée au niveau du port OL, il est possible de calculer le facteur correctif correspondant à la différence des puissances en fonction de la fréquence entre le port FI et le récepteur B en utilisant le VNA en mode milliwattmètre.

Les facteurs correctifs sur chacun des cinq spectres mesurés sont alors connus et doivent être utilisés pour corriger les mesures afin de ramener les valeurs mesurées dans les plans du mélangeur.

Les avantages de cette technique sont :

- La possibilité de réaliser un calibrage vectoriel.
- La mesure de tous les spectres des ondes injectées et réfléchies sur tous les ports du mélangeur.

Les inconvénients de cette technique sont :

- Une mesure et un calibrage scalaires.
- La construction de tous les spectres ne se fait pas en une seule et unique mesure.

#### **III.4. Mesure des prototypes de mélangeurs**

Afin de valider l'ensemble des simulations effectuées précédemment, différents prototypes basés sur les différents transistors associés aux éléments passifs (coupleurs, filtres, Tés de polarisation), présentés et modélisés dans les parties précédentes ont été réalisés. Ces prototypes sont au nombre de 4 :

- Mélangeur « froid » utilisant un transistor GaN de la couche KQ002.
- Mélangeur « chaud » utilisant un transistor GaN de la couche KQ002.
- Mélangeur « chaud » utilisant un transistor GaN de la couche AEC1321.
- Mélangeur « chaud » utilisant un transistor GaAs de la couche PPH25X.

Les résultats de mesure ainsi que les comparaisons avec les résultats de simulation sont présentés dans les paragraphes ci-dessous.

### III.4.1. Mélangeur « froid » utilisant un transistor GaN de la couche KQ002

Le prototype du mélangeur « froid » basé sur transistor GaN  $2 \times 100 \times 0.25 \mu\text{m}^2$  de la couche KQ002 a été développé dans une cellule équipée de connecteurs 2.92mm sur les voies OL, RF et FI et d'une traversée capacitive sur la voie DC alimentant la grille du transistor.

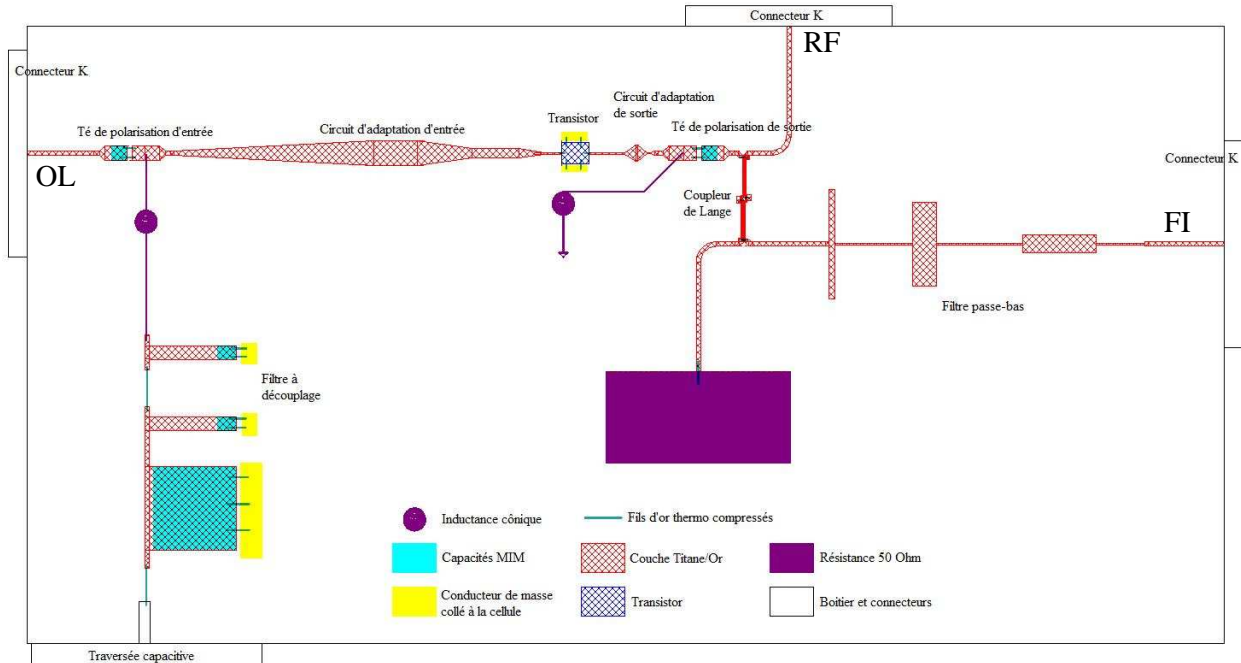
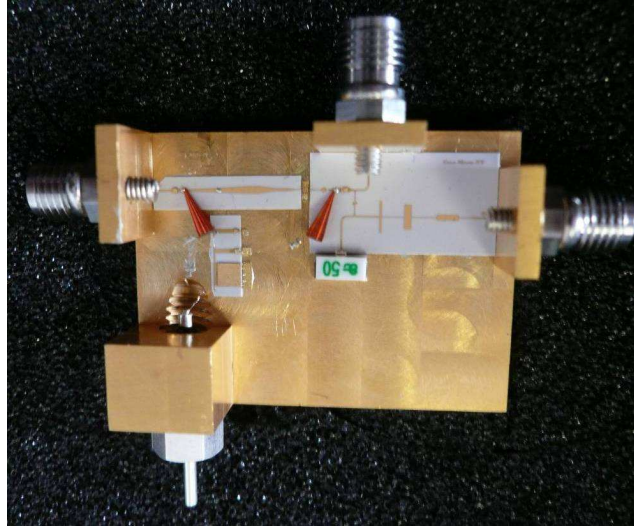


Figure III-33 : Représentation schématique du mélangeur « froid »

La voie OL est reliée directement à la voie RF du Té de polarisation de grille du transistor décrit dans le paragraphe III.2.2.a Sur la voie DC+RF de ce Té de polarisation se trouve le circuit d'adaptation d'entrée du transistor réalisé sur alumine suivi de deux fils d'or thermo compressés en parallèle permettant de le connecter à la grille du transistor. Plusieurs bondings en parallèle permettent de connecter la source à la masse. Afin de réduire les longueurs des bondings de masse, une partie conductrice de hauteur équivalente à celle du substrat du transistor a été collée au plus proche du composant sur laquelle les masses ont été connectées. Le drain du transistor a également été connecté au circuit d'adaptation par deux bondings en parallèle. Ce circuit d'adaptation de sortie est relié à la voie DC+RF du Té de polarisation de drain (sans le filtre de découplage) et sa voie RF est directement reliée à la masse afin d'éviter l'auto-polarisation du transistor. Le coupleur de Lange décrit dans le paragraphe III.2.2.c permet de dissocier la voie RF et la sortie FI. Le filtre passe-bas décrit dans le paragraphe III.2.2.b est placé entre le coupleur de Lange et le connecteur de la voie FI. Une charge  $50 \Omega$  de puissance est placée sur la dernière voie du coupleur de Lange. Cette charge  $50 \Omega$  est spécifiée pour couvrir la bande DC-18GHz.

La photographie ci-dessous montre le prototype réalisé.



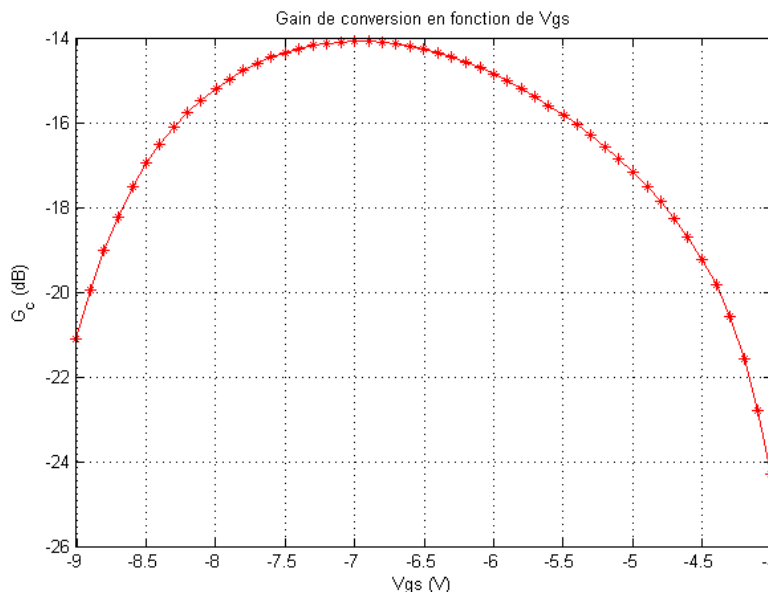
**Figure III-34 : Mélangeur de type « froid » à base d'un transistor GaN de la couche KQ002**

Nous allons maintenant étudier les performances de ce mélangeur en fonction de la polarisation, de la fréquence et des niveaux de puissance OL et RF.

#### **III.4.1.a. Mesures en fonction de la polarisation**

Cette mesure a pour but de déterminer la polarisation optimale de telle manière à obtenir le gain de conversion maximum pour les valeurs de fréquences et de puissances choisies. Les valeurs des fréquences ont été choisies au centre de la bande passante désirée du mélangeur. La puissance, quant à elle, a été ajustée de façon manuelle afin de tendre vers un gain de conversion maximal sans atteindre le régime de compression du transistor.

Le gain de conversion en fonction de la tension de grille appliquée est tracé sur la figure ci-dessous.



**Figure III-35 : Gain de conversion mesuré en fonction de la tension  $V_{gs}$  appliqué au mélangeur « froid » pour  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $P_{LO}=14\text{dBm}$  et  $P_{RF}=-6.6\text{dBm}$**

Le gain de conversion maximal est obtenu pour une tension de grille de  $-7\text{V}$ . L'étude des non linéarités du transistor réalisée dans le chapitre II avait prévu un point de polarisation optimal pour une tension de grille de l'ordre de  $-6\text{V}$ . A cette tension, le gain de conversion est environ  $1\text{dB}$  plus faible que le gain de conversion maximal mesuré.

Dans toute la suite de cette étude pour ce prototype nous utiliserons ce point de polarisation.

#### III.4.1.b. Mesures en fonction de la fréquence

Le but de cette partie est d'étudier les performances du mélangeur en fonction de la fréquence.

Le gain de conversion ainsi que les isolations sont représentées sur les figures ci-dessous en faisant varier les fréquences  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  en maintenant la tension  $V_{gs}$  à  $-7\text{V}$ . La zone délimitée par les traits noirs représente les zones d'intérêts, à savoir  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  allant de  $6$  à  $18\text{GHz}$  pour une fréquence  $F_{FI}$  comprise entre  $\text{DC}$  et  $6\text{GHz}$ .

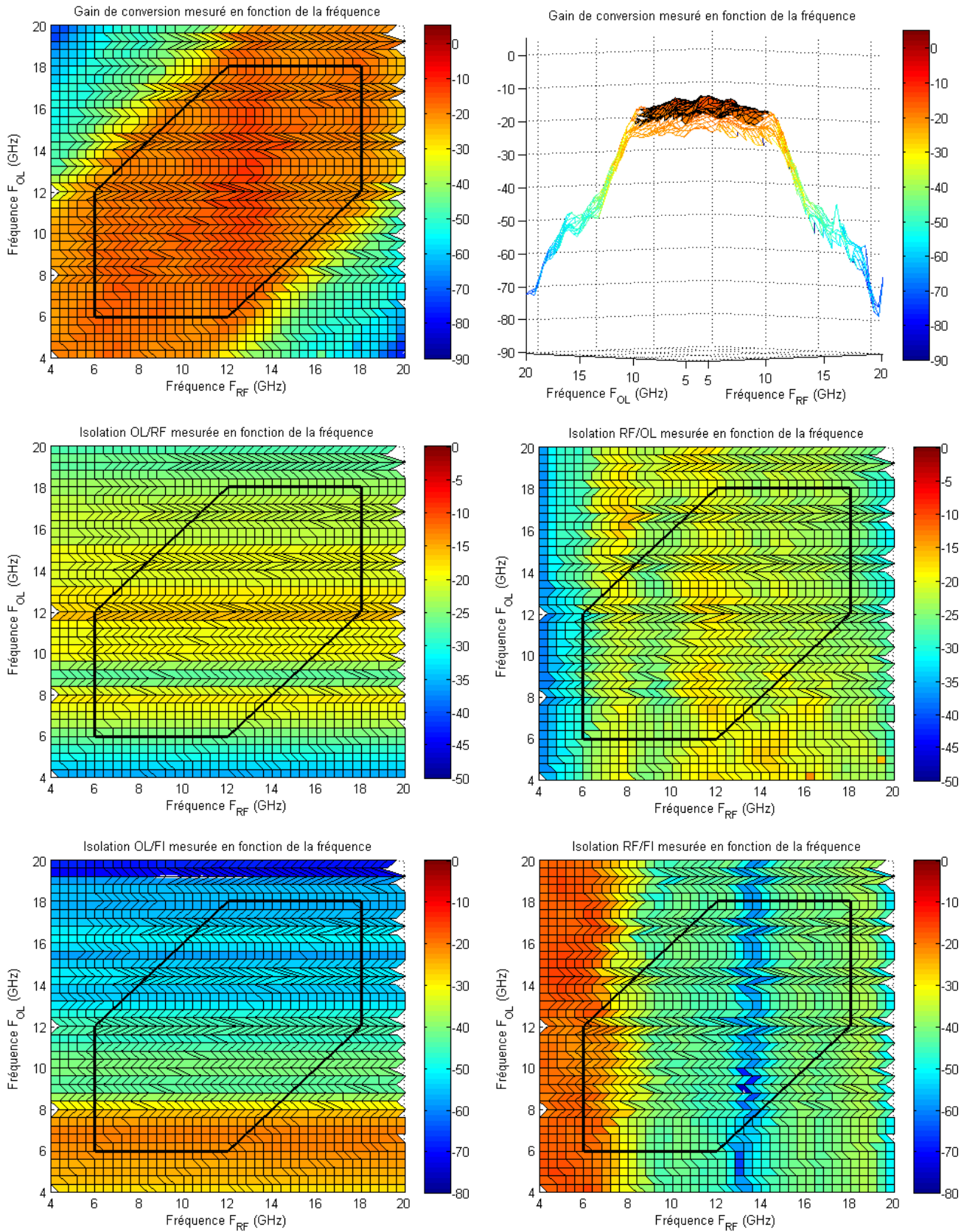


Figure III-36 : Gain de conversion et isolations mesurés en fonction de la fréquence.  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  allant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz.  $P_{OL}=14dBm$ .  $P_{RF}=-5dBm$ .  $V_{gs}=-7V$ .

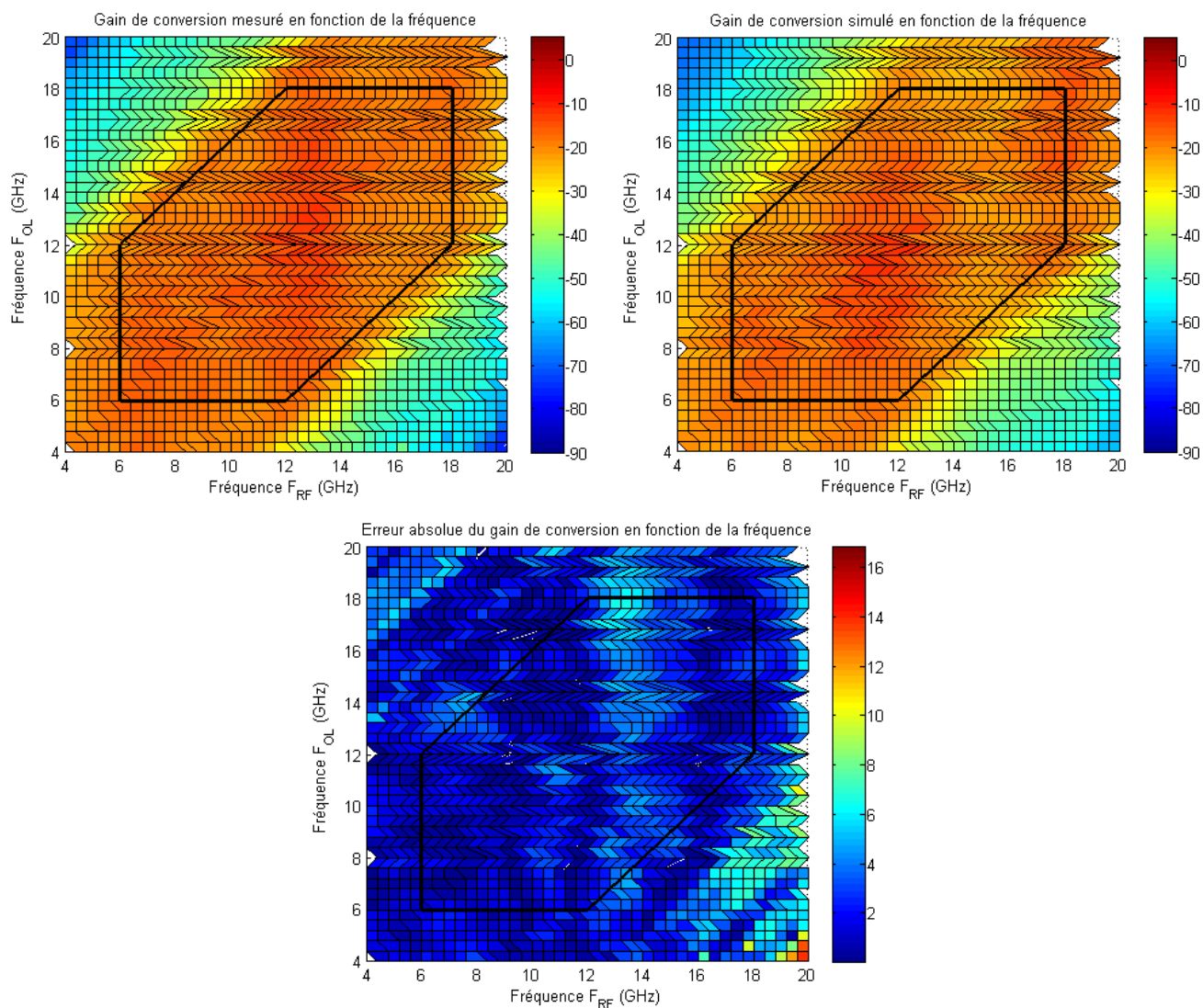
Comme nous pouvons le constater le gain de conversion en fonction de la fréquence est stable autour de -18dB dans toute la bande de fréquence désirée. Il est à remarquer qu'au-delà de 18GHz pour les fréquences  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$ , le gain reste encore stable. La bande de fréquence d'utilisation pourrait donc être étendue sur les voies OL et RF mais pas sur la voie FI à cause du filtre passe-bas qui coupe le gain de conversion pour des fréquences supérieures à 6GHz.

Les isolations OL/RF et RF/OL sont uniquement induites par le transistor atteignant respectivement -18.43dB et à -22.49dB en moyenne. Ces dernières suivent globalement les évolutions des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{12}$  présentées dans le paragraphe III.2.3.a Les écarts entre les isolations et les paramètres de transmission  $S_{ij}$  du transistor s'expliquent par les pertes du circuit sur alumine et par les interconnexions.

L'isolation RF/FI est réalisée par le coupleur de Lange et le filtre passe-bas. Alors que l'isolation OL/FI est réalisée par le transistor et le filtre passe-bas. L'influence du filtre est d'ailleurs largement observable sur ces isolations. En effet, l'allure des isolations OL/FI et RF/FI en fonction des fréquences respectives  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  reproduisent le comportement fréquentiel du filtre passe-bas.

La valeur de l'isolation RF/FI autour de 6GHz, là où le filtre n'a pas d'action est donnée par l'isolation réalisée par le coupleur de Lange décrit dans le paragraphe III.2.2.c ( $\approx$  20dB) alors que celle de l'isolation OL/FI autour de 6GHz est donnée par les paramètres  $S_{ij}$  de transmission du transistor dont la valeur est celle que l'on retrouve sur l'isolation OL/RF à ces mêmes basses fréquences (ajoutée aux pertes issues des différents chemins dans le coupleur de Lange).

La comparaison entre la mesure et la simulation du gain de conversion est présentée sur la figure ci-dessous :



**Figure III-37 : Comparaison gain de conversion simulé et mesuré (haut) en fonction de la fréquence ainsi que l'erreur absolue mesure-simulation du gain de conversion (bas).  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  allant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz.  $P_{OL}=14\text{dBm}$ .**

$$P_{RF}=-5\text{dBm}, V_{gs}=-7\text{V}.$$

Une bonne adéquation est obtenue entre la mesure et la simulation sur le gain de conversion mais également sur les paramètres des isolations dont les graphiques sont donnés en annexe afin de ne pas alourdir le manuscrit. Les valeurs moyennes des différentes grandeurs comparées sont présentées dans les deux tableaux suivants :

	Gain de conversion $G_c$	Isolation OL/RF	Isolation RF/OL	Isolation RF/FI	Isolation OL/FI
Moyenne simulée	-18.95	-18.43	-22.59	-43.09	-45.40
Moyenne mesurée	-17.97	-20.88	-22.36	-41.55	-45.15

**Tableau III-1 : Tableau des valeurs moyennes mesurées et simulées en fonction de la fréquence pour les différentes caractéristiques du mélangeur « froid » à base du transistor GaN de la couche KQ002**

Tout comme il a été évoqué précédemment, les isolations RF/FI et OL/FI sont, entre autres, induites par le filtre passe-bas. Les valeurs moyennes sont affichées dans l'unique but de comparer les mesures et les simulations afin d'apprécier la validité des simulations. Ceci est également vrai pour les deux autres isolations même si pour celles-ci les variations d'isolation assimilable aux variations des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{12}$  du transistor sont plus stables dans la bande de fréquence d'intérêt.

Le tableau suivant montre le module de l'erreur absolue moyenné de l'ensemble des grandeurs comparées.

Erreur moyenne absolue (dB)	Gain de conversion	Isolation OL/RF	Isolation RF/OL	Isolation RF/FI	Isolation OL/FI
$F_{RF}, F_{OL}$ de 4GHz à 20GHz	2.53	3.84	2.90	6.73	3.18
$F_{RF}, F_{OL}$ de 6 à 18GHz FIF du DC à 6GHz	1.93	2.56	2.13	6.36	2.35

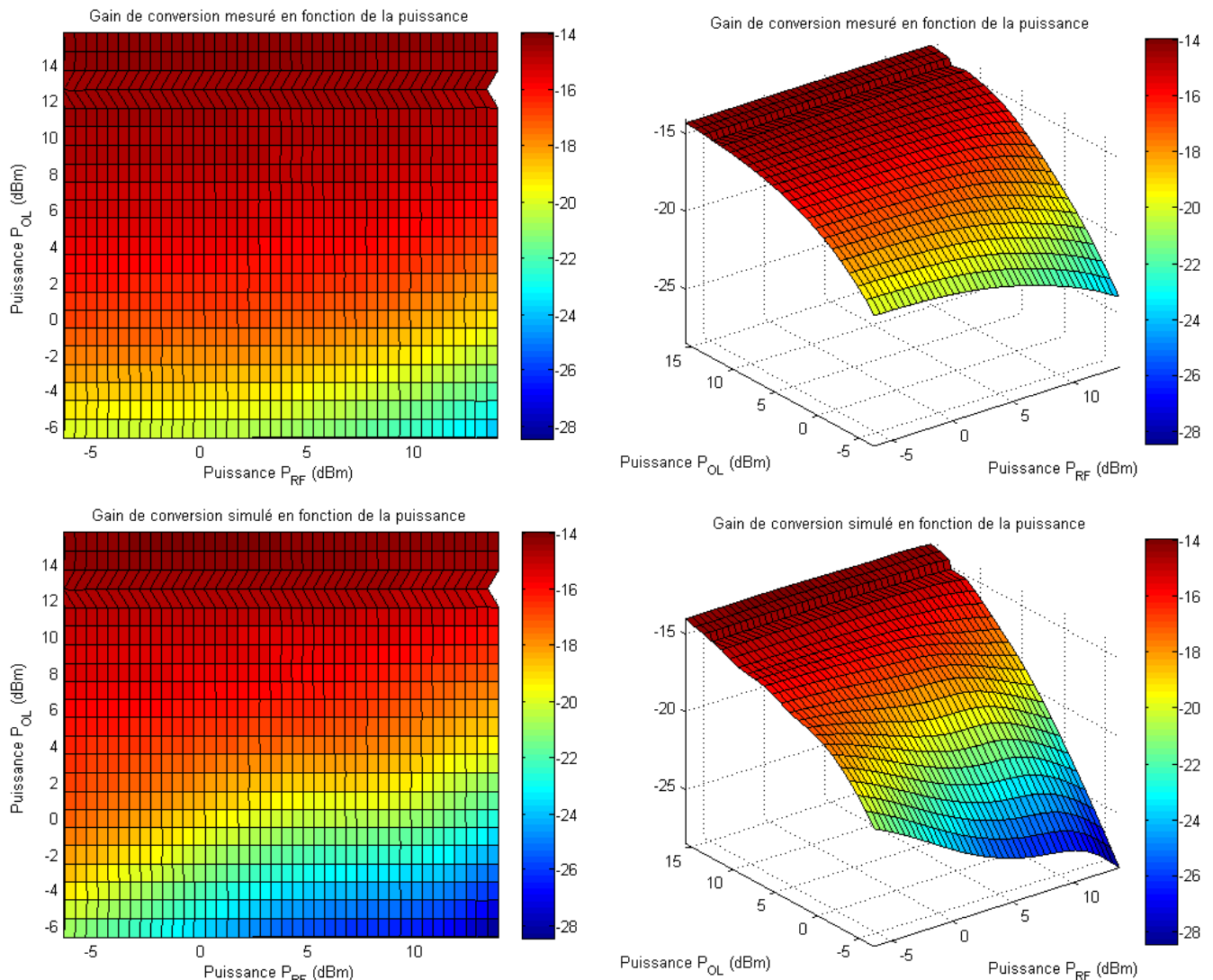
**Tableau III-2 : Tableau des erreurs absolues des différentes caractéristiques du mélangeur « froid » à base du transistor GaN de la couche KQ002**

Ce tableau confirme la bonne adéquation entre la mesure et la simulation pour l'ensemble des paramètres.

#### III.4.1.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$

Dans cette partie, le but est de comparer les évolutions des paramètres mesurés et simulés caractérisant le mélangeur en fonction des niveaux de puissance  $P_{OL}$  et  $P_{RF}$  sur les accès du mélangeur. Afin de ne pas alourdir cette présentation nous avons décidé de fixer les fréquences  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  aux valeurs de 10GHz et 12GHz respectivement.





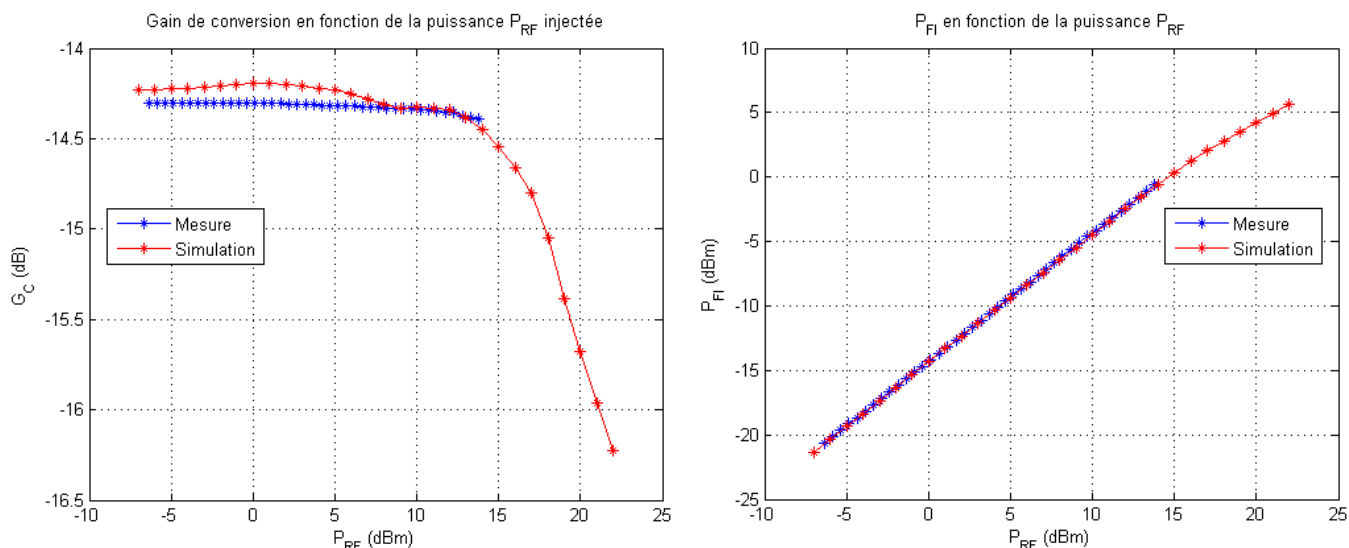
**Figure III-38 : Gain de conversion mesuré (haut) et simulé (bas) en fonction de la puissance.  $P_{OL}$  variant de -6 à 16dBm par pas de 1dBm.  $P_{RF}$  variant de -6 à 14dBm par pas de 0.5dBm.  $F_{OL}=10\text{GHz}$ .  $F_{RF}=12\text{GHz}$ .  $V_{gs}=-7\text{V}$ .**

A l'aide de cette étude, nous avons été capables de déterminer les puissances de compression sur l'oscillateur local de l'ordre 14dBm quelque soit la puissance  $P_{RF}$ .

Toutefois, dans la configuration du banc de caractérisation que nous avons à notre disposition, la compression des mélangeurs en fonction de la puissance  $P_{RF}$  n'a pu être atteinte lié à la limitation des niveaux de puissance disponibles. Pour déterminer cette dernière, il faudrait utiliser des amplificateurs comme cela l'a été précisé lors de la description des bancs de mesure. L'inconvénient de cette technique, outre la nécessité d'avoir des amplificateurs large bande (6-18GHz), est la difficulté de mesurer les isolations à moins d'utiliser un pont réflectométrique externe.

Un ordre de grandeur de la compression  $P_{RF}$  est obtenu à partir des simulations effectuées. A puissance injectée constante sur la voie OL ( $P_{OL}=14\text{dBm}$ ), on observe la

compression en faisant varier la puissance RF jusqu'à des niveaux supérieurs à 15dB (figure III-39).



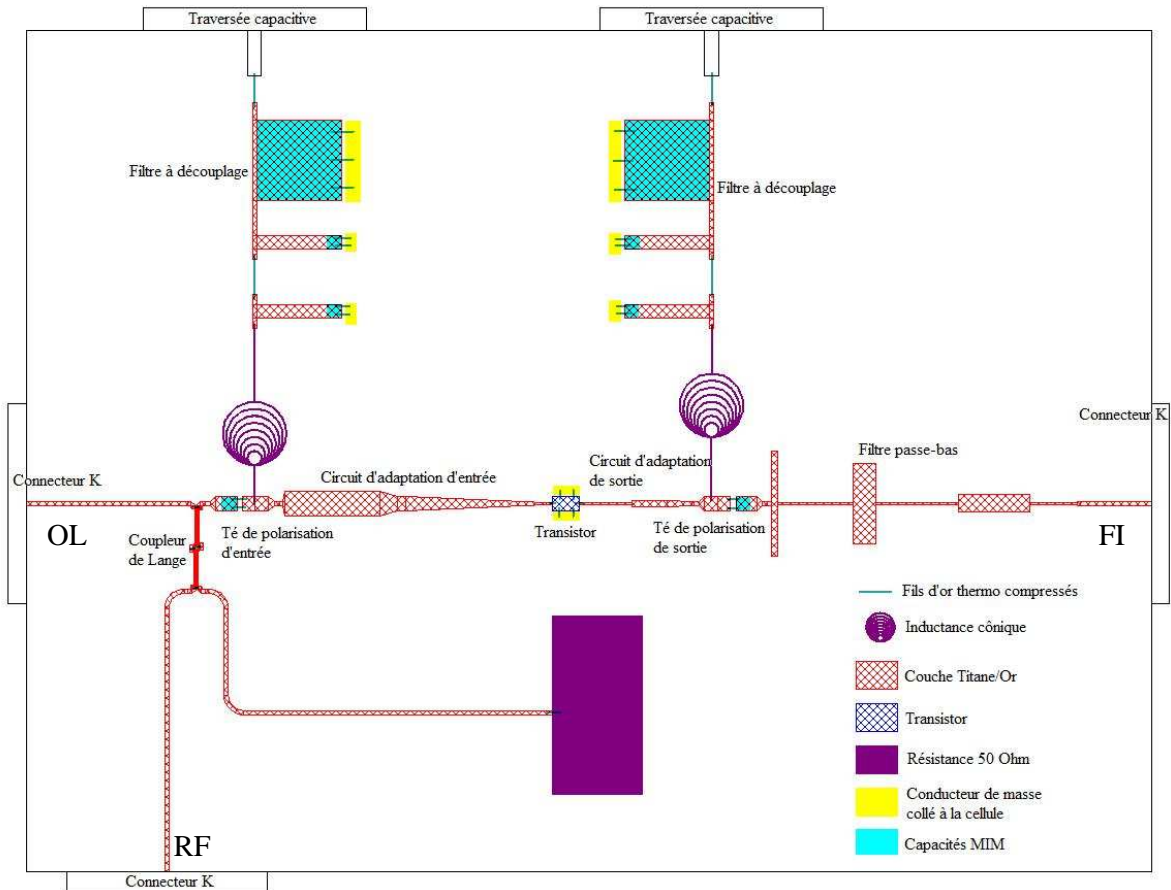
**Figure III-39 : Gain de conversion et puissance de sortie simulés en fonction de la puissance injectée sur la voie RF,  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $V_{gs}=-7\text{V}$ ,  $P_{OL}=14\text{dBm}$**

Le point de compression à 1dB est obtenu pour une puissance  $P_{RF}=18\text{dBm}$  en entrée et une  $P_{FI}=2.6\text{dBm}$  en sortie associée. Bien évidemment, ce résultat est sujet à la précision du modèle en régime de fort signal.

Comme nous pouvons le constater l'accord simulation/mesure sur le comportement du gain de conversion en fonction des niveaux de puissance est plus que satisfaisant.

### III.4.2. Mélangeur chaud basé sur un transistor GaN de la couche KQ002

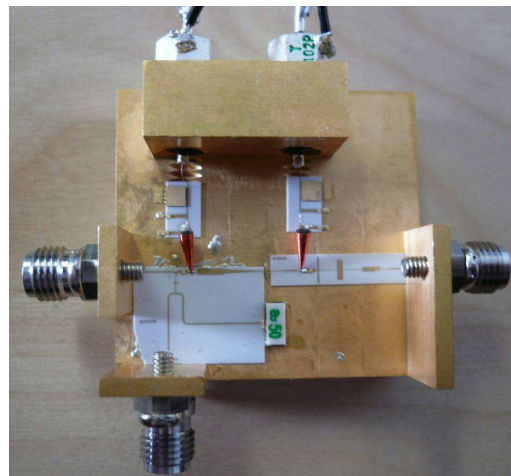
Le prototype du mélangeur « chaud » basé sur un transistor GaN  $2 \times 100 \times 0.25 \mu\text{m}^2$  de la couche KQ002 utilise exactement les mêmes briques que celles décrites précédemment, à savoir deux Tés de polarisation ainsi qu'un coupleur de Lange. Ce prototype possède des éléments réalisés sur substrat d'alumine et un transistor connecté par 2 bondings en parallèle sur la grille et 2 sur le drain. La source a été reliée de la même manière que le montage précédent.



**Figure III-40 : Représentation schématique du mélangeur « chaud »**

La principale différence avec le mélangeur « froid » se situe au niveau du Té de polarisation de drain qui n'est pas relié à la masse sur sa voie RF. De plus le signal OL est combiné avec le signal RF sur la grille du transistor. Les circuits d'adaptation sont ceux présentés dans le paragraphe III.2.3.b

La photographie ci-dessous montre le prototype de mélangeur « chaud » réalisé.



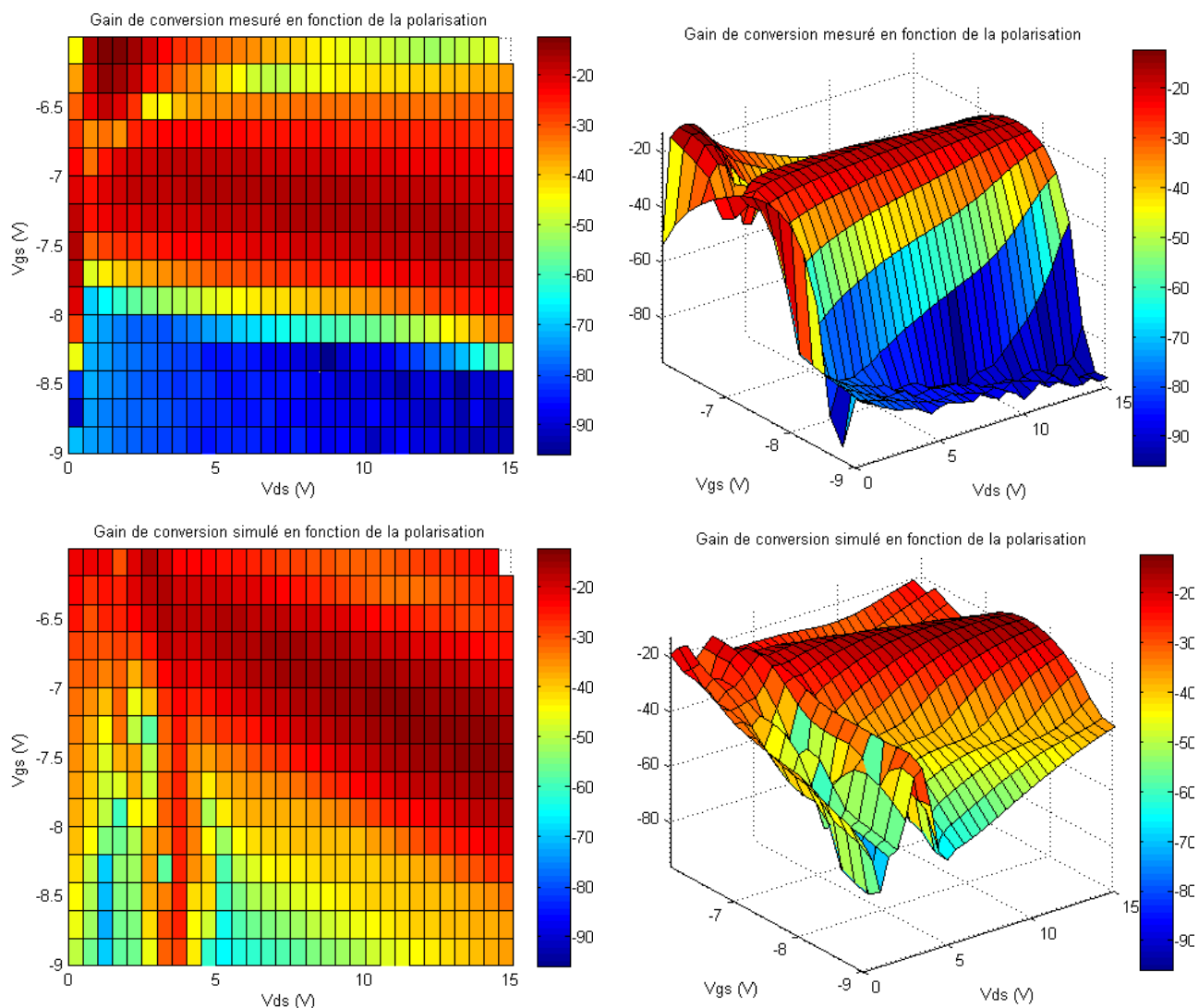
**Figure III-41 : Mélangeur « chaud » basé sur un transistor GaN de la couche KQ002**

Comme précédemment, nous présentons ci-après les performances de ce mélangeur en fonction de la polarisation, de la fréquence et de la puissance injectée.

### III.4.2.a. Mesures en fonction de la polarisation

Le but est de rechercher dans un premier temps la polarisation optimale fournissant le gain de conversion le plus élevé possible. Contrairement au mélangeur froid, la tension de drain n'est plus fixée à 0V mais peut varier.

La figure ci-dessous présente la mesure ainsi que la simulation de ce gain de conversion en fonction de la polarisation appliquée au mélangeur.



**Figure III-42 : Gain de conversion mesuré (haut) et simulé (bas) en fonction de la polarisation,  $V_{gs}$  allant de -9 à -6V par pas de 0.2V,  $V_{ds}$  allant de 0 à 15V par pas 0.5V,  $P_{OL}=9.4dBm$ ,  $P_{RF}=-6.2dBm$ ,  $F_{OL}=10GHz$ ,  $F_{RF}=12GHz$**

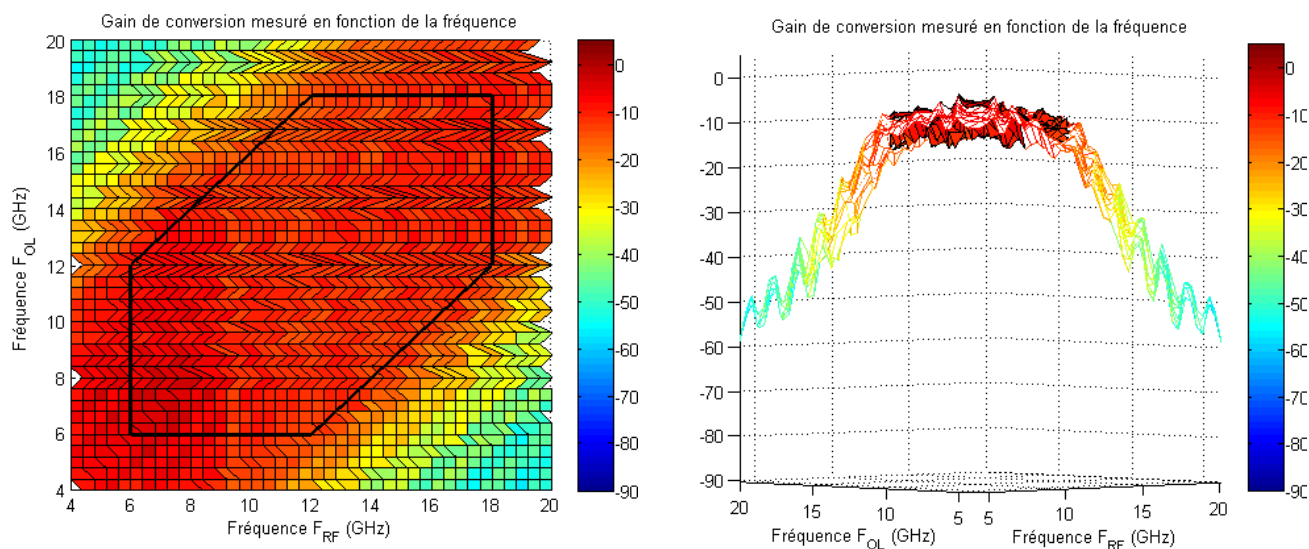
Le gain de conversion optimal est obtenu pour une tension de grille de  $-7.4\text{V}$  et une tension de drain de  $10\text{V}$ . L'étude des non-linéarités du transistor réalisée dans le chapitre II avait prévu un point de polarisation optimal pour une tension de grille de  $-7\text{V}$  et une tension de drain de  $8\text{V}$ . A ce point de polarisation, le gain de conversion obtenu est quasiment maximum. En effet, comme les simulations présentées au chapitre II l'ont montrées, on observe également en mesure que le gain de conversion maximal suit une ligne de polarisation.

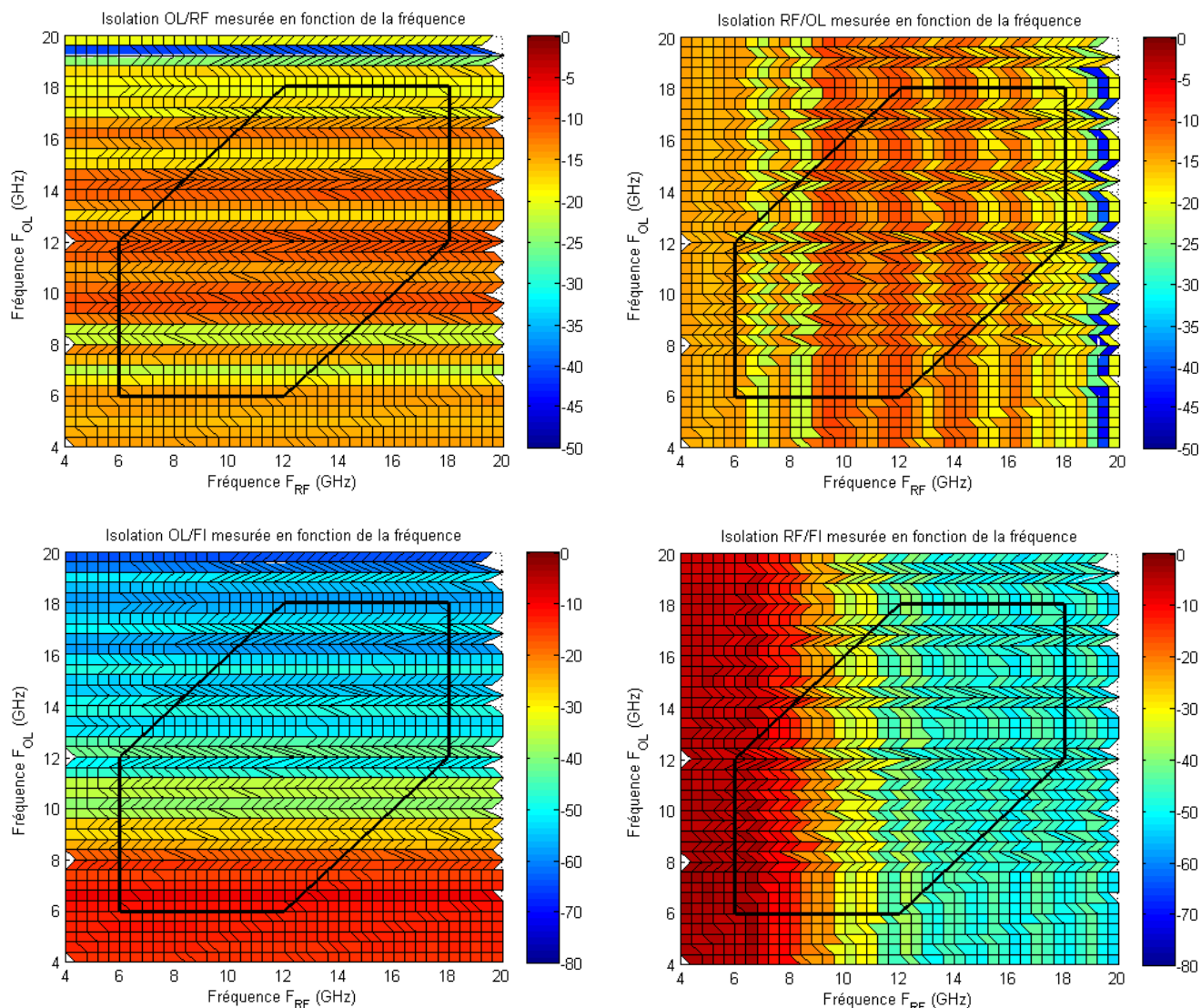
Dans toute la suite des caractérisations, nous utiliseront le point de polarisation optimal déterminé en mesure qui est :  $(V_{gs}, V_{ds}) = (-7.4, 10)\text{V}$ . Les isolations en fonction de la polarisation sont présentées en annexe de ce chapitre. Ainsi nous pouvons constater qu'il est possible de retrouver les évolutions, de façon quantitative, en fonction des conditions de polarisation.

### III.4.2.b. Mesures en fonction de la fréquence

Dans cette partie, le but est d'étudier les performances du mélangeur en fonction de la fréquence pour un point de polarisation fixé à  $(V_{gs}, V_{ds}) = (-7.4, 10)\text{V}$ .

Le gain de conversion ainsi que les isolations sont représentées ci-dessous en faisant varier les fréquences  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$ . La zone délimitée par les traits noirs représente les zones d'intérêts, à savoir  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  allant de  $6$  à  $18\text{GHz}$  pour une fréquence  $F_{FI}$  comprise entre  $\text{DC}$  et  $6\text{GHz}$ .





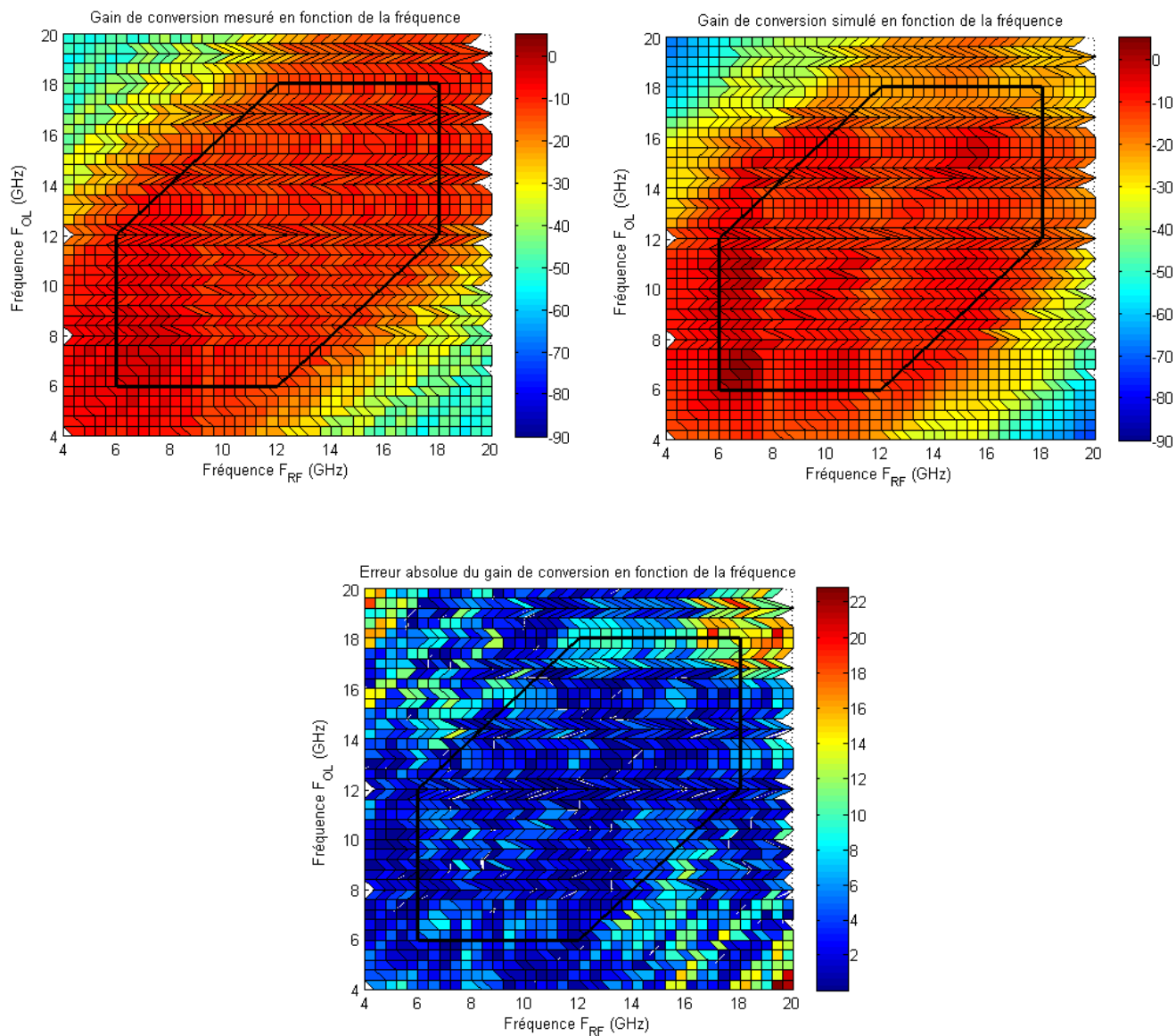
**Figure III-43 : Gain de conversion et isolations mesurées en fonction de la fréquence,  $F_{OL}$ ,  $F_{RF}$  variant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz,  $POL=10dBm$ ,  $PRF=-5.4dBm$ ,  $V_{gs}=-7.4V$ ,  $V_{ds}=10V$**

Le gain de conversion en fonction de la fréquence est stable autour de -11dB dans toute la bande de fréquence désirée. Comme pour le mélangeur « froid », les bandes d'utilisations  $F_{RF}$  et  $F_{OL}$  peuvent être étendues au-delà de 18GHz. Ce qui n'est pas le cas de la fréquence  $F_{FI}$ .

Les isolations OL/RF et RF/OL sont réalisées uniquement par le coupleur de Lange et sont égales à -14.6dB en moyenne. Les isolations RF/FI et OL/FI sont réalisées par le transistor ainsi que le filtre passe-bas. L'influence du filtre est encore ici observable sur ces isolations. En effet, l'allure de isolations OL/FI et RF/FI en fonction des fréquences respectives  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  reproduit le comportement fréquentiel du filtre passe-bas.

Les valeurs des isolations RF/FI et OL/FI autour de 6GHz, là où le filtre n'a pas encore d'action sont données par les paramètres de transmission du transistor et les circuits d'adaptation en entrée et en sortie présentés dans le paragraphe III.2.3.b

La comparaison entre la mesure et la simulation sur le gain de conversion est présentée sur la figure ci-dessous.



**Figure III-44 : Gain de conversion mesuré et simulé (haut) et erreur absolue entre les deux (bas) en fonction de la fréquence,  $F_{OL}$ ,  $F_{RF}$  variant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz,  $P_{OL}=10\text{dBm}$ ,  $P_{RF}=-5.4\text{dBm}$ ,  $V_{gs}=-7.4\text{V}$ ,  $V_{ds}=10\text{V}$**

Une bonne adéquation est obtenue entre la mesure et la simulation pour le gain de conversion ainsi que pour les paramètres des isolations. Afin de ne pas alourdir la présentation les isolations simulées ainsi que les erreurs absolues des isolations sont données en annexe. Sauf quelques couples de fréquences simulées ( $F_{OL}$  proche de 18GHz) sont très

éloignés de la mesure. En effet, comme nous pouvons le constater la fréquence de coupure  $F_{OL}$  haute est supérieure à 18GHz en mesure ce qui n'est pas le cas en simulation.

Afin d'apprécier les écarts mesures-simulation, les valeurs moyennes des principales grandeurs sont présentées dans les tableaux suivants.

	Gain de conversion $G_c$	Isolation OL/RF	Isolation RF/OL	Isolation RF/FI	Isolation OL/FI
Moyenne simulée	-11.10	-11.48	-11.16	-31.91	-38.91
Moyenne mesurée	-10.77	-14.64	-14.60	-36.10	-41.04

**Tableau III-3 : Tableau des valeurs moyennes mesurées et simulées en fonction de la fréquence pour les différentes caractéristiques du mélangeur « chaud » basé sur un transistor GaN de la couche KQ002**

Des remarques similaires peuvent être effectuées en ce qui concerne les isolations que celle décrites pour le mélangeur « froid » pour ce tableau. Les valeurs moyennes des isolations variant dans la bande de fréquence par l'intermédiaire du filtre passe-bas ne sont présentées qu'à titre de comparaison et d'ordre de grandeur.

Le tableau ci-dessous montre le module de l'erreur absolue simulation/mesure moyenné de l'ensemble des grandeurs comparées.

Erreur moyenne absolue (dB)	Gain de conversion	Isolation OL/RF	Isolation RF/OL	Isolation RF/FI	Isolation OL/FI
$F_{RF}, F_{OL}$ de 4GHz à 20GHz	4.47	6.78	7.23	5.35	6.58
$F_{RF}, F_{OL}$ de 6 à 18GHz FIF du DC à 6GHz	3.44	5.14	5.43	6.41	6.42

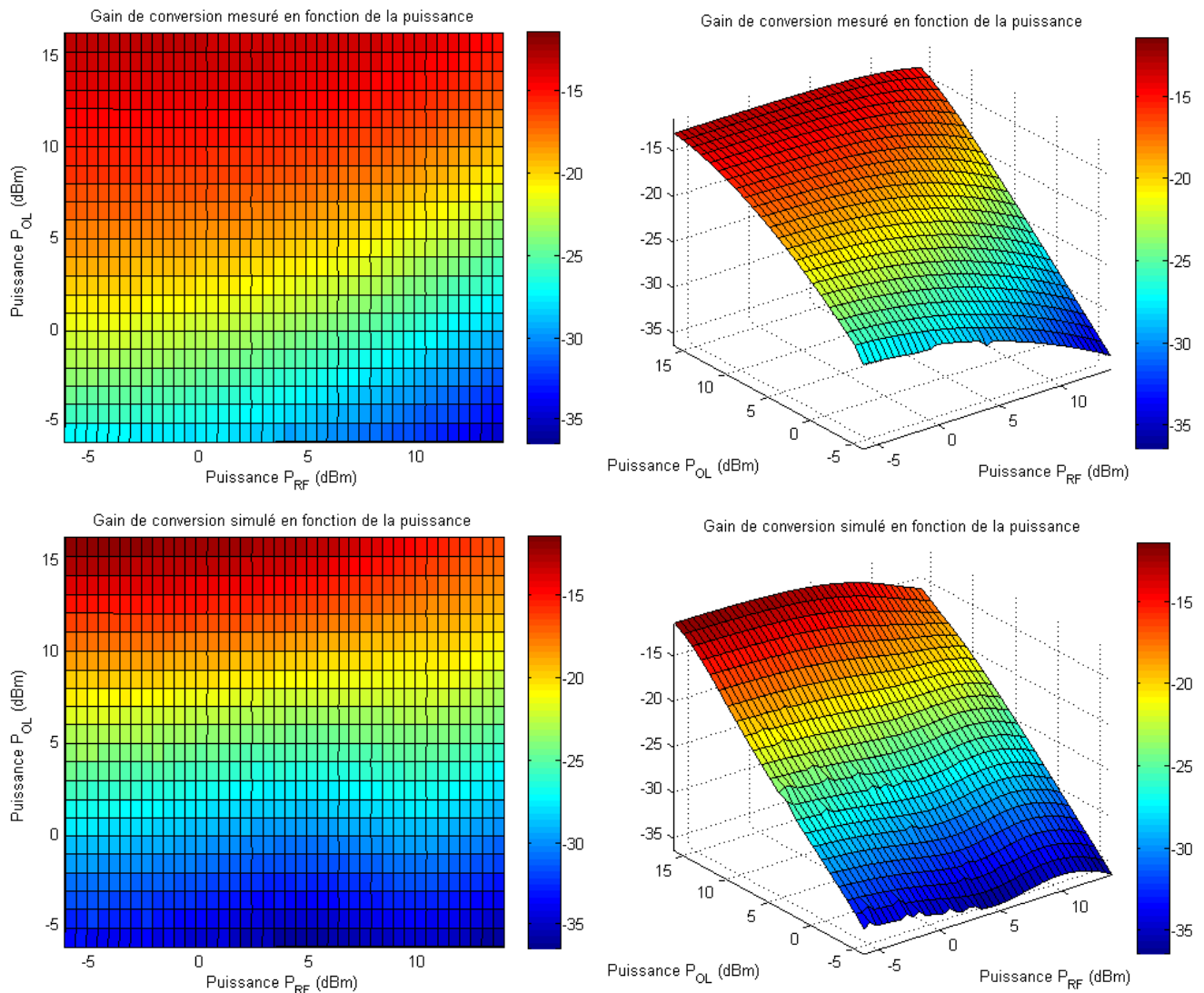
**Tableau III-4 : Tableau des erreurs absolues pour les mesures dans la gamme de fréquence et ensuite seulement pour celles d'intérêts pour les différentes caractéristiques du mélangeur « chaud » à base du transistor GaN de la couche KQ002**

Comme nous pouvons l'observer les erreurs sont plus conséquentes que celles obtenues pour le mélangeur « froid ». Cela est directement relié aux quelques points éloignés de la mesure autour des fréquences  $F_{OL}$  de 18GHz.

### III.4.2.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$

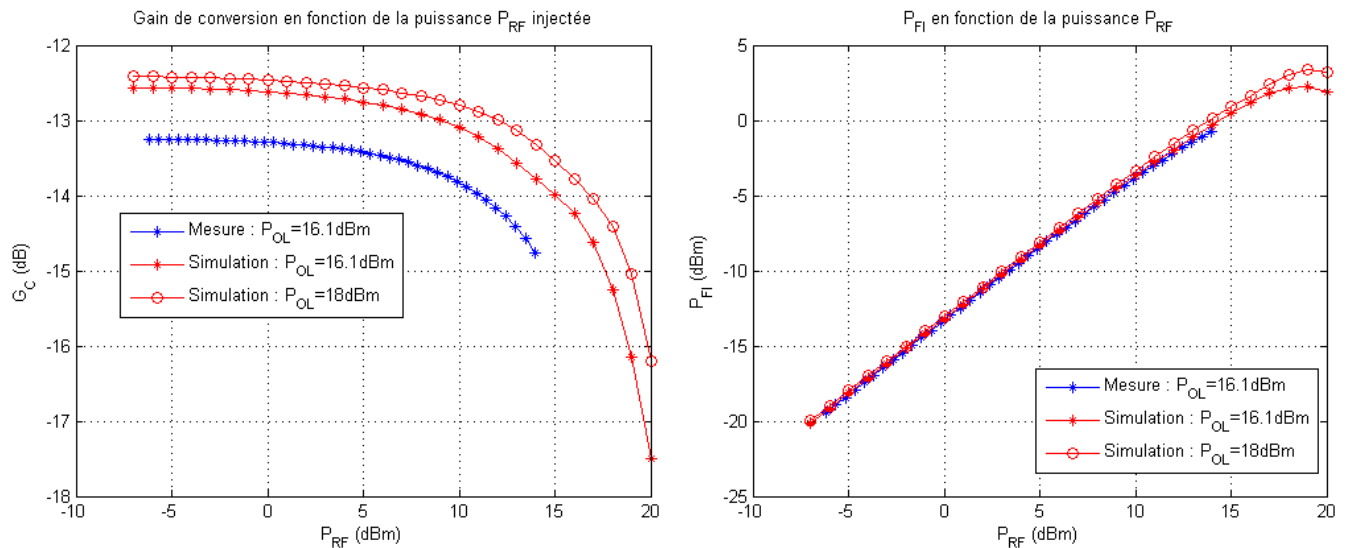
Comme pour le mélangeur précédent, l'objectif de cette étude est de comparer les évolutions des paramètres principaux du mélangeur en fonction des puissances  $P_{OL}$  et  $P_{RF}$  afin d'étudier, si possible, les phénomènes de compression.





**Figure III-45 : Gain de conversion mesuré (haut) et simulé (bas) en fonction de la puissance injectée,  $P_{OL}$  variant de -6 à 16dBm par pas de 1dBm,  $P_{RF}$  variant de -6 à 14Bm par pas de 0.5dBm,  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $V_{gs}=-7.4\text{V}$ ,  $V_{ds}=10\text{V}$**

A nouveau le comportement du mélangeur est parfaitement retranscrit en fonction du niveau de puissance sur l'oscillateur local. Malheureusement, comme pour le mélangeur « froid », les niveaux de puissance disponibles avec le banc de caractérisation à notre disposition ne sont pas suffisants pour déterminer le niveau de compression sur le port RF. Comme précédemment, un ordre de grandeur des phénomènes de compression a été obtenu par simulation.



**Figure III-46 : Gain de conversion et puissance de sortie FI simulés en fonction de la puissance RF injectée,  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $V_{gs}=-7.4\text{V}$ ,  $V_{ds}=10\text{V}$**

La figure III-45 montre que le niveau de puissance RF est insuffisant pour déterminer la compression et que le niveau de puissance  $P_{OL}$  utilisé en mesure n'est pas forcément optimal. Les simulations ont déterminés un niveau optimal à 18dBm afin d'atteindre un gain de conversion maximum. Malheureusement ce niveau de puissance n'était pas disponible. Pour un niveau de puissance  $P_{OL}$  de 16.1dBm, le point de compression à 1dB est atteint pour le couple  $(P_{RF}, P_{FI})=(12, -2.49)\text{dBm}$ . A son niveau optimal de puissance ( $P_{OL}=18\text{dBm}$ ), le point de compression serait défini par  $(P_{RF}, P_{FI})=(15, 0.91)\text{dBm}$ .

Pour un même niveau de puissance  $P_{OL}$ , l'architecture mélangeur « froid » présente une meilleure linéarité que celle du mélangeur « chaud ». Au niveau de la valeur de la puissance  $P_{OL}$  optimale, on retrouve globalement les mêmes caractéristiques pour les deux mélangeurs basé sur la même technologie (transistors prélevés sur le même wafer).

### III.4.3. Mélangeur chaud basé sur un transistor GaN de la couche AEC1321

Le prototype du mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaN  $2\times 100\times 0.25\mu\text{m}^2$  de la couche AEC1321 est rigoureusement identique à celui du mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaN de la couche KQ002. L'unique différence se situe au niveau des circuits d'adaptation en entrée et en sortie liés aux autres caractéristiques du transistor. Ces circuits sont décrits dans le paragraphe III.2.3.c

La photographie ci-dessous montre le prototype réalisé.

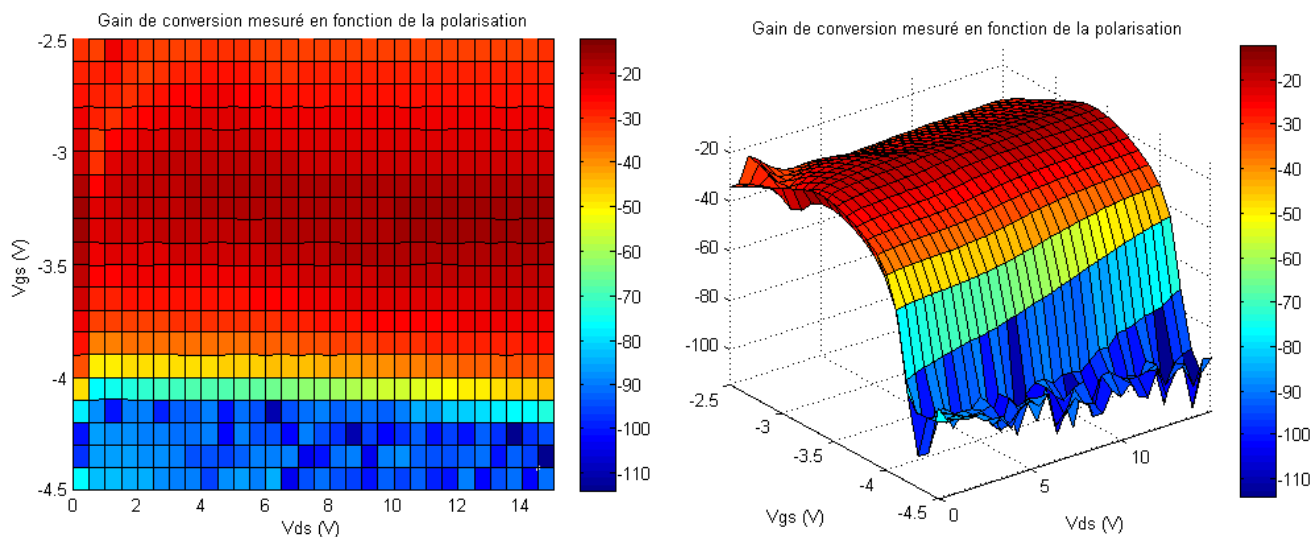


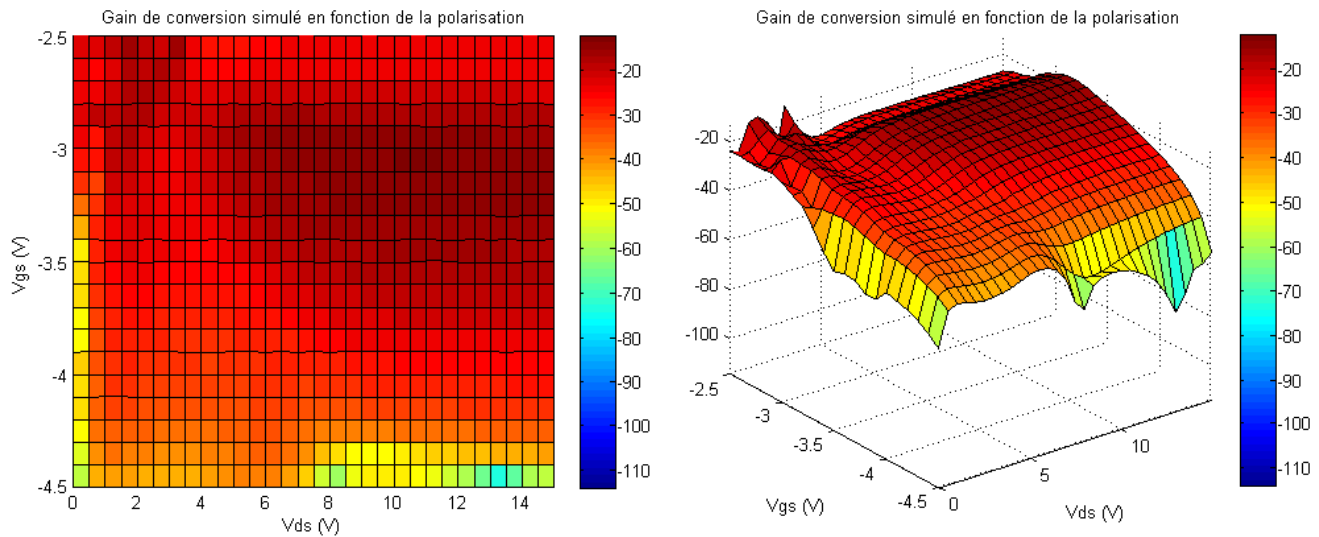
Figure III-47 : Mélangeur de type « chaud » basé sur un transistor GaN de la couche AEC1321

Nous allons maintenant étudier les performances de ce mélangeur en fonction de la polarisation, de la fréquence et de la puissance injectée comme cela l'a été pour les deux autres architectures.

### III.4.3.a. Mesures en fonction de la polarisation

La figure ci-dessous permet de déterminer la polarisation optimale afin d'atteindre le gain de conversion maximal. Les résultats mesurés et simulés sont comparés.





**Figure III-48 : Gain de conversion mesuré (haut) et simulé (bas) en fonction de la polarisation.  $V_{gs}$  allant de -4.5 à -2.5V par pas de 0.1V et  $V_{ds}$  allant de 0 à 15V par pas 0.5V.  $F_{OL}=10$ GHz.  $F_{RF}=12$ GHz.  $P_{OL}=13.8$ dBm.  $P_{RF}=-6$ dBm.**

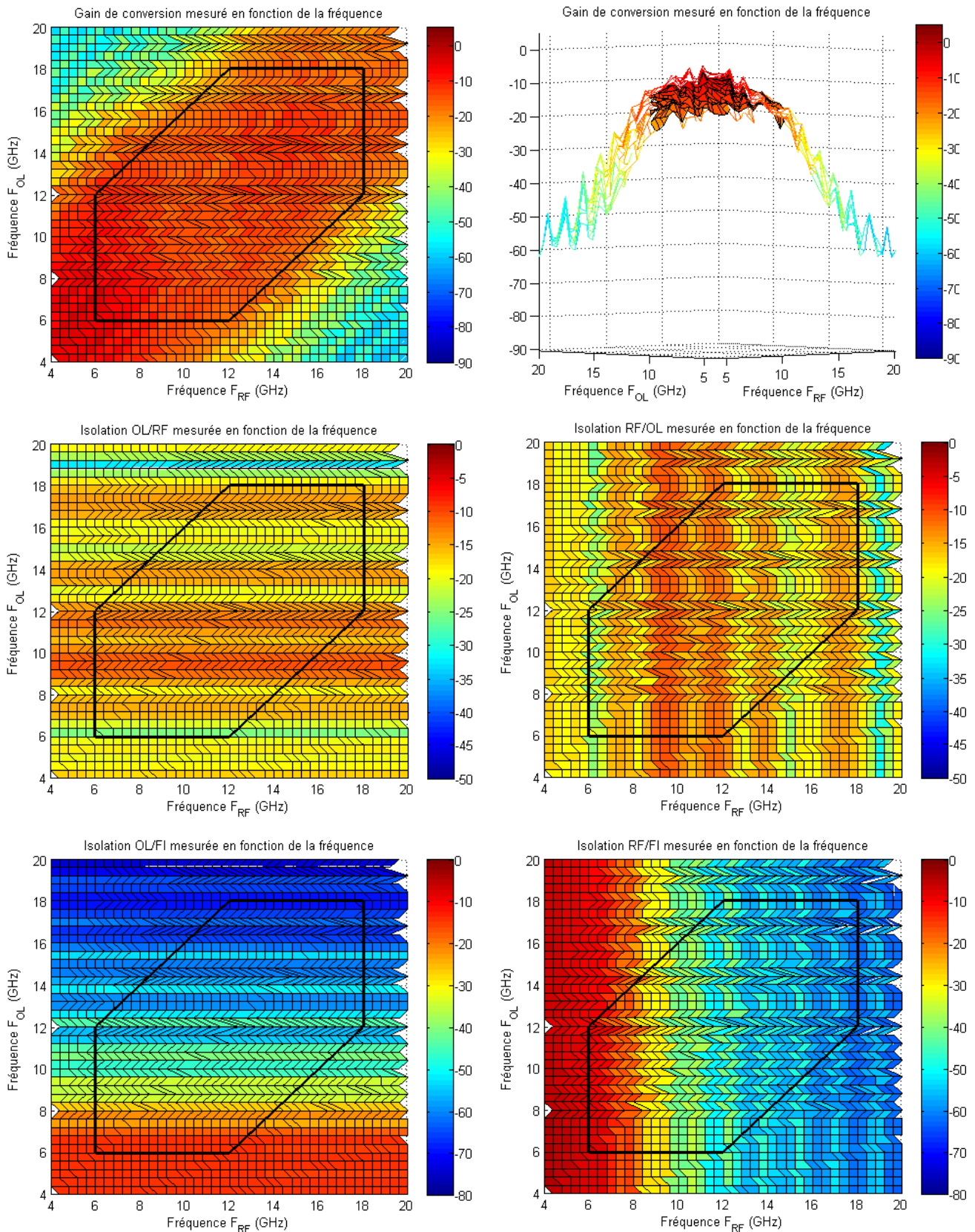
Là encore le gain de conversion est optimal non pas pour une polarisation unique mais pour une gamme de polarisation. Cette dernière est décrite par une tension  $V_{gs}$  de l'ordre de -3.4V et  $V_{ds}$  supérieur à 2V. A nouveau l'allure de la courbe obtenue est en bon accord avec celle décrite dans le chapitre II sur les non linéarités de ce composant. Dans cette partie la ligne était centrée sur  $V_{gs}=-3.2$ V. Ceci prouve la performance de cette méthode simple pour la détermination du point de polarisation optimale lorsque l'on n'a pas encore de modèle électrique non linéaire à disposition.

Dans la suite de ce chapitre, le point de polarisation  $(V_{gs}, V_{ds})=(-3.4, 15)$ V est défini comme point de polarisation optimal dont la valeur se retrouve comme pour le mélangeur « chaud » précédent proche du pincement. Comme pour les comparaisons précédentes entre mesure et simulation un bon accord est obtenu à l'exception de la chute du gain de conversion à canal pincé beaucoup plus marquée en mesure (figure III-48).

Les isolations mesurées en fonction des conditions de polarisation sont présentées en annexe de ce chapitre.

### III.4.3.b. Mesures en fonction de la fréquence

L'objectif de cette étude est d'étudier les performances du mélangeur en fonction des conditions des fréquences FOL et FRF pour une polarisation définie  $(V_{gs}, V_{ds})=(-3.4, 15)$ V. La même technique de visualisation (aire délimitée par la ligne noire pour les zones de fréquence d'intérêts) que pour les autres mélangeurs est proposée.



**Figure III-49 : Gain de conversion et isolations mesurés en fonction de la fréquence,  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  allant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz.  $P_{OL}=14dBm$ .  $P_{RF}=-5.2dBm$ .  $V_{gs}=-3.4V$ .  $V_{ds}=15V$ .**

Le gain de conversion en fonction de la fréquence est stable autour de -14.7dB dans toute la bande de fréquence désirée. A la différence des mesures précédentes, les bandes d'utilisation des fréquences  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  ne pourront pas être étendues au-delà de 19GHz. En effet une décroissance du gain de conversion fait son apparition (aussi bien en mesure qu'en simulation). Ceci s'explique par la fréquence de coupure moins élevée de ce transistor comparé à celle du transistor GaN de la couche KQ002 (cf tableau récapitulatif du chapitre II).

L'architecture du mélangeur étant strictement identique à celle du mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaN de la couche KQ002, les mêmes conclusions sont apportées. Les isolations OL/RF et RF/OL sont réalisées par le coupleur de Lange, les valeurs sont donc du même ordre que celle présentées par le mélangeur chaud précédent. Pour les isolations OL/FI et RF/FI, l'influence du filtre est toujours mis en évidence sur les courbes. Le comportement fréquentiel du filtre retranscrit le comportement de ces isolations.

La comparaison entre la mesure et la simulation sur le gain de conversion en fonction des fréquences est présentée sur la figure ci-dessous.

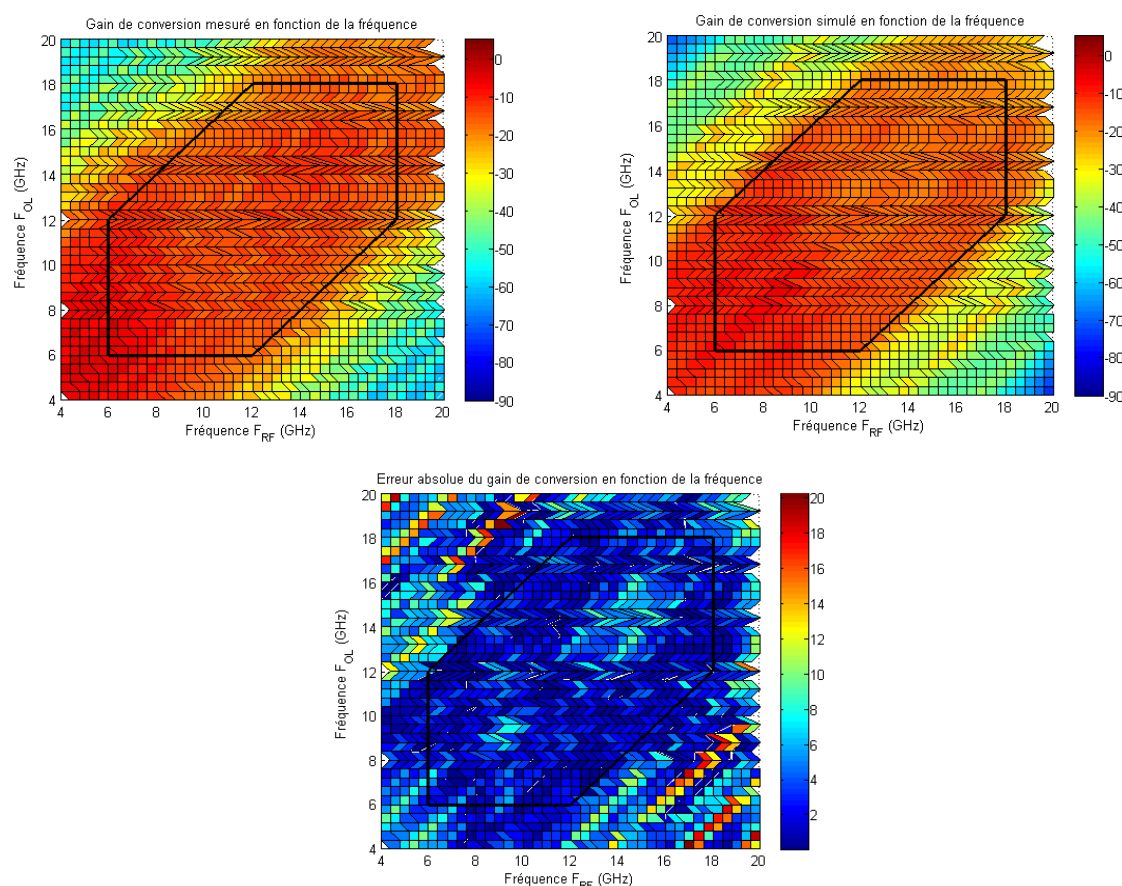


Figure III-50 : Gain de conversion simulé (haut) en fonction de la fréquence ainsi que l'erreur absolue (bas).

$F_{OL}$  et  $F_{RF}$  allant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz,  $P_{OL}=14dBm$ ,  $P_{RF}=-5.2dBm$ ,  $V_{gs}=-3.4V$ ,  $V_{ds}=15V$

Une très bonne adéquation est obtenue entre la mesure et la simulation pour le gain de conversion mais également sur les paramètres des isolations pour toutes les plages de fréquences. La présentation des isolations simulées ainsi que les erreurs absolues des isolations sont données en annexe. Leur valeur moyenne est présentée dans les tableaux suivants.

	Gain de conversion $G_c$	Isolation OL/RF	Isolation RF/OL	Isolation RF/FI	Isolation OL/FI
Moyenne simulée	-15.21	-13.80	-13.31	-41.68	-48.12
Moyenne mesurée	-14.74	-16.18	-16.03	-43.34	-48.21

**Tableau III-5 : Tableau des valeurs moyennes mesurées et simulées en fonction de la fréquence pour les différentes caractéristiques du mélangeur « chaud » à base du transistor GaN de la couche AEC1321**

Concernant les isolations, des remarques identiques à celles décrites pour le mélangeur froid sont applicables. A savoir, les valeurs moyennes des isolations variant dans la bande de fréquence via le filtre passe-bas ne sont présentées qu'à titre de comparaison et d'ordre de grandeur.

Le tableau suivant propose le module de l'erreur absolue moyenné dans toute la gamme de mesure ainsi que dans la gamme de fréquence d'intérêt.

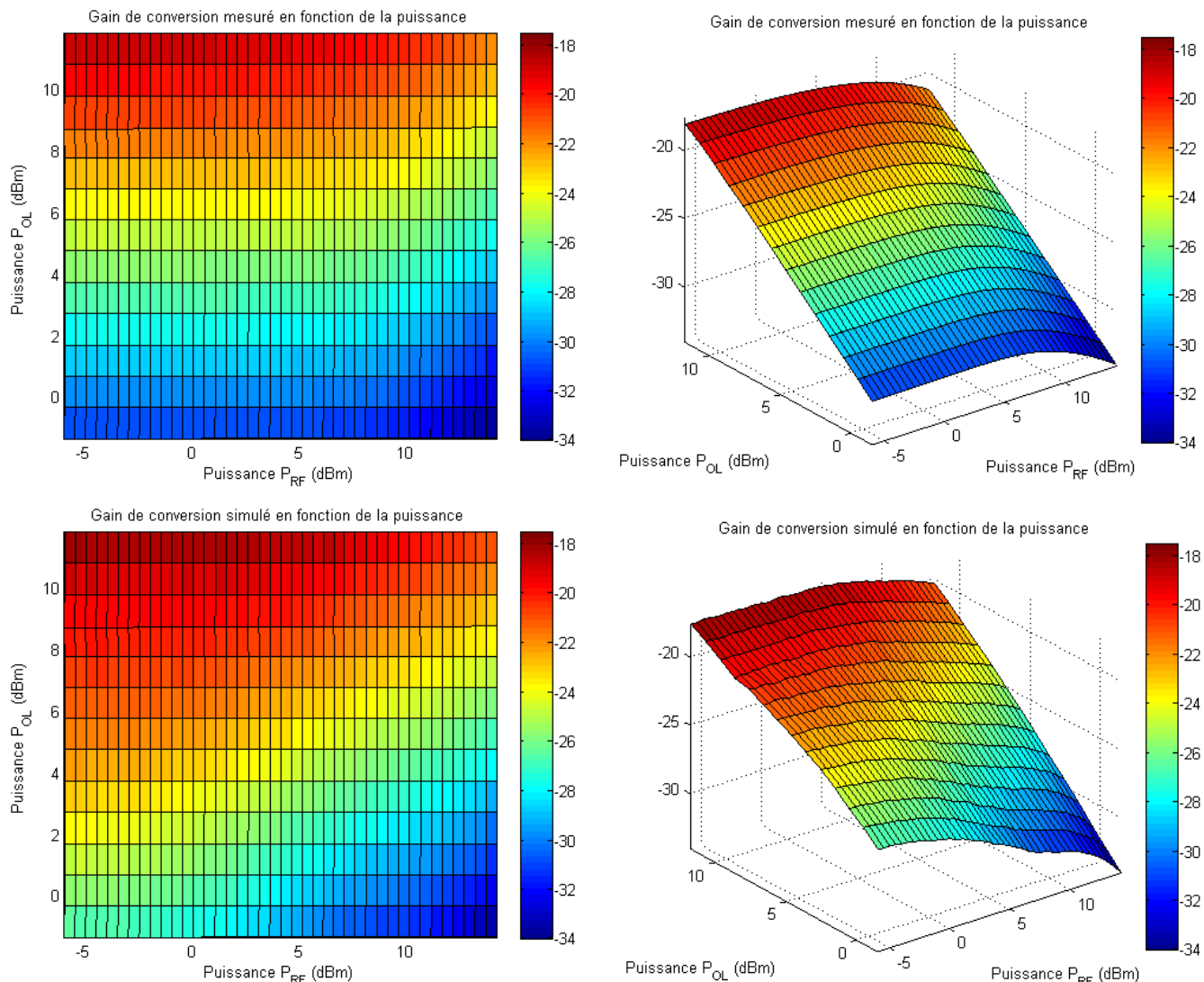
Erreur moyenne absolue (dB)	Gain de conversion	Isolation OL/RF	Isolation RF/OL	Isolation RF/FI	Isolation OL/FI
$F_{RF}, F_{OL}$ de 4GHz à 20GHz	4.02	4.67	5.01	6.03	6.52
$F_{RF}, F_{OL}$ de 6 à 18GHz FIF du DC à 6GHz	2.40	3.93	4.14	6.49	6.95

**Tableau III-6 : Tableau des erreurs absolues des différentes caractéristiques du mélangeur « chaud » basé sur un transistor GaN de la couche AEC1321**

Les erreurs entre la simulation et la mesure sont moins importantes pour ce mélangeur que celles présentées dans le paragraphe précédent pour le mélangeur de même architecture.

#### III.4.3.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$

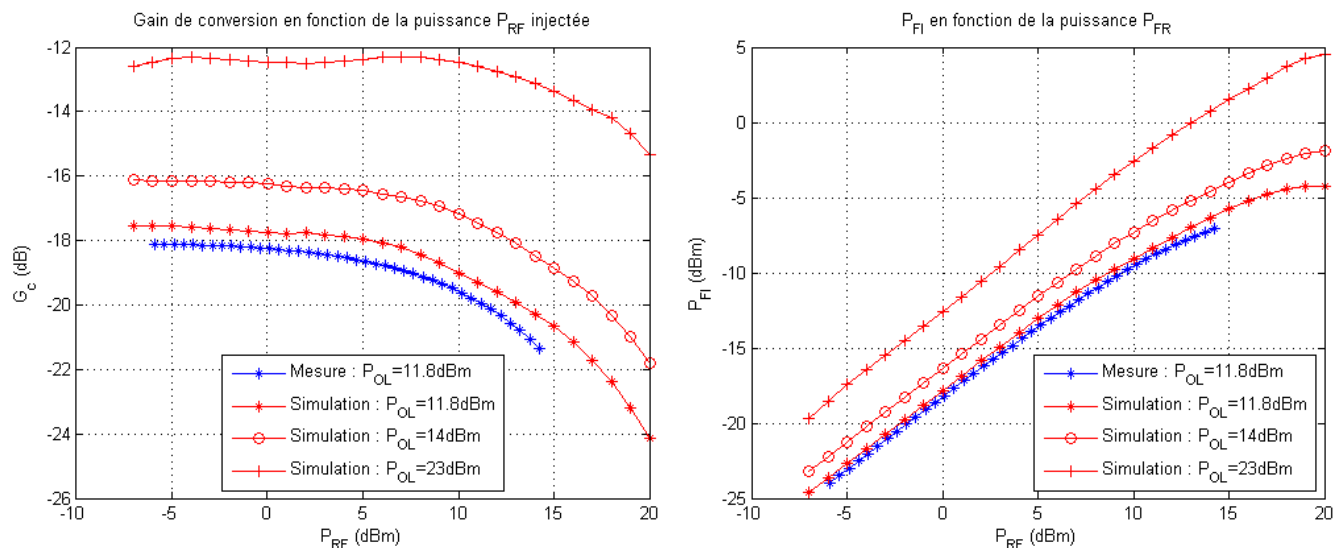
Dans cette partie, les évolutions des paramètres en fonction de la puissance sur les accès RF et OL sont représentées. On observe un bon accord mesure-simulation ce qui confirme la validité du modèle électrique non linéaire.



**Figure III-51 : Gain de conversion mesuré (haut) et simulé (bas) en fonction de la puissance injectée,  $P_{OL}$  variant de -1 à 11dBm par pas de 1dBm,  $P_{RF}$  variant de -6 à 15dBm par pas de 0.5dBm,  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $V_{gs}=-3.4\text{V}$ ,  $V_{ds}=15\text{V}$**

De la même façon que précédemment, la puissance optimale sur la voie OL n'a pas pu être atteinte par le banc de caractérisation développé par manque de puissance. Pour fournir un ordre de grandeur des paramètres de compression, le modèle non linéaire est utilisé pour trois niveaux de puissance OL : le niveau de puissance maximal réalisé en mesure, une simulation avec un niveau de puissance intermédiaire (14dBm) et enfin celui avec le niveau de puissance considéré comme optimal (23dBm).





**Figure III-52 : Gain de conversion et puissance de sortie FI en fonction de la puissance RF injectée,  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $V_{gs}=-3.4\text{V}$ ,  $V_{ds}=15\text{V}$**

Dans le cadre de cette étude, le niveau de compression en puissance  $P_{RF}$  a pu être mesuré. Le point de compression à 1dB pour la puissance  $P_{OL}$  de 11.8dBm est défini par  $(P_{RF}, P_{FI})=(8, -10.52)$ . Pour la puissance  $P_{OL}=14\text{dBm}$ , le point de compression à 1dB apparait pour le couple  $(P_{RF}, P_{FI})=(10, -7.28)$ . Enfin pour  $P_{OL}=23\text{dBm}$ , le point de compression à 1dB est obtenu pour  $(P_{RF}, P_{FI})=(15, 1.52)$ . Pour cette dernière puissance  $P_{OL}$  on retrouve un gain de conversion équivalent à celui du mélangeur « chaud » précédent.

Les isolations mesurées en fonction des puissances injectées sur les voies OL et RF sont présentées en annexe de ce chapitre.

#### III.4.4. Mélangeur « chaud » basé sur un transistor GaAs de la couche PPH25X

L'architecture du prototype du mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaAs de la couche PPH25X est rigoureusement identique à celui des deux mélangeurs « chaud » décrits précédemment à base de transistor grand gap (GaN). L'unique différence se situe au niveau des circuits d'adaptation en entrée et en sortie.

La photographie ci-dessous montre le prototype réalisé.

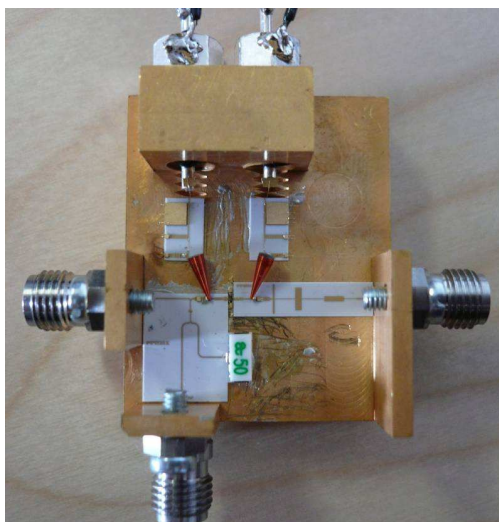


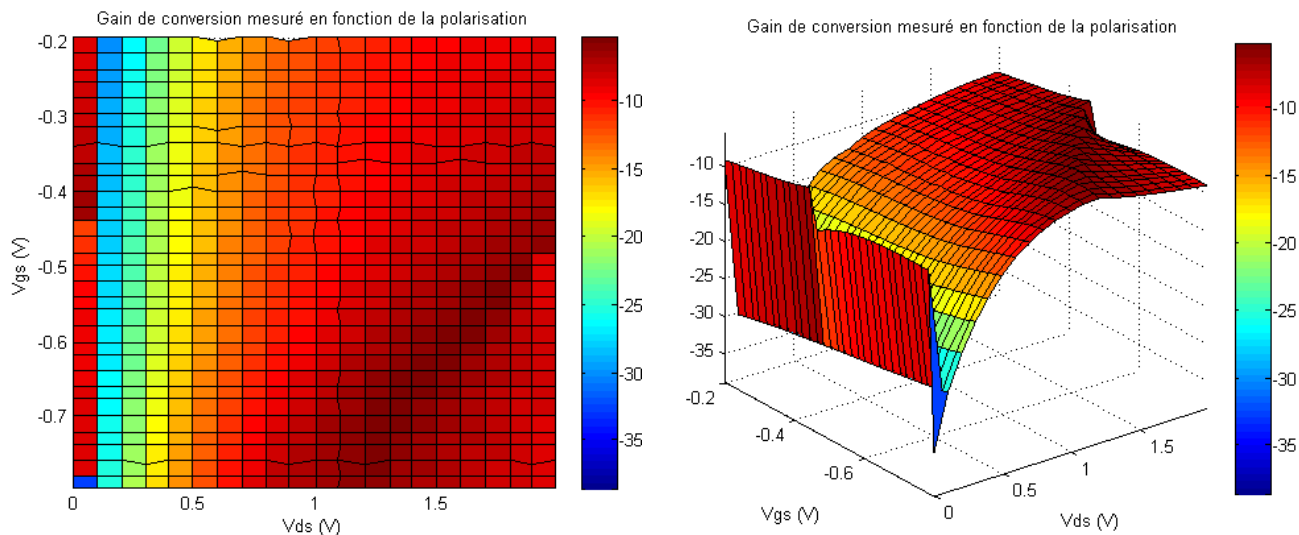
Figure III-53 : Mélangeur de type « chaud » à base de transistor GaAs de la couche PPH25X

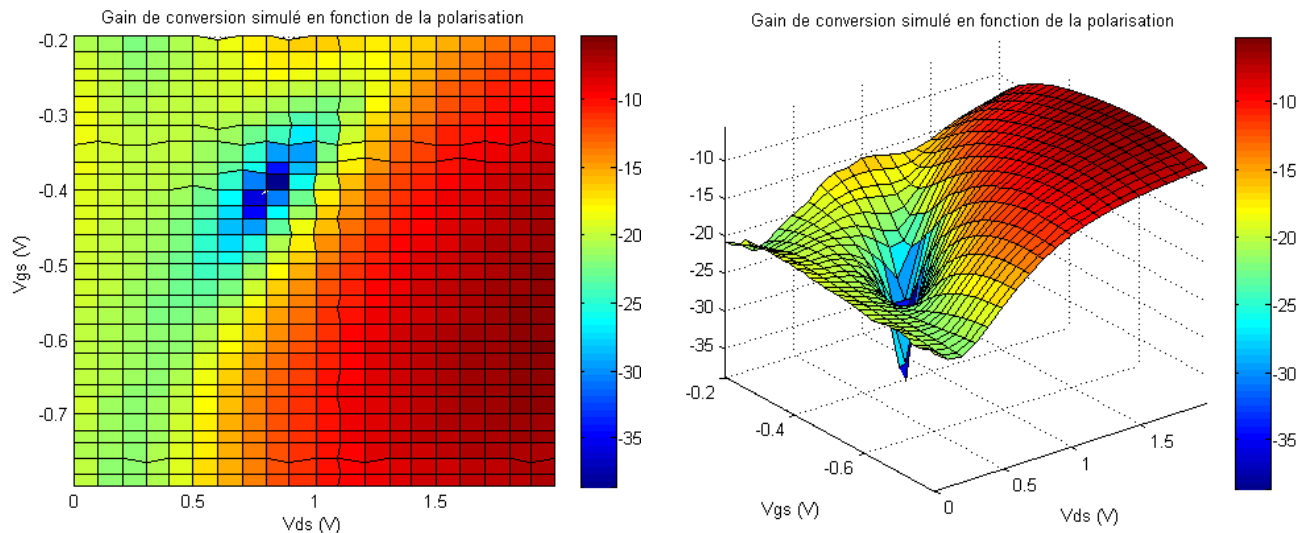
La suite de cette partie est dédiée à l'étude des performances de ce mélangeur en fonction de la polarisation, de la fréquence et de la puissance injectée comme cela a été effectué précédemment.

#### III.4.4.a. Mesures en fonction de la polarisation

Comme toutes les études précédentes, la polarisation optimale pour obtenir un gain de conversion maximum a été recherchée.

La figure ci-dessous permet de déterminer ce point.





**Figure III-54 : Gain de conversion mesuré (haut) et simulé (bas) en fonction de la polarisation.  $V_{gs}$  allant de -0.8 à -0.2V par pas de 0.02V et  $V_{ds}$  allant de 0 à 2V par pas 0.1V.  $F_{OL}=10\text{GHz}$ .  $F_{RF}=12\text{GHz}$ .  $P_{OL}=9\text{dBm}$ .  $P_{RF}=-6.7\text{dBm}$ .**

Cette fois-ci les différences entre la courbe tracée dans le chapitre II (modèle très simplifié) issue du calcul des non linéarités et la mesure sont plus importantes. Si une ligne de polarisation optimale semble apparaître elle se produit en-dessous de -0.7V pour la tension de grille. En effet, le modèle a été développé dans une zone de polarisation proche de la tension de pincement. Plus on s'éloigne de ce point, moins le modèle a de chance de coïncider avec la mesure.

Dans toute la suite de cette partie, le point de polarisation  $(V_{gs}, V_{ds})=(-0.66, 1.4)\text{V}$  a été sélectionné comme point de polarisation optimal.

Les isolations mesurées en fonction de la polarisation sont données en annexe de ce chapitre.

#### III.4.4.b. Mesures en fonction de la fréquence

Dans cette partie, les performances du mélangeur en fonction de la fréquence sont étudiées.

La même technique de visualisation (aire remplie pour les zones de fréquence d'intérêts) que pour les autres prototypes est mise en œuvre.

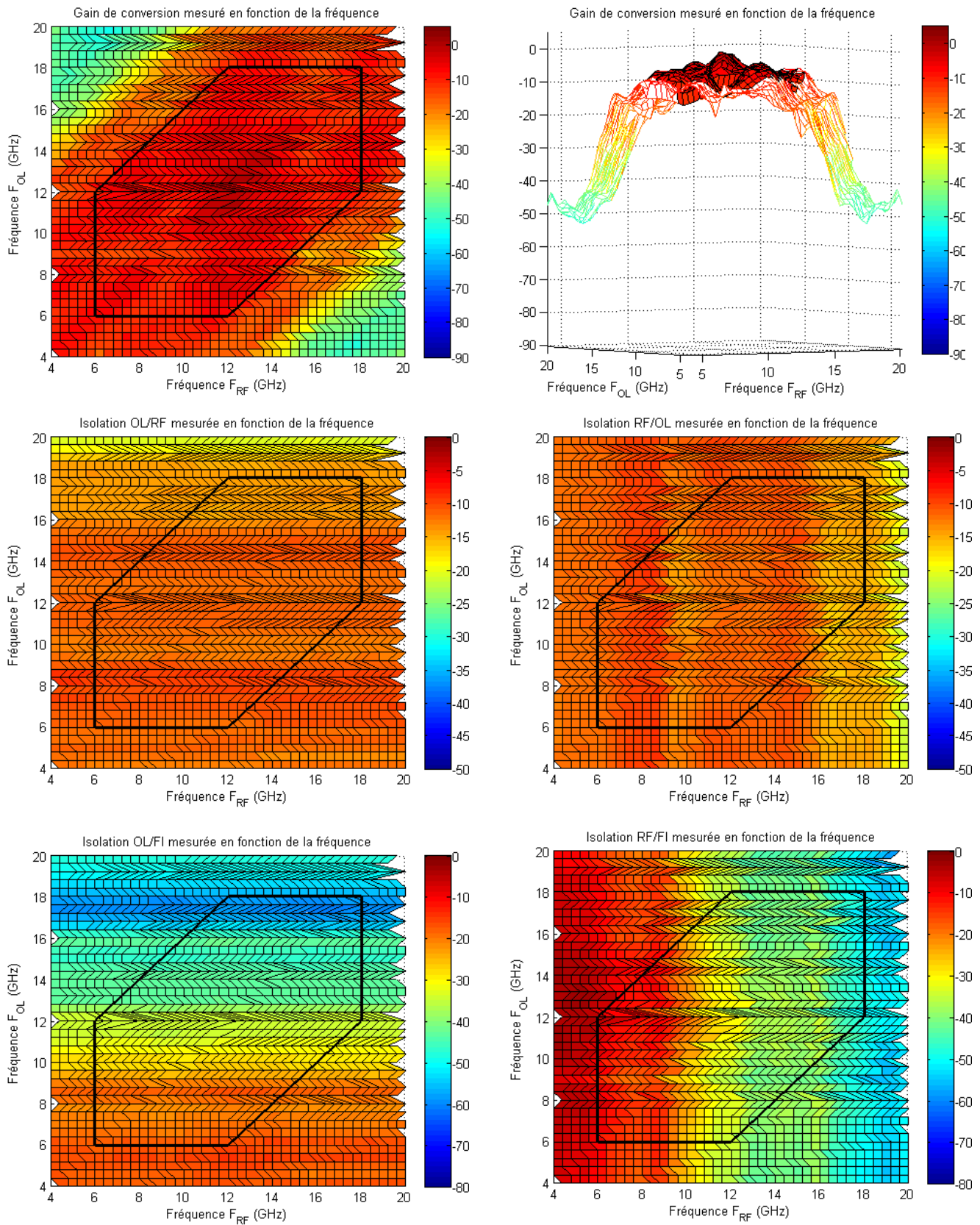
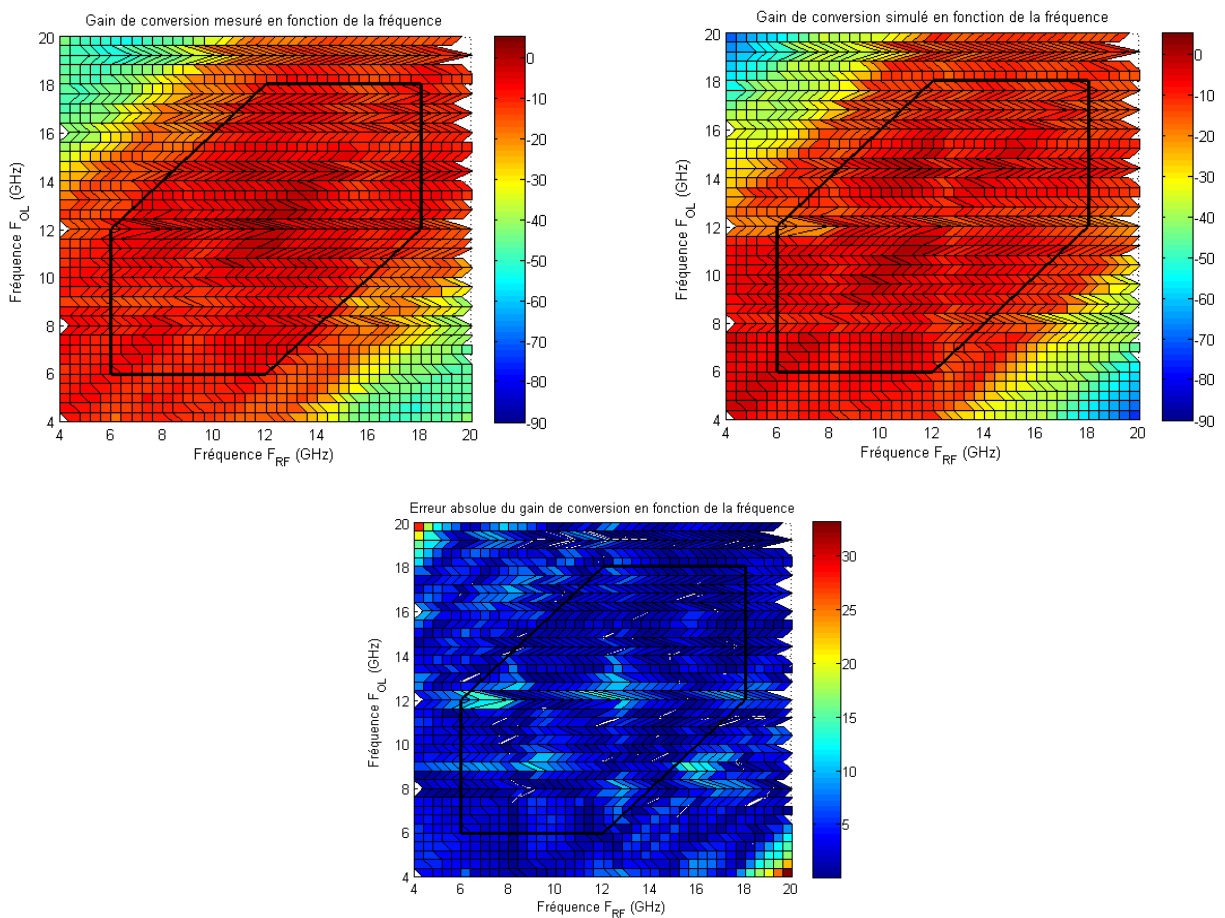


Figure III-55 : Gain de conversion et isolations mesurés en fonction de la fréquence.  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  allant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz.  $P_{OL}=7dBm$ .  $P_{RF}=-5dBm$ .  $V_{gs}=-0.66V$ .  $V_{ds}=1.4V$ .

Le gain de conversion en fonction de la fréquence est stable autour de -8.12dB dans toute la bande de fréquence désirée. Cette valeur peut être étendue avec des fréquences  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  un peu plus élevées. Le gain de conversion est supérieur à celui des deux mélangeurs basé sur des transistors GaN pour les niveaux de puissance  $P_{OL}$  équivalents.

L'architecture du mélangeur étant strictement identique à celle du mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaN de la couche KQ002 ou AEC1321, les mêmes conclusions peuvent donc être apportées concernant les effets induits par les éléments externes aux transistors. Les isolations OL/RF et RF/OL étant réalisées par le coupleur de Lange, les valeurs sont du même ordre de grandeur que celle présentées par les mélangeurs chauds précédents. Pour les isolations OL/FI et RF/FI, l'influence du filtre est toujours mise en évidence sur les courbes et le comportement fréquentiel du filtre est retrouvé sur ces isolations.

La comparaison entre la mesure et la simulation sur le gain de conversion est présentée sur la figure ci-dessous.



**Figure III-56 : Comparaison du gain de conversion mesuré et simulé (haut) en fonction de la fréquence ainsi que l'erreur absolue (bas).  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  allant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz,  $P_{OL}=7dBm$ ,  $P_{RF}=-5dBm$ ,  $V_{gs}=-0.66V$ ,  $V_{ds}=1.4V$ .**

Une très bonne adéquation est obtenue entre la mesure et la simulation pour le gain de conversion mais également pour les paramètres des isolations et cela sur toute la gamme de fréquence  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$ . Seuls quelques couples de fréquence donnent des erreurs conséquentes liées à des soucis de convergence de ce modèle implémenté dans ADS.

La figure III-56 permet de confronter les mesures avec la simulation sur le gain de conversion ainsi que le module de l’erreur absolue en fonction de la fréquence.

La présentation des isolations simulées ainsi que des erreurs absolues des isolations sont données en annexe. Leur valeur moyenne est présentée dans les tableaux suivants.

	Gain de conversion $G_c$	Isolation OL/RF	Isolation RF/OL	Isolation RF/FI	Isolation OL/FI
Moyenne simulée	-8.61	-12.59	-12.07	-37.11	-42.88
Moyenne mesurée	-8.12	-11.85	-11.99	-31.22	-36.40

**Tableau III-7 : Tableau des valeurs moyennes mesurées et simulées en fonction de la fréquence pour les différentes caractéristiques du mélangeur « chaud » à base du transistor GaAs de la couche PPH25X**

Les valeurs moyennes des isolations variant dans la bande de fréquence via le filtre passe-bas ne sont présentées qu’à titre de comparaison et d’ordre de grandeur pour les mêmes raisons que celles décrites pour les autres prototypes.

Le tableau suivant propose le module de l’erreur absolue moyenné dans toute la gamme de mesure ainsi que dans la gamme de fréquence d’intérêt.

Erreur moyenne absolue (dB)	Gain de conversion	Isolation OL/RF	Isolation RF/OL	Isolation RF/FI	Isolation OL/FI
$F_{RF}, F_{OL}$ de 4GHz à 20GHz	3.57	5.30	6.01	8.47	9.40
$F_{RF}, F_{OL}$ de 6 à 18GHz $F_{IF}$ du DC à 6GHz	2.85	5.26	5.81	9.21	8.53

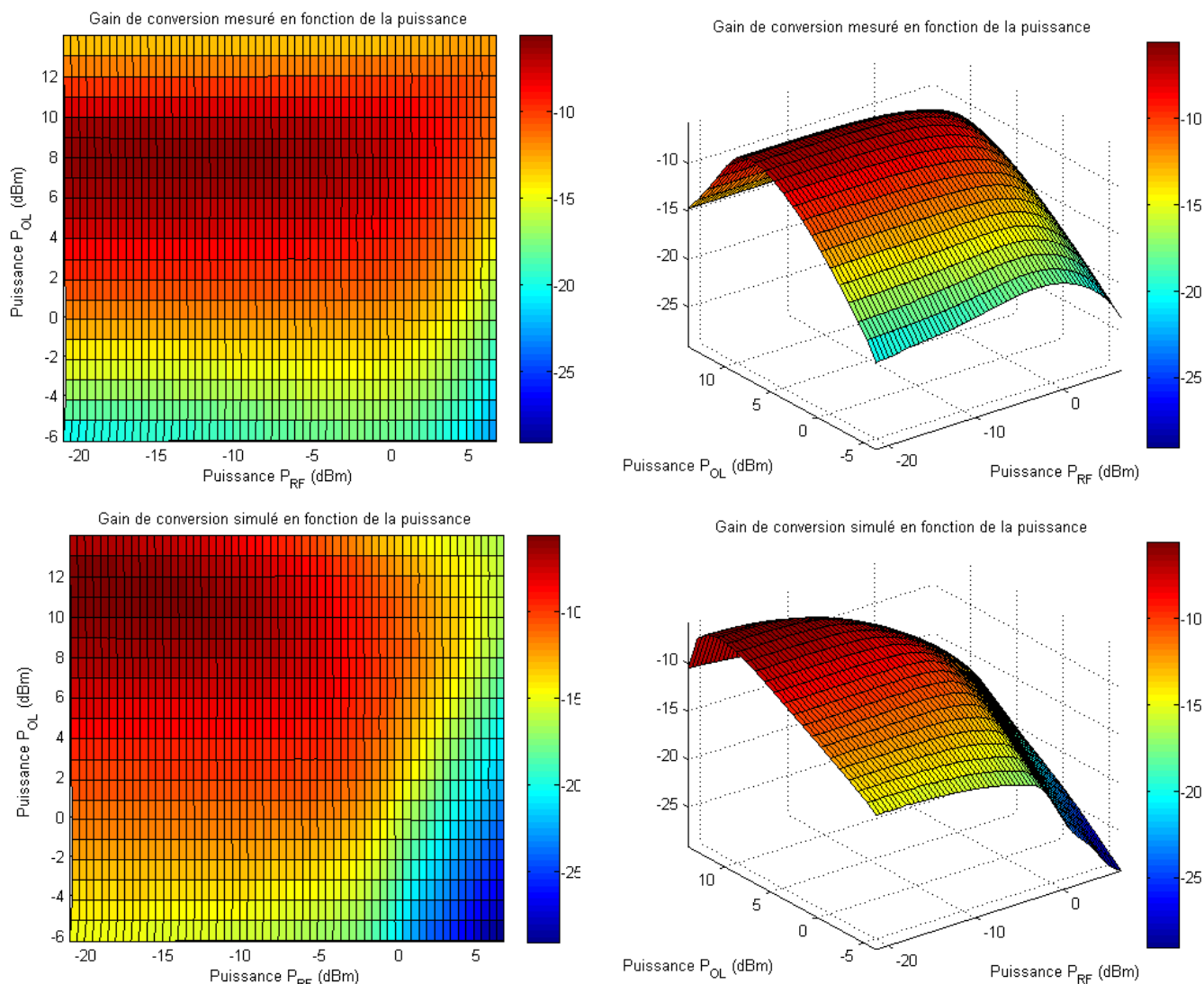
**Tableau III-8 : Tableau des erreurs absolues pour les mesures dans la gamme de fréquence et ensuite seulement pour celles d’intérêts pour les différentes caractéristiques du mélangeur « chaud » à base du transistor GaAs de la couche PPH25X**

Les erreurs entre la simulation et la mesure sont du même ordre de grandeur que celles engendrées par les modèles basés sur des transistors GaN. Le gain de conversion étant toujours plus précis que les isolations. Cela permet de constater que la précision des modèles

électriques non linéaires des transistors GaN est du même ordre que celle obtenue sur les transistors plus usuels comme les composants PHEMT à base d'arséniure de gallium.

### III.4.4.c. Mesures en fonction des puissances $P_{OL}$ et $P_{RF}$

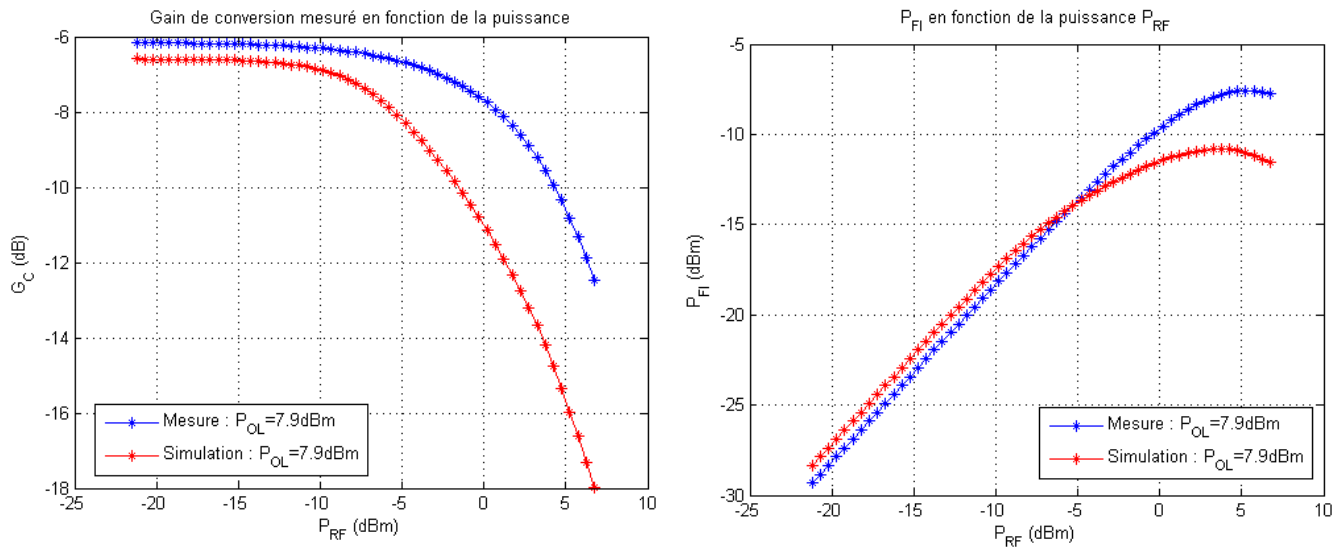
Dans cette partie, le but est de comparer les évolutions des paramètres en fonction de la puissance sur les accès OL et RF afin de déterminer les puissances de compression si cela est possible.



**Figure III-57 : Gain de conversion mesuré (haut) et simulé (bas) en fonction des puissances injectées.  $P_{OL}$  allant de -6 à 14dBm par pas de 1dBm et  $P_{RF}$  allant de -21 à 7dBm par pas de 0.5dB.  $F_{RF}=12$ ,  $F_{OL}=10$ GHz.  $V_{gs}=-0.66$ V.  $V_{ds}=1.4$ V.**

Cette fois-ci les niveaux de puissances fournis par les sources du VNA sont suffisants pour déterminer le niveau de puissance  $P_{OL}$  fournissant le gain de conversion optimal mais également les niveaux de puissance  $P_{RF}$  et  $P_{FI}$  associés de la compression.

La figure ci-dessous est réalisée pour la puissance  $P_{OL}$  mesurée optimale qui est de 9.25dBm comme nous pouvons le constater sur la figure III-57. Par ailleurs, un bon accord est également constaté sur cette même figure entre simulation et mesure.



**Figure III-58 : Gain de conversion et puissance FI de sortie en fonction de la puissance RF injectée,  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $V_{gs}=-0.66\text{V}$ ,  $V_{ds}=1.4\text{V}$ ,  $P_{OL}=7.9\text{dBm}$  (bleu : mesure, rouge : simulation)**

Le point de compression mesuré est obtenu pour le couple suivant  $(P_{RF}, P_{Fi})=(-2.3, -11)\text{dBm}$  et cela pour une puissance  $P_{OL}$  optimale de 7.9dBm. Nous constatons de façon flagrante que la linéarité de ce mélangeur est vraiment très faible comparée à celle des mélangeurs réalisés à base de transistor GaN. Par ailleurs, un écart plus conséquent est obtenu entre mesure et simulation que sur les circuits précédents. Une possibilité d'explication peut être la très grande sélectivité du transistor qui a déjà été évoquée dans le chapitre II.

Les isolations mesurées en fonction de la puissance sont reportées en annexe de ce chapitre.



### III.5. Conclusion

Afin d'avoir une meilleure lisibilité, une synthèse des résultats est réalisée et consignée dans le tableau suivant. Cette approche permet de comparer les résultats des différentes architectures utilisant le même composant mais également d'analyser l'influence apportée par les différentes technologies.

Architecture	froid	chaud		
Type Transistor	GaN	GaN	GaN	GaAs
Couche	KQ002	KQ002	AEC1321	PPH25X
Développement ( $\mu\text{m}^2$ )	2x100x0.25	2x100x0.25	2x100x0.25	4x50x0.25
$I_d$ max (mA)	225	225	160	60
$G_m$ max (mS)	55	55	55	75
$F_T$ max (GHz)	35	38	12	50
$F_{\text{mag}}$ max (GHz)	70	70	40	100
$G_{\text{md}}$ ou $G_{\text{m2}}$ (mS/V)	$G_{\text{md}} = 36$	$G_{\text{m2}} = 37$	$G_{\text{m2}} = 33$	$G_{\text{m2}} = 110$
Polarisation optimale	$(V_{\text{gs}}, V_{\text{ds}}) = (-7, 0)\text{V}$	$(V_{\text{gs}}, V_{\text{ds}}) = (-7.4, 10)\text{V}$	$(V_{\text{gs}}, V_{\text{ds}}) = (-3.4, 15)\text{V}$	$(V_{\text{gs}}, V_{\text{ds}}) = (-0.66, 1.4)\text{V}$
Gc moyen (dB)	-17.97	-10.77	-14.74	-8.12
Isolation OL/RF moyen (dB)	-20.88	-14.64	-16.18	-11.85
Isolation RF/OL moyen (dB)	-22.36	-14.60	-16.03	-11.98
Isolation OL/FI moyen (dB)	-45.15	-41.04	-48.21	-36.40
Isolation RF/FI moyen (dB)	-41.55	-36.10	-43.34	-31.16
$P_{\text{RF}}$ 1dB (dBm) simulé	18	15	15	-2.3
$P_{\text{FI}}$ 1dB (dBm) simulé	2.6	0.91	1.52	-11

Tableau III-9 : Tableau récapitulatif des caractéristiques des transistors ainsi que des mesures des mélangeurs.

L'ensemble des prototypes permet de comparer trois systèmes :

- Comparaison de l'architecture du mélangeur « chaud » à celle du mélangeur « froid » entre deux transistors identiques en technologie nitrure de gallium

Le paramètre principal décrivant les non linéarités pour l'application mélangeur, à savoir  $G_{\text{md}}/G_{\text{m2}}$  pour l'architecture de type « chaud » et celle de l'architecture de type

« froid » sont du même ordre de grandeur. Cependant le gain de conversion pour un mélangeur « chaud » est plus élevé. En effet, dans cette configuration, le canal du transistor n'est pas complètement pincé, celui-ci présente un module du paramètre  $S_{21}$  plus élevé que celui du paramètre  $S_{12}$  ce qui n'est pas le cas pour un mélangeur « froid ». Dans ce cas les mélangeurs « chaud » présenteront plus de gain de conversion que les mélangeurs « froids ». En ce qui concerne les isolations, celles-ci sont meilleures pour l'architecture de type « froid » quelque soient les isolations considérées. Pour les isolations OL/RF ou RF/OL, où les différences sont les plus marquées, dans le cas du mélangeur « froid » elles sont dues au coupleur de Lange alors que pour le mélangeur « chaud » elles sont ramenées principalement par les paramètres de transmission du transistor. Au niveau de la linéarité, le point de compression sur la puissance  $P_{RF}$  apparaît pour 18dBm sur le mélangeur « froid » contre 15dBm sur le mélangeur « chaud ». La valeur de la puissance du signal FI au point de compression est également supérieure pour le mélangeur « froid ». Il faut rappeler que les valeurs de puissance de compression sont obtenues par la simulation, étant donné que les niveaux de puissance disponibles sont insuffisants en mesures, et sont donc sujet à la précision de la modélisation.

En conclusion, le mélangeur froid montre un gain de conversion plus faible mais des meilleures isolations et un point de compression plus élevé.

- Comparaison entre deux mélangeurs de même architecture (« chaud ») basé sur des transistors GaN mais de couches différentes, à savoir KQ002 et AEC1321

Le mélangeur basé sur le transistor AEC1321 présente un paramètre  $G_{m2}$ , décrivant des non linéarités, plus faibles que celui du transistor KQ002. Ceci peut expliquer, avec le fait que les fréquences de coupure soient plus faibles, que le gain de conversion moyen dans la bande soit inférieur de 4dB. Concernant les isolations, celles-ci sont légèrement plus élevées sur le mélangeur basé sur le transistor AEC1321. En effet, nous avons constaté que plus le gain de conversion est élevé, plus l'isolation du mélangeur est faible. En termes de linéarité, le point de compression sur la voie RF est identique avec une puissance de FI correspondante sensiblement similaire. Par contre pour atteindre des performances identiques, le niveau de puissance sur l'oscillateur local doit être conséquent pour le transistor AEC1321 (23dBm) alors qu'il reste raisonnable pour le transistor KQ002 (18dBm). Malgré la présence de pièges et de dispersion fréquentielle pour le mélangeur basé sur le transistor AEC1321, il est important de souligner que la fonction de mélange est complètement assurée.

- Comparaison entre mélangeurs de même architecture (« chaud ») basé sur des transistors à large bande interdite (GaN) et à bande interdite usuelle (GaAs)

Le mélangeur basé sur le transistor de type GaAs présente des non linéarités beaucoup plus importantes (paramètre  $G_{m2}$ ) et donc un gain de conversion plus élevé. Ce dernier est le plus élevé de tous les prototypes réalisés dans cette étude. Là encore, plus le gain de conversion est élevé, plus les isolations sont faibles. Ainsi, les isolations du mélangeur basées sur le transistor GaAs sont les moins élevées de tous les prototypes. Au niveau linéarité, le mélangeur basé sur le composant GaAs présente un point de compression beaucoup plus faible comparativement aux mélangeurs « chauds » basés sur des transistors GaN pour un développement total de grille identique. En effet, le point de compression apparaît pour une puissance  $P_{RF}$  de -2.3dBm contre 15dBm pour les mélangeurs utilisant des transistors à base de GaN. De plus, associé à ce point de compression plus faible, la puissance FI au dB de compression est bien plus faible puisque elle atteint environ -11dBm. Par conséquent, même si le gain de conversion est plus faible sur les mélangeurs GaN, ces derniers présentent de meilleures isolations et une dynamique bien plus importante que les mélangeurs utilisant des transistors à base de GaAs.

Pour reprendre brièvement les points les plus marquants, il est à souligner que le mélangeur à base de transistor GaAs permet d'obtenir un meilleur gain de conversion et donc présente implicitement un facteur de bruit plus faible. De plus, si c'est la montée en fréquence qui est recherchée, l'avantage reste également aux mélangeurs à base de transistors GaAs à l'instant présent. Par contre, si c'est la dynamique qui est souhaitée, les mélangeurs à base de transistor GaN, et notamment les mélangeurs « froids », présentent de bien meilleures performances que ceux à base de transistor GaAs. De plus leur adaptation est beaucoup plus aisée et les isolations ainsi que la stabilité sont également meilleures pour les mélangeurs à base de transistors GaN. On peut également s'attendre, au vue de la linéarité, à une meilleure robustesse des mélangeurs à base de composants GaN.

### III.6. Bibliographie

- [1] **A. Bikiny et al.**, « Ka-band Lange coupler in multilayer thick-film technology », *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, 2009, 1001-1004, 10.1109/MWSYM.2009.5165868.
  
- [2] **D. Ducatteau**, « Caractérisation non linéaire et analyse de transistors à effet de champ pour applications hyperfréquences dans le domaine temporel », *Thèse de doctorat à l'Université de Lille*, Septembre 2008, pp58-60.
  
- [3] **N. Thouvenin, D. Ducatteau, C. Gaquière**, « Caractérisation de mélangeurs à l'aide d'un analyseur de réseau non linéaire (LSNA) », *16<sup>ième</sup> Journées Nationales Microondes*, mai 2009.
  
- [4] **L. Gomme, Y. Rolain**, « A reference signal for a dense frequency grid phase calibration », in *Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2008. IMTC 2008. IEEE*, p. 49-53, 2008.
  
- [5] **L. Gomme, A. Barel, Y. Rolain, et F. Verbeyst**, « Fine frequency grid phase calibration setup for the Large Signal Network Analyzer », in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, p. 1444-1447, 2006.
  
- [6] **S. Vandenplas, J. Verspecht, F. Verbeyst, E. Vandamme, et M. Bossche**, « Calibration issues for the large signal network analyzer (LSNA) », *ARFTG Conference Digest, Fall 2002. 60th*, p. 99-106, 2002.
  
- [7] **J. Verspecht, P. Debie, A. Barel, et L. Martens**, « Accurate on wafer measurement of phase and amplitude of the spectral components of incident and scattered voltage waves at the signal ports of a nonlinear microwave device », *Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International*, 1995, pp. 1029-1032 vol.3.
  
- [8] **Agilent Technologies**, « Improving Measurement and Calibration Accuracy using the Frequency Converter Application », *Note d'application*, n°1408-3.

- [9] **Agilent Technologies**, « Mixer Transmission Measurements Using The Frequency Converter Application », *Note d'application*, n°1408-1.
- [10] **J. Dunsmore, J. W. Jones, D. Sariaslani, B. Shoulders**, « Comparison of Mixer Characterization Using New Vector Characterization Techniques », in *Microwave Conference, 2002. 32nd European*, p. 1-4, 2002.

### III.7. Annexes

#### III.7.1. Mélangeur « froid » basé sur le transistor GaN de la couche KQ002

##### III.7.1.a. Mesures en fonction de la fréquence

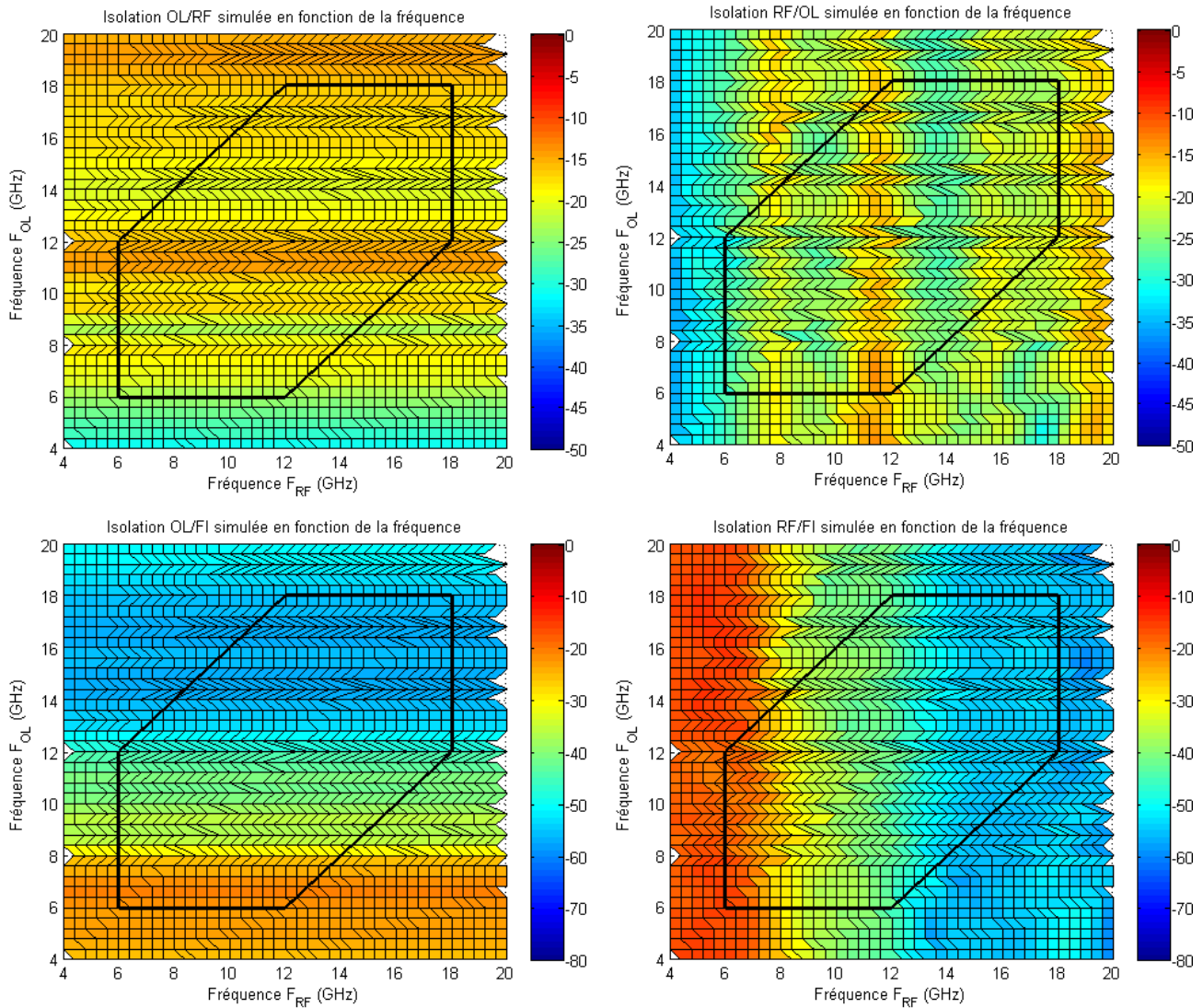
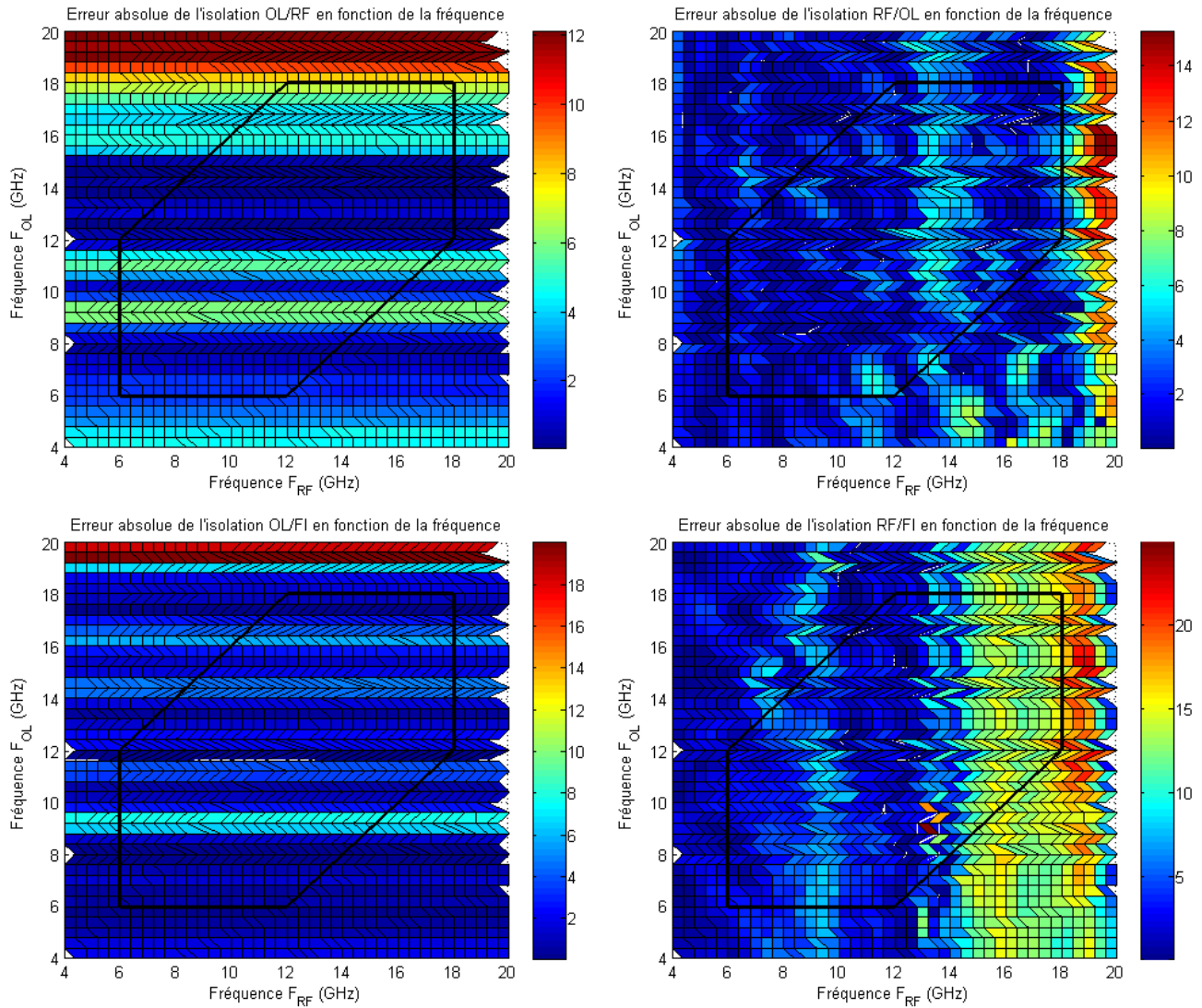


Figure III-59 : Isolations simulées en fonction de la fréquence pour le mélangeur « froid » à base de transistor GaN de la couche KQ002.  $F_{RF}$  et  $F_{OL}$  variant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz.  $P_{OL}=14\text{dBm}$ .  $P_{RF}=-5\text{dBm}$ .  $V_{gs}=-7\text{V}$ .



**Figure III-60 : Erreur absolues entre les isolations mesurées et simulées en fonction de la fréquence pour le mélangeur « froid » à base de transistor GaN de la couche KQ002.  $F_{RF}$  et  $F_{OL}$  variant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz.  $P_{OL}=14dBm$ .  $P_{RF}=-5dBm$ .  $V_{gs}=-7V$ .**

III.7.1.b. Mesures en fonction de la puissance

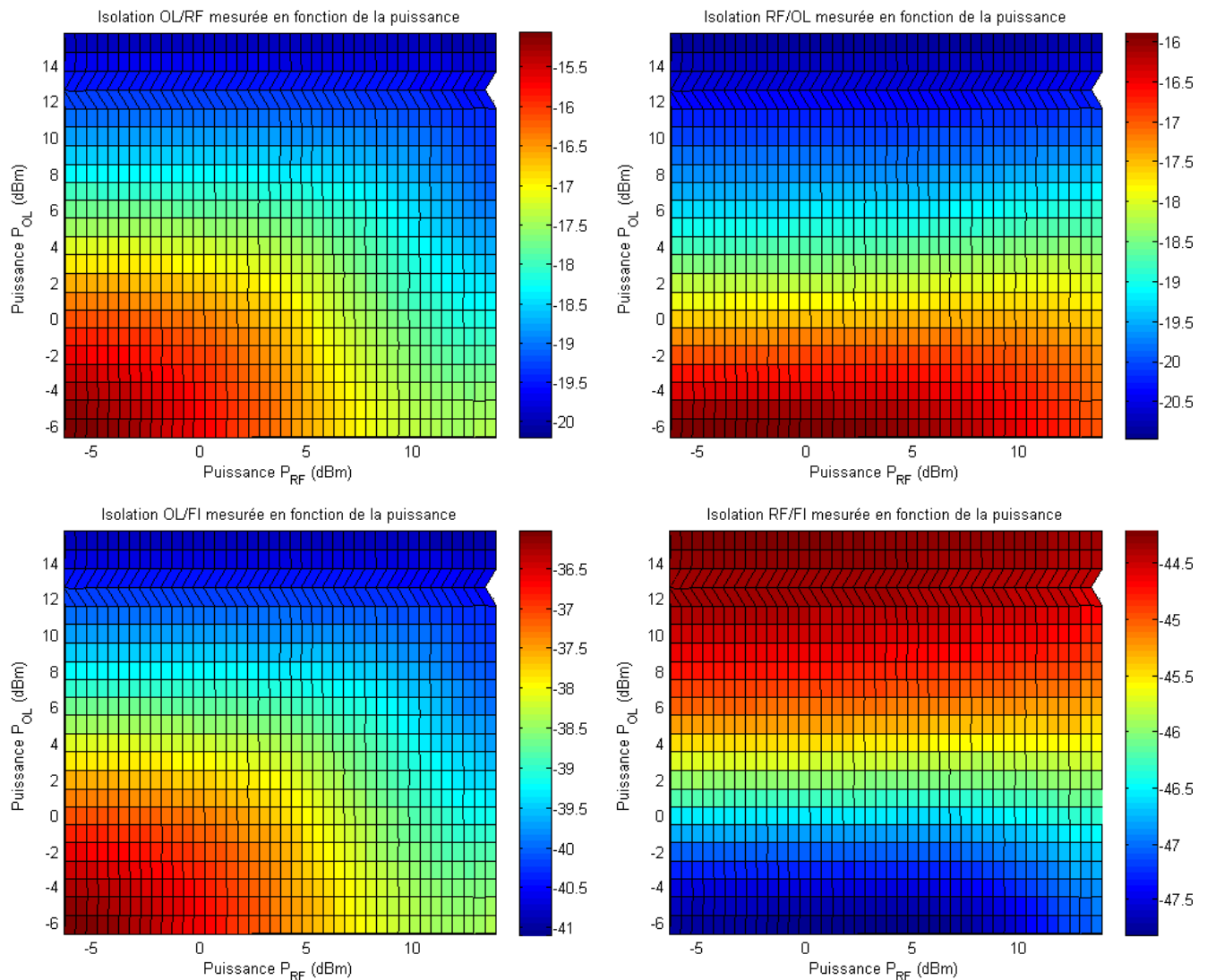


Figure III-61 : Isolations en fonction de la puissance injectée.  $P_{OL}$  variant de -6 à 16dBm par pas de 1dBm,  $P_{RF}$  variant de -6 à 14dBm par pas de 0.5dBm,  $F_{OL}=10GHz$ ,  $F_{RF}=12GHz$ ,  $V_{gs}=-7V$



### III.7.2. Mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaN de la couche KQ002

#### III.7.2.a. Mesures en fonction de la polarisation

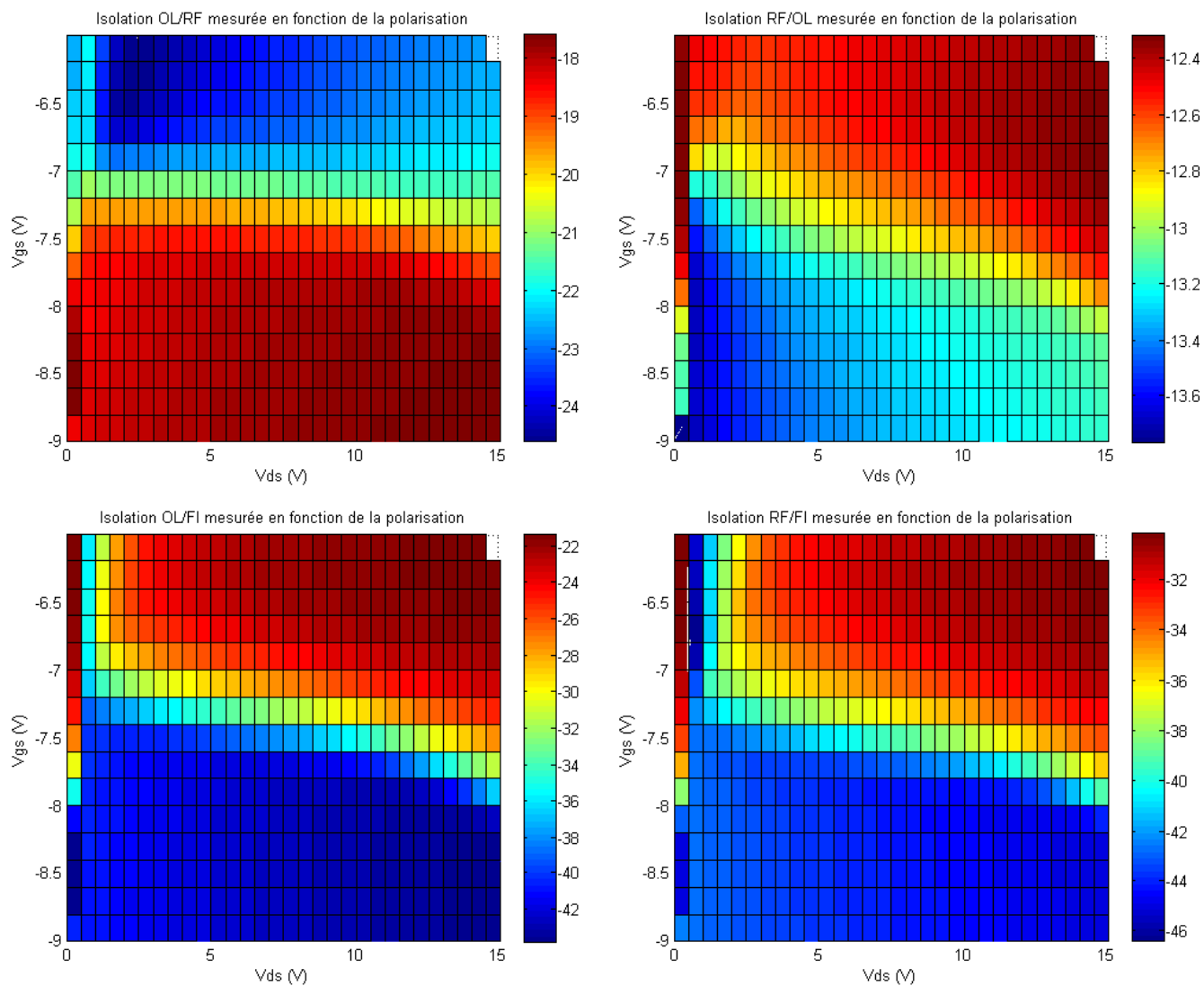


Figure III-62 : Isolations mesurées en fonction de la polarisation,  $V_{gs}$  variant de -9 à -6 par pas de 0.2V,  $V_{ds}$  variant de 0 à 15V par pas de 0.5V,  $P_{OL}=9.4\text{dBm}$ ,  $P_{RF}=-6.3\text{dBm}$ ,  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$

III.7.2.b. Mesures en fonction de la fréquence

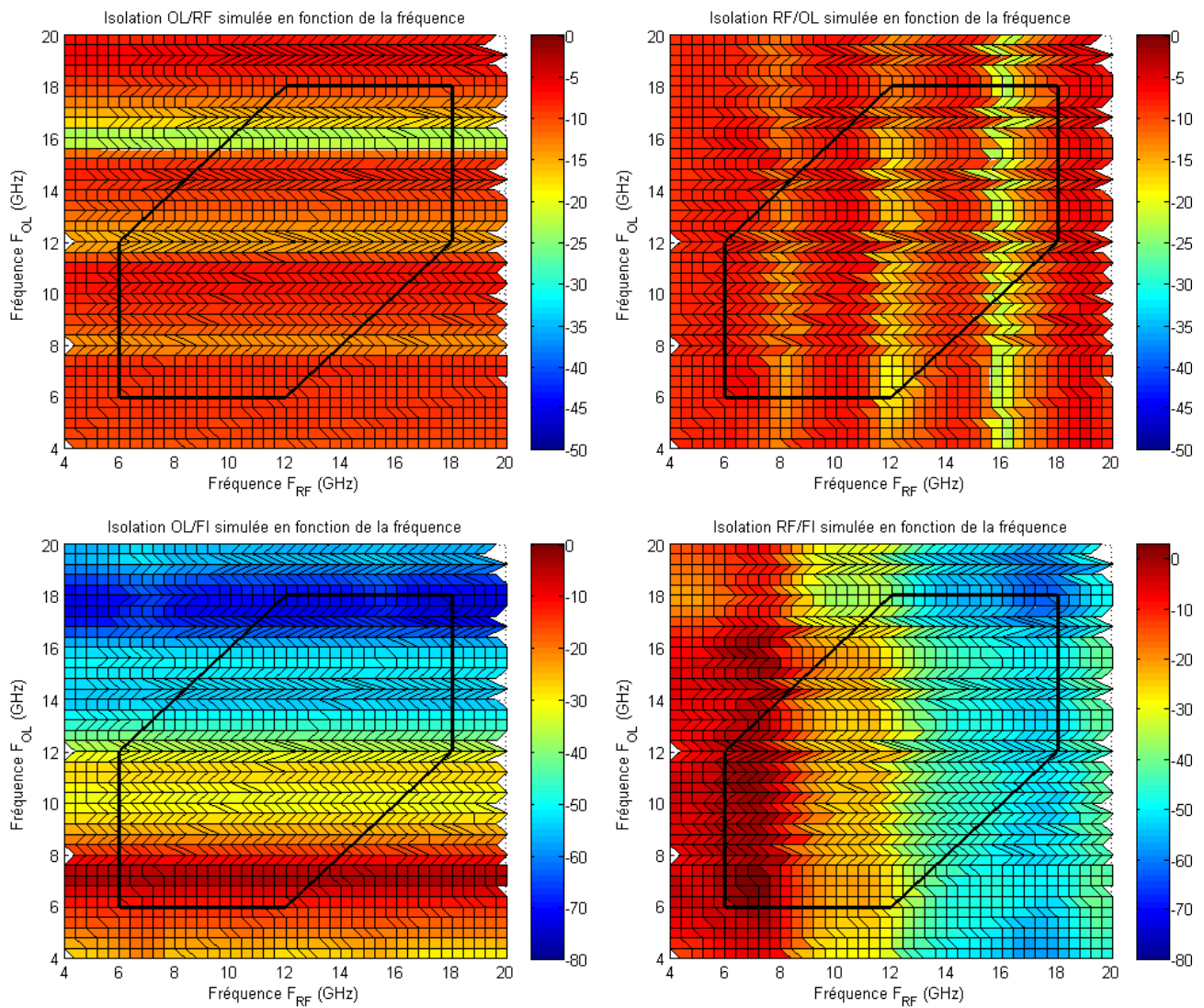
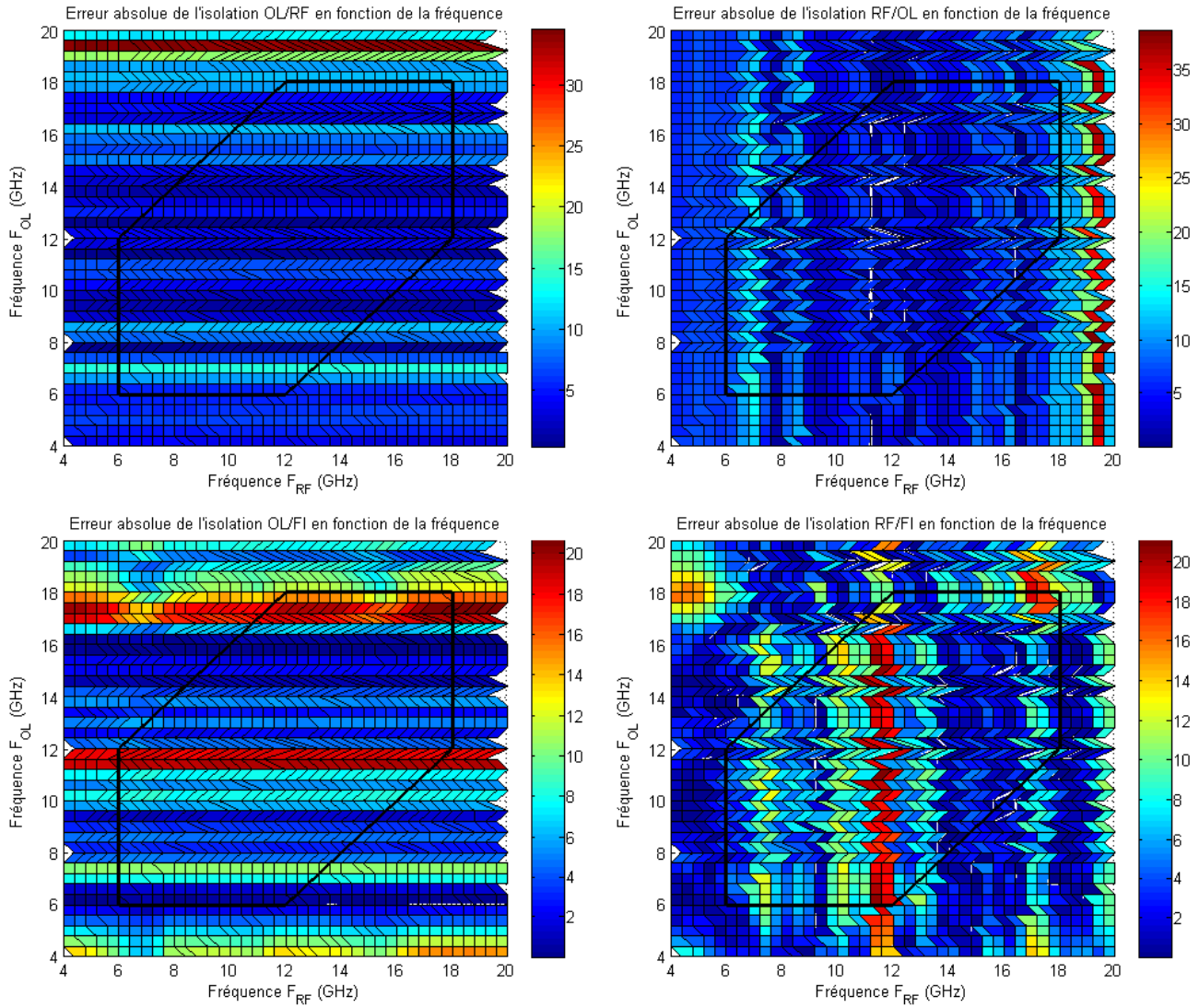


Figure III-63 : Isolations simulées en fonction de la fréquence,  $F_{OL}$ ,  $F_{RF}$  variant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz,  
 $P_{OL}=10dBm$ ,  $P_{RF}=-5.4dBm$ ,  $V_{gs}=-7.4V$ ,  $V_{ds}=10V$



**Figure III-64 : Erreur absolue entre les isolations mesurées et simulées en fonction de la fréquence,  $F_{OL}$ ,  $F_{RF}$  variant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz,  $P_{OL}=10\text{dBm}$ ,  $P_{RF}=-5.4\text{dBm}$ ,  $V_{gs}=-7.4\text{V}$ ,  $V_{ds}=10\text{V}$**

III.7.2.c. Mesures en fonction de puissance

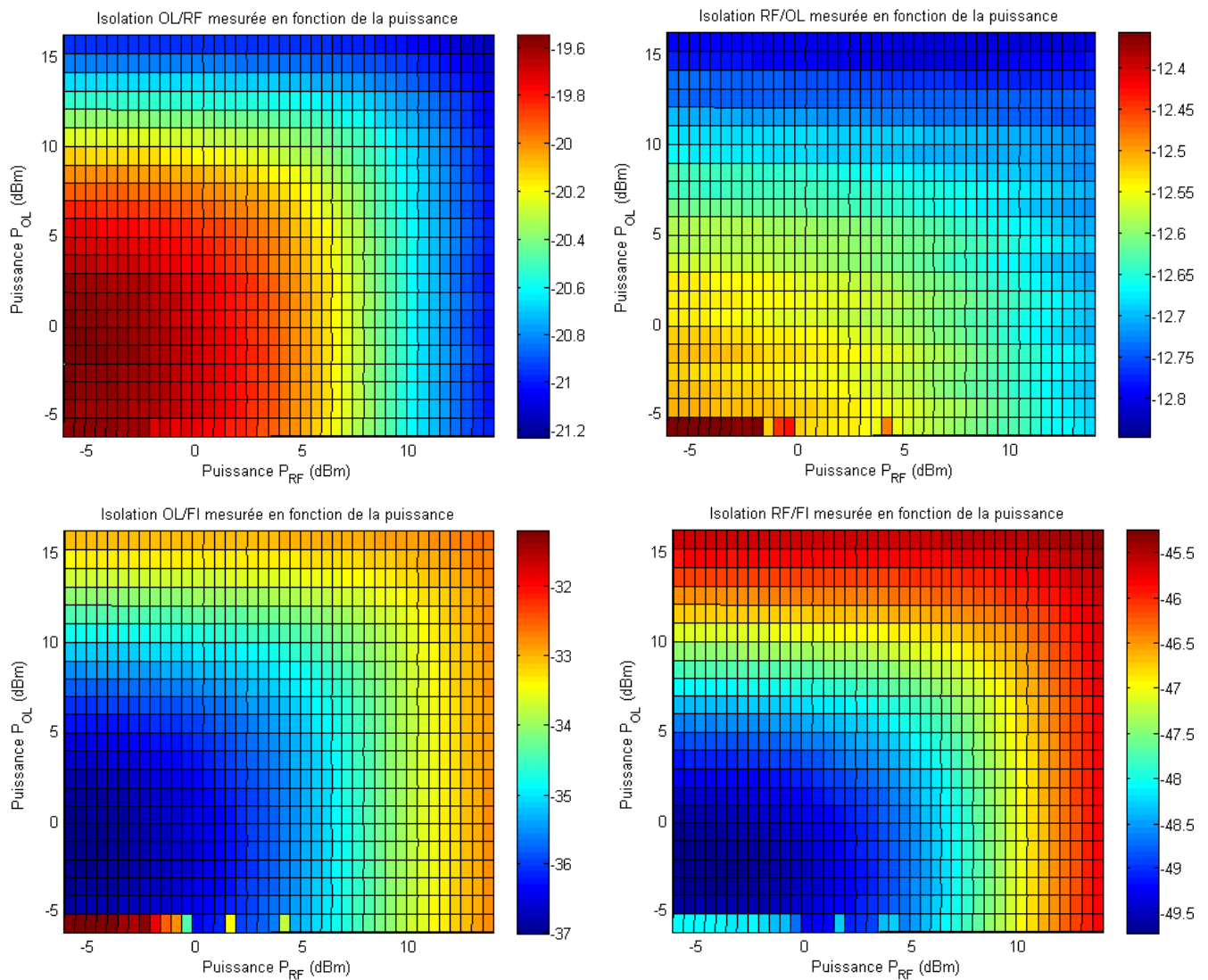


Figure III-65 : Isolations mesurées en fonction de la puissance injectée,  $P_{OL}$  variant de -6 à 16dBm par pas de 1dBm,  $P_{RF}$  variant de -6 à 14dBm par pas de 0.5dBm,  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $V_{gs}=-7.4\text{V}$ ,  $V_{ds}=10\text{V}$

### III.7.3. Mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaN de la couche AEC1321

#### III.7.3.a. Mesures en fonction de la polarisation

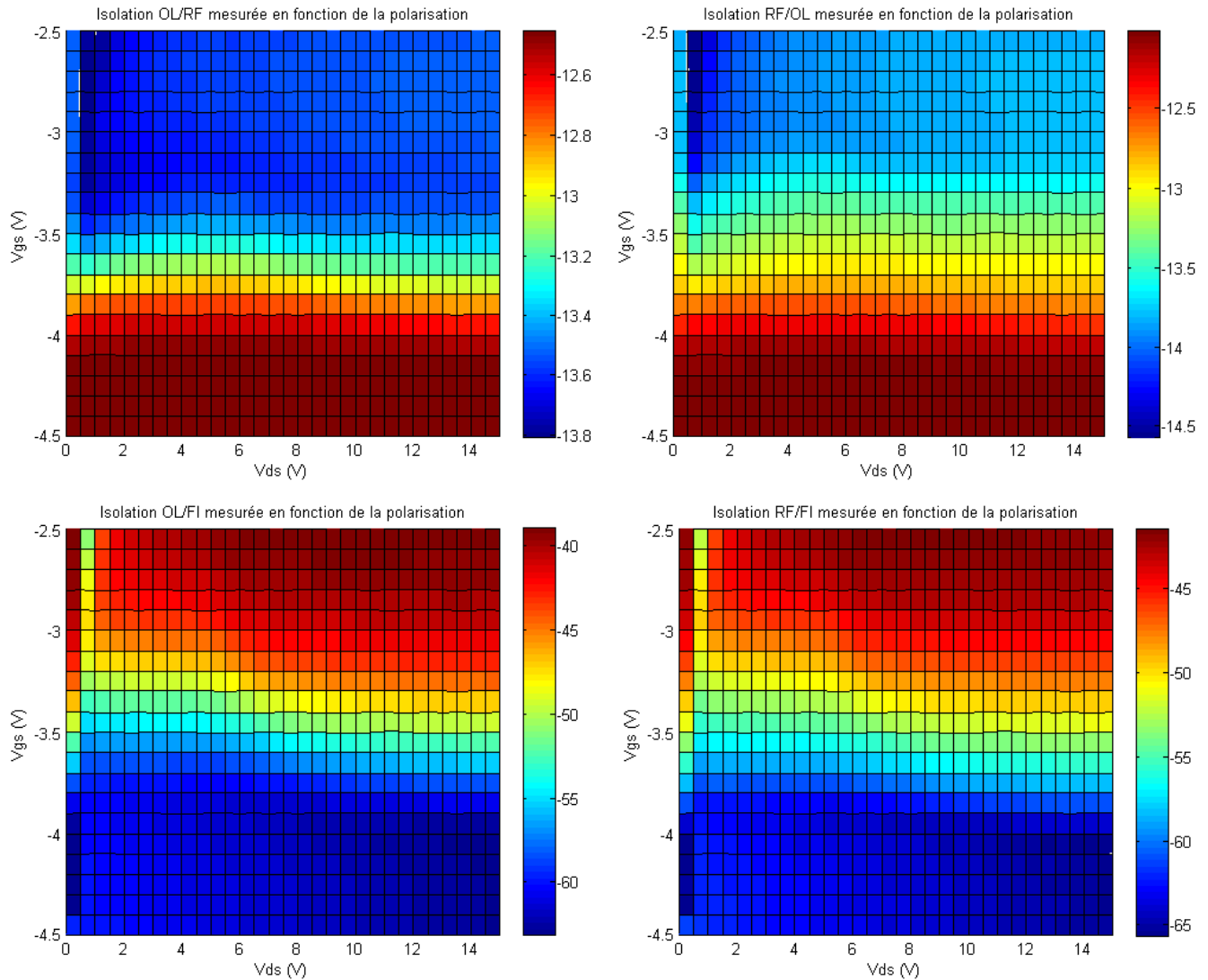


Figure III-66 : Isolations mesurées en fonction de la polarisation.  $V_{gs}$  allant de -4.5 à -2.5V par pas de 0.1V,  $V_{ds}$  allant de 0 à 15V par pas 0.5V,  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $P_{OL}=13.8\text{dBm}$ ,  $P_{RF}=-6\text{dBm}$

III.7.3.b. Mesure en fonction de la fréquence

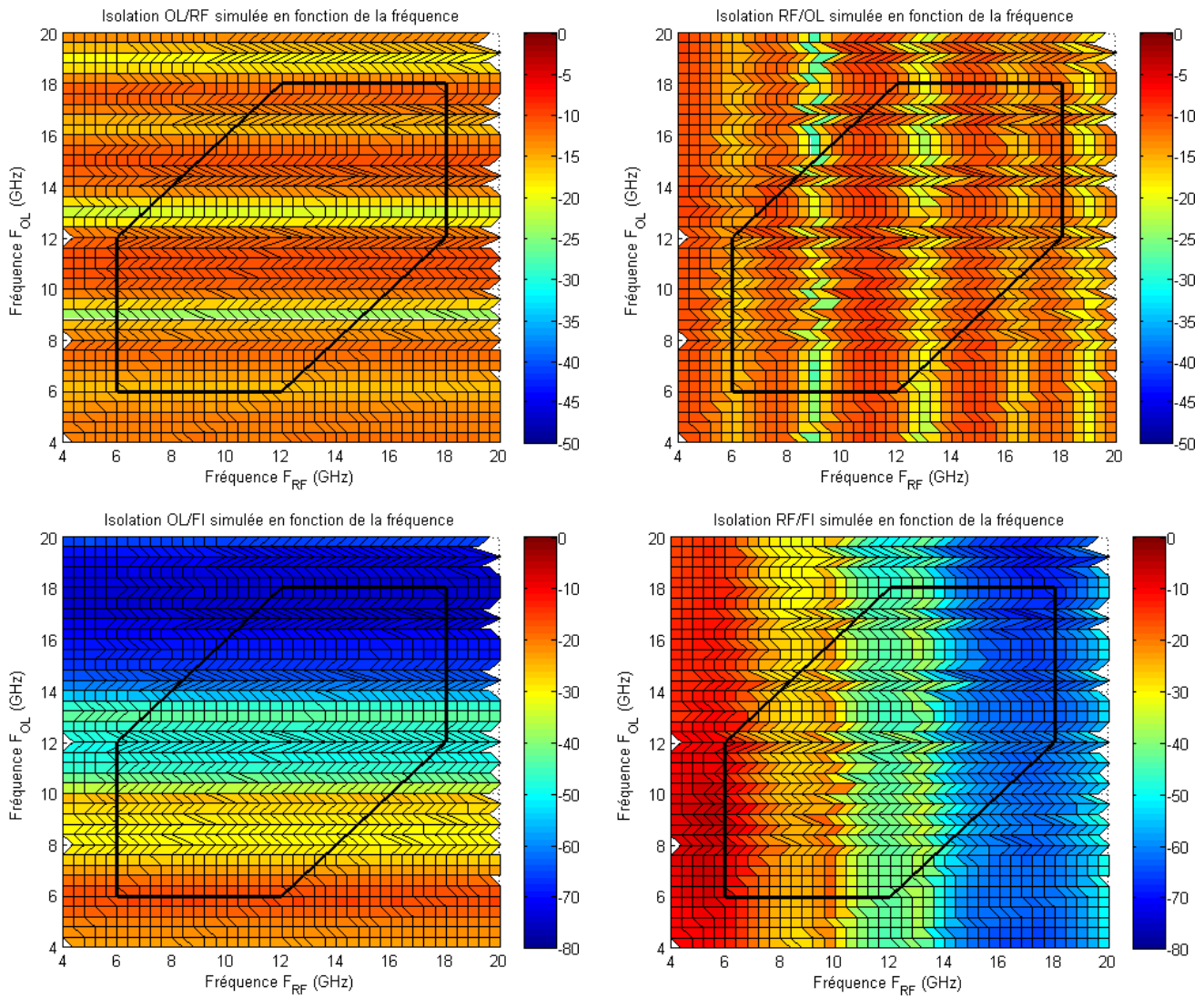
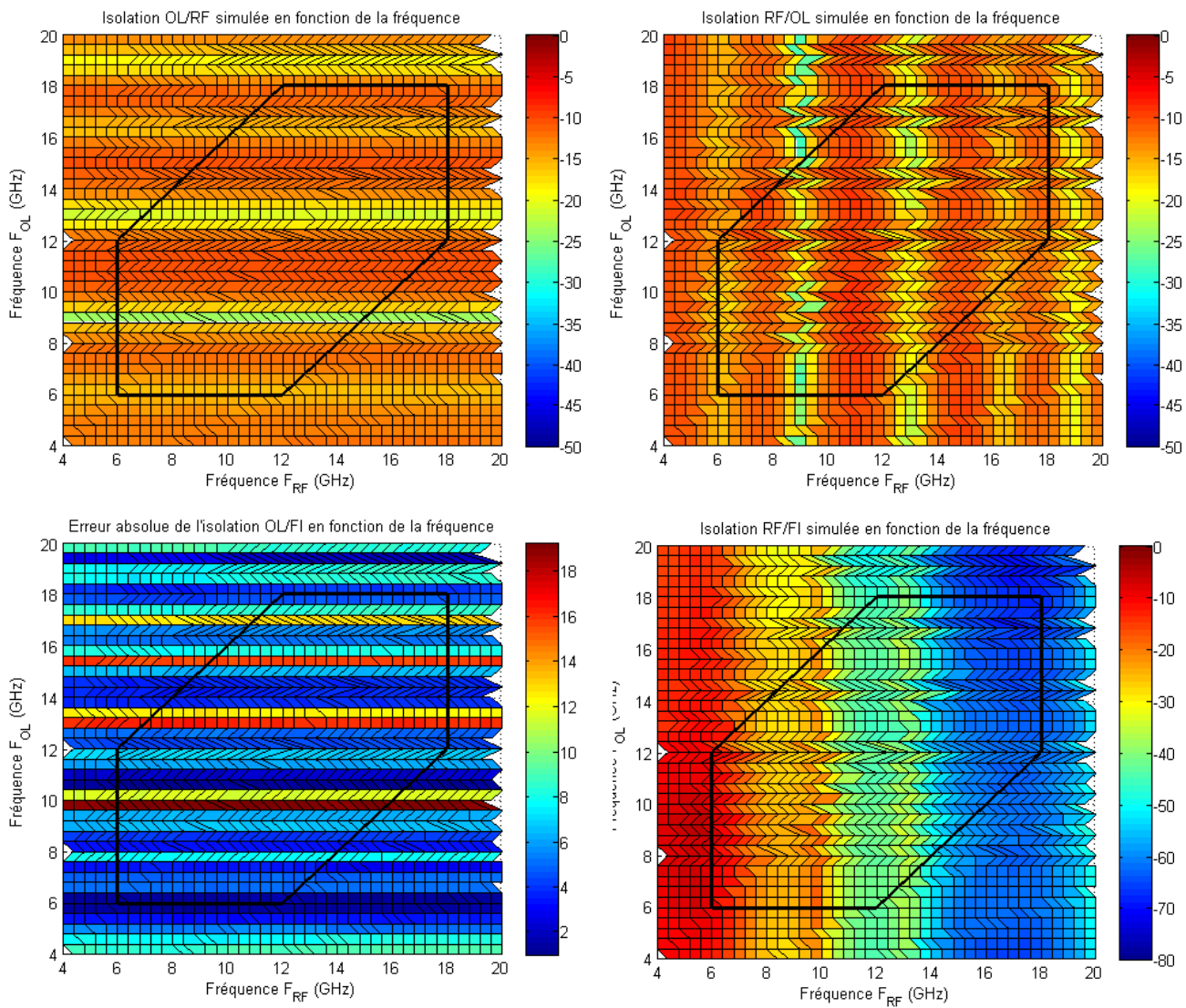


Figure III-67 : Isolations simulées en fonction de la fréquence,  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  variant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz,  
 $P_{OL}=14dBm$ ,  $P_{RF}=-5.2dBm$ ,  $V_{gs}=-3.4V$ ,  $V_{ds}=15V$



**Figure III-68 : Erreurs absolues entre les isolations mesurées et simulées en fonction de la fréquence,  $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  variant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz,  $P_{OL}=14\text{dBm}$ ,  $P_{RF}=-5.2\text{dBm}$ ,  $V_{gs}=-3.4\text{V}$ ,  $V_{ds}=15\text{V}$**

III.7.3.c. Mesures en fonction de la puissance

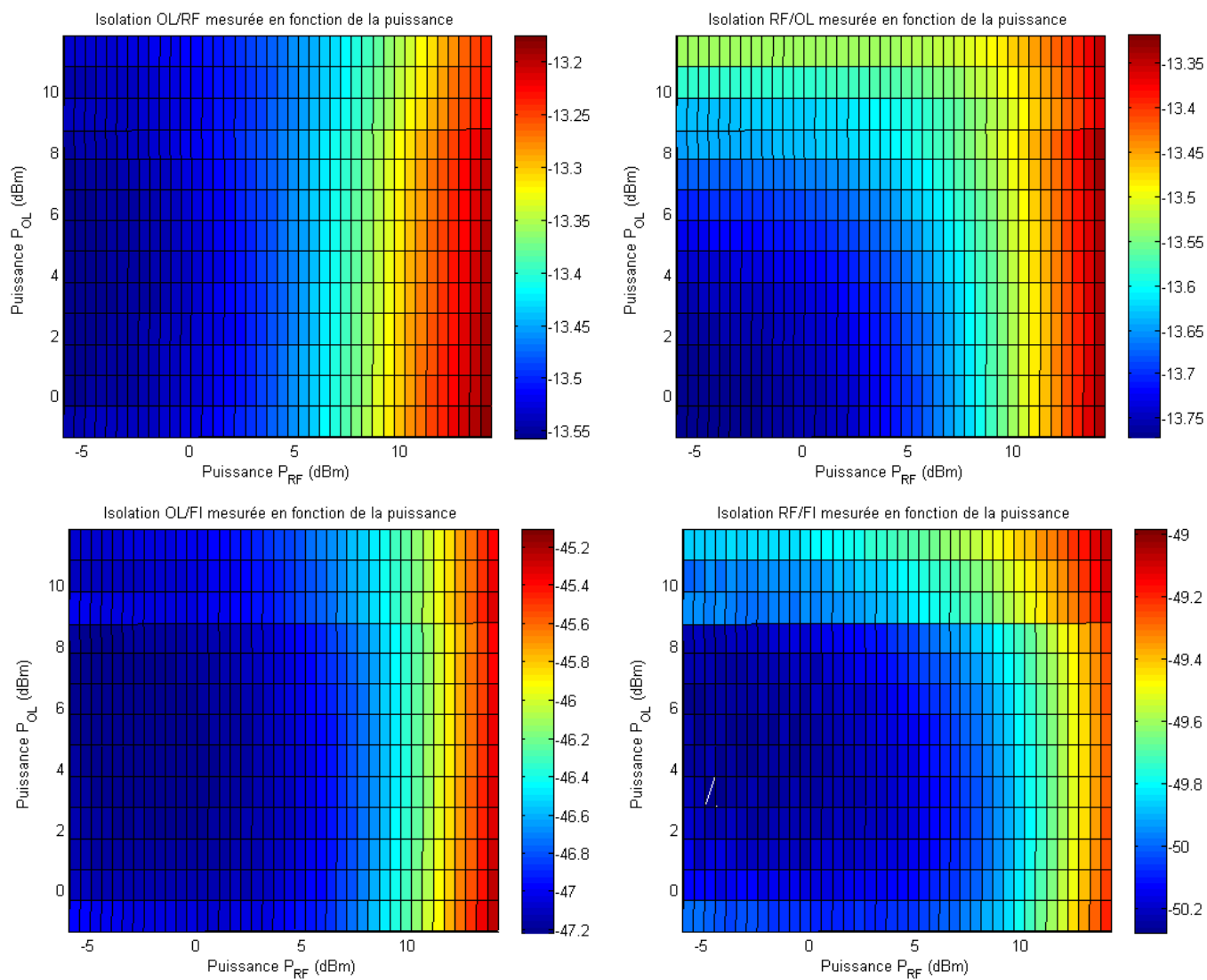


Figure III-69 : Isolations mesurées en fonction de la puissance injectée,  $P_{OL}$  variant de -1 à 11dBm par pas de 1dBm,  $P_{RF}$  variant de -6 à 15dBm par pas de 0.5dBm,  $F_{OL}=10\text{GHz}$ ,  $F_{RF}=12\text{GHz}$ ,  $V_{gs}=-3.4\text{V}$ ,  $V_{ds}=15\text{V}$



### III.7.4. Mélangeur « chaud » basé sur le transistor GaAs de la couche PPH25X

#### III.7.4.a. Mesures en fonction de la polarisation

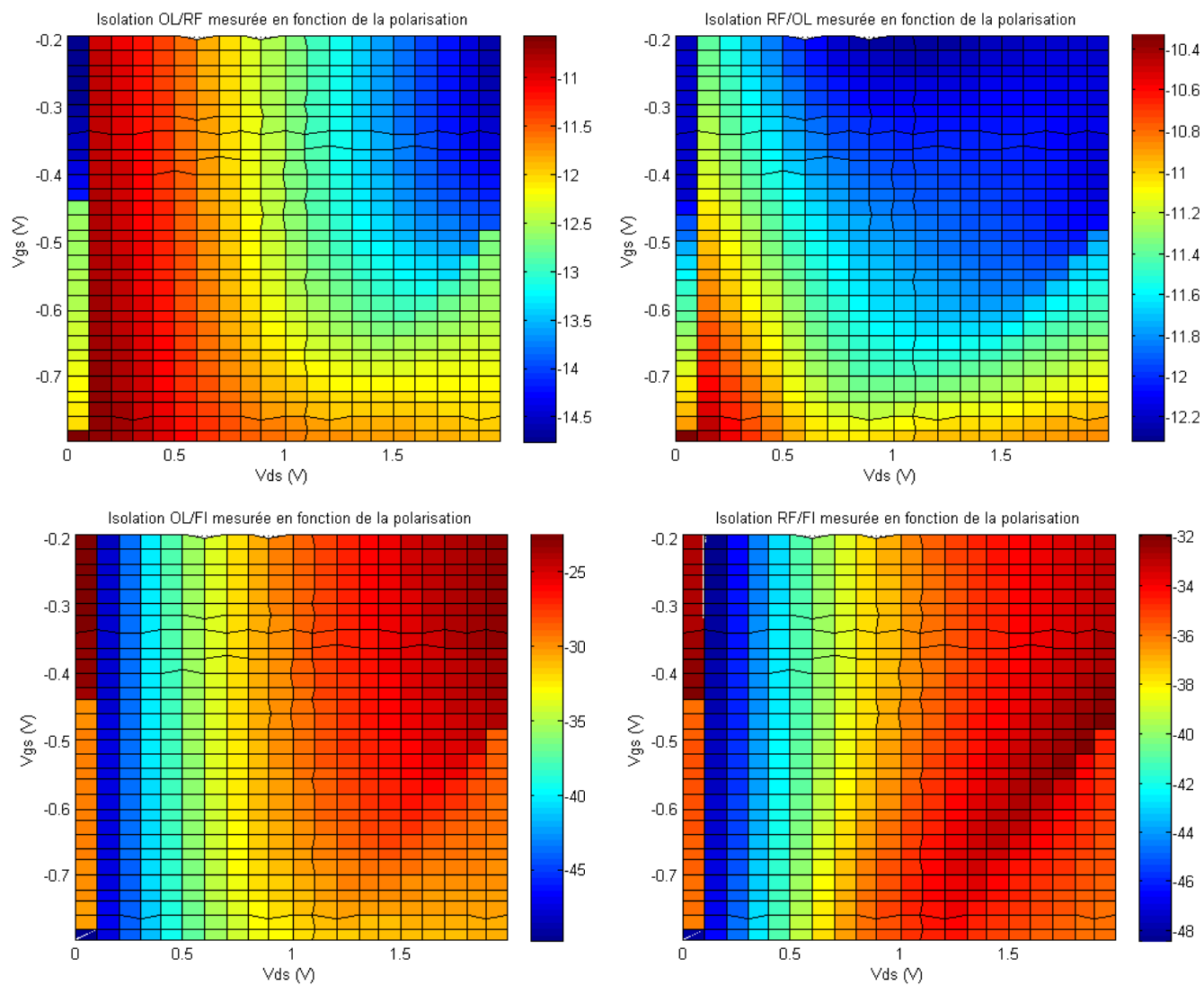


Figure III-70 : Isolations OL/RF (a), RF/OL (b), OL/FI (c) et RF/FI (d) mesurées en fonction de la polarisation.  $V_{gs}$  allant de -0.8 à -0.2V par pas de 0.02V et  $V_{ds}$  allant de 0 à 2V par pas 0.1V.  $F_{OL}=10\text{GHz}$ .  $F_{RF}=12\text{GHz}$ .  $P_{OL}=9\text{dBm}$ .  $P_{RF}=-6.7\text{dBm}$ .

III.7.4.b. Mesures en fonction de la fréquence

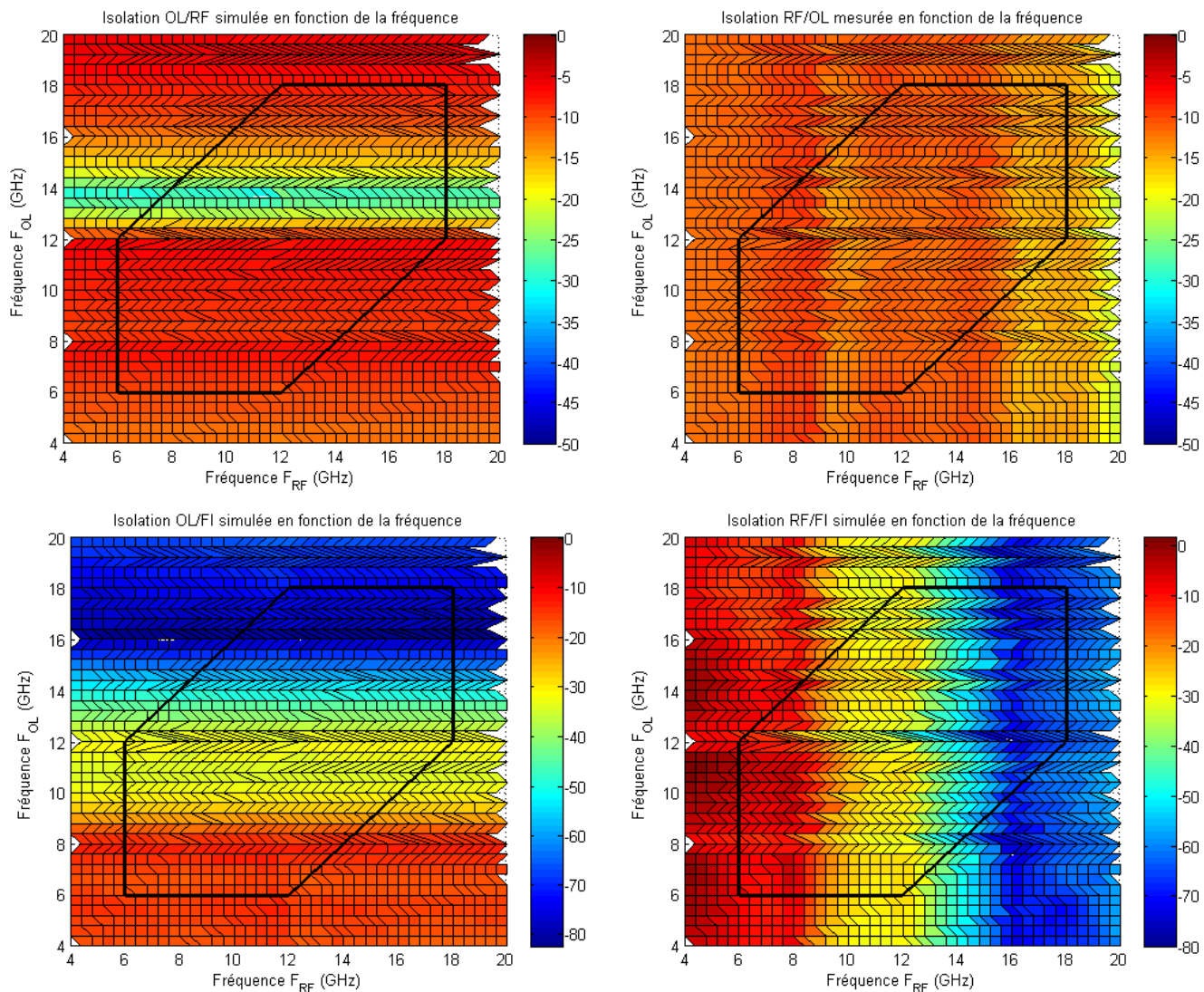
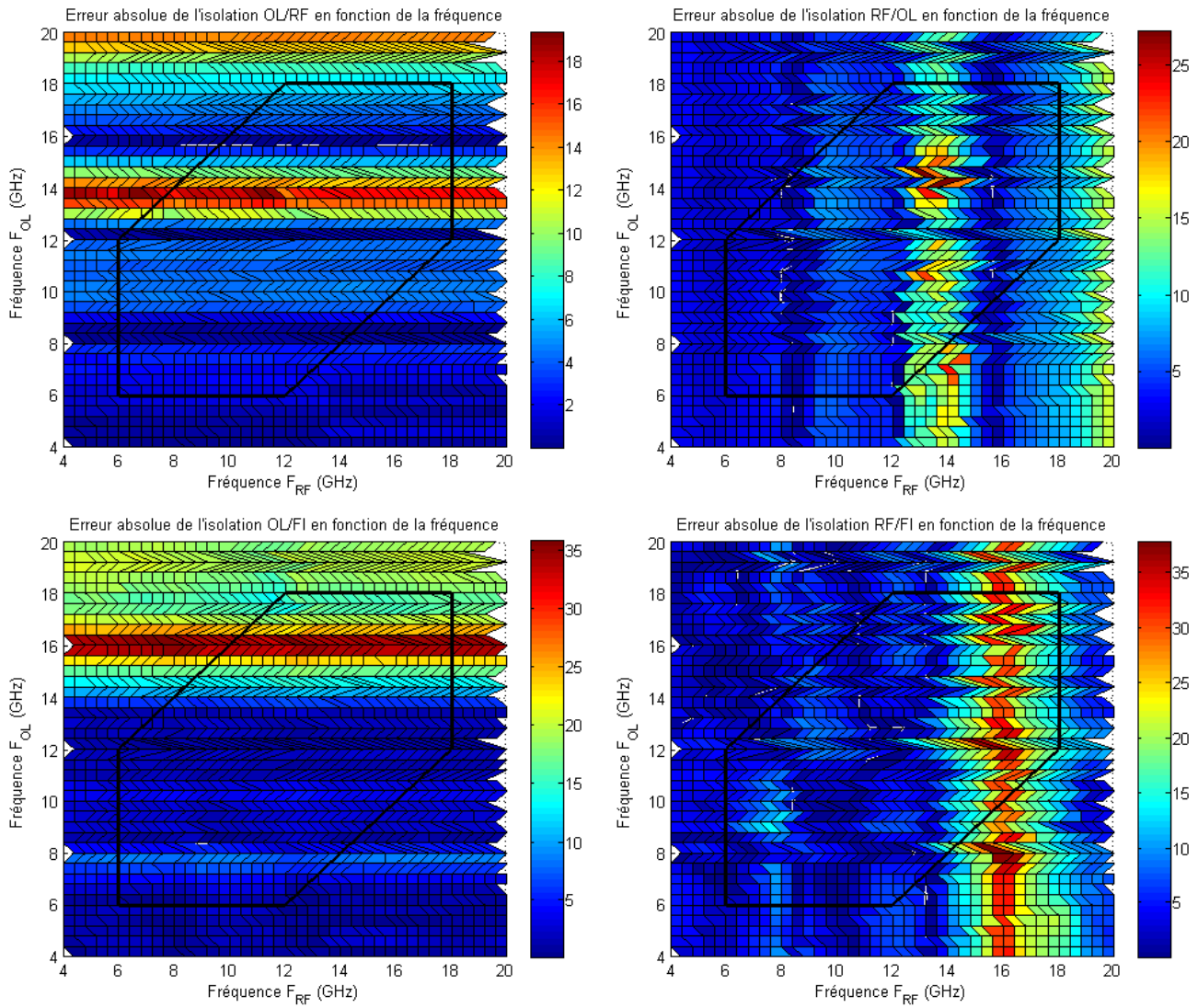


Figure III-71 : Isolations simulées en fonction de la fréquence.  $F_{RF}$  et  $F_{OL}$  variant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz.

$P_{OL}=7\text{dBm}$ .  $P_{RF}=-5\text{dBm}$ .  $V_{gs}=-0.66\text{V}$ .  $V_{ds}=1.4\text{V}$ .



**Figure III-72 : Erreur absolues entre les isolations mesurées et simulées en fonction de la fréquence.  $F_{RF}$  et  $F_{OL}$  variant de 4 à 20GHz par pas de 0.4GHz.  $P_{OL}=7dBm$ .  $P_{RF}=-5dBm$ .  $V_{gs}=-0.66V$ .  $V_{ds}=1.4V$ .**

III.7.4.c. Mesures en fonction de la puissance

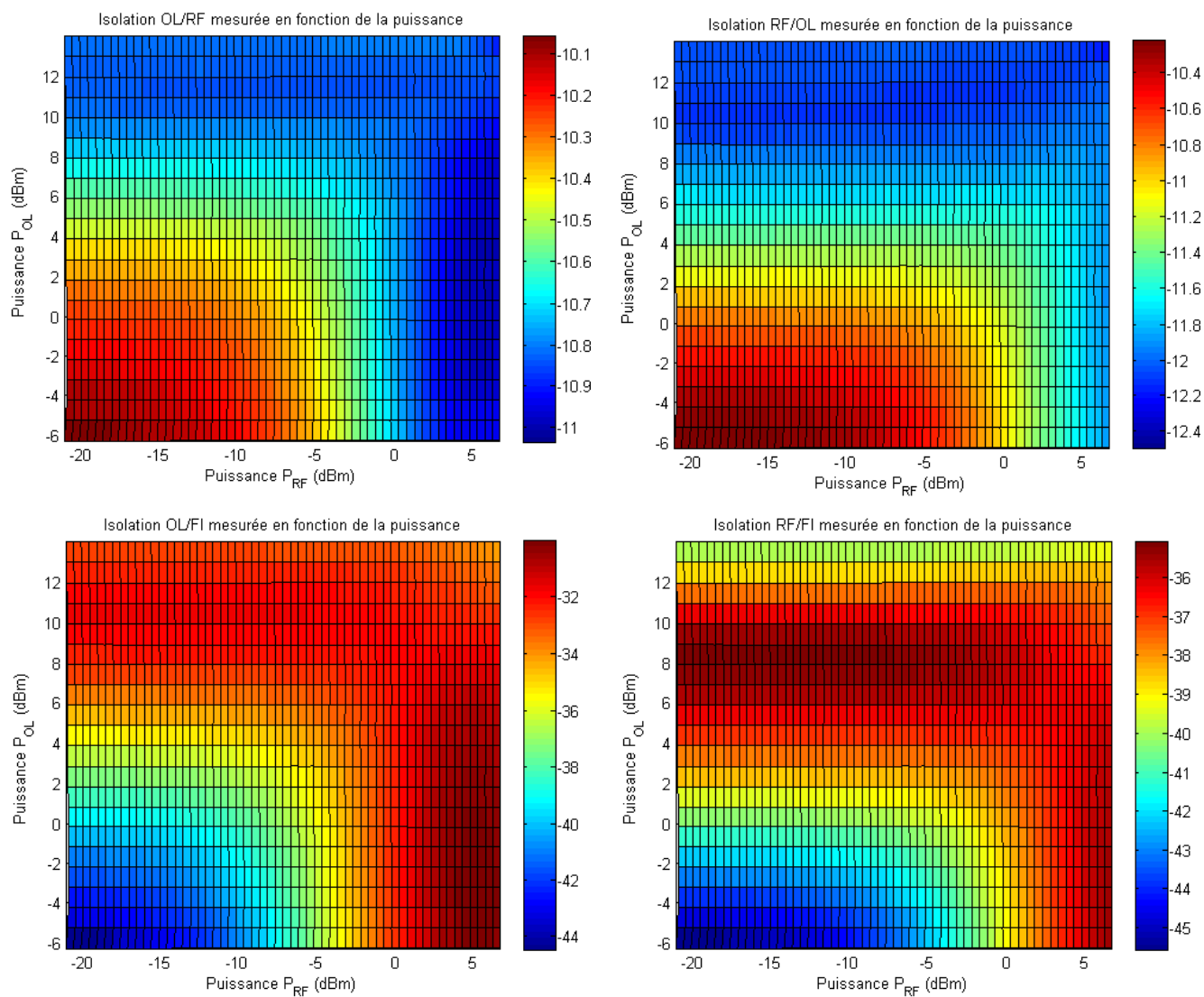


Figure III-73 : Isolations mesurées en fonction de la polarisation.  $P_{OL}$  allant de -6 à 14dBm par pas de 1dBm et  $P_{RF}$  allant de -21 à 7dBm par pas de 0.5dBm.  $F_{RF}=12$ ,  $F_{OL}=10$ GHz.  $V_{gs}=-0.66$ V.  $V_{ds}=1.4$ V.

## **CONCLUSION**

## CONCLUSION GENERALE

La caractérisation et la réalisation de mélangeurs à base de transistors GaN a été au cœur de ce travail. L'objectif visé était de déterminer les potentialités de ce type de transistors pour des applications de mélange hyperfréquence vis-à-vis d'une technologie de composant beaucoup plus mature à savoir les transistors à base de GaAs. Pour cela, un nombre important de mesures, conceptions, réalisations et caractérisations de mélangeurs ont été réalisées. Plusieurs prototypes ont été mis en œuvre.

Dans une première partie, nous avons brièvement explicité les avantages de la filière nitrure de gallium (GaN) et la pertinence que cette étude a apporté au regard des applications. Un rappel des principales caractéristiques des transistors ainsi que des mélangeurs a été également réalisé. Les différentes architectures de mélangeurs principalement utilisées ont été présentées. L'étude basée sur le développement en série de Taylor a montré que pour des transistors de type FET, deux topologies sont envisageables : mélangeur « froid » et mélangeur « chaud ». Ce sont sur ces deux topologies que nous nous sommes ensuite focalisés.

Dans un second temps, l'ensemble des transistors envisagés pour la réalisation des prototypes a été modélisé électriquement sous le logiciel commercial ADS. La technique de modélisation a été explicitée et mise en œuvre sur deux transistors GaN et un transistor GaAs utilisé comme référence. Pour la modélisation, des mesures en régime établi et pulsé ont été utilisées. L'ensemble des bancs de caractérisation permettant de réaliser ces mesures a été décrit. Un logiciel d'extraction de modèle électrique non linéaire convivial a été développé par nos soins afin d'extraire avec précision les différents éléments du modèle. Les modèles étant non linéaires, une validation de ces derniers a été réalisée en confrontant les résultats de simulation en régime grand signal avec des mesures de puissance.

Dans le troisième et dernier chapitre, une description détaillée des éléments constituant les différentes architectures de mélangeur a été effectuée. Les principales techniques de mesures de mélangeurs ont été décrites et détaillées pour enfin aboutir aux mesures des

différents prototypes. Après une très bonne adéquation entre les mesures et les modèles électriques des comportements non linéaires des transistors seuls, obtenue dans le chapitre II, la simulation du design complet des mélangeurs montre un faible écart avec les mesures réalisées de 0.5 à 1dB sur le gain de conversion moyen dans toute la bande de fréquence d'intérêt ( $F_{OL}$  et  $F_{RF}$  compris entre 6 et 18GHz et  $F_{FI}$  compris du DC à 6GHz). Les mesures ont également permis de mettre en évidence que l'architecture mélangeur « chaud » permet d'atteindre des gains de conversion plus élevés de 7dB comparativement à celle mélangeur « froid ». Au niveau des performances en termes d'isolations, c'est le mélangeur « froid » qui prend l'avantage avec une amélioration d'environ 5dB sur toutes les isolations. Ce même mélangeur « froid » permet d'obtenir également une dynamique plus élevée avec des points de compression à 1dB en entrée et en sortie repoussés de 3 et 1.7dB respectivement.

Un autre des points clés de cette thèse se situe au niveau de la comparaison entre les mélangeurs à base de transistors GaN et ceux à base de transistors GaAs. Nous avons pu constater que le mélangeur à base de transistors GaAs fournit un gain de conversion supérieur de 2.7dB à celui des mélangeurs à base de transistor GaN. Par contre, ces derniers présentent de meilleures isolations avec un gain situé entre 3 et 5dB. L'avantage conséquent des mélangeurs à base de transistors GaN réside principalement dans leurs performances en puissance avec des points de compression à 1dB supérieur à ceux obtenus sur le mélangeur à base de transistor GaAs (repoussé de 17.3dB et 11.9dB respectivement en entrée et en sortie). La dynamique des mélangeurs est ainsi considérablement améliorée avec un design à base de transistor GaN.

A ce stade de l'étude, l'intérêt des mélangeurs à base de GaN en technologie hybride a clairement été démontrée. Cela a nécessité dans le cadre de cette thèse d'aborder un grand nombre d'aspects. Nous pouvons citer la connaissance des technologies GaN, les méthodologies de caractérisation en régime établi et pulsé petit signal, le développement d'un logiciel convivial permettant l'extraction non linéaire de schéma électrique équivalent, les méthodes de caractérisation monotone en régime de puissance, la conception de circuits et enfin le développement de banc et la caractérisation de mélangeurs. Ces études nous ont permis d'obtenir des résultats à l'état de l'art dans cette bande de fréquence au regard des résultats que nous avons relevés dans la littérature et résumés chapitre I.

Bien évidemment un grand nombre de perspectives s'offre à nous.

A cours terme, l'étude de la compression des mélangeurs qui n'a pu être menée à bien faute de puissance disponible. Par ailleurs, nous envisageons de relever le comportement de

ces caractéristiques en fonction de la température. En effet, le bon comportement des composants GaN pour des températures au-delà de 120°C a été reporté à plusieurs reprises.

A moyen terme, des études de robustesse devraient être abordées soit à des niveaux de puissance élevés en régime CW ou alors en régime d'agression en mode pulsé.

A plus long terme, il est évident qu'une solution monolithique s'avère nécessaire au regard des fréquences considérées. L'influence des bondings peut avoir des répercussions majeures sur le comportement du circuit dans ces bandes de fréquences. Dans une optique de reproductibilité entre circuits et fiabilité, cette solution ne sera que favorable sachant que les performances hyperfréquences en seront améliorées (pertes dans les circuits passifs, influence des interconnexions de source, ...).

Comme vous pouvez le comprendre cette thèse n'est pas une finalité mais juste le commencement d'un travail justifiant des actions futures dans ce domaine sur cette technologie nitrure de gallium au regard des résultats dans la gamme de fréquence RF (6-18GHz).



## Résumé :

Les nouveaux systèmes de télécommunication nécessitent des bandes de fréquence de plus en plus larges et de plus en plus élevées. La fonction de base de ces systèmes étant la transposition de fréquence, l'amélioration des performances des mélangeurs est un critère sans cesse recherché. Pour cela, l'utilisation de nouvelles technologies émergentes et prometteuses est envisagée. Liés à leurs performances en termes de fréquence et de puissance, les transistors GaN suscitent un intérêt pour des applications de mélange.

La première partie de ce travail énonce le potentiel de la filière GaN pour des applications hyperfréquences. Les différentes caractéristiques et architectures sont décrites en se focalisant sur des topologies optimales concernant les mélangeurs à base de transistors FET utilisés par la suite.

La suite de ce travail présente l'étude de la modélisation électrique des transistors HEMT. La technique de modélisation est tout d'abord présentée puis illustrée à l'aide de deux composants GaN et d'un composant GaAs. Après comparaison mesures/simulations, la modélisation est validée à l'aide de mesures grands signaux.

La dernière partie présente les éléments externes aux transistors nécessaires pour la conception de circuits de mélange. A l'aide des techniques de caractérisation développées de mélangeur, l'ensemble des prototypes de mélangeurs « froid » et « chaud » à base de transistors GaN et GaAs ont été mesurés afin de mettre en évidence les potentialités des mélangeurs GaN pour différentes architectures et d'en déterminer les performances face à des circuits de topologie identique à base de transistor GaAs.

## Abstract :

Telecommunication systems require wider and higher frequency bands. The basic function of these systems is the frequency transposition and so improved mixer performance is a criterion constantly sought. For this, the use of new emerging and promising technologies is considered. Related to their performance in terms of frequency and power GaN transistors generate interest for mixing applications.

The first part of this work establishes the potential of the GaN sector for microwave applications. The various features and architectures are described focusing on optimal topologies for mixers based FETs transistors used thereafter.

Then, this work presents the study of non linear electrical modeling of HEMT transistor. The modeling technique is first presented and then illustrated using GaN and GaAs components. After comparing measurements/simulations, modeling is validated using large-signal measurements.

The final section presents the external elements to the transistors required for circuit design of mixer. Using the mixer characterization techniques developed during this Phd, all prototypes mixers "cold" and "hot" based on GaN and GaAs transistors have been measured in order to highlight the potential of GaN mixers for different architectures compare to the same topologies based on GaAs transistor.

## MOTS-CLES :

- Transistor à effet de champ
- Nitrure de Gallium
- Mélangeur
- Caractérisation