

THESE

Présentée à

L'Université des Sciences et Technologies de LILLE

Pour l'obtention du

DOCTORAT EN ELECTRONIQUE

par

Christophe BOYAVALLE



**CONCEPTION DE RECEPTEURS A FAIBLE BRUIT DANS LE DOMAINE
MILLIMETRIQUE EN ETUDIANT LE BRUIT ELECTRIQUE DANS LES
CIRCUITS NON LINEAIRES MICRO-ONDES**

Soutenu le 30 Octobre 1997 devant la commission d'examen :

Messieurs	Y.	CROSNIER	Président
	A.	CAPPY	Directeur de Thèse
	J.	GRAFFEUIL	Rapporteur
	M.	PRIGENT	Rapporteur
	G.	APERCE	Examineur
	B.	BYZERY	Examineur
	M.	SOULARD	Examineur

*A mes parents,
A Aatika,
A Sylvie Didier et Célines,
A mes grand-parents décédés,*

A tous ceux qui me sont chers...

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué aux Laboratoires d'Electronique de Philips (L.E.P.) de Limeil-Brévannes dans le cadre d'un contrat avec l'A.N.R.T. au sein de la division "Développement de Produits" de Philips Microwave Limeil (P.M.L.).

A ce titre, je tiens à remercier Monsieur M. ROCCHI Directeur de P.M.L. pour m'avoir permis de mener à bien ce travail.

Que Monsieur E. DELHAYE responsable de la division "Développement de Produits" trouve ici tous mes remerciements pour m'avoir accueilli au sein de sa division.

Que Monsieur Y. CROSNIER de l'Université des Sciences et Techniques de Lille, trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Mes sincères remerciements vont également à Monsieur le Professeur A. CAPPY de l'Université des Sciences et Techniques de Lille, qui a dirigé ce travail et pour l'intérêt qu'il a porté à l'évolution de mes travaux.

Je voudrais également exprimer ma gratitude à Monsieur le Professeur J. GRAFFEUIL de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, et à Monsieur M. PRIGENT Maître de conférence (H.D.R.) de l'Université de Limoge, qui ont bien voulu assister au jury de cette thèse et d'en être les rapporteurs.

Que Monsieur G. APERCE, responsable des études M.M.I.C. à Dassault Electronique, et Monsieur M. SOULARD responsable du L.E.M.I.C. à Alcatel Telspace, qui ont accepté de participer au jury de cette thèse, trouvent ici l'expression de ma reconnaissance respectueuse.

Mes sincères remerciements vont également à Monsieur B. BYZERY, responsable scientifique de cette thèse au sein de P.M.L., pour l'attention qu'il a portée à ce travail tout au long de son élaboration.

Que Monsieur P. JEAN de P.M.L., trouve ici l'expression de toute ma gratitude pour son aide précieuse et ses conseils avisés en conception de circuits.

Je voudrais également remercier Messieurs B. GAUDINOT, M. PERTUS et P. TALBOT qui ont réalisés le travail de montage de mise en boîtier, et le dessin de masque des différents circuits réalisés.

J'aimerais enfin remercier tous ceux et toutes celles qui ont contribué de près ou de loin à l'avancement de mes travaux. Les informations qu'ils m'ont transmises et nos nombreuses discussions m'ont permis de mener à bien ce mémoire.

Il me reste à remercier chaleureusement pour leur soutien, ma fiancée, mes parents, ma famille et tous ceux qui me sont chers.

SOMMAIRE

PRESENTATION DU SUJET	1
CHAPITRE I LES MELANGEURS : principes de base	
I.1 INTRODUCTION	7
I.2 PRINCIPE DU MELANGE	8
I.3 ARCHITECTURES DE MELANGE	11
I.3.1 Mélangeur simplement équilibré	11
I.3.1.1 Réjection du signal de l'oscillateur local OL	11
I.3.1.2 Réjection du signal radio fréquence RF	13
I.3.2 Mélangeur doublement équilibré	13
I.3.3 Mélangeur à réjection de fréquence image	15
I.3.4 Conclusion	19
I.4 MODES DE MELANGE	21
I.4.1 Modélisation du composant de mélange	22
I.4.1.1 Modèle linéaire	22
I.4.1.2 Modèle non linéaire	23
I.4.1.3 Le FET froid	26
I.4.1.4 Conclusion	29
I.4.2 Mélange par résistance variable	30
I.4.2.1 Cas du FET froid série	32
I.4.2.2 Cas du FET froid parallèle	35
I.4.3 Mélange dans la grille	36
I.4.4 Mélange dans le drain	38
I.4.5 Mélange dans la source	38
I.4.6 Mélangeur doublement équilibré à FETs froids	41
I.4.6.1 Principe du mélange	41
I.4.6.2 Calcul du gain de conversion	41
I.4.7 Mélange de type diode	43
I.5 CHOIX DU MELANGE	45
I.6 CONCLUSION	47

CHAPITRE II BRUIT DANS LES CIRCUITS NON LINEAIRES

II.1 INTRODUCTION	51
II.2 PROPRIETES MATHEMATQUES	52
II.3 SOURCES DE BRUIT	55
II.3.1 Origines du bruit	55
II.3.2 Application au transistor à effet de champ	57
II.4 BRUIT DANS LES QUADRIPÔLES	60
II.4.1 Cas général	60
II.4.2 Application au transistor à effet de champ	65
II.4.3 Modèle de bruit des transistors en technologie D02AH	70
II.5 FORMALISME DES MATRICES DE CONVERSION	71
II.5.1 Matrice de conversion d'un élément non linéaire	71
II.5.2 Application au transistor à effet de champ	73
II.5.3 Matrice de conversion globale d'un composant actif	75
II.6 GENERATEURS DE BRUIT	77
II.6.1 Générateurs de bruit linéaires	77
II.6.2 Générateurs de bruit non linéaires	79
II.7 ANALYSE DU BRUIT DANS UN CIRCUIT	82
II.7.1 Détermination du facteur de bruit	86
II.8 ETUDE DU BRUIT DANS LES MELANGEURS	89
II.9 CONCLUSION	93

CHAPITRE III CONCEPTION ET MESURE

III.1 INTRODUCTION	97
III.1.1 Méthode de conception	98
III.1.2 Méthode de mesure	98
III.2 DESCRIPTION DE LA CHAÎNE DE RECEPTION	99
III.3 MELANGEUR A REJECTION DE FREQUENCE IMAGE	101
III.3.1 Approche linéaire	101
III.3.2 Approche non linéaire	103
III.3.3 Résultats de mesure	104
III.3.4 Rétro-simulation du circuit	106
III.4 MELANGEUR DOUBLEMENT EQUILIBRE A FETS FROIDS	109

III.4.1 Coupleurs 180°	109
III.4.2 Description du mélangeur	113
III.4.3 Etude de l'amplificateur FI	114
III.4.3.1 Etage de sortie	114
III.4.3.2 Amplificateur différentiel	115
III.4.4 Résultats de mesure	118
III.4.5 Rétro-simulation des circuits	125
III.5 MELANGEUR ACTIF	126
III.5.1 Amplificateur FI	126
III.5.2 Résultats de mesure	128
III.6 CHOIX DU MODE ET DE L'ARCHITECTURE DE MELANGE	131
III.6.1 Circuit multi-fonctions	132
III.6.2 Résultats de mesure	134
III.6.3 Calcul de la chaîne de réception	138
III.7 CONCLUSION	140

CHAPITRE IV CONCLUSION

CONCLUSION ET PERSPECTIVES	143
-----------------------------------	------------

ANNEXES

ANNEXE I	145
Expressions du courant de drain	
Caractéristiques du FET chaud	
ANNEXE II	151
Détermination de la matrice de corrélation de bruit	
ANNEXE III	159
Bancs de tests	
Simulation d'une self sur EM.Sonnet	
Calcul du facteur de bruit de la chaîne de réception	

BIBLIOGRAPHIE	169
----------------------	------------

PRESENTATION DU SUJET

Pour répondre à nos besoins d'information, l'électronique est un moyen permettant de transmettre rapidement toutes sortes de messages via un signal électrique.

Chaque élément du système de communication est défini par une fonction particulière :

- l'émetteur, le récepteur, le canal de transmission.

1) Le problème fondamental de l'émission est de faire transporter ces signaux par une onde pour atteindre le lieu de réception. Cette onde s'appelle l'onde porteuse. Pour l'émetteur, il faut donc :

- produire l'onde porteuse ; faire transporter par cette onde le signal à transmettre : cette opération se nomme la modulation,
- amplifier le cas échéant cette onde porteuse modulée pour alimenter l'antenne d'émission avec une puissance convenable.

2) Pour la réception les problèmes à résoudre sont les suivants :

- choisir parmi toutes les ondes porteuses modulées, l'onde à recevoir,
- extraire le signal utile de l'onde porteuse modulée : c'est l'opération nommée démodulation.

Le récepteur a pour fonction de restituer l'information. On y rencontre, dans l'ordre inverse, les fonctions réciproques de celles constituant le processus d'émission. C'est l'élément le plus délicat, et souvent le plus complexe. Sa sensibilité doit être très grande (puissance reçue de l'ordre de 10^{-15} watts). Il amplifie les signaux dans de très grandes proportions (100 à 150 dB) et doit le faire sans déformation du signal.

Un équipement terminal de réception typique comprend les sous-systèmes suivants :

- antenne, étage d'entrée, étage à fréquence intermédiaire, démodulateur.

L'étage d'entrée est une partie importante du récepteur. Il est constitué d'un convertisseur-abaisseur de fréquence (mélangeur) qui peut ou non être précédé par des étages d'amplification à faible bruit. Ceux-ci permettent de fixer les caractéristiques de bruit interne du récepteur.

L'étage à fréquence intermédiaire est constitué d'amplificateurs moyenne fréquence dont les derniers étages remplissent en outre, une fonction de filtrage.

Les amplificateurs vidéo-fréquence, qui après détection, amènent le signal à un niveau suffisant (quelques volts) pour son exploitation.

Les détecteurs opèrent le passage du signal moyenne fréquence au signal vidéo-fréquence et sont, suivant les cas détecteurs d'amplitude, détecteurs de phase ou détecteurs amplitude phase.

L'oscillateur fournit la fréquence de référence nécessaire aux différentes fonctions de changement de fréquence et de détection.

3) Le champ électromagnétique possède la propriété de se propager sous forme d'ondes. C'est cette propriété qui est utilisée pour réaliser des liaisons entre émetteurs et récepteurs. On peut distinguer deux catégories de liaisons :

- les communications par ondes guidées, où l'émetteur et le récepteur sont reliés, soit par une ligne à deux conducteurs (coaxial par exemple), soit par un guide d'onde ;
- les communications par ondes libres, où la sortie de l'émetteur et l'entrée du récepteur sont constituées par des antennes. L'antenne émettrice rayonne une puissance électromagnétique relativement importante dans l'espace. L'antenne réceptrice capte une faible partie de cette puissance.

Les systèmes de communication sont conçus pour assurer aux liaisons une certaine sélectivité. Ceci veut dire qu'un récepteur doit pouvoir restituer à l'utilisateur les informations d'un émetteur donné, tout en restant insensible aux signaux provenant des autres émetteurs.

Même si les conditions de sélectivité sont parfaitement respectées, le récepteur détectera nécessairement des signaux parasites, autres que ceux envoyés par l'émetteur. Le phénomène responsable de ces signaux parasites est appelé bruit.

Les sources de bruit sont multiples et peuvent se classer en deux catégories :

- le bruit extérieur qui se manifeste à l'extrémité de la chaîne de réception. Il est indépendant des circuits utilisés et comprend le bruit naturel produit par l'environnement terrestre tels le bruit cosmique (émission galactique) et le bruit atmosphérique (agitation thermique ou perturbation électrique).

- le bruit interne, c'est celui des circuits. La réalisation des différentes fonctions (amplification, convertisseur de fréquence..) apporte son propre bruit : fluctuations de la fréquence d'un oscillateur, du gain d'un amplificateur...

Les éléments constituant ces circuits (éléments passifs et actifs) en sont les sources. Ainsi le bruit interne peut prendre, selon les circonstances, divers aspects. On considère le bruit de scintillation dû en grande partie aux imperfections des semi-conducteurs, le bruit de génération-recombinaison des porteurs, le bruit de grenaille créé par la structure granulaire de l'électricité, et le bruit thermique (des résistances par exemple) créé par l'agitation thermique des électrons libres.

Le problème fondamental de toute communication est donc l'extraction de la partie informative des signaux reçus, c'est-à-dire l'immunité au bruit.

Les moyens employés sont variés. Les uns exploitent la théorie du signal (rôle de la modulation, filtres adaptés...) ou l'information surabondante qui peut avoir un effet compensateur. Le moyen est le codage. Des codes appropriés détectent les erreurs, d'autres les corrigent. Les autres moyens sont techniques : soin apporté à la réalisation des équipements de réception, emploi de sources à faible bruit (éventuellement refroidies), architecture particulière favorisant la diminution du bruit.

Aussi, l'objet de ce mémoire est la conception et la réalisation de récepteurs à faible bruit dans le domaine millimétrique, en étudiant le bruit électrique dans les circuits non linéaires micro-ondes. Sa finalité réside dans la réalisation d'une tête de réception millimétrique incluant des circuits linéaires (amplificateur faible bruit, amplificateur FI) et des circuits non linéaires (doubleur de fréquence et mélangeur).

Plusieurs critères montrent que l'intégration d'une chaîne complète d'émission et/ou de réception sur un circuit intégré monolithique (M.M.I.C.) est judicieuse : les avantages de l'intégration résident dans la miniaturisation, qui s'accompagne d'une réduction de la consommation d'énergie et d'un accroissement de la rapidité du traitement de l'information, dans la diminution des coûts, et dans l'amélioration de la fiabilité. L'intégration par exemple de différentes fonctions (oscillateur local, amplificateur, mélangeur) peut alors être réalisée à faible coût (en terme de surface). On peut obtenir ainsi une chaîne de réception complète.

Aussi le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit pleinement dans les préoccupations actuelles des industriels et des universitaires, à savoir :

- l'augmentation des fréquences de fonctionnement,
- l'intégration de fonctions de plus en plus complexes sur un même substrat tel que l'arséniure de gallium (AsGa),
- la réception et le traitement de signaux de faibles puissances : c'est-à-dire l'immunité au bruit.

De plus, il répond aux besoins du marché en circuits intégrés dans les bandes de fréquences millimétriques.

L'importance du bruit créé dans un système de communication comparé au signal utile est très variable. En effet dans l'émetteur par exemple, la puissance du signal utile est élevée, donc très supérieure à celle du bruit créé. Par contre, à l'entrée du récepteur, le signal provenant de l'émetteur est très faible et doit être amplifié avant de subir les traitements propres au système de réception. Par conséquent, la région où le bruit créé est le plus gênant se situe à l'entrée du récepteur. Ceci explique pourquoi la réalisation de l'étage d'entrée du récepteur doit être particulièrement soignée (notamment celle du mélangeur), pour réduire au minimum les perturbations dues au bruit qui accompagne le signal utile, et dont une partie au moins prend naissance dans les circuits de réception et doit être minimisée.

Pour réduire le bruit du mélangeur, on peut :

- utiliser des modes de mélange particuliers (mélange par résistance variable, mélange dans la grille, la source ou le drain),
- utiliser différentes architectures de mélange en éliminant par exemple le bruit capté par la fréquence image ou celui apporté par l'oscillateur local, ce qui est fait respectivement dans les mélangeurs dits à bande latérale unique et symétriques.

L'utilisation de la technologie M.M.I.C. (Circuit Intégré Monolithique Micro-ondes), permet de facilement symétriser les structures en vue de réaliser des circuits symétriques et appariés. Cependant, contrairement aux circuits hybrides, il est difficile d'effectuer des réglages après fabrication. La conception de circuits en technologie M.M.I.C. nécessite donc d'avoir des modèles de composants actifs et passifs précis.

Cette étude s'inscrit dans le cadre d'un programme de développement mené au sein de la division "Développement de Produits" de Philips Microwave Limeil (P.M.L.), où les différents circuits seront conçus grâce au procédé D02AH de P.M.L.. Cette technologie met en oeuvre des transistors à haute mobilité électronique de type pseudomorphique (pHEMT) de longueur de grille 0,2 μm . La modélisation non linéaire du transistor permettant l'étude de différents modes de mélange "froid" (passif) et "chaud" (actif) est présentée en chapitre I.

La synthèse des différents modes et architectures de mélange étudiée dans la première partie de ce mémoire permet de se faire une opinion sur le choix du mélangeur, susceptible de minimiser le bruit.

La notion de bruit électrique est abordée dans le second chapitre, où l'on décrit les principales sources physiques de bruit dans les semi-conducteurs. Le calcul des tensions de bruit est illustré en appliquant à la fois la notion des matrices de conversion, et celle des matrices de corrélation de bruit.

Ces notions sont ensuite appliquées à un circuit non linéaire, et permettent de décrire le calcul analytique du facteur de bruit d'un mélangeur passif et/ou actif.

Nous concluons sur une étude bibliographique et sur la simulation du bruit de divers mélangeurs. Celles-ci permettent de déterminer le mode et les architectures de mélange les mieux adaptés à la diminution du bruit.

Enfin, s'appuyant sur l'étude théorique des chapitres précédents, nous présentons les différentes solutions étudiées pour optimiser les performances du mélangeur (en particulier le bruit), et les résultats de mesure commentés des principales caractéristiques. Ces résultats sont comparés aux simulations. De plus, une rétro-simulation des circuits (en vue d'analyser les écarts entre les mesures et les simulations) est présentée afin de vérifier la validité des modèles de transistors que nous avons élaborés.

L'étape ultime de cette démarche conduit à la réalisation d'un circuit unique regroupant différentes fonctions (amplificateur, doubleur de fréquence et mélangeur) en accord avec la description d'une chaîne de réception.

La conclusion et les perspectives de ce travail sont données chapitre quatre.

LES MELANGEURS :

Principes de base

I.1 INTRODUCTION

Lorsqu'un signal sinusoïdal est appliqué à l'entrée d'un circuit linéaire, le signal de sortie est proportionnel au signal appliqué et possède la même fréquence. De même si l'on applique un signal sinusoïdal de très faible amplitude à l'entrée d'un circuit non linéaire, on obtient en sortie un signal de fréquence identique et proportionnel au signal d'entrée.

En revanche, si ce signal sinusoïdal est de forte amplitude et est appliqué à un circuit non linéaire, le signal de sortie n'est plus proportionnel au signal d'entrée : les harmoniques de cette onde sinusoïdale apparaissent à la sortie, dans ce cas le théorème de superposition ne s'applique plus.

On montre dans ce chapitre que lorsque deux signaux sinusoïdaux sont appliqués à un circuit non linéaire, on obtient en sortie les harmoniques de ces signaux ainsi que d'autres fréquences. C'est le phénomène de multiplication de fréquence qui traduit le comportement grand signal. La génération d'harmoniques des signaux appliqués dépend du degré de non linéarité du circuit et du niveau des signaux d'entrée.

Les notions de mélange et de multiplication de fréquences sont obligatoirement associées aux notions de non linéarité et d'amplitude des signaux. Pour cela, il est donc indispensable d'utiliser des modèles non linéaires lors de la conception de mélangeur.

La seconde partie de ce chapitre présente la modélisation non linéaire du transistor ainsi que les différentes caractéristiques de la filière D02AH de la fonderie Philips Microwave Limeil, et a pour objet de faire la synthèse des différents architectures et modes de mélange. Elle sert de base à la conception de mélangeurs (passifs et actifs). L'analyse de leurs performances telles que le bruit, la linéarité, le gain de conversion, la consommation, la taille des circuits, le rendement de fabrication, permet de choisir le mélangeur (figure I.1) le mieux adapté aux performances visées (bruit, intermodulation par exemples).

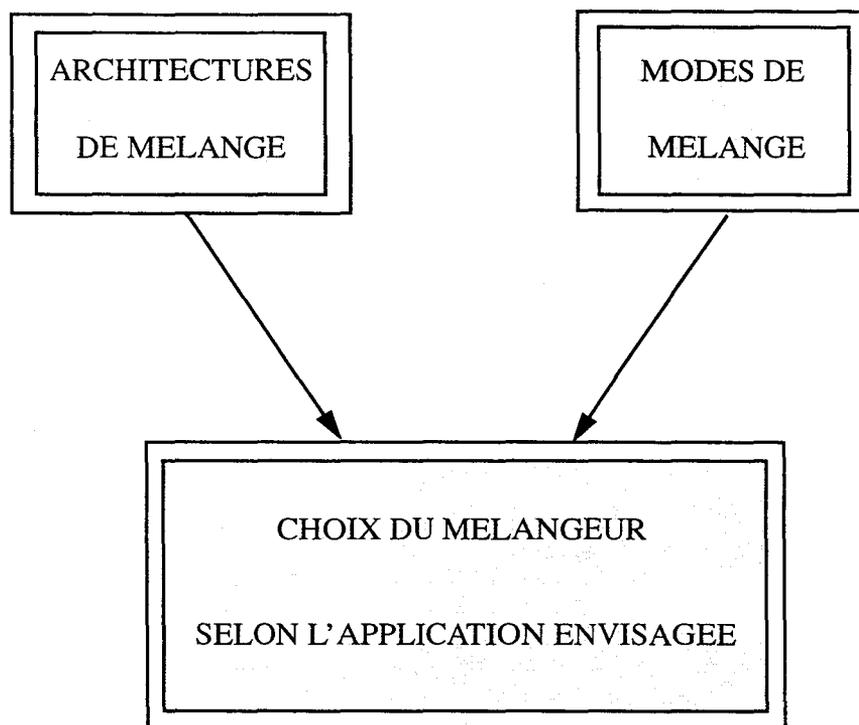


Figure I.1 : choix du mélange

I.2 PRINCIPE DU MELANGE

Le mélange est une opération non linéaire qui a pour but de transposer en fréquence les caractéristiques d'un signal.

Le mélange est utilisé pour transposer les informations contenues dans un signal, d'une fréquence dite "basse" vers une fréquence plus haute (émission terre-satellite par exemple, cf figure I.2), ou d'une fréquence dite "haute" à une fréquence plus basse (réception satellite-terre par exemple, cf figure I.3).

D'une façon générale, on appellera

- OL → Le signal de l'oscillateur local
- RF → Le signal radio fréquence
- FI → Le signal à la fréquence intermédiaire

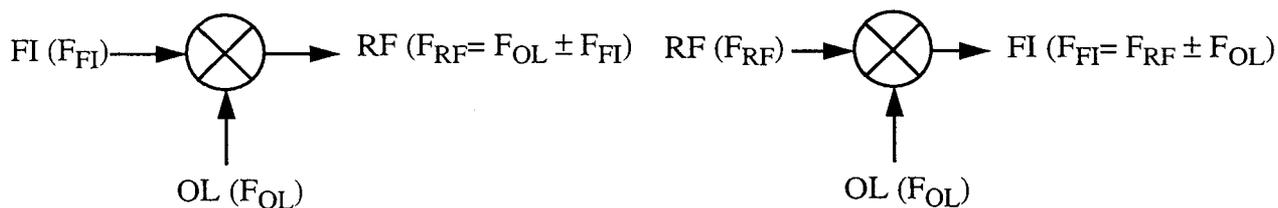


Figure I.2 : schéma du mélangeur d'émission

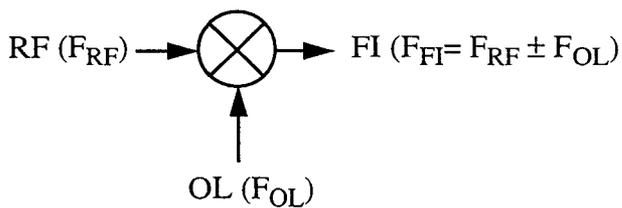


Figure I.3 : schéma du mélangeur de réception

Le mélangeur fournit sur sa sortie un signal proportionnel au produit des deux signaux appliqués sur ses entrées.

Soient $V_{RF}(t)$ et $V_{OL}(t)$ les grandeurs d'entrées ; la tension en sortie dans le cas d'un mélangeur idéal (multiplieur analogique) est égale à :

$$V_{FI}(t) = V_{RF}(t) \times V_{OL}(t). \quad (I.1)$$

- Dans le cas particulier de signaux d'entrée parfaitement sinusoïdaux,

$$V_{RF}(t) = E_{RF} \cos \omega_{RF} t \quad (I.2)$$

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

on obtient en sortie :

$$V_{FI}(t) = (E_{RF} E_{OL} / 2) [\cos(\omega_{RF} + \omega_{OL})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t]. \quad (I.3)$$

Cette expression montre l'existence de deux signaux d'égale amplitude ($E_{RF} E_{OL} / 2$) à deux fréquences différentes, la fréquence somme $F_{RF} + F_{OL}$, et la fréquence différence $F_{RF} - F_{OL}$.

On réalise donc bien une transposition de fréquence vers le haut ($F_{RF} + F_{OL}$), et vers le bas ($F_{RF} - F_{OL}$).

D'une façon plus générale la tension de sortie du composant de mélange est de la forme :

$$V_{FI}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n V_e^n(t) \quad (I.4)$$

avec $V_e(t) = V_{RF}(t) + V_{OL}(t)$.

Après développement, cette expression devient :

$$V_{FI}(t) = A_0 + [A_1 V_{RF} + A_2 V_{RF}^2 + A_3 V_{RF}^3 + \dots + A_n V_{RF}^n] + [A_1 V_{OL} + A_2 V_{OL}^2 + A_3 V_{OL}^3 + \dots + A_n V_{OL}^n] \quad (I.5)$$

Réponse à l'excitation $V_{RF}(t)$ Réponse à l'excitation $V_{OL}(t)$

$$+ [2 A_2 V_{RF} V_{OL} + 3 A_3 V_{RF}^2 V_{OL} + 3 A_3 V_{RF} V_{OL}^2 + \dots + A_n V_{RF}^m V_{OL}^n].$$

Produits croisés

Les deux premiers termes entre crochets correspondent à la distorsion harmonique alors que le troisième terme entre crochets correspond à la distorsion d'intermodulation. Le développement complet de cette relation (limité au 4^{ème} ordre) conduit aux résultats présentés dans le tableau I.1 pour un mélangeur simple.

Terme continu	$A_0 + A_2 / 2 (E_{RF}^2 + E_{OL}^2) + 3A_4 / 8 (E_{RF}^4 + E_{OL}^4 + 4E_{RF}^2 E_{OL}^2)$
Signal RF ω_{RF}	$A_1 E_{RF} + 3A_3 E_{RF} / 4 + 3 A_3 E_{RF} E_{OL}^2 / 2$
Signal OL ω_{OL}	$A_1 E_{OL} + A_3 E_{OL}^3 / 4 + 3 A_3 E_{RF}^2 E_{OL} / 2$
Harmonique 2 du signal RF et OL $2 \omega_{RF}, 2 \omega_{OL}$	$A_2 E_{RF,OL}^2 / 2 + A_4 / 2 (E_{RF,OL}^4 + 3 E_{RF}^2 E_{OL}^2)$
Harmonique 3 du signal RF et OL $3 \omega_{RF}, 3 \omega_{OL}$	$A_3 E_{RF,OL}^3 / 4$
Harmonique 4 du signal RF et OL $4 \omega_{RF}, 4 \omega_{OL}$	$A_4 E_{RF,OL}^4 / 8$
Pulsation intermédiaire inférieure $\omega_{OL} - \omega_{RF}$	$A_2 E_{RF} E_{OL} + 3 A_4 / 2 (E_{RF}^3 E_{OL} + E_{RF} E_{OL}^3)$
Pulsation intermédiaire supérieure $\omega_{OL} + \omega_{RF}$	$A_2 E_{RF} E_{OL} + 3 A_4 / 2 (E_{RF}^3 E_{OL} + E_{RF} E_{OL}^3)$
$2 \omega_{RF} \pm \omega_{OL}$	$3 A_3 E_{RF}^2 E_{OL} / 4$
$2 \omega_{OL} \pm \omega_{RF}$	$3 A_3 E_{RF} E_{OL}^2 / 4$
$2 \omega_{OL} \pm 2 \omega_{RF}$	$3 A_4 E_{RF}^2 E_{OL}^2 / 4$
$3 \omega_{RF} \pm \omega_{OL}$	$A_4 E_{RF}^3 E_{OL} / 2$
$3 \omega_{OL} \pm \omega_{RF}$	$A_4 E_{RF} E_{OL}^3 / 2$

Tableau I.1 : niveau du signal de sortie pour un mélangeur simple

Il apparaît un signal de sortie à spectre très fourni, comprenant, non seulement les deux fréquences d'entrée F_{RF} et F_{OL} , et l'ensemble de leurs harmoniques (mF_{RF} , mF_{OL} m entier), mais également, toutes les combinaisons de sommes et de différences de ces fréquences telles que $F_{FI} = |\pm mF_{RF} \pm nF_{OL}|$, m et n entiers, qui sont dues aux produits d'intermodulation (figure I.4 : spectre de fréquence du signal de sortie limité au 4^{ème} ordre).

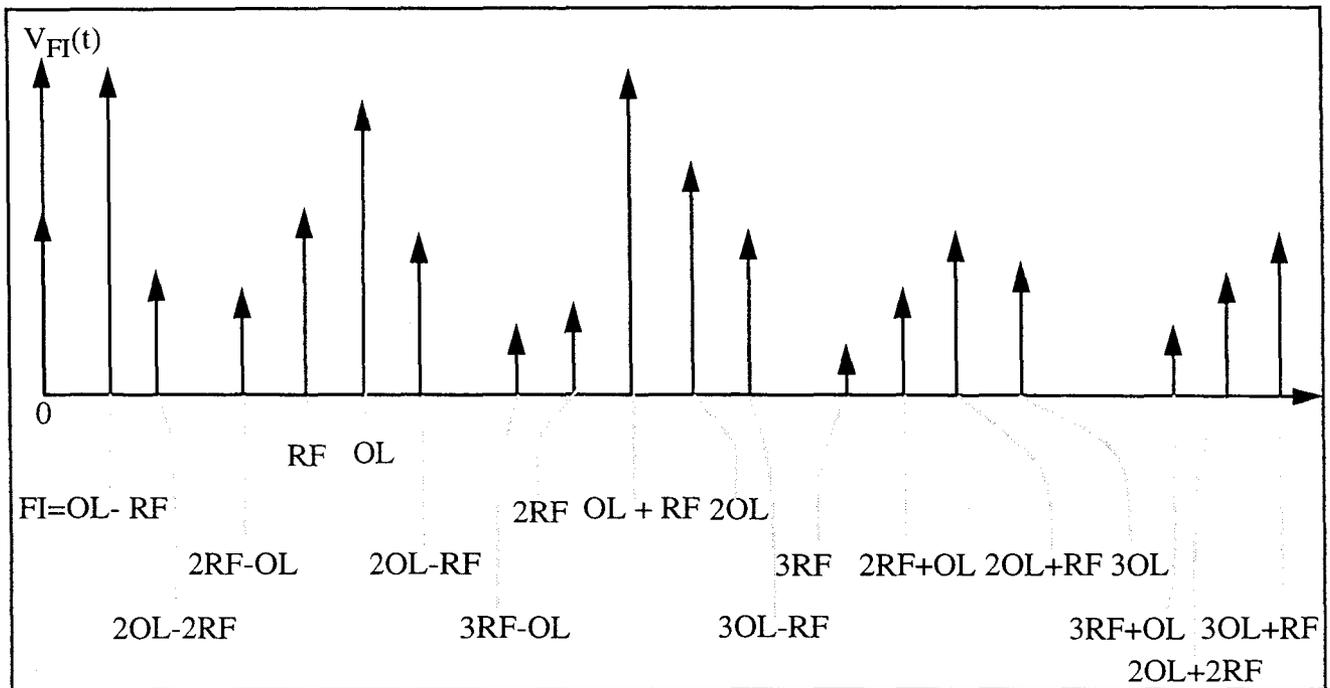


Figure I.4 : spectre de fréquence du signal de sortie (amplitudes arbitraires)

Or comme l'amplitude du signal RF (V_{RF}) est très faible (devant l'amplitude du signal OL : V_{OL}), on peut admettre que les harmoniques de ω_{RF} seront d'amplitudes négligeables et seules seront à considérer les fréquences $nF_{OL} \pm F_{RF}$. Par conséquent l'équation I.5 peut se réduire à l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 V_{FI}(t) \approx & A_0 + \underbrace{[A_1 V_{RF}]}_{\text{Réponse à l'excitation } V_{RF}(t)} + \underbrace{[A_1 V_{OL} + A_2 V_{OL}^2 + A_3 V_{OL}^3 + \dots + A_n V_{OL}^n]}_{\text{Réponse à l'excitation } V_{OL}(t)} \\
 & + \underbrace{[2 A_2 V_{RF} V_{OL} + 3 A_3 V_{RF} V_{OL}^2 + \dots + A_n V_{RF} V_{OL}^n]}_{\text{Produits croisés}}.
 \end{aligned}
 \tag{I.6}$$

Le signal de grande amplitude (signal de l'oscillateur local) va faire décrire au point de fonctionnement la caractéristique non linéaire du circuit, et engendrer des signaux d'intermodulation avec le signal RF. Au fur et à mesure que l'amplitude de la tension $V_e(t)$ ($V_e(t) = V_{RF}(t) + V_{OL}(t)$) augmente, le nombre de termes de la série de puissance à prendre en considération s'accroît.

En conséquence, il conviendra d'effectuer la réjection d'un grand nombre de signaux parasites dont les fréquences ne sont pas toujours très éloignées de celle du signal utile.

Après avoir présenté les architectures susceptibles de rejeter les différentes fréquences parasites, nous présentons les différents modes de mélange ainsi que la modélisation non linéaire du transistor de la filière D02AH.

A partir de cette synthèse, on pourra choisir les architectures et les modes de mélange susceptibles d'être les mieux adaptés aux performances visées (bruit, intermodulation par exemple).

I.3 ARCHITECTURES DE MELANGE

L'un des problèmes liés au mélange de fréquence est l'apparition de signaux indésirables en sortie du dispositif. En fonction de l'application visée, il est nécessaire de les rejeter en utilisant des architectures particulières [1].

Ces architectures peuvent être classées en deux catégories :

- les architectures simplement équilibrées comportant deux composants de mélange,
- les architectures doublement équilibrées comportant quatre composants de mélange.

I.3.1 Mélangeur simplement équilibré

Le principe est d'utiliser deux mélangeurs identiques attaqués par des signaux OL et RF possédant des phases différentes.

Les deux spectres de sortie étant identiques, leur recombinaison permet de rejeter certaines fréquences indésirables.

I.3.1.1 Réjection du signal de l'oscillateur local OL

La figure I.5 présente l'architecture permettant de rejeter le signal de l'oscillateur local : les deux mélangeurs de base sont attaqués par des signaux RF en opposition de phase tandis que le signal OL est divisé en deux composantes en phase [2].

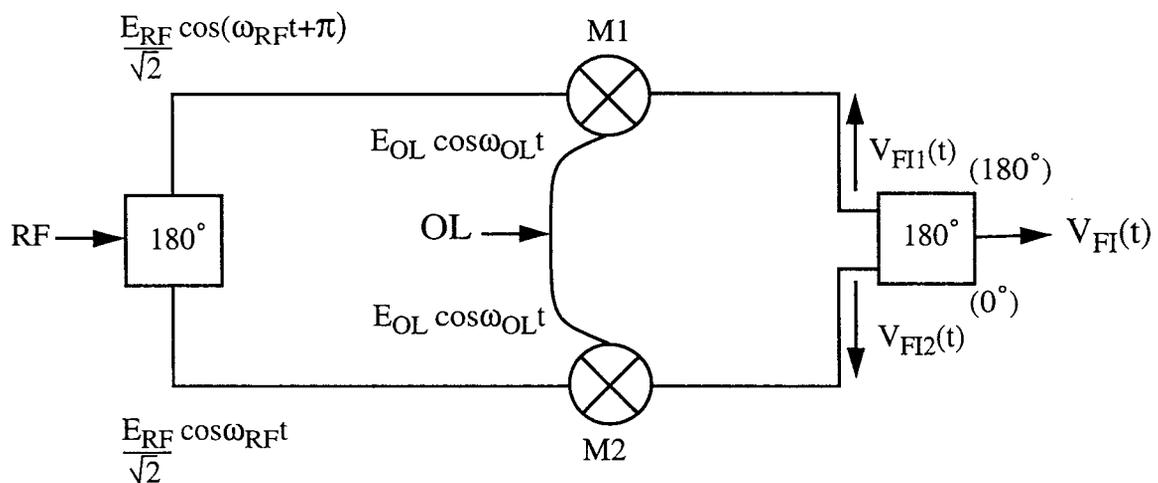


Figure I.5 : réjection du signal OL

Le calcul des tensions en sortie des mélangeurs est présenté ci-après (on se limitera dans le développement au 4^{ème} ordre).

- les tensions de sortie $V_{FI1}(t)$ et $V_{FI2}(t)$ s'écrivent :

$$V_{FI1}(t) = A_0 + A_1 \left[\frac{E_{RF}}{\sqrt{2}} \cos(\omega_{RF}t + \pi) + E_{OL} \cos\omega_{OL}t \right] + A_2 \left[\frac{E_{RF}}{\sqrt{2}} \cos(\omega_{RF}t + \pi) + E_{OL} \cos\omega_{OL}t \right]^2 \\ + A_3 \left[\frac{E_{RF}}{\sqrt{2}} \cos(\omega_{RF}t + \pi) + E_{OL} \cos\omega_{OL}t \right]^3 + A_4 \left[\frac{E_{RF}}{\sqrt{2}} \cos(\omega_{RF}t + \pi) + E_{OL} \cos\omega_{OL}t \right]^4$$

$$V_{FI2}(t) = A_0 + A_1 \left[\frac{E_{RF}}{\sqrt{2}} \cos\omega_{RF}t + E_{OL} \cos\omega_{OL}t \right] + A_2 \left[\frac{E_{RF}}{\sqrt{2}} \cos\omega_{RF}t + E_{OL} \cos\omega_{OL}t \right]^2 \\ + A_3 \left[\frac{E_{RF}}{\sqrt{2}} \cos\omega_{RF}t + E_{OL} \cos\omega_{OL}t \right]^3 + A_4 \left[\frac{E_{RF}}{\sqrt{2}} \cos\omega_{RF}t + E_{OL} \cos\omega_{OL}t \right]^4.$$

La combinaison de ces termes donne : $V_{FI}(t) = (V_{FI2}(t) - V_{FI1}(t)) / \sqrt{2}$

$$V_{FI}(t) = \left(A_1 E_{RF} + \frac{3A_3}{8} E_{RF}^3 + \frac{3A_3}{2} E_{RF} E_{OL}^2 \right) \cos\omega_{RF}t + \frac{A_3}{8} E_{RF}^3 \cos 3\omega_{RF}t + [A_2 E_{RF} E_{OL} + 3A_4 / 4 \\ (E_{RF}^3 E_{OL} + 2 E_{RF} E_{OL}^3)] [\cos(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \cos(\omega_{OL} + \omega_{RF})t] + 3A_3 E_{RF} E_{OL}^2 / 4 [\cos \\ (2\omega_{OL} + \omega_{RF})t + \cos(2\omega_{OL} - \omega_{RF})t] + A_4 E_{RF}^3 E_{OL} / 4 [\cos(3\omega_{RF} + \omega_{OL})t + \cos(3\omega_{RF} - \omega_{OL})t] \\ + A_4 E_{RF} E_{OL}^3 / 2 [\cos(3\omega_{OL} + \omega_{RF})t + \cos(3\omega_{OL} - \omega_{RF})t].$$

Le spectre de sortie est donné à la figure I.6.

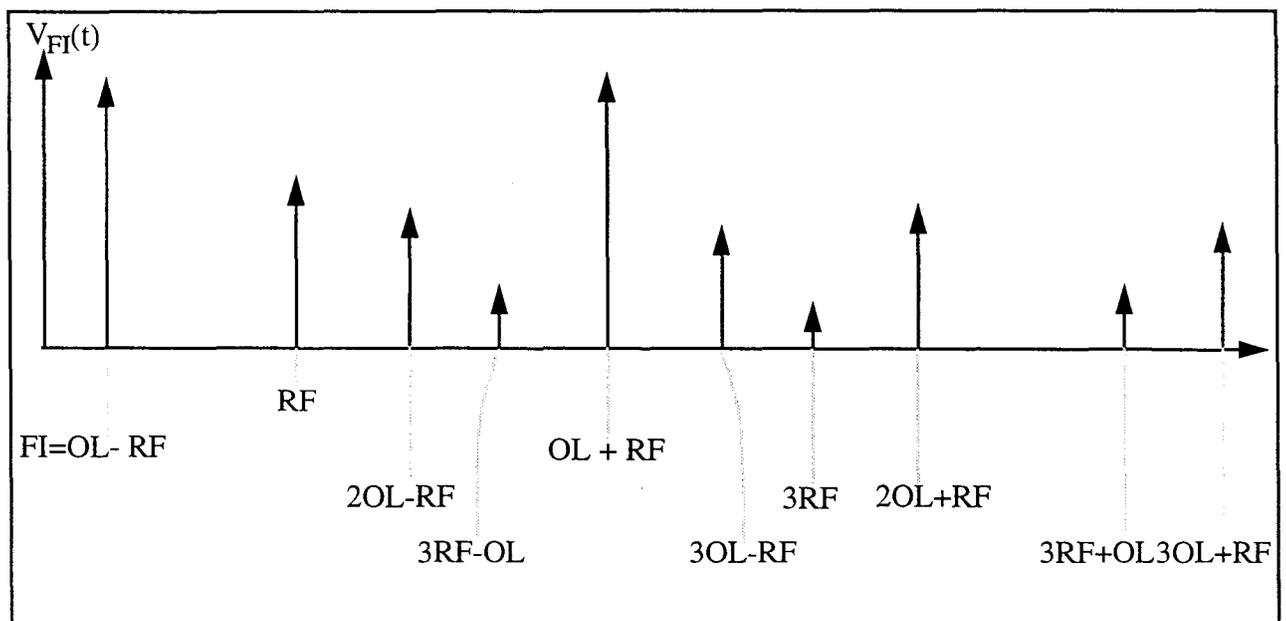


Figure I.6 : spectre de fréquence du signal de sortie avec réjection du signal OL (amplitudes arbitraires)

Cette architecture permet de rejeter le signal OL et ses harmoniques ainsi que les termes pairs du signal RF. Le produit de mélange qui nous intéresse vaut :

$$V_{FI}(t)_{\text{utile}} = [A_2 E_{RF} E_{OL} + 3A_4 / 4 (E_{RF}^3 E_{OL} + 2 E_{RF} E_{OL}^3)] [\cos(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \cos(\omega_{OL} + \omega_{RF})t]. \quad (I.7)$$

L'architecture que nous venons d'étudier résout le problème de l'isolation du signal OL vis-à-vis de la sortie FI. Elle permet également de minimiser, voire de supprimer, le bruit dû au signal OL. En effet, le signal OL bruyant (provenant de l'oscillateur local de forte amplitude) est appliqué au mélangeur, l'amplitude de bruit (du signal OL) est alors convertie avec les fréquences RF et image et apparaît en sortie FI. Par conséquent, la température de bruit du mélangeur est augmentée de cette quantité.

Si aucune mesure n'est prise pour éliminer ce bruit (de l'oscillateur local), l'augmentation de la température de bruit du mélangeur peut être très importante, et par conséquent augmenter le facteur de bruit du mélangeur. L'utilisation d'une architecture à réjection du signal OL permet de s'affranchir (en partie) du bruit d'amplitude provenant de l'oscillateur local.

I.3.1.2 Réjection du signal radio fréquence RF

Si on intervertit les accès RF et OL, l'architecture permet de rejeter alors le signal RF et ses harmoniques, ainsi que les termes pairs du signal OL. La méthode de calcul est identique à celle ci-dessus.

I.3.2 Mélangeur doublement équilibré

Si l'on désire des niveaux d'isolation plus élevés, il est nécessaire d'avoir recours à des architectures doublement équilibrées [3]. L'architecture doublement équilibrée est une extension de celle que nous venons de voir. Elle consiste à doubler le mélangeur simple équilibré. Le schéma de principe est donné figure I.7.

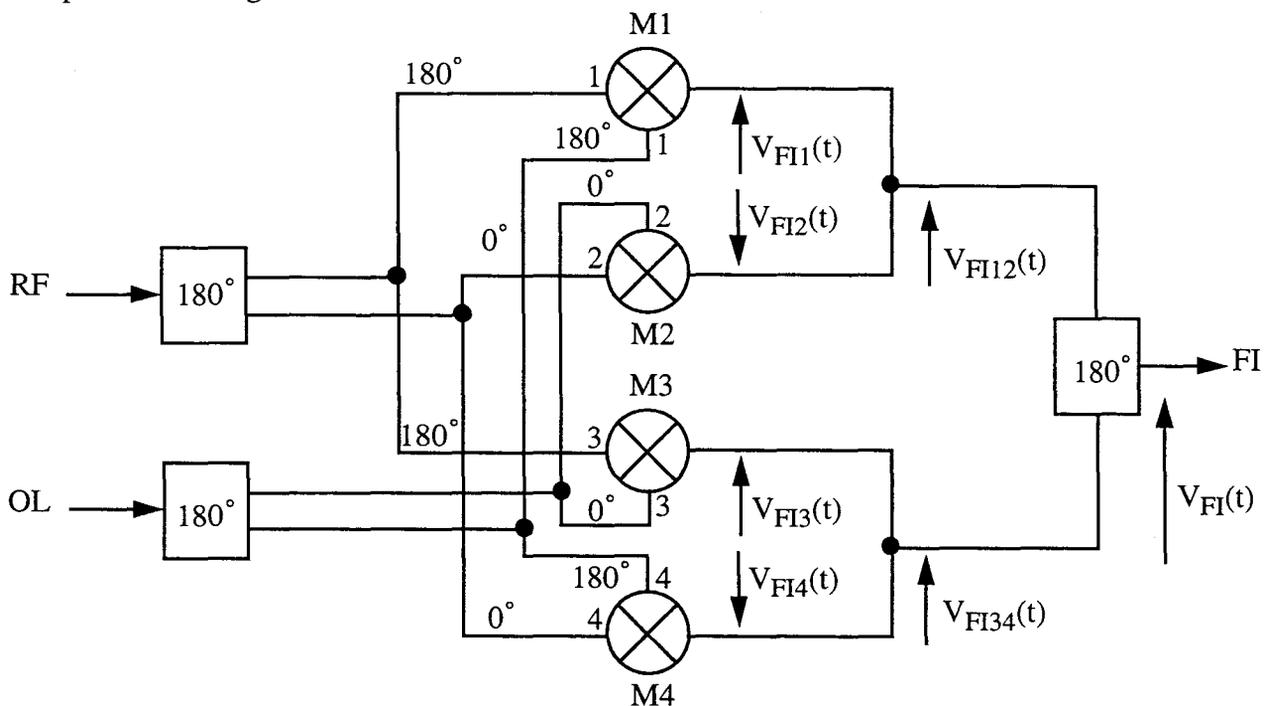


Figure I.7 : mélangeur doublement équilibré

On pose : $V_{2RF}(t) = V_{4RF}(t) = -V_{1RF}(t) = -V_{3RF}(t) = E_{RF} / 2 \cos \omega_{RF} t$

$$V_{2OL}(t) = V_{3OL}(t) = -V_{1OL}(t) = -V_{4OL}(t) = E_{OL} \cos \omega_{OL} t$$

$$V_{FIi}(t) = A_0 + A_1 (V_{iRF} + V_{iOL}) + A_2 (V_{iRF} + V_{iOL})^2 + A_3 (V_{iRF} + V_{iOL})^3 + \dots$$

$$V_{FI}(t) = (V_{FI12}(t) - V_{FI34}(t)) / 2.$$

Tous calculs faits, le signal de sortie est égal à :

$$V_{FI}(t) = [A_2 E_{RF} E_{OL} + 3A_4 / 2 (E_{RF}^3 E_{OL} / 4 + E_{RF} E_{OL}^3)] [\cos(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \cos(\omega_{OL} + \omega_{RF})t] + A_4 E_{RF}^3 E_{OL} / 8 [\cos(3\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \cos(3\omega_{RF} + \omega_{OL})t] + A_4 E_{RF} E_{OL}^3 / 2 [\cos(3\omega_{OL} + \omega_{RF})t + \cos(3\omega_{OL} - \omega_{RF})t].$$

A la fréquence intermédiaire, le produit de mélange est égal à :

$$V_{FI}(t)_{utile} = [A_2 E_{RF} E_{OL} + 3A_4 / 2 (E_{RF}^3 E_{OL} / 4 + E_{RF} E_{OL}^3)] [\cos(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \cos(\omega_{OL} + \omega_{RF})t]. \quad (I.8)$$

Cette architecture permet la réjection simultanée du signal OL et RF en sortie FI (figure I.8), et de minimiser le bruit dû au signal OL.

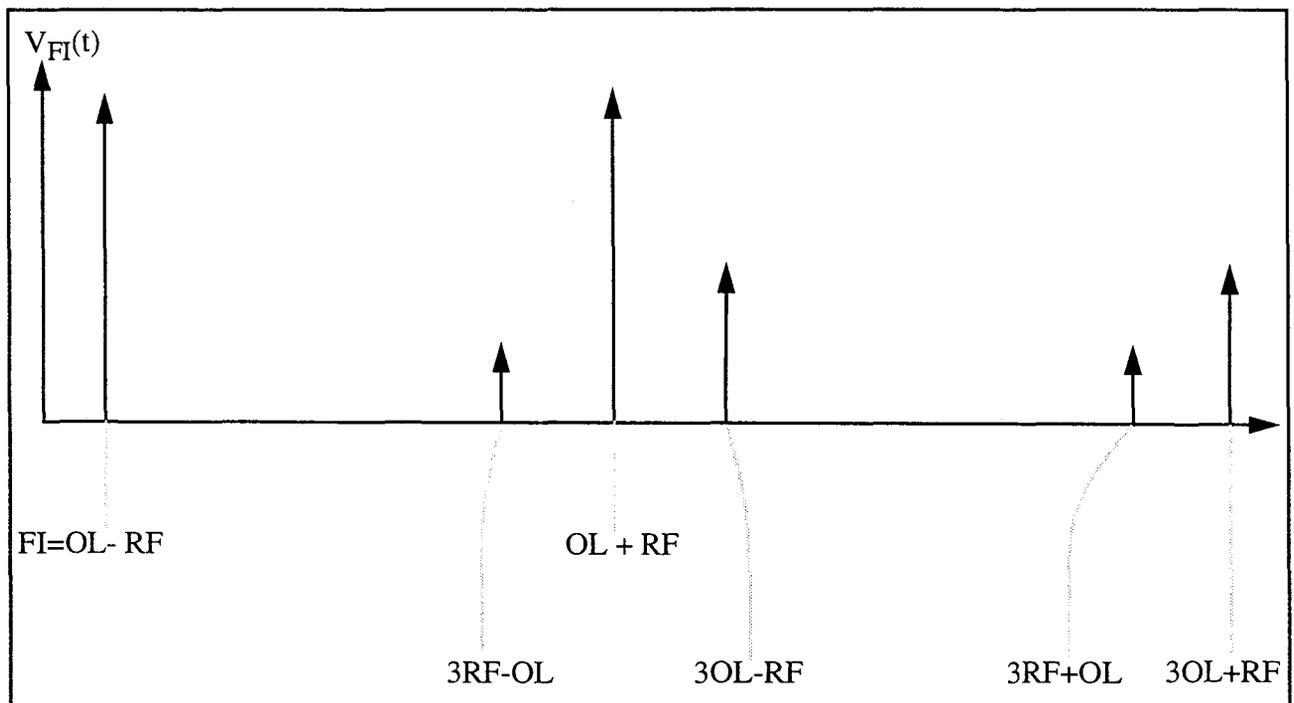


Figure I.8 : spectre de fréquence du signal de sortie avec réjection du signal OL et RF (amplitudes arbitraires)

Un autre problème relatif au bruit est l'existence de signaux parasites dans le signal OL. Comme le bruit de l'OL, ces signaux parasites sont appliqués au mélangeur ainsi que le signal OL, et peuvent être convertis à l'intérieur de la bande de fréquence FI (selon leurs fréquences). Les problèmes les plus importants surviennent quand les signaux parasites sont à l'intérieur de la bande de fréquence RF ou image ; dans ce cas, la conversion des signaux parasites peut être plus importante que le signal RF et donc générer du bruit en sortie FI. Aussi l'utilisation d'une architecture doublement équilibré permet de minimiser ces effets.

I.3.3 Mélangeur à réjection de fréquence image

Un autre type de fréquence indésirable, à l'entrée cette fois-ci, est constitué par la fréquence image F_{Img} [1], définie par :

$$F_{\text{Img}} = F_{\text{OL}} + F_{\text{FI}} = F_{\text{RF}} + 2 F_{\text{FI}} \tag{I.9}$$

Le signal à cette fréquence (en entrée du mélangeur) est converti à la fréquence intermédiaire comme le signal RF. Il est alors impossible de distinguer le signal utile du signal parasite.

Notons qu'il est impératif au point de vue bruit de fond, de rejeter la fréquence image, car ce signal converti à la fréquence intermédiaire (F_{FI}) double la quantité de bruit, et augmente donc le facteur de bruit du mélangeur.

Il y a par conséquent, deux fréquences RF qui, mélangées avec le signal OL, donnent la même fréquence F_{FI} . Mathématiquement, ceci se traduit par :

$$F_{\text{FI}} = F_{\text{OL}} - F_{\text{RF1}} \text{ ou } F_{\text{FI}} = F_{\text{RF2}} - F_{\text{OL}} \tag{I.10}$$

Cette situation est représentée graphiquement figure I.9. Le traitement du signal à la fréquence FI ne permet pas de séparer ces deux signaux, le signal utile se trouve donc "pollué" par le signal à la fréquence image [4].

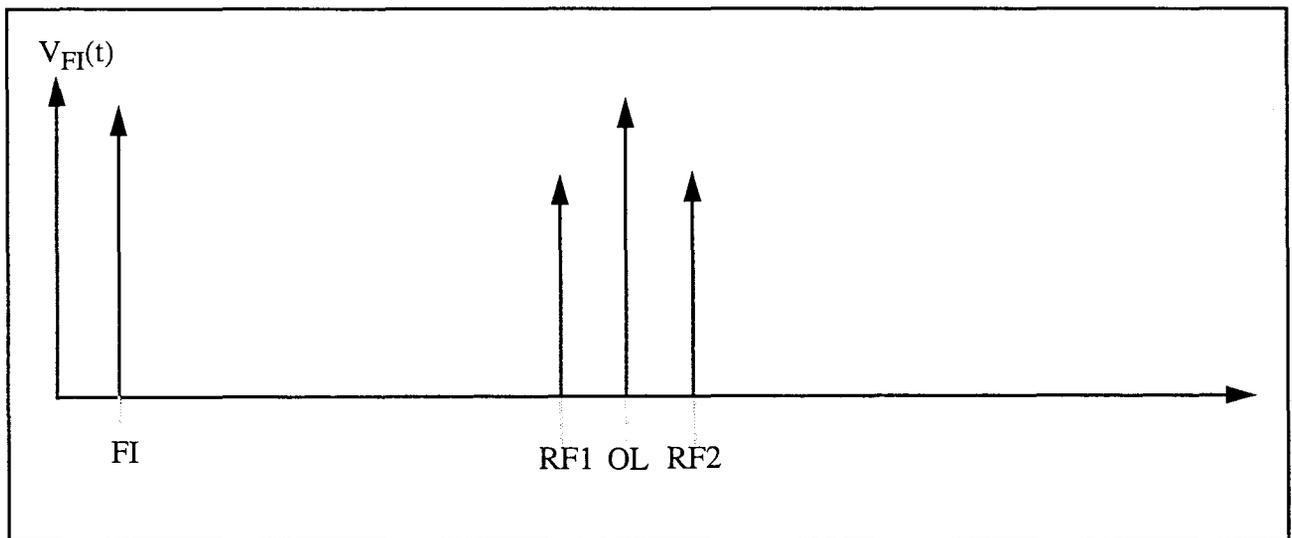


Figure I.9 : spectre de fréquence montrant deux signaux qui convertissent la même fréquence FI (amplitudes arbitraires)

Pour résoudre ce problème, une solution consiste à placer un filtre dans la voie RF avant le mélangeur, ce qui évite la transposition du bruit et des signaux parasites de la bande image. Cette technique est valable pour des applications où les fréquences RF et OL sont suffisamment éloignées (c'est à dire avec une fréquence intermédiaire élevée).

Pour les applications où la fréquence RF est proche de celle de l'oscillateur local, le filtrage n'est plus une solution possible (sélectivité du filtre). La technique consiste alors à réaliser la réjection d'image non plus par filtrage mais par annulation de phases.

Cette architecture est présentée en figure I.10.

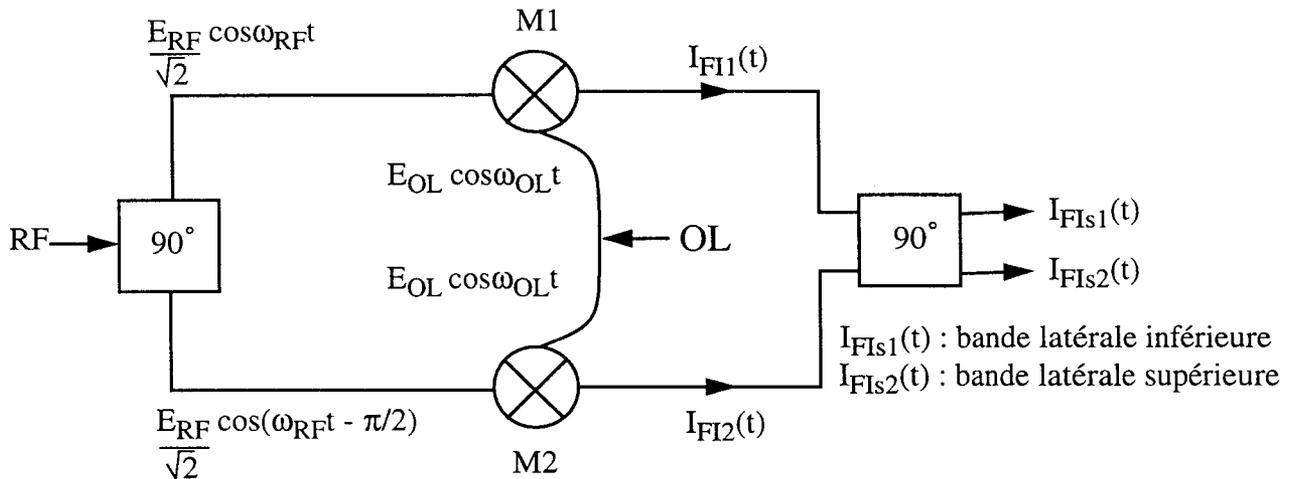


Figure I.10 : mélangeur à réjection de fréquence image

Pour cela le signal OL (ou le signal RF) est divisé en deux composantes en phase, tandis que le signal RF (ou le signal OL) est décomposé en deux signaux d'égale amplitude mais déphasés de 90°.

Après le mélange un déphasage supplémentaire de 90° est introduit de façon à recombinaison en phase les composantes du signal utile, et à rejeter par annulation de phases les composantes du signal image.

Considérons les cas où $\omega_{OL} > \omega_{RF}$ et $\omega_{OL} < \omega_{RF}$ séparément.

- Cas où $\omega_{OL} > \omega_{RF}$:

$$I_{FI1}(t) = (E_{RF} E_{OL} / 2)^{3/2} A1 \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \varphi1]$$

$$I_{FI2}(t) = (E_{RF} E_{OL} / 2)^{3/2} A2 \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \pi/2 + \varphi2] ;$$

où les termes A1 et A2 sont les pertes de tension à travers les mélangeurs (M1 et M2), et $\varphi1$ et $\varphi2$ sont les retards de phase à travers les mélangeurs.

$$\rightarrow I_{FIs1}(t) = (E_{RF} E_{OL} / 4) [A1 \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \varphi1] + A2 \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \varphi2]]$$

$$I_{FIs2}(t) = (E_{RF} E_{OL}/4) [A1 \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \pi/2 + \phi1] + A2 \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t - \pi/2 + \phi2]] .$$

Si $A1=A2$ et $\phi1=\phi2$ alors :

$$I_{FIs1}(t) = (E_{RF} E_{OL}/2) A1 [\cos(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \phi1] \quad (I.11)$$

$$I_{FIs2}(t) = 0 .$$

Il ne subsiste alors que les signaux issus de la bande de fréquence inférieure à ω_{OL} . Il y a réjection des signaux de fréquences supérieures.

- Cas où $\omega_{RF} > \omega_{OL}$:

$$I_{FI1}(t) = (E_{RF} E_{OL} / (2)^{3/2}) A1 \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \phi1]$$

$$I_{FI2}(t) = (E_{RF} E_{OL} / (2)^{3/2}) A2 \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t - \pi/2 + \phi2]$$

$$\rightarrow I_{FIs1}(t) = (E_{RF} E_{OL}/4) [A1 \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \phi1] + A2 \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t - \pi + \phi2]]$$

$$I_{FIs2}(t) = (E_{RF} E_{OL}/4) [A1 \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t - \pi/2 + \phi1] + A2 \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t - \pi/2 + \phi2]] .$$

Si $A1=A2$ et $\phi1=\phi2$ alors :

$$I_{FIs1}(t) = 0 \quad (I.12)$$

$$I_{FIs2}(t) = (E_{RF} E_{OL}/2) A1 [\cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t - \pi/2 + \phi1] .$$

C'est maintenant les signaux de fréquences supérieures à ω_{OL} qui sont transposés, les autres sont rejetés.

Dans cette étude nous avons supposé les coupleurs 90° parfaits, et considéré les écarts d'amplitudes et de phases nuls.

Cependant, il convient d'analyser les effets de ces déséquilibres d'amplitudes et de phases causés par les coupleurs 90° (RF et FI) et les mélangeurs sur la réjection d'image (RI). Celle-ci est définie par le rapport du module du signal image et du signal désiré (par exemple) :

$$RI = -20 \text{ Log } \frac{|I_{FIs1}(\omega_{RF} > \omega_{OL})|}{|I_{FIs1}(\omega_{OL} > \omega_{RF})|} \quad (I.13)$$

Soit :

$$I_{FIs1}(\omega_{RF} > \omega_{OL}) = (E_{RF} E_{OL}/4) [A1 \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \phi1] + A2 \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t - \pi + \phi2]]$$

$$I_{FIs1}(\omega_{OL} > \omega_{RF}) = (E_{RF} E_{OL}/4) [A1 \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \phi1] + A2 \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \phi2]] .$$

En posant : $A = |A1/A2|$ et $\phi = \phi2 - \phi1$ (les déséquilibres d'amplitude et de phase dus aux coupleurs et mélangeurs), on obtient :

$$I_{FIs1}(\omega_{RF} > \omega_{OL}) = (E_{RF} E_{OL}/4) A1 \cos\phi [1 - A \exp j\phi] \quad (I.14)$$

$$I_{FIS1}(\omega_{OL} > \omega_{RF}) = (E_{RF} E_{OL} / 4) A \cos \varphi [1 + A \exp j \varphi] \quad (I.15)$$

En substituant les équations (I.14) et (I.15) dans l'équation (I.13), la relation entre le niveau de réjection d'image (RI) et les déséquilibres d'amplitude (A) et de phase (φ) s'exprime de la façon suivante :

$$RI = -10 \text{ Log} \left(\frac{1 + A^2 - 2A \cos \varphi}{1 + A^2 + 2A \cos \varphi} \right) \quad (I.16)$$

L'effet de A et φ sur la réjection d'image est représenté par la figure I.11.

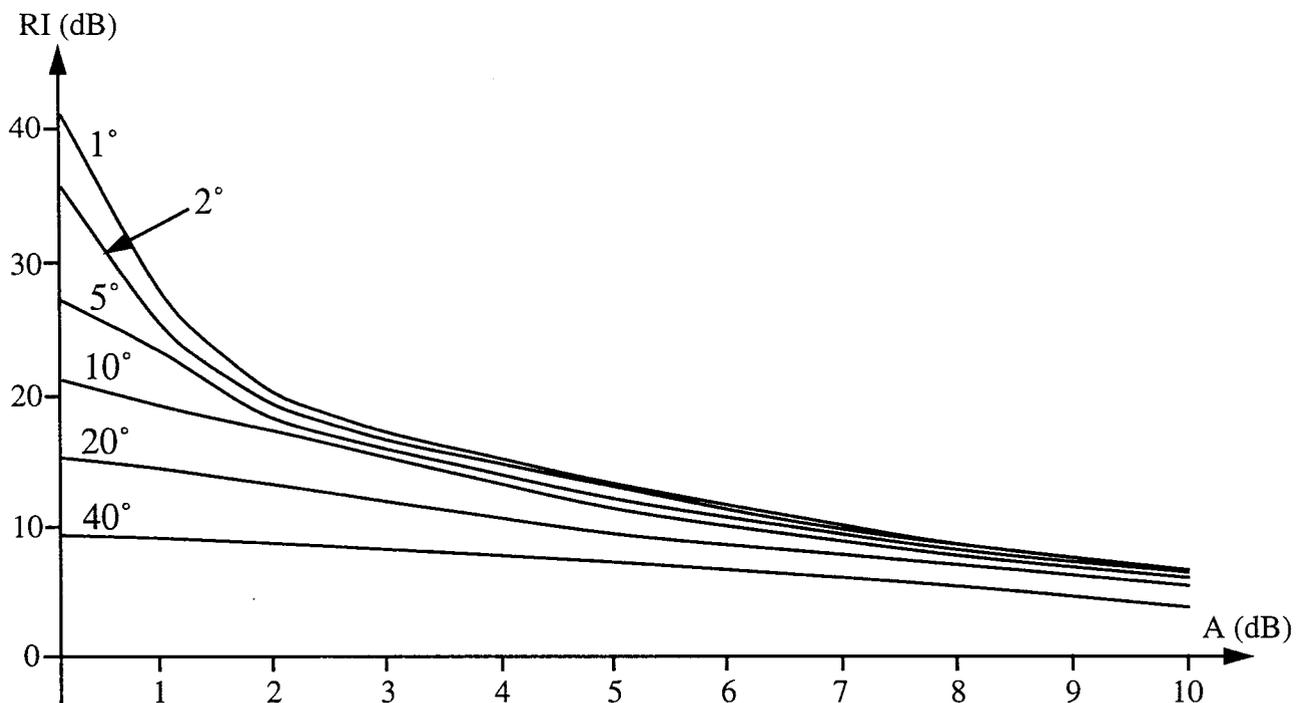


Figure I.11 : réjection d'image en fonction des déséquilibres A et φ

L'effet de ce déséquilibre de phase et d'amplitude a également une influence sur le facteur de bruit. En fonction de la réjection d'image le facteur de bruit est donné par la relation [5] :

$$nf_{SSB} = nf_{DSB} (1 + ri). \quad (I.17)$$

où nf_{SSB} et nf_{DSB} sont respectivement les facteurs de bruit bande latérale unique et double bande latérale (en linéaire) et "ri" représente la réjection d'image (en linéaire) ($RI = 20 \text{ Log}(ri)$). La figure I.12 représente l'évolution du facteur de bruit SSB en fonction de ces déséquilibres (donc en fonction de la réjection d'image).

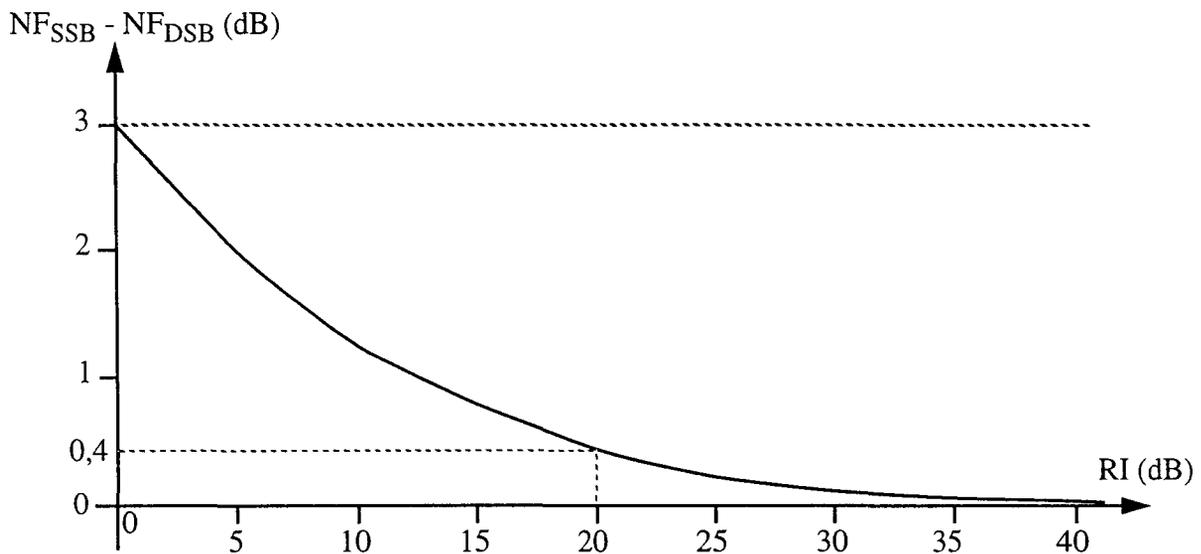


Figure I.12 : facteur de bruit SSB en fonction de la réjection d'image

Si la réjection d'image est nulle ($RI=0$ dB, soit $ri=1$ en linéaire) le facteur de bruit SSB est égal à $NF_{SSB} \text{ (dB)} = NF_{DSB} \text{ (dB)} + 3 \text{ dB}$. Dans le cas contraire où la réjection d'image est parfaite ($ri=0$ en linéaire) on améliore le facteur de bruit SSB de 3 dB ($NF_{SSB}=NF_{DSB}$). Le facteur de bruit SSB s'améliore donc en fonction de la réjection d'image. Une réjection minimum de l'ordre de 20 dB semble suffisante, le bruit provenant de la bande image est pratiquement négligeable ($NF_{SSB} \approx NF_{DSB}$).

Pour cette application, les M.M.I.C.s présentent de sérieux avantages. En effet, ainsi que nous l'avons vu, les performances de ce type de circuit sont conditionnées par la qualité de l'équilibre entre les voies $I_{FIS1}(t)$ et $I_{FIS2}(t)$. Ce dernier dépend à son tour de la dispersion sur les composants.

D'autre part aux fréquences micro-ondes, les interconnexions dues au montage peuvent créer un déséquilibre supplémentaire. Un circuit M.M.I.C. étant réalisé à partir de jeu de masques, il n'y a pas de problème de report de composant et les interconnexions quant à elles sont parfaitement définies. De plus, puisque tous les composants passifs et actifs sont réalisés en même temps, il n'y a que peu de variations des valeurs des composants sur un même circuit.

I.3.4 Conclusion

L'influence de l'architecture de mélange sur les niveaux des raies parasites est résumée dans le tableau I.2. On peut remarquer que la pureté spectrale en sortie du mélangeur s'améliore, d'autant plus que l'on multiplie l'architecture du mélangeur élémentaire (mélangeur simple), ceci au détriment de la surface et de la complexité du circuit.

On améliore donc les isolations aux différents accès, mais l'intermodulation d'ordre trois ($3RF \pm OL$; $3OL \pm RF$) n'est pas améliorée quelle que soit l'architecture utilisée. Ces architectures permettent également, par réjection du signal OL et de ses parasites, de minimiser l'influence du bruit provenant de l'oscillateur local.

Ces différentes architectures (simple, double, ou à réjection de fréquence image) peuvent contribuer également au choix du mode de mélange selon les spécifications de l'application envisagée. Ces différents modes de mélange font l'objet du prochain paragraphe.

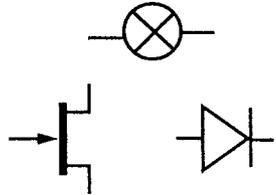
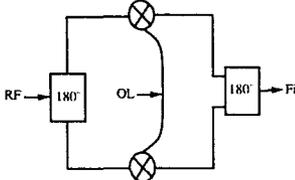
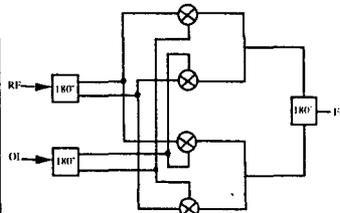
Architecture de mélange	Mélangeur simple	Mélangeur simplement équilibré	Mélangeur doublement équilibré
Raies parasites			
RF	$A_1 E_{RF} + 3A_3 E_{RF}^3 / 4 + 3A_3 E_{RF} E_{OL}^2 / 2$	$A_1 E_{RF} + 3A_3 E_{RF}^3 / 8 + 3A_3 E_{RF} E_{OL}^2 / 2$	-----
OL	$A_1 E_{OL} + 3A_3 E_{OL}^3 / 4 + 3A_3 E_{RF}^2 E_{OL} / 2$	-----	-----
2 RF	$A_2 E_{RF}^2 / 2 + A_4 / 2 (E_{RF}^4 + 3E_{RF}^2 E_{OL}^2)$	-----	-----
2 OL	$A_2 E_{OL}^2 / 2 + A_4 / 2 (E_{OL}^4 + 3E_{RF}^2 E_{OL}^2)$	-----	-----
3 RF	$A_3 E_{RF}^3 / 4$	$A_3 E_{RF}^3 / 8$	-----
3 OL	$A_3 E_{OL}^3 / 4$	-----	-----
4 RF	$A_4 E_{RF}^4 / 8$	-----	-----
4 OL	$A_4 E_{OL}^4 / 8$	-----	-----
OL-RF ; OL+RF	$E_{RF} E_{OL} [A_2 + 3A_4 / 2 (E_{RF}^2 + E_{OL}^2)]$	$E_{RF} E_{OL} [A_2 + 3A_4 / 2 (E_{RF}^2 / 2 + E_{OL}^2)]$	$E_{RF} E_{OL} [A_2 + 3A_4 / 2 (E_{RF}^2 / 4 + E_{OL}^2)]$
2RF ± OL	$3A_3 E_{RF}^2 E_{OL} / 4$	-----	-----
2OL ± RF	$3A_3 E_{RF} E_{OL}^2 / 4$	$3A_3 E_{RF} E_{OL}^2 / 4$	-----
2OL ± 2RF	$3A_4 E_{RF}^2 E_{OL}^2 / 4$	-----	-----
3RF ± OL	$A_4 E_{RF}^3 E_{OL} / 2$	$A_4 E_{RF}^3 E_{OL} / 4$	$A_4 E_{RF}^3 E_{OL} / 8$
3OL ± RF	$A_4 E_{RF} E_{OL}^3 / 2$	$A_4 E_{RF} E_{OL}^3 / 2$	$A_4 E_{RF} E_{OL}^3 / 2$
Avantages et Inconvénients	Architecture simple et peu encombrante Pas de réjection	Réjection des harmoniques OL et des termes pairs du signal RF Augmentation de la surface de puce	Réjection du signal OL et RF Augmentation de la surface de puce

Tableau I.2 : niveau des raies parasites selon l'architecture de mélange utilisée

I.4 MODES DE MELANGE

Les différents modes de mélange reposent sur l'utilisation des non linéarités courant-tension et/ou les effets de commutation des composants non linéaires que sont les diodes et les transistors [1]. Ce dernier type de mélange (par transistor) peut présenter un gain de conversion supérieur à 1, selon la topologie utilisée.

En fonction du point de polarisation choisie, on peut scinder ce type de mélange en deux catégories [6] (figure I.13 : caractéristique statique) :

- la première utilise des transistors polarisés : le signal de l'oscillateur local (OL) est appliqué sur la grille, la source ou le drain. Ce type de mélangeurs dit "actif" est utilisé dans la zone saturée de la caractéristique $I(V)$ du transistor (zone 2), et peut présenter un gain de conversion supérieur à 1 mais consomme une puissance continue non nulle ;
- la seconde utilise des transistors polarisés à V_{ds} nulle (froid) (zone 1) : ce type de mélange présente des pertes de conversion mais ne nécessite pas d'apport de puissance. Néanmoins, pour une consommation continue égale à celle d'un mélangeur actif, il est possible d'inclure en amont un amplificateur. Ceci permet au mélangeur de présenter un gain de conversion pour un facteur de bruit moindre.

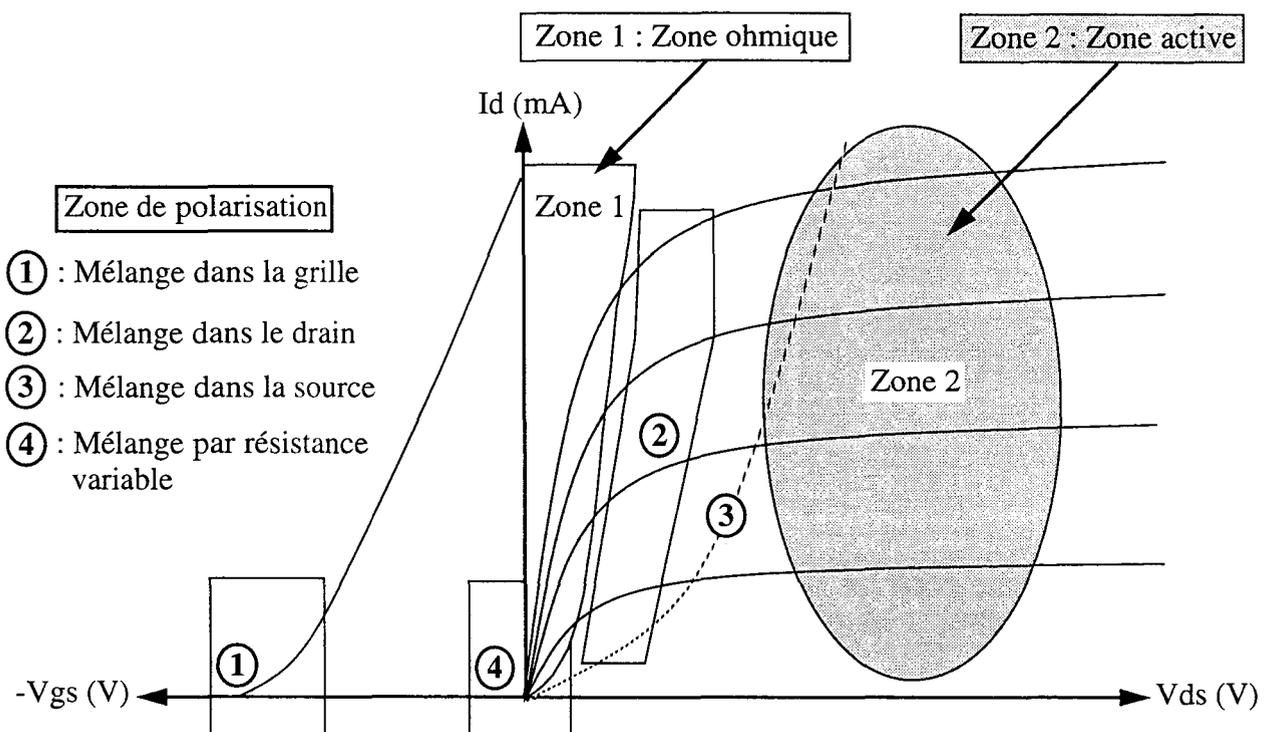


Figure I.13 : caractéristique statique

En conséquence, l'étude des différents modes de mélange nécessite l'utilisation d'un modèle capable de rendre compte de toutes les non linéarités du FET en fonction de V_{ds} ($V_{ds} \leq 0$ V et $V_{ds} \geq 0$ V). Pour cela, nous présentons les différentes caractéristiques de la filière D02AH, le modèle actuel, et son domaine de validité. La seconde partie traite de l'élaboration d'un modèle de FET froid, pour nos applications spécifiques (conception de mélangeurs passifs et actifs).

I.4.1 Modélisation du composant de mélange

La filière D02AH de la fonderie P.M.L. plus particulièrement destinée à des applications millimétriques, utilise des transistors à haute mobilité d'électrons (pHEMT) de longueur de grille 0,2 μm utilisant une interface pseudomorphe (Ga As / Ga In As).

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

- tension de pincement $V_t = -0,9 \text{ V}$,
- courant drain-source saturé $I_{dss} (V_{ds} = 3 \text{ V} ; V_{gs} = 0 \text{ V}) = 210 \text{ mA/mm}$,
- tension de claquage inverse, $V_{bdg} \approx 7,5 \text{ V}$,
- fréquence de coupure intrinsèque ($F_t = g_m / 2 \pi C_{gs}$), $F_t = 55 \text{ GHz}$,
- facteur de bruit $NF = 0,9 \text{ dB}$ à 12 GHz pour un gain associé $G_{ass} = 11 \text{ dB}$.

I.4.1.1 Modèle linéaire

Les paramètres hyperfréquences du pHEMT sont donnés en fonction de la polarisation et de la géométrie du circuit équivalent. Le circuit équivalent proposé par Philips Microwave Limeil (P.M.L.), est donné ci-dessous (figure I.14) [7].

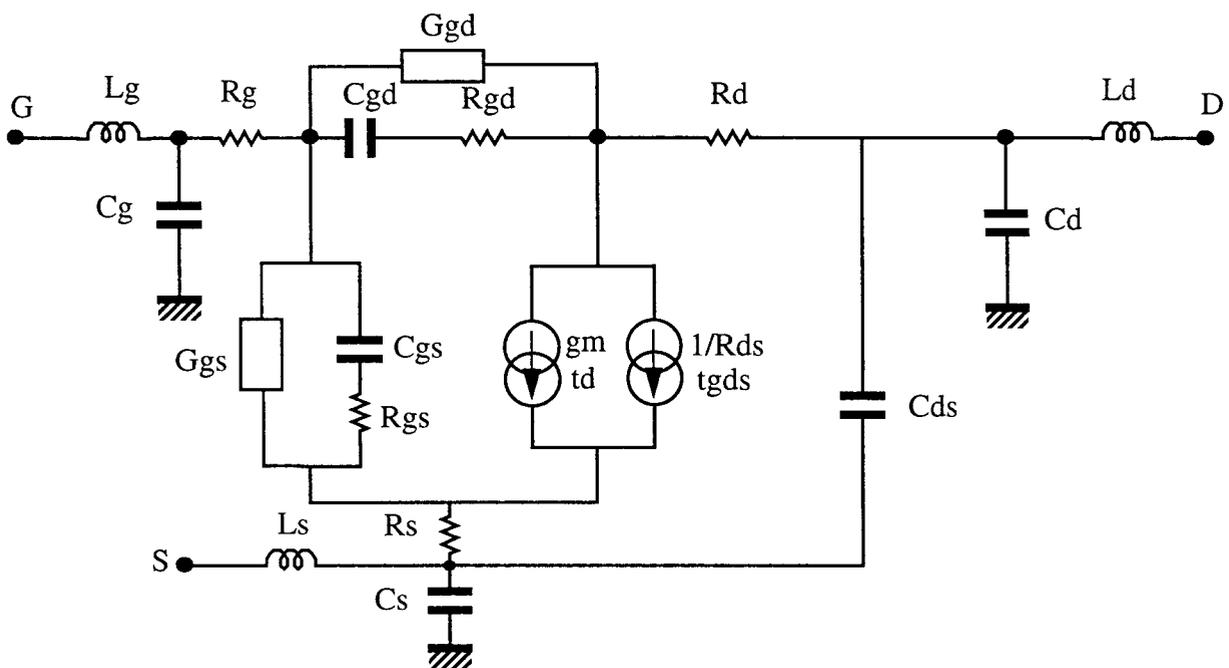


Figure I.14 : modèle petit signal du pHEMT D02AH

Le circuit équivalent du pHEMT est composé d'éléments extrinsèques et intrinsèques :

- les résistances d'accès de grille, de source et de drain, les selfs et capacités parasites sont les éléments extrinsèques du pHEMT (ils ne varient pas avec la polarisation) ;

- C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_{gs} , g_m et t_d sont les éléments intrinsèques du circuit équivalent : ils varient avec la polarisation appliquée (V_{gs} , V_{ds}).

G_{dg} , G_{gs} et R_{gd} sont des éléments supplémentaires utiles pour une meilleure précision, dans les conditions suivantes :

- G_{dg} (mS) quand la diode grille-drain est polarisée en directe ($V_{gd} \gg 0,2 \text{ V}$) ou fortement polarisée en inverse ($V_{gd} \ll -V_t$) ;
- G_{gs} (mS) quand la diode grille-source est polarisée en directe ($V_{gs} \gg 0,2 \text{ V}$) ou fortement polarisée ($V_{gs} \ll -V_t$) ;
- R_{gd} sert principalement à symétriser le modèle dans la zone ohmique ($V_{ds} < 1,5 \text{ V}$).

Pour une meilleure précision aux très hautes fréquences, la résistance classique de sortie R_{ds} a été remplacée (pour compenser la différence de gain entre le composant et le modèle) par une source de courant retardée définie par :

$$I = (1/R_{ds}) \exp(j\omega t_{gds}). \quad (I.18)$$

I.4.1.2 Modèle non linéaire

Pour la simulation de circuits non linéaires, P.M.L. propose un modèle non linéaire (figure I.15) basé sur des fonctions analytiques dépendant des variables de commande V_{gs} et V_{ds} . Ces fonctions décrivent les non linéarités des courants et des capacités.

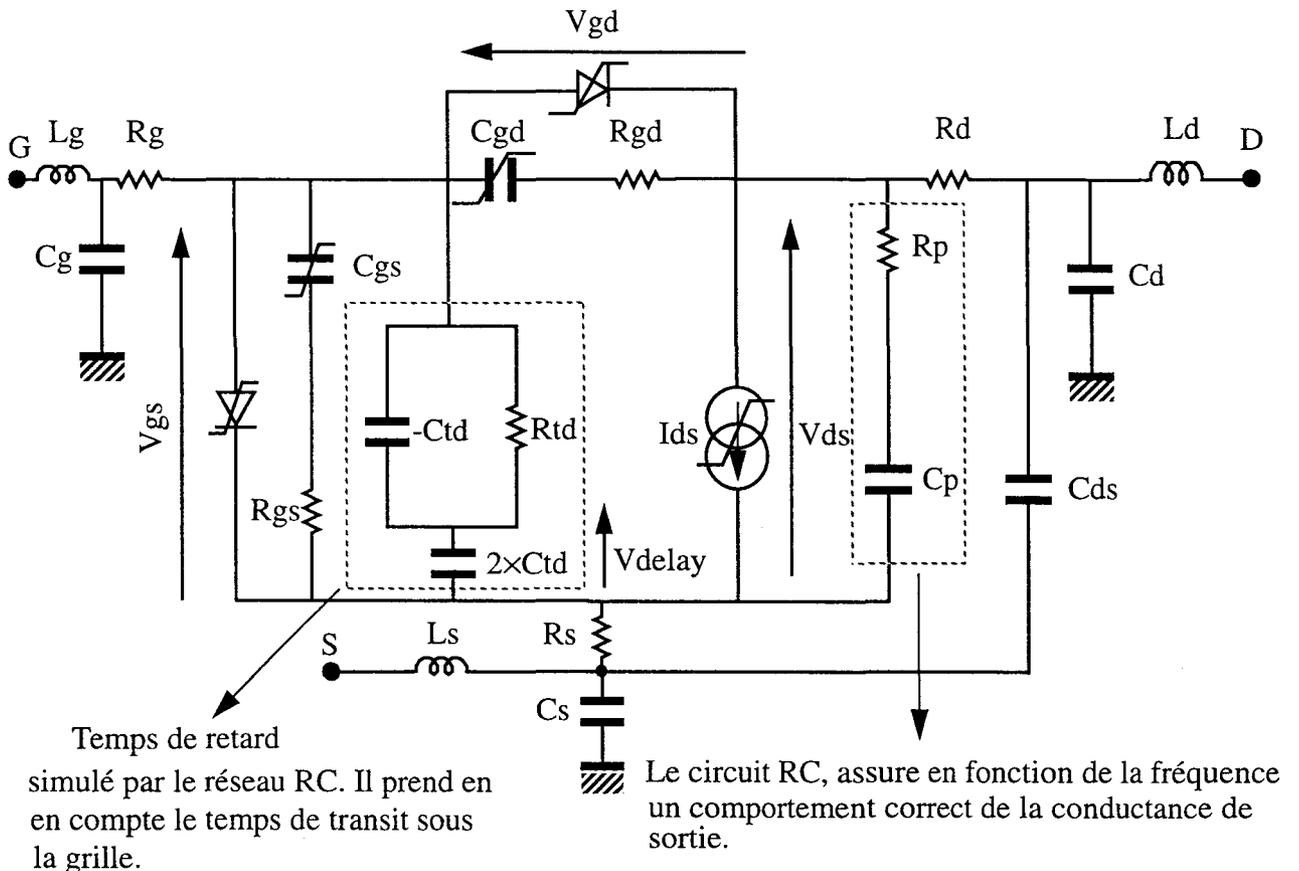


Figure I.15 : modèle non linéaire du pHEMT D02AH

Éléments non linéaires

Les éléments non linéaires sont le courant de drain I_{ds} , les courants directs et inverses de diodes, et les capacités grille-drain et grille-source C_{gd} , C_{gs} .

- Courant de drain $I_{ds}=f(V_{ds},V_{gs})$

Le courant de drain est essentiel à tout modèle non linéaire. Il existe un grand nombre de formules. Les expressions les plus populaires [1] sont celles de Curtice, Statz, Materka-Kacprzak ou encore celle de Curtice-Ettemberg présentées en annexe I.

L'expression du courant de drain du modèle P.M.L. est basée sur le modèle de Curtice-Ettemberg. Deux termes ont été ajoutés pour représenter la variation de la conductance de sortie en fonction de V_{gs} et V_{ds} .

Soit :

$$I_{ds}= I_1(V_{ds}) I_2(V_{gs}) + I_3(V_{ds}) I_4(V_{gs}) ; \quad (I.19)$$

- I_1 représente la variation de I_{ds} en fonction de V_{ds}

$$I_1= \tanh (K V_{ds}) ; \quad (I.20)$$

- I_2 représente la variation de I_{ds} en fonction de V_{gs} V_{eff1} est une fonction de lissage

$$I_2= K_a V_1 + K_b V_1^2 + K_c V_1^3 + K_d V_1^4 \quad (I.21)$$

où $V_1=V_{eff1}-V_t$;

dépendant des tensions de pincement V_t , de seuil V_b et de V_{gs} . Cette fonction bride le polynôme entre V_t et V_b . Au delà, la fonction reste constante.

$$\Rightarrow I_{ds}=(K_a V_1 + K_b V_1^2 + K_c V_1^3 + K_d V_1^4) \tanh (K V_{ds}) + I_3(V_{ds}) + I_4(V_{gs}) ; \quad (I.22)$$

- I_3 représente la variation de la conductance de sortie en fonction de V_{ds} ; pour $V_{ds} \geq 0$ V :

$$I_3=Ln(1+b V_{ds})/b ; \quad (I.23)$$

- I_4 représente la variation de la conductance de sortie en fonction de V_{gs} :

$$I_4=\beta g_{d0} / [1+a \exp((V_{tg}-V_{delay})/V_a)]. \quad (I.24)$$

- Courant de diode

La diode entre grille-source et grille-drain représente le courant de la jonction Schottky d'entrée. Le courant traversant ces diodes est représenté par la fonction analytique classique du courant de Schottky.

$$I_g= I_s (\exp(\alpha V_g) -1) \quad \text{avec } \alpha=q/nkT. \quad (I.25)$$

q : la charge d'un électron = $1,6 \times 10^{-19}$ C
 n : le facteur d'idéalité (de l'ordre de 1 à 1,2)
 k : la constante de Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23}$ J/K
 T : la température (K)
 I_s : courant de saturation (de l'ordre de 10 pA/mm)

- Courant d'avalanche

La fonction analytique utilisée pour modéliser le courant d'avalanche est également une fonction exponentielle :

$$I_g = I_0 (\exp(a V_{gs}) \exp(b V_{ds}) - 1). \quad (I.26)$$

- Capacités grille-drain grille-source

Les capacités de grille sont dépendantes des polarisations et sont habituellement modélisées par l'expression de la capacité Schottky.

$$C(V) = C_0 / (1 - V/V_b)^m. \quad (I.27)$$

Dans le modèle, les capacités sont décrites par leur charge telle que :

$$\begin{aligned} Q_{gs} &= -C_{gs0} (V_b/N) (1 - V_{eff2}/V_b)^N + C V_{gs} \\ Q_{gd} &= -C_{gd0} (V_b/N) (1 - V_{eff3}/V_b)^N + C V_{gd}; \end{aligned} \quad (I.28)$$

où V_{eff2} et V_{eff3} sont des fonctions de lissage qui dépendent des tensions aux bornes des capacités V_{gs_c} et V_{gd_c} . C représente les capacités parasites liées à la topologie du circuit.

Limitation du modèle

Le modèle décrit ci-dessus peut être utilisé avec une bonne exactitude pour de nombreux points de polarisation (annexe I : figures AI.1 et AI.2). Les principales limitations du modèle sont :

- d'une part, il n'est pas symétrique et doit être utilisé avec $V_{ds} > 0$ V ; son optimisation a été faite dans la zone saturée du transistor. Il est possible de le symétriser en ajoutant un nouveau temps de retard entre la grille et le drain, et de prendre en considération les variations des courants pour $V_{ds} < 0$ V ;
- d'autre part, les variations de C_{gs} et C_{gd} avec V_{ds} ne sont pas prises en compte (voir annexe I : figures AI.3 et AI.4).

Afin d'effectuer une étude comparative de mélangeurs " froids " et " chauds " (zones ohmique et saturée du transistor), un modèle de FET froid est établi à partir de la mesure des paramètres de dispersion $[S_{ij}]$ à divers points de polarisation.

I.4.1.3 Le FET froid

Dans le fonctionnement en FET dit "froid", la tension drain-source (V_{ds}) demeure toujours voisine de zéro (en valeur positive ou négative). La non linéarité dépend uniquement de la tension grille-source (V_{gs}).

Nous effectuons une étude de comportement fréquentiel du FET dans ces conditions. On considère deux cas : le transistor à l'état non conducteur polarisé à $V_{ds}=0$ V $V_{gs}=-0,9$ V (au pincement), et le transistor polarisé à $V_{ds}=0$ V $V_{gs}=0$ V.

L'évolution fréquentielle des paramètres $[S_{ij}]$ mesurés en petit signaux, a été faite pour différentes tailles de transistors. Ces mesures ont été réalisées avec un calibrage TRL (Thru-Reflect-Line) permettant de réaliser les mesures dans le plan d'accès du FET.

A l'issue de ces mesures, nous proposons un schéma équivalent simplifié du FET froid (figure I.16).

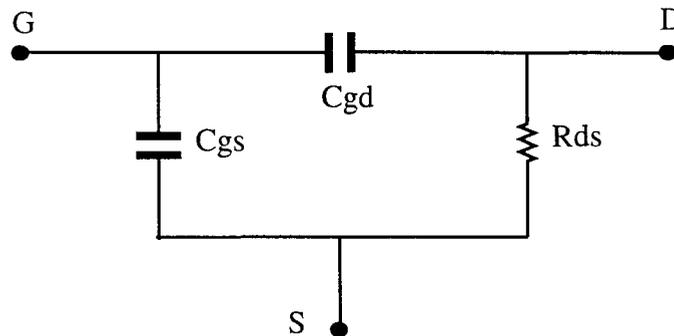


Figure I.16 : schéma équivalent simplifié du FET froid

Enfin, nous proposons des expressions analytiques représentant l'évolution des différentes non linéarités du transistor, pour toute valeur de la tension V_{gs} pour une tension drain-source voisine de zéro.

Les éléments linéaires sont extraits par les méthodes analytiques [8]. En particulier les mesures à $V_{ds}=0$ V $V_{gs} > 0$ V permettent de déterminer les selfs et résistances d'accès de grille, de source et de drain. On extrait les valeurs des capacités parasites à $V_{gs} < V_t$. Les autres fichiers de mesures permettent de déduire les éléments intrinsèques du modèle petit signal (figure I.14), comme par exemple C_{gd} , C_{gs} , g_d .

Dépendance non linéaire en V_{gs}

Le FET froid est équivalent à une résistance contrôlée par la tension grille-source. Les éléments décrivant ce type de fonctionnement en fonction de la tension V_{gs} sont principalement la résistance drain-source ($R_{ds}=1/g_d$ où g_d est la conductance de drain), et les capacités grille-source C_{gs} et grille-drain C_{gd} .

Le modèle actuel n'est pas conçu pour les valeurs de V_{ds} négatives. Les modifications à apporter au modèle de façon à modéliser ce fonctionnement sont les suivantes :

- d'une part, lorsque V_{ds} est négatif, V_{gd} joue le rôle de V_{gs} et inversement. Il faut donc substituer V_{ds} à $-V_{ds}$ et V_{gs} à V_{gd} . Il faut également s'assurer de la continuité des équations à $V_{ds}=0$ V par dérivée ;

- d'autre part, on ajoute un autre temps de retard entre la grille et le drain pour symétriser le modèle. Enfin, on optimise les différents coefficients de ces équations dans la zone ohmique du transistor, pour corrélérer les différentes évolutions théoriques et expérimentales.

Evolution des capacités grille-drain et grille-source (figures I.17 et I.18)

Les expressions établies demeurent valables puisqu'elles sont indépendantes de la tension de polarisation V_{ds} . Cependant, leurs coefficients ont été optimisés dans la zone FET froid. Les évolutions théoriques et expérimentales des capacités montrent une bonne corrélation en fonction de V_{gs} , du pincement jusqu'à $V_{gs}=0$ V. Au delà, les évolutions divergent, ceci est dû aux courants de fuites.

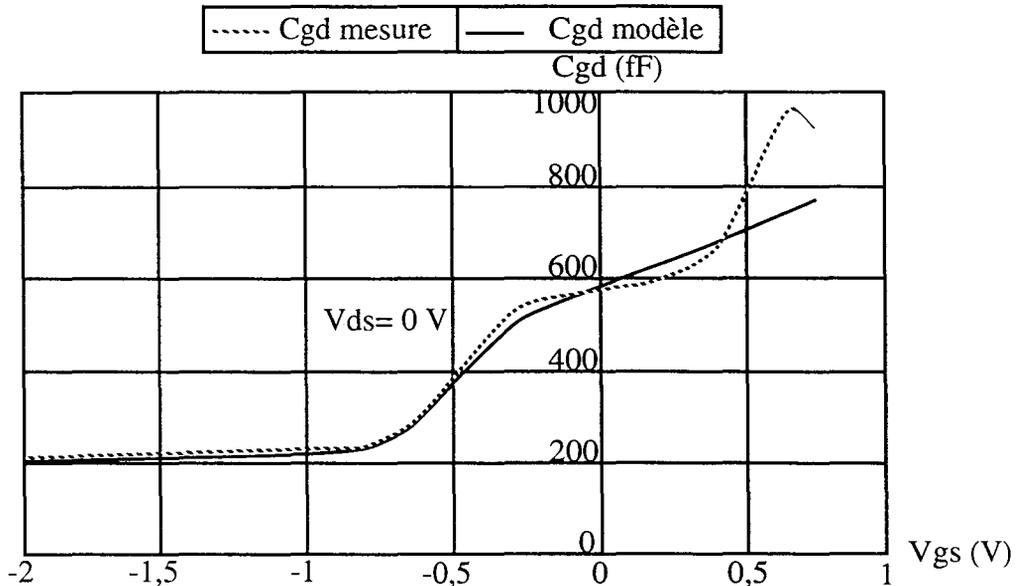


Figure I.17 : Cgd en fonction de V_{gs} à V_{ds} nulle

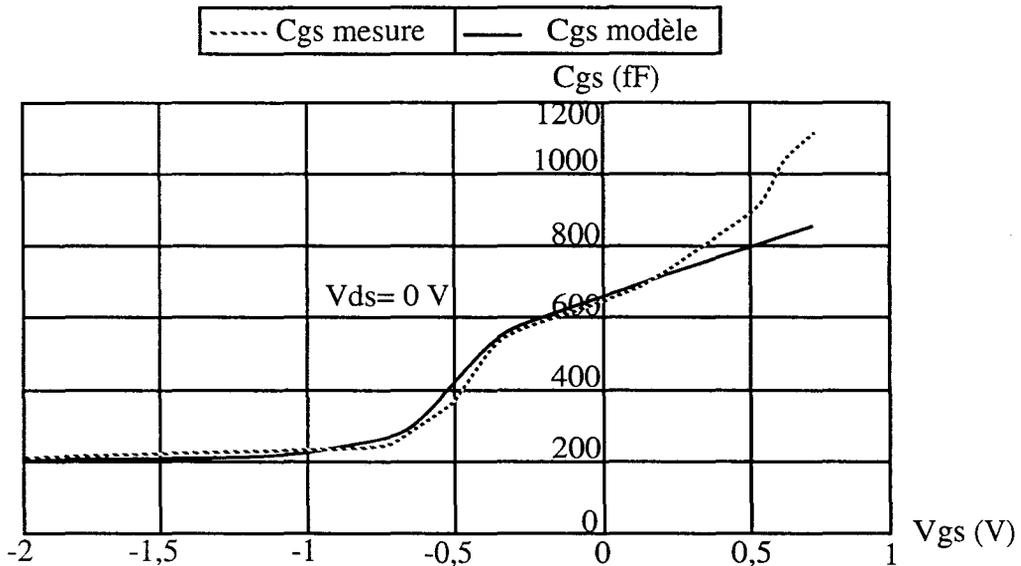


Figure I.18 : Cgs en fonction de V_{gs} à V_{ds} nulle

Conductance de drain g_d (figure I.19)

Le FET froid est équivalent à une résistance variable. Sa modélisation est donc l'un des éléments importants. On peut observer un bon accord entre l'évolution théorique et expérimentale de la conductance de drain g_d . Ceci permet de valider le modèle de FET froid mis au point.

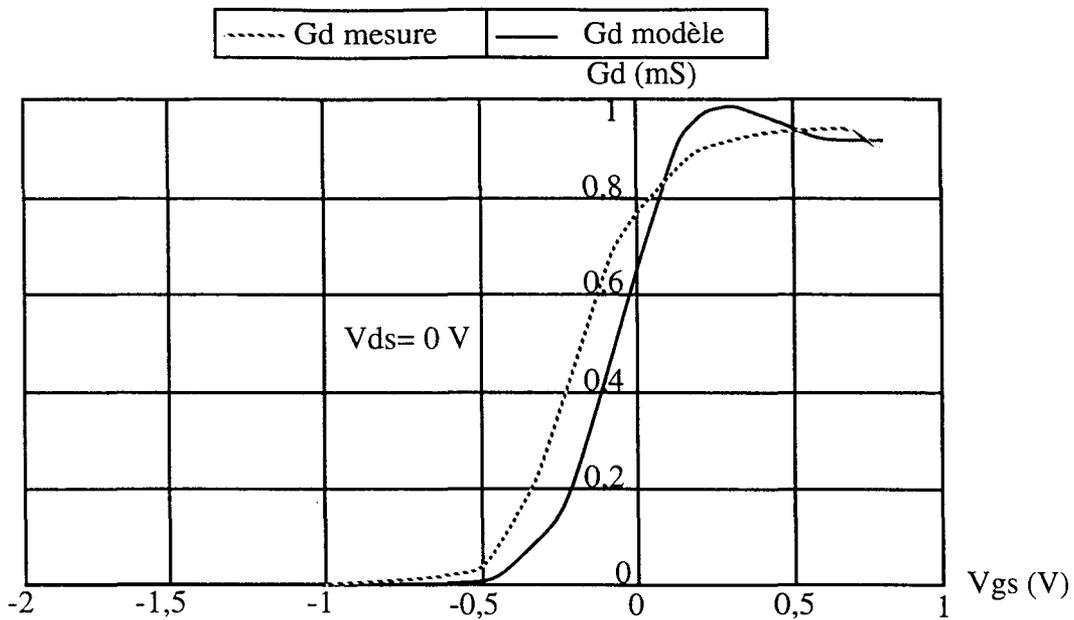


Figure I.19 : Gd en fonction de Vgs à Vds nulle

Afin de compléter notre modèle, on donne les évolutions théoriques et expérimentales de la transconductance g_m et du courant drain I_{ds} dans toute la caractéristique $I(V)$ du transistor.

Courant de drain I_{ds} , transconductance g_m (figures I.20 et I.21)

Notre modèle semble bien représentatif du comportement du composant. Le courant de drain a été modélisé dans la zone ohmique pour les raisons précitées.

On peut remarquer qu'il présente la même dynamique que la mesure. Cependant, il est légèrement optimiste au point de vue consommation. Cette modélisation est acceptable, sachant que les éléments majeurs pour le fonctionnement en FET froid sont la conductance de drain g_d et les capacités grille-source C_{gs} et grille-drain C_{gd} .

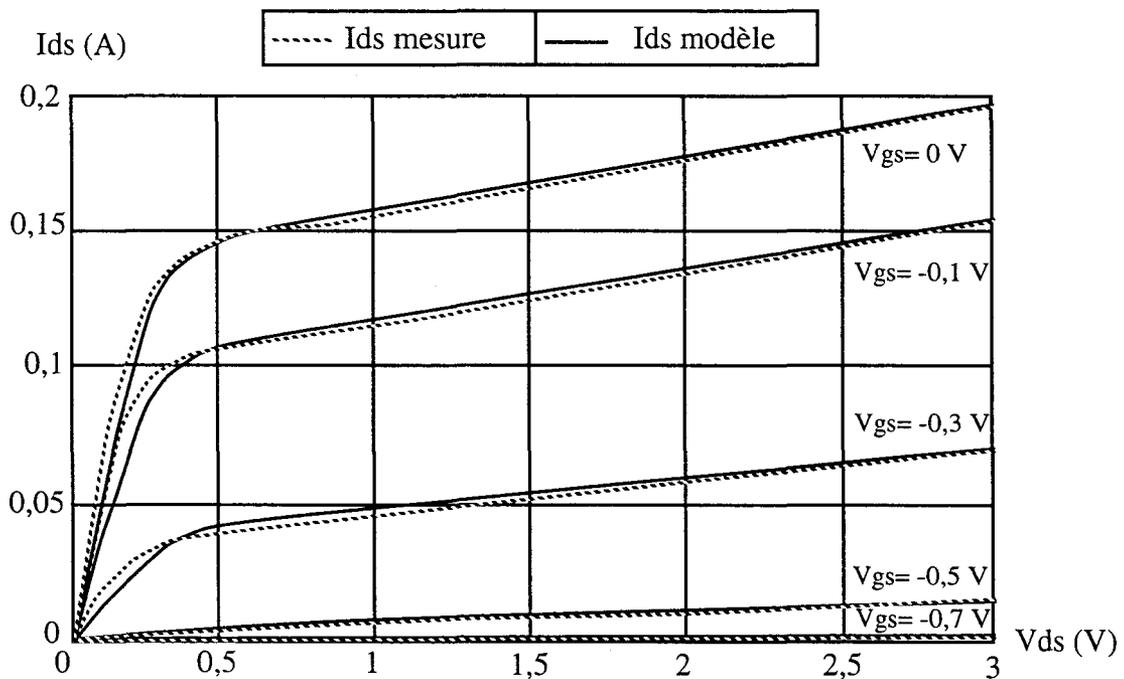


Figure I.20 : I_{ds} en fonction de V_{gs} et V_{ds}

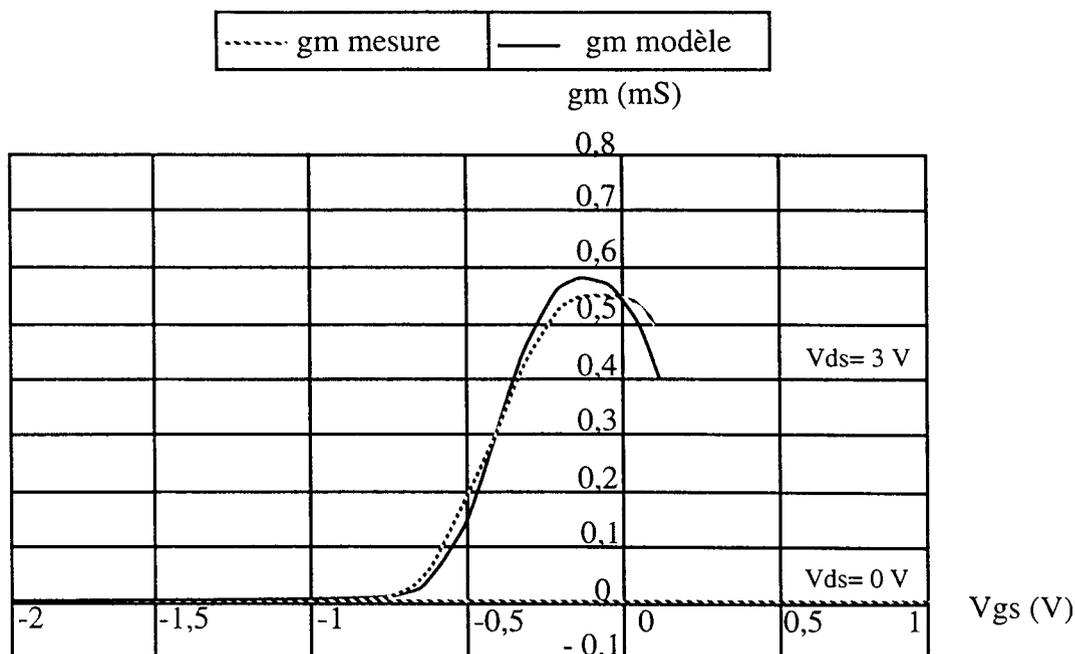


Figure I.21 : gm en fonction de Vgs à Vds constant

I.4.1.4 Conclusion

Nous avons présenté les différentes caractéristiques de la filière D02AH, son modèle et ses limitations. Afin d'étudier différents modes de mélange "froids" et "chauds", le modèle doit être capable de rendre compte de toutes les non linéarités du FET dans ces deux zones. Le modèle actuel a été optimisé dans la zone saturée du transistor (FET "chaud").

En conséquence, un nouveau modèle non linéaire de FET froid a été élaboré. La modification essentielle a consisté à étendre la validité du modèle à la zone $V_{ds} < 0$ V, et de symétriser le modèle en ajoutant un nouveau temps de retard entre la grille et le drain. De plus, tous les paramètres du modèle ont été déterminés pour la zone ohmique.

On notera que l'on obtient une bonne modélisation des capacités et de la conductance de drain dans cette zone, ainsi que du courant I_{ds} dans toute la caractéristique $I(V)$ du transistor.

Néanmoins, l'extension du modèle dans toute la caractéristique $I(V)$ du transistor n'a pas été possible. Les variations des capacités C_{gs} et C_{gd} avec V_{ds} ne sont pas prises en compte. Par conséquent, il est donc nécessaire d'avoir deux modèles, dont l'un est modélisé dans la zone FET froid, et l'autre dans la zone FET chaud.

Ces modélisations permettent l'étude des différents modes de mélange en zone ohmique (mélange par résistance variable) et zone saturée (mélange dans la grille, le drain et la source) présentés ci-après.

I.4.2 Mélange par résistance variable

Dans ce type de fonctionnement, le transistor est équivalent à une résistance variable contrôlée par la tension grille-source V_{gs} et polarisée avec une tension drain-source V_{ds} nulle [2].

Il nécessite une puissance OL importante, de façon à saturer le transistor pour le faire passer rapidement de l'état passant à l'état bloqué (fonctionnement de type commutateur).

Le FET froid se comporte ainsi comme un commutateur de courant (configuration série) ou de tension (configuration parallèle) possédant deux états d'impédances Z_{on} et Z_{off} , équivalent respectivement à un court-circuit et un circuit ouvert.

Le signal RF est appliqué entre le drain et la source du transistor, tandis que le signal OL est appliqué sur la grille (figure I.22).

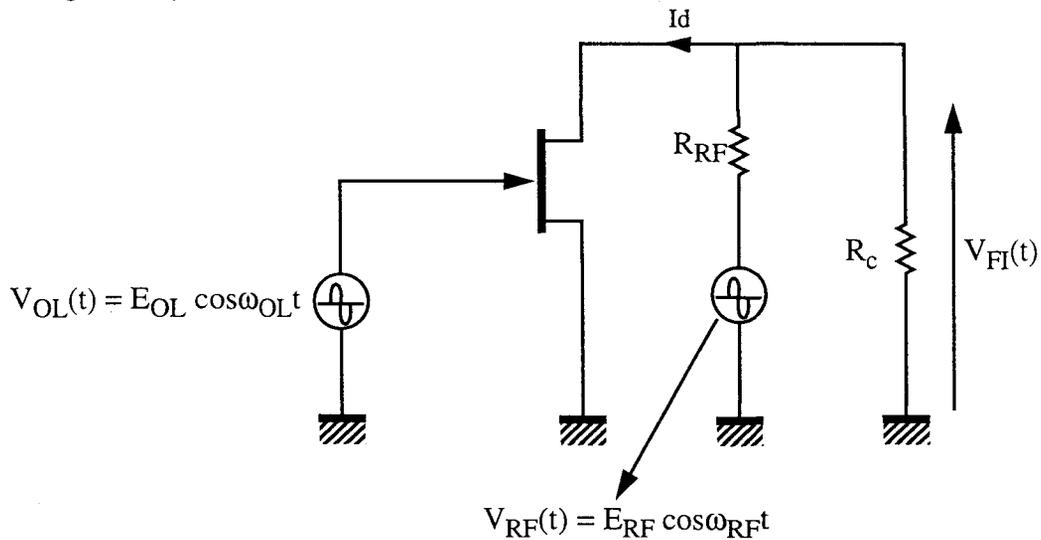


Figure I.22 : mélangeur à résistance variable

Le mélange est assuré par la caractéristique $I_d(t) = V_{RF}(t) \times g_{ds}(t)$ avec $g_{ds}(t) = f(V_{OL}(t))$. On peut s'attendre à un point de compression et d'intermodulation importants dus à la linéarité de la caractéristique.

Le transistor n'étant pas polarisé, la consommation est nulle. Toutefois, ce type de mélange présente des pertes de conversion.

Nous donnons le calcul du produit dans le domaine temporel du signal sinusoïdal RF par la fonction porte (signal OL). Le résultat du calcul fait apparaître la composante FI, et permet de déterminer le gain de conversion du mélangeur.

Dans l'étude qui suit, le signal radio fréquence RF est supposé sinusoïdal, de pulsation ω_{RF} et d'amplitude E_{RF} :

$$V_{RF}(t) = E_{RF} \cos \omega_{RF} t ; \quad (I.29)$$

les impédances du générateur RF et de la charge sont égales à 50Ω . Par conséquent les pertes de conversion déterminées sous 50Ω (ou gain de conversion) sont égales au gain en puissance disponible. Dans ces conditions, le facteur de bruit SSB est égal aux pertes de conversion (pour un mélangeur passif).

Le signal OL est représenté par la fonction porte, de pulsation ω_{OL} et du taux de remplissage θ , inférieur ou égal à la demi période du signal OL (θ correspond à la durée de commutation du transistor) borné par les états "on" et "off" du transistor représentés respectivement par les résistances R_{on} et R_{off} (cf. figure I.23).

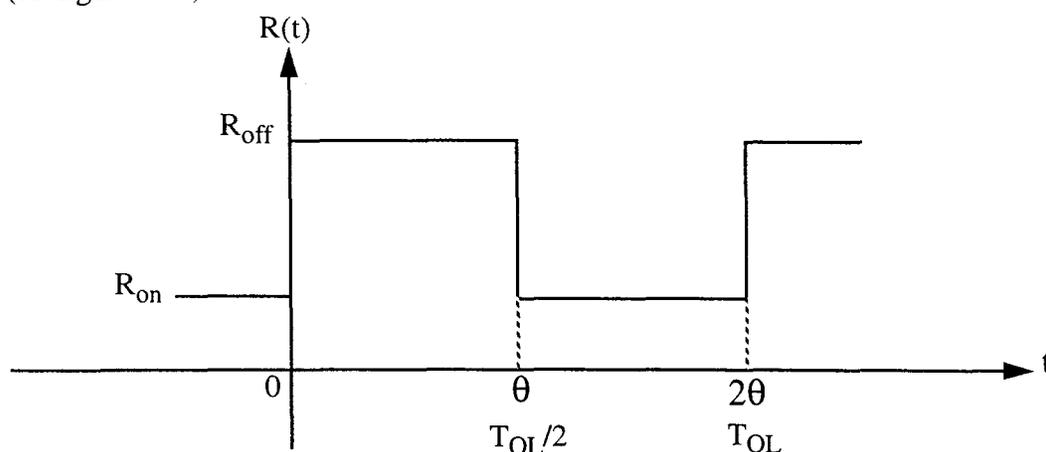


Figure I.23 : signal OL

La valeur moyenne de cette fonction est égale à : $\theta / T_{OL} (R_{on} + R_{off})$.

Dans le cas où le taux de remplissage est de 1/2 ($\theta = T_{OL}/2$) la valeur moyenne est égale à : $r = (R_{on} + R_{off})/2$.

En effectuant un changement de variable, la fonction $R(t)$ peut être représentée par la fonction $R'(t)$ (figure I.24) où A est égal à : $(R_{off} - R_{on})/2$.

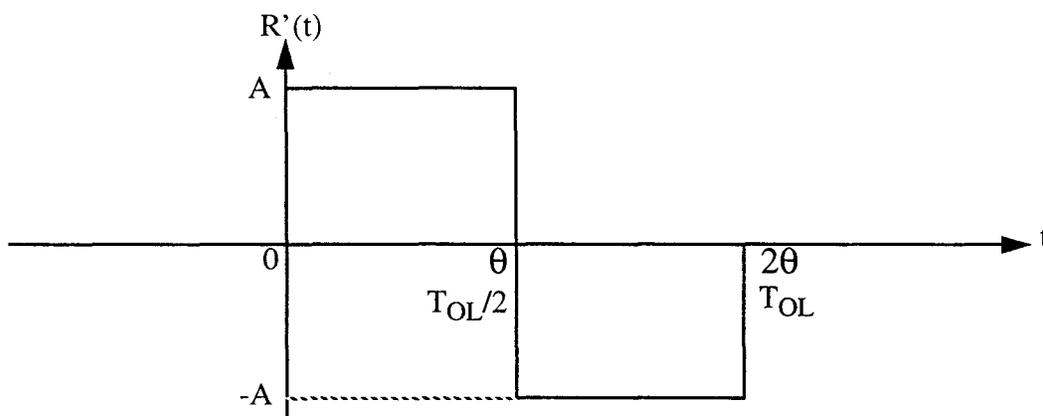


Figure I.24 : signal OL avec changement de variable

La décomposition en série de FOURIER de la fonction porte $R'(t) = A \times (+1 ; -1)$ est de la forme :

$$R'(t) = A \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin (2n+1) \omega_{OL} t}{2n+1} \quad (I.30)$$

$$\text{avec } T_{OL} = \frac{2\pi}{\omega_{OL}}.$$

I.4.2.1 Cas du FET froid série (figure I.25)

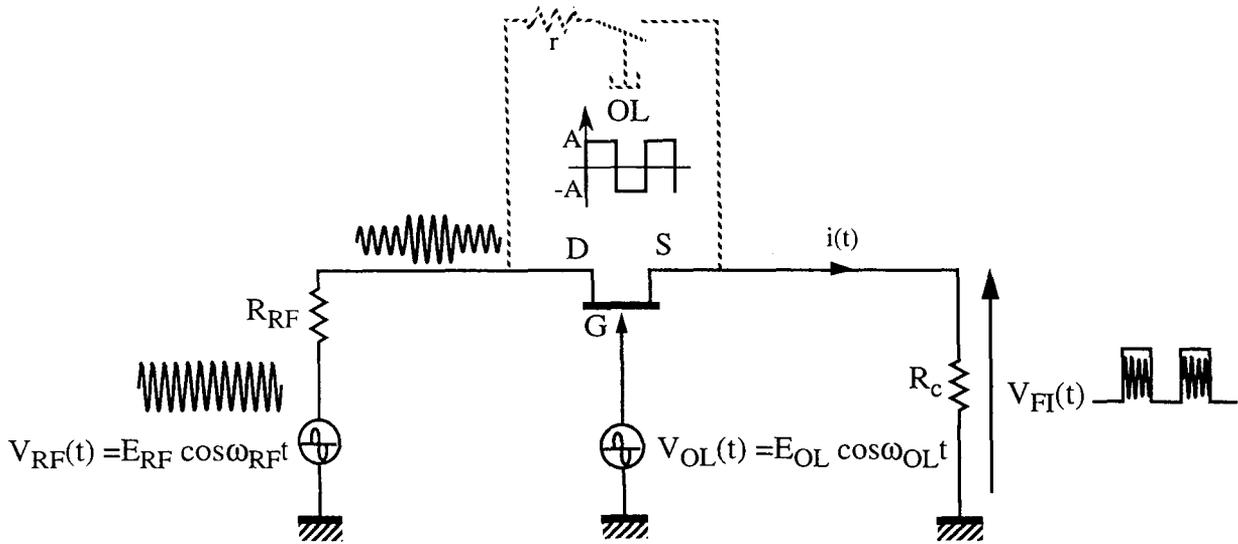


Figure I.25 : principe du mélange à résistance variable (FET froid), exemple du FET froid série

Le FET froid placé en série (signaux RF, OL, FI respectivement sur le drain, la grille, et la source) se comporte comme un commutateur de courant.

Le courant parcourant la résistance de charge R_c est le courant $i(t)$ échantillonné par la fonction porte de pulsation ω_{OL} , soit :

$$i(t) = \frac{V_{RF}(t)}{R_c + R_{RF} + r + \frac{(R_{off} - R_{on})}{2} (+1 ; -1)} \quad (I.31)$$

Soit :

$$V_{FI}(t) = R_c \times i(t) \quad \Rightarrow$$

$$V_{FI}(t) = \frac{V_{RF}(t) R_c \left[R_c + R_{RF} + r - \left(\frac{R_{off} - R_{on}}{2} \right) (+1 ; -1) \right]}{(R_c + R_{RF} + r)^2 - \left(\frac{R_{off} - R_{on}}{2} \right)^2 (+1 ; -1)^2} \quad (I.32)$$

Or $(+1 ; -1)^2$ est une fonction continue égale à 1. Par conséquent :

$$V_{FI}(t) = \frac{E_{RF} R_c (R_c + R_{RF} + r) \cos \omega_{OL} t}{(R_c + R_{RF} + r)^2 - \left(\frac{R_{off} - R_{on}}{2}\right)^2} + \quad (I.33)$$

$$\frac{1}{\pi} \frac{E_{RF} R_c (R_{on} - R_{off})}{(R_c + R_{RF} + r)^2 - \left(\frac{R_{off} - R_{on}}{2}\right)^2} \left[\sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{\sin[(2n+1)\omega_{OL} - \omega_{RF}]t}{2n+1} + \frac{\sin[(2n+1)\omega_{OL} + \omega_{RF}]t}{2n+1} \right) \right].$$

La tension $V_{FI}(t)$ à la fréquence intermédiaire ($F_{OL} - F_{RF}$: pour $n=0$) est égale à :

$$V_{FI}(t) = \frac{1}{\pi} \frac{E_{RF} R_c (R_{on} - R_{off})}{\left(R_c + R_{RF} + \frac{R_{off} + R_{on}}{2}\right)^2 - \left(\frac{R_{off} - R_{on}}{2}\right)^2}. \quad (I.34)$$

Les pertes de conversion à cette fréquence sont alors égales à :

$$G_c = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} = \frac{V_{FI}^2 / 2 R_c}{E_{RF}^2 / 8 R_{RF}} \rightarrow G_c = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \frac{R_{RF} R_c (R_{on} - R_{off})^2}{\left[\left(R_c + R_{RF} + \frac{R_{off} + R_{on}}{2}\right)^2 - \left(\frac{R_{off} - R_{on}}{2}\right)^2\right]^2} \quad (I.35)$$

En supposant les impédances du générateur RF et de la charge parfaitement adaptées ($R_c = R_{RF}$) et en posant $R_{off} = K R_{on}$ (K est une constante) :

$$G_c = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \frac{R_c^2 R_{on}^2 (1-K)^2}{\left[\left(2R_c + \frac{R_{on}}{2} (1+K)\right)^2 - \left(\frac{R_{on}}{2} (1-K)\right)^2\right]^2}. \quad (I.36)$$

Les pertes de conversion atteignent leurs valeurs minimales pour une résistance R_{on} égale à :

$$R_{onopt} = \frac{2 R_c}{\sqrt{K}}. \quad (I.37)$$

(R_{onopt} est obtenu en dérivant G_c en fonction de R_{on}).

Par conséquent :

$$G_c = \left(\frac{1}{\pi}\right)^2 \frac{(1-K)^2}{(1+\sqrt{K})^4}. \quad (I.38)$$

Les pertes de conversion sont minimales pour $K \rightarrow \infty$.

C'est le cas du commutateur idéal, où le taux de remplissage est de $1/2$ ($\theta=T_{OL}/2$) et les états de commutations (états "on" et "off") sont parfaits ($R_{on}=0$; $R_{off}=\infty$). Le signal de l'OL a été représenté par un signal carré (pour simplifier les calculs) dans la réalité celui-ci est une sinusoïde de forte amplitude. Dans ces conditions le gain de conversion (ou pertes de conversion) est égal à :

$$G_c = \left(\frac{1}{\pi}\right)^2 \quad G_c = -10 \text{ dB} \quad (I.39)$$

et donc par extension le facteur de bruit est égal à : $NF_{SSB} = 10 \text{ dB}$.

A partir de l'équation I.36, on peut déterminer l'évolution du gain de conversion en fonction de R_{on} pour un K donné, et en supposant les impédances du générateur RF et de la charge parfaitement adaptées ($R_c=R_{RF}$) égales à 50Ω (figure I.26).

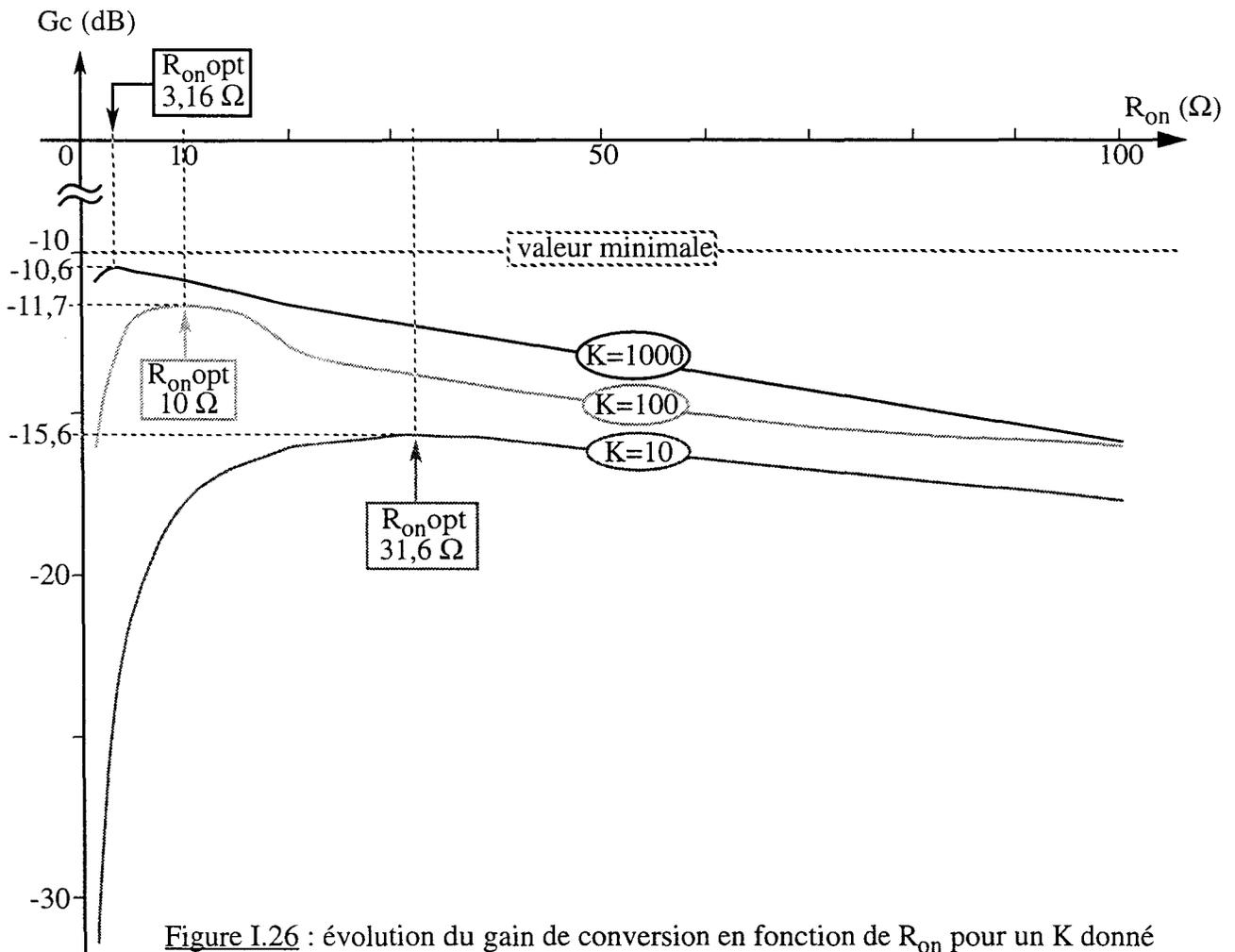


Figure I.26 : évolution du gain de conversion en fonction de R_{on} pour un K donné

Les pertes de conversion (ou facteur de bruit) sont donc dépendantes du rapport K . Le minimum (10 dB) est obtenu pour $K \rightarrow \infty$ correspondant à une commutation parfaite.

Or pour un K donné et pour $R_c=R_{RF}=50 \Omega$ le facteur de bruit minimum est obtenu pour un $R_{on, opt} = 2R_c/(K)^{0.5}$ donc pour un $R_{off, opt} = 2R_c(K)^{0.5}$.

Par conséquent privilégier un état par rapport à un autre n'est pas optimal. Ces états dépendent de la valeur des impédances du générateur RF et de la charge en fonction de K .

I.4.2.2 Cas du FET froid parallèle (figure I.27)

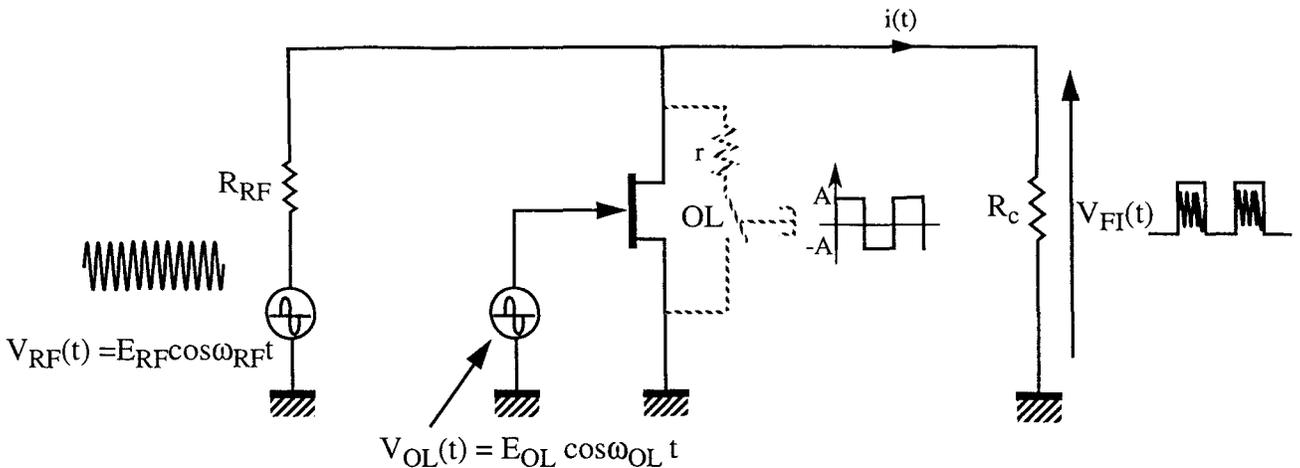


Figure I.27 : principe du mélange à résistance variable (FET froid), exemple du FET froid parallèle

Le FET froid utilisé en configuration parallèle (signaux OL, RF et FI respectivement sur la grille et le drain) se comporte comme un commutateur de tension.

Le même raisonnement conduit à l'expression des pertes de conversion :

$$G_c = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \frac{R_{RF} R_c (R_{on} - R_{off})^2}{\left[\left(R_c + R_{RF} + \frac{R_{off} + R_{on}}{2}\right)^2 - \left(\frac{R_{off} - R_{on}}{2}\right)^2\right]^2} \quad (I.40)$$

Dans le cas d'un commutateur idéal ($\theta = T_{OL}/2$ et $R_{on} = 0, R_{off} = \infty$) :

$$G_c = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \frac{R_c R_{RF}}{(R_c + R_{RF})^2} \quad (I.41)$$

L'expression du gain de conversion est identique dans les deux cas.

Cependant en pratique, le mélangeur à FET froid utilisé en configuration parallèle présente de meilleures performances au niveau de l'intermodulation et du gain de conversion (ou facteur de bruit) [9].

I.4.3 Mélange dans la grille

Les signaux à mélanger sont appliqués sur la grille du transistor (figure I.28). On utilise pour ce type de mélange la non linéarité de la transconductance g_m [10].

Soit :

$$g_m = \left[\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right]_{V_{ds} = \text{Cste}}$$

Le courant de drain pour $V_{gs} > V_p$ est peu différent de :

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \quad (\text{I.42})$$

A V_{ds} donnée

$$g_m = 2 I_{dss} \left(\frac{V_{gs}}{V_p^2} - \frac{1}{V_p} \right); \quad (\text{I.43})$$

où V_p est la tension de pincement, et I_{dss} le courant drain de saturation.

Ce mode de mélange permet d'avoir une faible distorsion d'intermodulation, due à la caractéristique du transistor utilisé qui est sensiblement parabolique, et un gain de conversion relativement élevé pour une puissance OL relativement faible (de l'ordre de 0 dBm).

Cependant, le couplage direct des signaux à mélanger sur la grille du transistor entraîne une mauvaise isolation entre les accès OL et RF. Ils sont amplifiés sur le drain du transistor et entraînent un fort couplage OL-FI et RF-FI (si aucune précaution n'est prise : filtrage OL/RF en sortie FI).

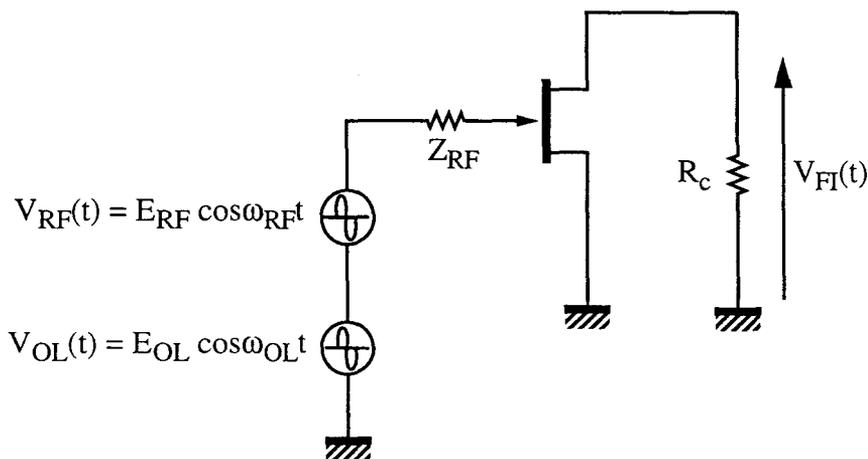


Figure I.28 : mélange dans la grille

Afin d'effectuer un calcul simplifié du gain de conversion, nous allons mettre en évidence les paramètres intervenant pour ce mode de mélange.

La capacité C_{gd} (terme d'isolation) est considérée comme nulle afin de simplifier les calculs, la résistance R ($R=R_g+R_s+R_i$) représente la somme des résistances de grille, de source et du canal.

Ceci revient à considérer le schéma équivalent suivant (figure I.29).

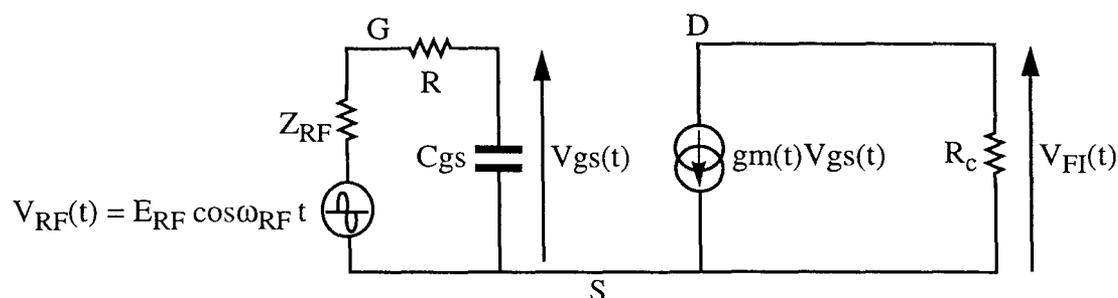


Figure I.29 : schéma équivalent simplifié

La tension $V_{OL}(t)$ module la transconductance g_m autour de sa valeur continue, soit :

$$g_m(t) \approx \frac{2 I_{dss}}{V_p^2} \times (V_g + E_{OL} \cos \omega_{OL} t) - \frac{2 I_{dss}}{V_p} = g_{m0} + g_{m1}(t). \quad (I.44)$$

En supposant que Z_{RF} est égal au complexe conjugué de l'impédance d'entrée Z_{11} du transistor ($Z_{11} = R + 1/j C_{gs} \omega$) alors $V_{gs}(t) = V_{RF}(t)/2$.

Par conséquent :

$$g_m(t) \times V_{gs}(t) = \frac{I_{dss}}{V_p^2} \times \left[(V_g - V_p) E_{RF} \cos \omega_{RF} t + \frac{E_{OL} E_{RF}}{2} [\cos(\omega_{OL} - \omega_{RF})t + \cos(\omega_{OL} + \omega_{RF})t] \right]. \quad (I.45)$$

A la fréquence intermédiaire $F_{OL} - F_{RF}$ la tension aux bornes de la charge R_c est égale à :

$$V_{FI}(t) = \frac{E_{OL} E_{RF}}{2 V_p^2} R_c I_{dss}. \quad (I.46)$$

Dans ces conditions, le gain de conversion est égal à :

$$G_c = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} = \frac{V_{FI}^2 / 2 R_c}{E_{RF}^2 / 8 R} \rightarrow G_c = R_c R \left(\frac{I_{dss} E_{OL}}{V_p^2} \right)^2. \quad (I.47)$$

Il ne dépend que de la tension OL, pour une technologie donnée.

I.4.4 Mélange dans le drain

Le transistor est polarisé entre la zone ohmique et la zone saturée de la caractéristique $I_d=f(V_{ds})$.

La forme de la caractéristique $I_d=f(V_{ds})$ peut être exprimée par la relation :

$$I_d = f(V_{gs}) \tanh(V_{ds}) \approx f(V_{gs}) \left(V_{ds} - \frac{V_{ds}^3}{3} \right) \quad (I.48)$$

avec $V_{gs} = V_{gs0} + V_{RF(t)}$ et $V_{ds} = V_{ds0} + V_{OL(t)}$.

Le signal de l'oscillateur local est appliqué sur le drain du transistor tandis que le signal à transposer est appliqué sur la grille (figure I.30).

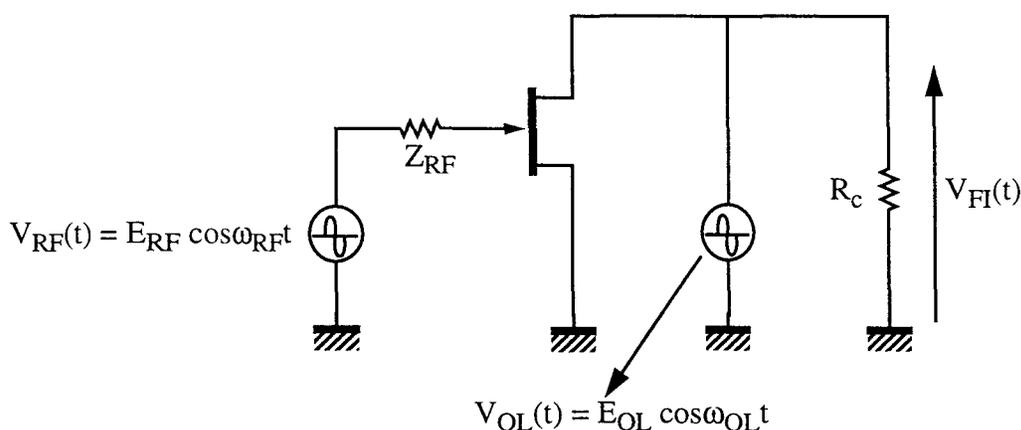


Figure I.30 : mélange dans le drain

Ce type de mélange nécessite une puissance d'oscillateur local importante du fait de l'impédance basse présentée par le transistor entre drain et source.

L'isolation des accès OL et FI nécessite un filtrage. D'autre part, ce mode de mélange procure un gain de conversion assez faible, et de mauvaises performances du point de vue intermodulation, due à la caractéristique utilisée qui est de forme cubique [6].

I.4.5 Mélange dans la source

Ce fonctionnement est voisin du mélange dans la grille. On utilise la non linéarité de la transconductance g_m pour ce mélange. Il permet d'obtenir un gain de conversion important [6].

Le signal de l'oscillateur local est appliqué sur la source, tandis que le signal RF est appliqué sur la grille (figure I.31).

Par construction ce mélangeur procure une isolation relativement bonne entre les différents accès RF, OL et FI (utilisation des trois électrodes du transistor).

Par contre, le signal de l'OL étant appliqué sur la source, la tension $V_{ds}(t)$ du transistor connaît une excursion forte qui se traduit par une contribution de la non linéarité de la conductance de drain-source. Ceci a pour conséquence finale de mauvaises performances en intermodulation.

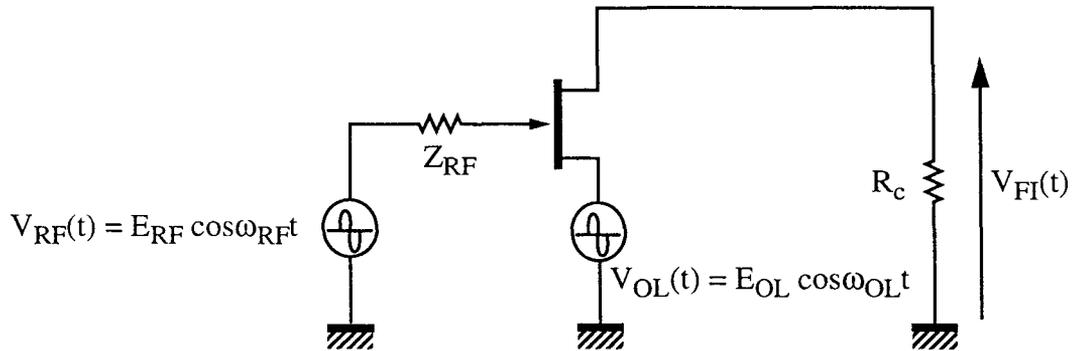


Figure I.31 : mélange dans la source

Le tableau I.3 résume les avantages et inconvénients des différents modes de mélanges :

- les mélangeurs actifs permettent d'obtenir un gain de conversion supérieur ou égal à 0 dB, à l'inverse du mélange par résistance variable ;
- dû à la polarisation du transistor dans le cas des mélangeurs actifs, le bruit est égal au bruit thermique plus le bruit de grenaille et le bruit en $1/f$;
- en revanche, le mélangeur passif (FET froid) est favorable à la diminution du facteur de bruit puisque seul le bruit thermique persiste ;
- de plus, celui-ci est équivalent à une résistance, ce qui est favorable pour l'obtention de faible distorsion d'intermodulation, à l'inverse du mélange dans le drain et la source ;
- enfin, le mélange dans la source présente de meilleures performances au point de vue isolation (utilisation des trois accès du transistor).

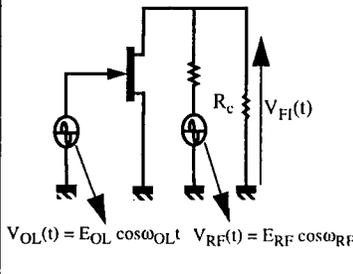
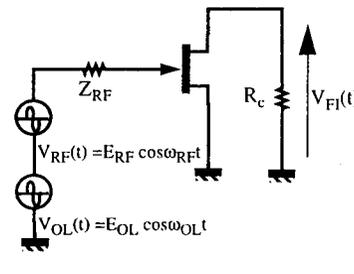
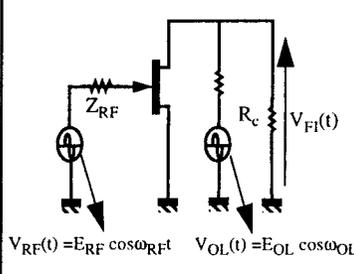
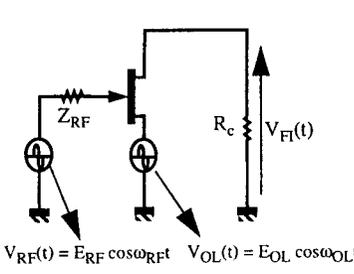
<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; text-align: center;"> MODES DE MÉLANGE </div>	<p>Mélange par résistance variable</p>  <p>$V_{OL}(t) = E_{OL} \cos \omega_{OL} t$ $V_{RF}(t) = E_{RF} \cos \omega_{RF} t$</p>	<p>Mélange dans la grille</p>  <p>$V_{RF}(t) = E_{RF} \cos \omega_{RF} t$ $V_{OL}(t) = E_{OL} \cos \omega_{OL} t$</p>	<p>Mélange dans le drain</p>  <p>$V_{RF}(t) = E_{RF} \cos \omega_{RF} t$ $V_{OL}(t) = E_{OL} \cos \omega_{OL} t$</p>	<p>Mélange dans la source</p>  <p>$V_{RF}(t) = E_{RF} \cos \omega_{RF} t$ $V_{OL}(t) = E_{OL} \cos \omega_{OL} t$</p>
<p>Caractéristique du mélange</p> <p>Gain de conversion</p>	<p>$I_d = V_{RF} \times g_{ds}$ avec $g_{ds} = f(V_{OL})$</p> $G_c = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \frac{R_c R_{RF}}{(R_c + R_{RF})^2}$ <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; display: inline-block;"> $G_c = \left(\frac{1}{\pi}\right)^2$ </div> $G_c = -10 \text{ dB}$	<p>A $V_{gs} > V_p$</p> $I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^2$ $g_m = 2 I_{dss} \left(\frac{V_{gs}}{V_p^2} - \frac{1}{V_p}\right)$ $G_c = R_c R \left(\frac{I_{dss} E_{OL}}{V_p^2}\right)^2$	<p>$I_d = f(V_{gs}) \tanh(V_{ds})$</p> $I_d \approx f(V_{gs}) \left(V_{ds} - \frac{V_{ds}^3}{3}\right)$ <p>$V_{gs} = V_{gs0} + V_{RF}(t)$</p> <p>$V_{ds} = V_{ds0} + V_{OL}(t)$</p>	<p>Fonctionnement similaire à celui de la grille</p>
<p>Avantages</p> <p>et</p> <p>Inconvénients</p>	<p>Gain de conversion $< 0 \text{ dB}$</p> <p>P_{OL} importante $P_{OL} = 10 \text{ dBm}$</p> <p>bruit thermique</p> <p>faible distorsion d'intermodulation</p> <p>mauvaise isolation RF / FI</p>	<p>Gain de conversion $> 0 \text{ dB}$</p> <p>Puissance OL faible ($P_{OL} \approx 0 \text{ dBm}$)</p> <p>bruit thermique</p> <p>bruit de grenaille; bruit en 1/f</p> <p>faible distorsion d'intermodulation</p> <p>mauvaise isolation OL / RF</p>	<p>Gain de conversion $\approx 0 \text{ dB}$</p> <p>Puissance OL importante</p> <p>bruit thermique</p> <p>bruit de grenaille; bruit en 1/f</p> <p>forte distorsion d'intermodulation</p> <p>mauvaise isolation OL / FI</p>	<p>Gain de conversion $> 0 \text{ dB}$</p> <p>Puissance OL faible ($P_{OL} \approx 0 \text{ dBm}$)</p> <p>bruit thermique</p> <p>bruit de grenaille; bruit en 1/f</p> <p>forte distorsion d'intermodulation</p> <p>bonne isolation entre les accès</p>

Tableau I.3 : avantages et inconvénients des différents modes de mélange

I.4.6 Mélangeur doublement équilibré à FETs froids

Ce mélangeur présente l'intérêt d'être facilement réalisable en technologie M.M.I.C. (appariement des FETs froids, connexions des drains et sources facilitées...). De plus, il permet d'augmenter les niveaux d'isolations entre les différents ports (OL, RF, FI) et de diminuer les pertes de conversion par rapport au mélangeur simple à FET froid.

I.4.6.1 Principe du mélange

Considérons le cas d'un mélangeur doublement équilibré à FETs froids dont le schéma de principe est donné ci dessous (figure I.32) [11].

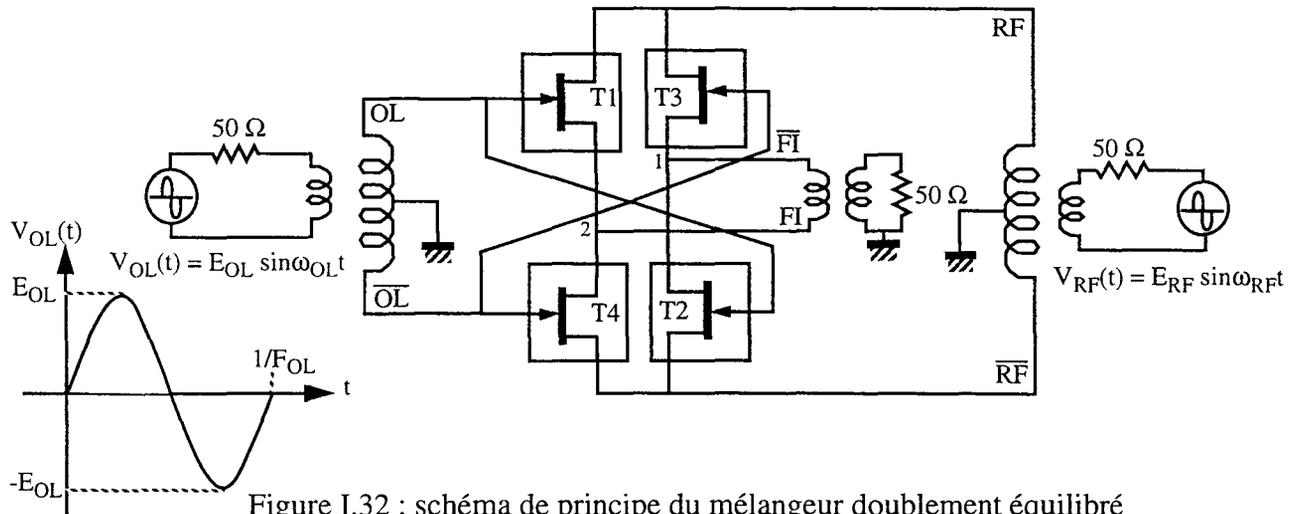


Figure I.32 : schéma de principe du mélangeur doublement équilibré

Le signal OL est injecté en opposition de phase sur les grilles de deux transistors opposés (T1 ; T2) (0°), (T3 ; T4) (180°). Le signal RF est injecté en opposition de phase sur les drains de deux transistors adjacents (T1 ; T3) (0°), (T2 ; T4) (180°).

Les deux signaux FI sont récupérés sur les sources adjacentes de deux transistors (noeuds 1 et 2) puis recombinaés en opposition de phase par un coupleur 180° ou un amplificateur différentiel. Ainsi, en sortie FI les harmoniques des signaux OL et RF sont supprimés (voir : § I.3.2).

I.4.6.2 Calcul du gain de conversion

Le signal de forte amplitude (0 à 10 dBm) est appliqué en voie OL. Pendant l'alternance positive (du signal OL) les transistors T1 et T2 conduisent ; en revanche les transistors T3 et T4 sont bloqués (cf figure I.33). Si l'équilibrage des transistors est correctement réalisé, le potentiel au point A est identique au potentiel en 2 et le potentiel au point B est identique au potentiel en 1.

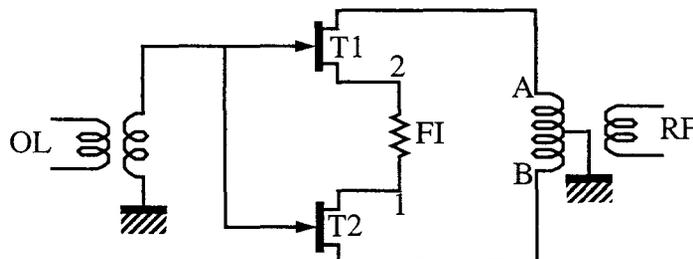


Figure I.33 : fonctionnement pendant l'alternance positive

Au contraire pendant l'alternance négative (cf figure I.34) les transistors T3 et T4 conduisent alors que T1 et T2 sont bloqués. C'est alors le potentiel du point B qui est égal à celui du 2 et le potentiel du point A qui est égal au potentiel en 1.

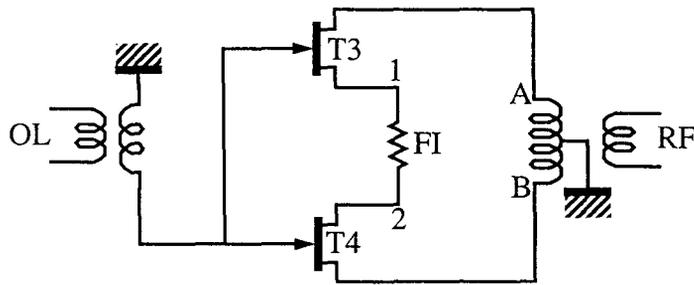


Figure I.34 : fonctionnement pendant l'alternance négative

Donc tout se passe comme si on commutait 1 et 2 entre A et B en fonction de la fréquence OL (cf figure I.35).

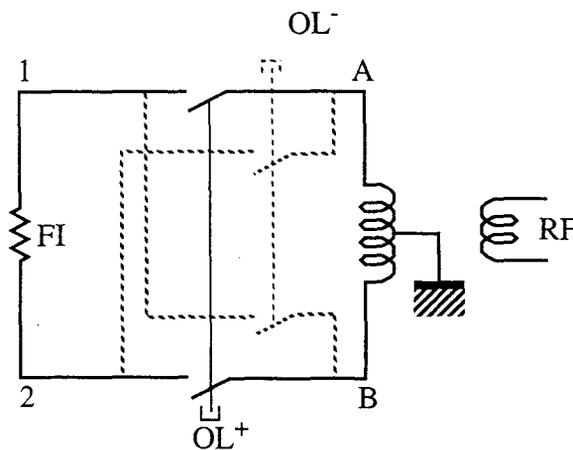


Figure I.35 : principe de fonctionnement

Ceci revient à dire que l'on effectue sur le signal RF une commutation $(0, \pi)$ ou $(+1, -1)$ à la fréquence OL. Cette fonction porte $(0, \pi)$ ou $(+1, -1)$ se décompose en série de FOURIER sous la forme :

$$(+1, -1) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1) \omega_{OL} t}{2n+1} \quad (I.49)$$

Dans le cas d'un commutateur idéal ($\theta = T_{OL}/2$ et $R_{on}=0, R_{off}=\infty$), son produit avec le signal RF fait apparaître la composante à la fréquence FI.

$$V_{FI}(t) = (+1, -1) \times E_{RF} \sin \omega_{RF} t = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1) \omega_{OL} t}{2n+1} \times E_{RF} \sin \omega_{RF} t \quad (I.50)$$

$$V_{FI}(t) = \frac{2 E_{RF}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} (\cos[(2n+1) \omega_{OL} - \omega_{RF}]t - \cos [(2n+1) \omega_{OL} + \omega_{RF}]t).$$

En supposant que les impédances RF et FI sont parfaitement adaptées et égales à 50Ω , le gain de conversion à la fréquence intermédiaire $F_{OL}-F_{RF}$ (pour $n=0$) est égal à :

$$G_c = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 = 0.4 \quad G_c = -4 \text{ dB.} \quad (\text{I.51})$$

Ce mélangeur permet donc de diminuer les pertes de conversion (6 dB de moins vis-à-vis du mélangeur simple à FET froid) et donc, par extension, d'améliorer le facteur de bruit SSB de 6 dB.

I.4.7 Mélange de type diode

A l'inverse du mélange par transistor, le mélange de type diode ne peut pas présenter un gain de conversion supérieur à 1.

La diode étant un dipôle, les signaux à mélanger et le signal de sortie se trouvent donc, par construction, réunis en un même point : ceci entraîne une mauvaise isolation entre les différents accès.

Le schéma équivalent de la diode (figure I.36) fait apparaître deux non linéarités, l'une résistive et l'autre capacitive. Dans le cas de mélangeur, c'est la non linéarité résistive $g(V)$ qui est prédominante.

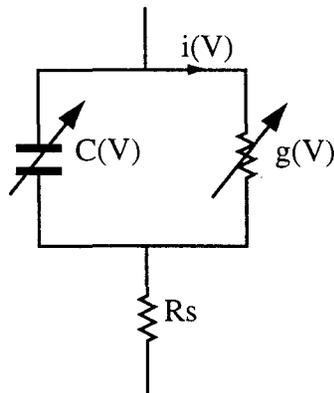


Figure I.36 : schéma équivalent d'une diode

En partant de l'expression classique du courant :

$$i(V) = I_s [\exp (q V / n kT) - 1] ; \quad (\text{I.52})$$

où n est le facteur d'idéalité, on déduit par dérivée la conductance dynamique $g(V)$

$$g(V) = di/dV = I_s (q/n kT) \exp (q V/n kT). \quad (\text{I.53})$$

La capacité en polarisation inverse est donnée par la relation suivante :

$$C(V) = C_{j0} / (1 - V/V_{bi})^{1/2} ; \quad (\text{I.54})$$

où V_{bi} est la tension de la barrière de potentiel.

On applique aux bornes de la diode un signal sinusoïdal :

$$V_{OL}(t) = V_0 + E_{OL} \cos \omega_{OL} t.$$

Sous l'effet de ce signal, la conductance $g(t)$ évolue périodiquement et peut donc être décomposée en série de FOURIER, de même que la capacité de jonction $C(t)$.

$$g(t) = g_0 + g_1 \cos \omega_{OL} t + g_2 \cos 2\omega_{OL} t + \dots$$

$$C(t) = C_0 + C_1 \cos \omega_{OL} t + C_2 \cos 2\omega_{OL} t + \dots$$

Si l'on superpose au signal OL une perturbation $V_{RF}(t)$ (amplitude faible devant $V_{OL}(t)$) telle que $V_{RF}(t) = E_{RF} \cos \omega_{RF} t$, le courant traversant la diode est égal à :

$$I_d(t) = g(t) V_{RF}(t) + C(t) dV_{RF}(t)/dt.$$

Sachant que la non linéarité prédominante dans le cas du mélange est résistive, le courant traversant la diode peut s'exprimer de la façon suivante :

$$I_d(t) = g(t) V_{RF}(t).$$

Il apparaît donc toutes les combinaisons de fréquences de type $n\omega_{OL} \pm m\omega_{RF}$. Comme l'amplitude du signal RF est faible, les harmoniques de ω_{RF} seront d'amplitudes négligeables et seules seront à considérer les pulsations $n\omega_{OL} \pm \omega_{RF}$.

Dans le cas d'un mélangeur, la conductance de la diode est modulée par le signal d'OL de niveau important.

On peut admettre que la diode commute rapidement d'un régime de forte polarisation directe à un régime de forte polarisation inverse. Elle joue en quelque sorte le rôle d'interrupteur commandé par le signal de l'oscillateur local (OL) (figure I.37).

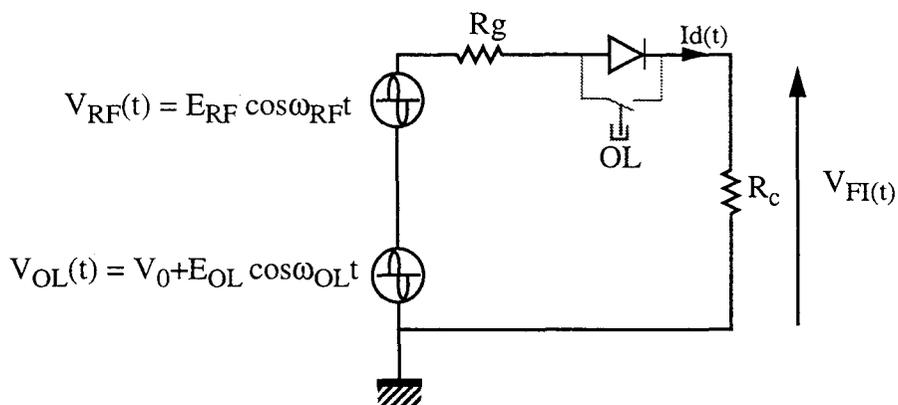


Figure I.37 : schéma simplifié d'un mélangeur à diode

Ce mode de fonctionnement est identique à celui du mélangeur à FET froid (la méthode de calcul du gain de conversion est développée dans le paragraphe I.4.2.1).

I.5 CHOIX DU MELANGE

L'approche consiste à analyser les différents modes et architectures de mélange. Cette démarche s'inspire de travaux déjà réalisés. Elle constitue une base de savoir faire des différents types de mélangeurs en fonction du besoin et des applications, de la bande C à la bande Ka.

Les architectures de mélangeurs consistent en l'association de dispositifs de mélanges élémentaires. Les composants non linéaires pris en compte sont la diode Schottky, le transistor non polarisé (FET froid) et le transistor actif (FET chaud) (figure I.38) [12].

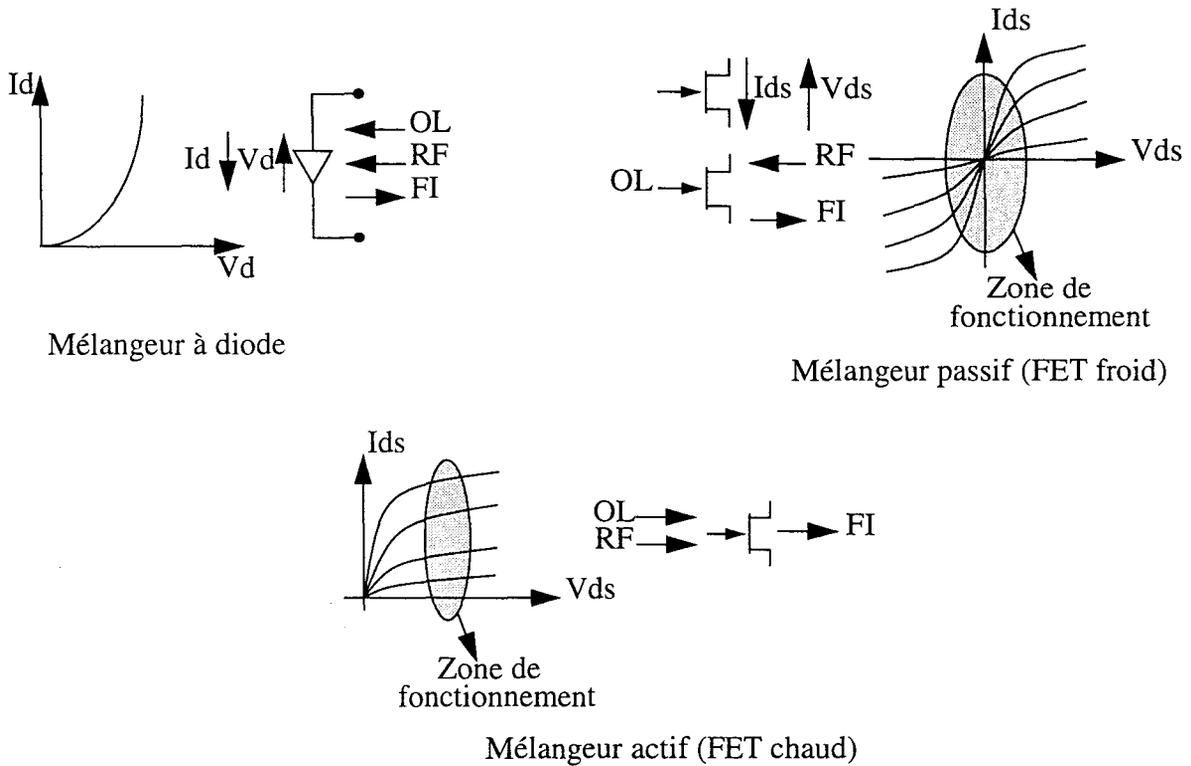


Figure I.38 : non linéarités pour la fonction mélange

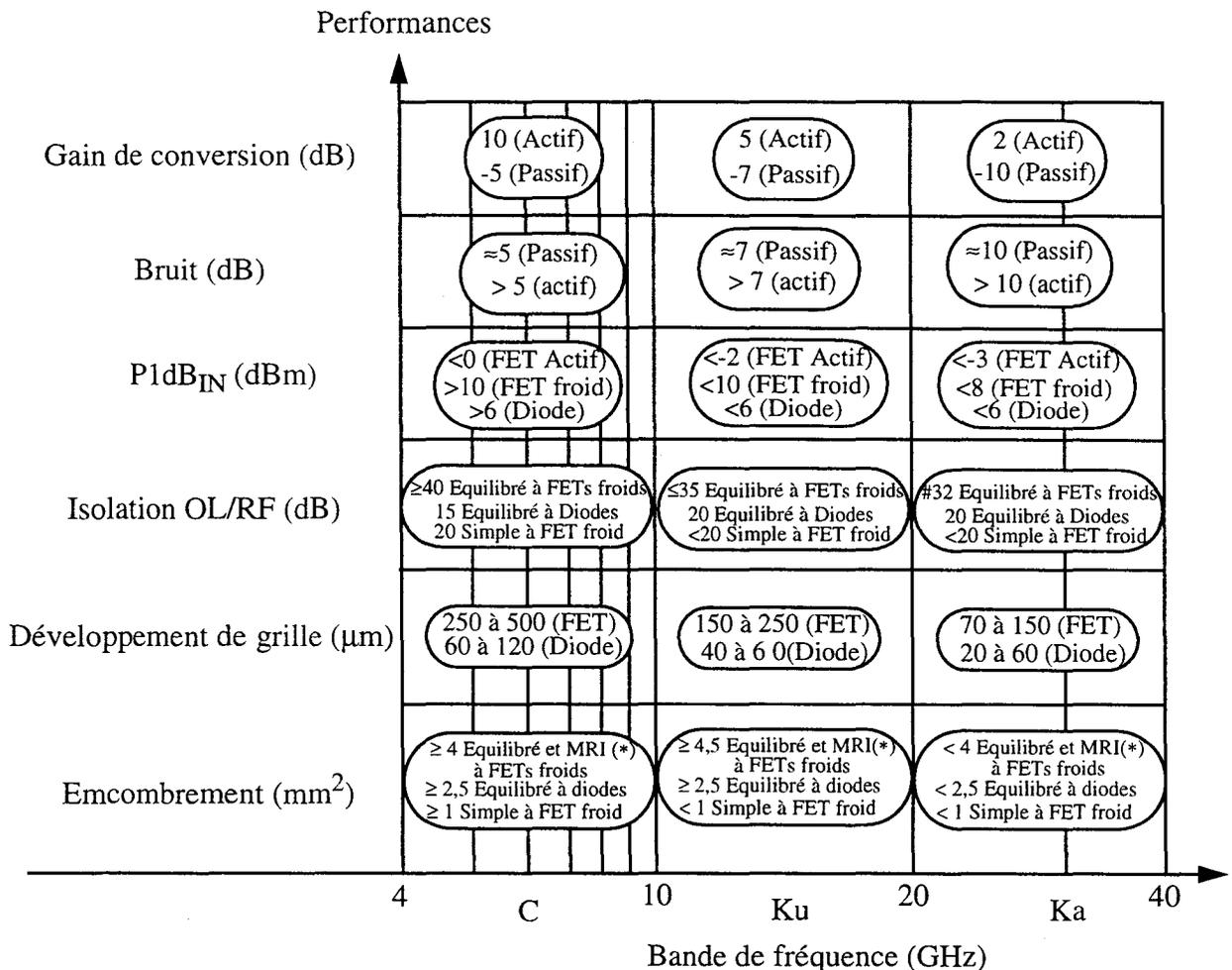
Quelques exemples de résultats sont donnés en figure I.39. Ils sont relatifs aux performances suivantes :

- gain de conversion,
- facteur de bruit (SSB),
- point de compression à 1 dB à l'entrée pour les dispositifs élémentaires de mélange,
- caractéristiques des isolations des architectures de mélange,
- surface occupée pour quelques exemples d'architectures de mélange.

Ces différentes performances permettent d'extraire l'architecture et le mode de mélange les mieux adaptés à l'application envisagée.

Si l'isolation entre les divers accès est un point critique de l'application, il est souhaitable d'utiliser des architectures doublement équilibrées et notamment à FET froid, ceci au détriment de la surface et de la complexité du circuit. De plus, ce mode de mélange est équivalent à une résistance, ce qui est favorable pour l'obtention de faibles distorsions d'intermodulation.

Enfin, le mélangeur passif à transistor ou à diode est favorable à la diminution du facteur de bruit. Toutefois, ce mode de mélange présente des pertes de conversion mais ne nécessite pas d'apport de puissance à l'inverse du mélangeur actif.



(*) MRI : Mélangeur à réjection de fréquence image

Figure I.39 : performances des mélangeurs selon l'architecture et le mode de mélange

I.6 CONCLUSION

Après ce tour d'horizon des différents modes, architectures de mélanges et de leurs performances respectives, on peut déterminer (compte tenu des objectifs) la solution supposée la mieux adaptée pour notre application.

L'étude des différents modes de mélange a nécessité la validation d'un modèle capable de rendre compte de toutes les non linéarités du transistor en fonction de V_{ds} ($V_{ds} \leq 0$ V et $V_{ds} \geq 0$ V). Les variations des capacités C_{gs} et C_{gd} en fonction de V_{ds} n'étant pas prises en compte, l'extension du modèle initial n'a pas été possible. Par conséquent, un nouveau modèle non linéaire de FET froid a été élaboré.

La principale performance recherchée est un faible facteur de bruit. Le mélangeur devra présenter également une faible distorsion d'intermodulation, avec une faible consommation tout en étant le plus compact possible.

Les conclusions de l'étude comparative montrent qu'il est intéressant d'utiliser un transistor non polarisé (FET froid) pour les raisons suivantes :

- la consommation est nulle, puisque le FET ne nécessite aucune puissance continue, mais celui-ci consomme une puissance OL importante (fonctionnement de type commutateur) ;
- lorsque le composant est conducteur, il est alors équivalent à une résistance linéaire, ce qui est favorable pour l'obtention d'une puissance de compression importante ;
- l'utilisation d'un composant "froid" est favorable pour la diminution du facteur de bruit, seul le bruit thermique persiste.

Cependant, l'utilisation d'un commutateur simple n'est pas optimale. Au contraire, l'association de plusieurs commutateurs permet d'améliorer les performances. Les niveaux d'isolations entre les différents accès se trouvent améliorés par la réjection des fréquences d'entrée F_{RF} et F_{OL} . De plus, cette association de commutateurs permet de diminuer les pertes de conversion et par extension le facteur de bruit.

Ces architectures ont été classées en deux catégories à savoir :

- les architectures simplement équilibrées comportant deux composants de mélange,
- les architectures doublement équilibrées comportant quatre composants de mélange.

Afin de confirmer notre choix, une étude bibliographique et la simulation du bruit de divers mélangeurs sont menées dans le second chapitre (bruit dans les circuits non linéaires). Celles-ci permettront de choisir l'architecture et le mode de mélange les mieux adaptés à la diminution du bruit.

BRUIT DANS LES CIRCUITS

NON LINEAIRES

II.1 INTRODUCTION

Le traitement du signal fait partie intégrante de tous les systèmes qui nous apportent de l'information : cette information n'est utilisable que si elle est au préalable dépourvue de tous signaux indésirables. On parvient à ce résultat en "filtrant" le mélange de signal et de bruit. Il est en effet certain que toute insuffisance aussi bien que toute erreur d'information qui sont dues aux diverses perturbations, c'est-à-dire au bruit, risquent d'entraîner la perte du message (ou d'une partie de celui-ci). L'effet du bruit a pour conséquence de diminuer la quantité d'information transmise par les messages.

Le modèle mathématique qui sert à traiter les problèmes de bruit est le signal aléatoire. Ce sera la partie fluctuante d'une tension, d'un courant...

- Pour cela, nous rappelons dans la première partie de ce chapitre les propriétés mathématiques pour caractériser les générateurs de bruit, et la notion de matrice de corrélation de plusieurs sources. Nous décrivons également les principales sources physiques de bruit présentes dans les composants électriques et notamment dans les transistors à effet de champ.
- Le calcul des tensions ou des courants de bruit est illustré dans la seconde partie, en appliquant à la fois la notion des matrices de corrélation pour représenter les générateurs de bruit, et celle des matrices de conversion pour caractériser les éléments non linéaires. Ces différents formalismes sont appliqués au transistor à effet de champ.
- L'objet de la dernière partie de ce chapitre est d'appliquer cette méthode pour effectuer une analyse complète du bruit dans un circuit linéaire ou non linéaire. Les différentes étapes permettant la détermination du facteur de bruit d'un mélangeur passif et/ou actif sont décrites.

Enfin, l'étude bibliographique et la simulation du bruit de divers mélangeurs obtenue à l'aide du logiciel non linéaire MDS de Hewlett Packard nous permettent de choisir l'architecture et le mode de mélange les mieux adaptés à la réalisation d'une chaîne de réception à faible bruit.

II.2 PROPRIETES MATHEMATIQUES

Le bruit dans les composants est dû en partie aux défauts dans le matériau. Les perturbations à l'origine du bruit correspondent à des fluctuations spontanées de la vitesse et du nombre de porteurs.

Ces perturbations sont étudiées avec des variables aléatoires [13].

Nous supposons que les signaux sont stationnaires, c'est-à-dire indépendants du temps. Cette propriété est importante car la fonction de corrélation du signal $x(t)$ est alors uniquement dépendante du temps τ entre lequel on étudie la corrélation (ceci permet de simplifier les calculs). Ces processus sont caractérisés par leur moment d'ordre n tel que :

$$e [x^n] = \int_{-\infty}^{\infty} (x(t))^n f(x) dx \quad (\text{II.2.1})$$

où $x(t)$ et $f(x)$ sont respectivement le processus aléatoire et la densité de probabilité associée.

Le moment d'ordre 1 correspond à la valeur moyenne du processus, le moment d'ordre 2 correspond quant à lui à la valeur quadratique moyenne.

Soient N processus aléatoires caractérisés par N générateurs $e_i(t)$, $i= 1$ à N ; on définit la matrice de corrélation temporelle de ces N fonctions aléatoires de la façon suivante :

$$[C_e(t)] = \begin{bmatrix} C_{e_1}(\tau) & C_{e_1 e_2}(\tau) & \dots & C_{e_1 e_N}(\tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{e_N e_1}(\tau) & \dots & \dots & C_{e_N}(\tau) \end{bmatrix} ; \quad (\text{II.2.2})$$

où τ représente le temps durant lequel on étudie la corrélation.

$C_{e_i}(\tau)$ correspond à la fonction d'autocorrélation de $e_i(\tau)$, et $C_{e_i e_j}(\tau)$ correspond à la fonction d'intercorrélation entre $e_i(\tau)$ et $e_j(\tau)$.

D'une façon condensée la matrice de corrélation s'écrit :

$$[C_e(t)] = \overrightarrow{e(t)} \overrightarrow{e(t-\tau)}^{*T} \quad \text{avec } \overrightarrow{e(t)} = \begin{bmatrix} e_1(t) \\ e_2(t) \\ \vdots \\ e_N(t) \end{bmatrix} ;$$

où "*" représente le conjugué et "T" le transposé.

La transformée de FOURIER de chacun des éléments de cette matrice, détermine la matrice de corrélation fréquentielle :

$$[C_e(f)] = \begin{bmatrix} \overline{Se_1(f)} & \overline{Se_1e_2(f)} & \dots & \overline{Se_1e_N(f)} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \overline{Se_Ne_1(f)} & \dots & \dots & \overline{Se_N(f)} \end{bmatrix} = \frac{\overline{\vec{e}(f) \vec{e}(f)^{*†}}}{\Delta f}; \quad (\text{II.2.3})$$

où $Se_i(f)$ correspond à la densité spectrale de puissance du générateur $e_i(f)$:

$$Se_i(f) = \frac{\overline{|e_i(f)|^2}}{\Delta f} = \text{TF} [\overline{e_i(t) e_i(t-\tau)^*}],$$

et $Se_ie_j(f)$ correspond à la densité spectrale d'interaction entre les générateurs $e_i(f)$ et $e_j(f)$:

$$Se_ie_j(f) = \frac{\overline{e_i(f) e_j(f)^*}}{\Delta f}.$$

En fonction de la fréquence, les éléments de la matrice de corrélation deviennent des matrices élémentaires :

- soit par exemple, pour une variable aléatoire e_i dont les composantes ne sont pas corrélées entre elles, la matrice élémentaire s'écrit :

$$[Se_i(f)] = \begin{bmatrix} \overline{e_i^2(f_1)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \overline{e_i^2(f_2)} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & & & \overline{e_i^2(f_n)} \end{bmatrix}; \quad (\text{II.2.4})$$

- pour une variable aléatoire e_i dont les composantes sont corrélées à des fréquences différentes, la matrice élémentaire s'écrit :

$$[S_{e_i}(f)] = \begin{bmatrix} \overline{e_i^2(f_1)} & \overline{e_i(f_1) e_i^*(f_2)} & \dots & \overline{e_i(f_1) e_i^*(f_n)} \\ \overline{e_i(f_2) e_i^*(f_1)} & \overline{e_i^2(f_2)} & \dots & \overline{e_i(f_2) e_i^*(f_n)} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \overline{e_i(f_n) e_i^*(f_1)} & \dots & \dots & \overline{e_i^2(f_n)} \end{bmatrix}; \quad (\text{II.2.5})$$

- pour le cas des variables aléatoires e_i et e_j corrélées entre elles mais à la même fréquence, la matrice élémentaire est égale à :

$$[S_{e_i e_j}(f)] = \begin{bmatrix} \overline{e_i(f_1) e_j^*(f_1)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \overline{e_i(f_2) e_j^*(f_2)} & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \overline{e_i(f_n) e_j^*(f_n)} \end{bmatrix}; \quad (\text{II.2.6})$$

- pour le cas des variables aléatoires e_i et e_j corrélées entre elles et à des fréquences différentes, la matrice élémentaire est égale à :

$$[S_{e_i e_j}(f)] = \begin{bmatrix} \overline{e_i(f_1) e_j^*(f_1)} & \overline{e_i(f_1) e_j^*(f_2)} & \dots & \overline{e_i(f_1) e_j^*(f_n)} \\ \vdots & \overline{e_i(f_2) e_j^*(f_2)} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \overline{e_i(f_n) e_j^*(f_1)} & \dots & \dots & \overline{e_i(f_n) e_j^*(f_n)} \end{bmatrix}, \quad (\text{II.2.7})$$

où $f(i)$ représente la fréquence.

Ainsi, la matrice de corrélation fréquentielle $[C_e(f)]$ s'écrit de la façon suivante :

$$[C_e(f)] = \begin{bmatrix} [Se_1(f)] & [Se_1e_2(f)] & \dots & [Se_1e_N(f)] \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ [Se_Ne_1(f)] & \dots & \dots & [Se_N(f)] \end{bmatrix} \quad (II.2.8)$$

Ces différentes définitions permettront de caractériser les sources de bruit présentes dans un circuit.

Dans le paragraphe ci-dessous, nous rappelons les principales sources physiques de bruit et leurs origines.

II.3 SOURCES DE BRUIT

Dans un matériau semi-conducteur, différents mécanismes physiques sont à l'origine de la génération de bruit [14] :

- le bruit de scintillation ou "flicker noise" dû, en grande partie, aux imperfections du semi-conducteur ;
- le bruit de génération-recombinaison dû aux phénomènes de générations et de recombinaisons des porteurs à l'intérieur de la zone de charge d'espace ;
- le bruit de grenaille dû au courant de fuite de grille ;
- le bruit de diffusion dû à la fluctuation de la vitesse des porteurs de charge. A l'équilibre thermodynamique, le bruit de diffusion est appelé bruit thermique.

II.3.1 Origines du bruit

Bruit en $1/f$

Le bruit en $1/f$, ou de scintillation, ou "flicker noise", prédomine très nettement en basse fréquence par rapport au bruit thermique ou de grenaille. On le rencontre partout, dû en partie aux phénomènes de surface, de volume, au fluctuation de température [15].

Il présente en réalité un spectre de puissance en $1/f^\beta$ avec β typiquement compris entre 0,5 et 1,6, lié à la qualité technologique de réalisation des contacts, et à la présence de pièges dans les semi-conducteurs [14]. Ce bruit peut être diminué en augmentant la taille du transistor. De plus, il est fonction du point de polarisation [16].

Bruit de génération-recombinaison

Ce bruit est dû aux fluctuations de courant provenant des fluctuations du nombre de porteurs libres, liés aux recombinaisons, au piégeage et dépiégeage des porteurs.

La densité spectrale de ce bruit a une amplitude constante jusqu'à la fréquence de coupure $f = 1/(2\pi\tau)$ (de l'ordre de 1,5 KHz) où τ est la durée de vie des porteurs. Au delà de la fréquence de coupure, la densité spectrale décroît en $1/f^2$.

$$S_I(f) = \frac{4 I^2 \overline{\Delta N^2}}{N^2} \frac{\tau}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (\text{II.3.1})$$

où I est le courant, et N est le nombre de porteurs de charges.

Le bruit de génération-recombinaison est donc proportionnel au carré du courant de polarisation du semi-conducteur.

Bruit de grenaille "shot noise"

Il se produit dans tous les dispositifs, et est dû à la nature granulaire de l'électricité : un courant I est considéré comme une suite d'impulsions de courant indépendantes. Le courant instantané $I(t)$ est formé d'une suite d'impulsions de Dirac, soit [14] :

$$I(t) = q \sum_{t_j} \delta(t - t_j) \quad (\text{II.3.2})$$

où t_j est une suite aléatoire que forment les instants où les électrons quittent la grille du transistor. Cette suite est poissonnienne et de densité uniforme λ .

La valeur moyenne et le spectre de puissance de $I(t)$ sont égaux à :

$$\begin{aligned} \overline{I(t)} &= I_0 = \lambda q \\ S_I(f) &= I_0^2 \delta(f) + 2qI_0. \end{aligned} \quad (\text{II.3.3})$$

Outre le terme continu, le spectre est indépendant de la fréquence et vaut :

$$S_I(f) = 2qI_0. \quad (\text{II.3.4})$$

Pour des fréquences supérieures à $1/(2\pi\tau)$ (de l'ordre de 1,5 THz) où τ est le temps de relaxation des porteurs (temps moyen entre deux chocs), le spectre prend la forme suivante, abstraction faite de la composante continue :

$$S_I(f) = 2qI_0 \left[\frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \right]^2. \quad (\text{II.3.5})$$

Bruit de diffusion

Le bruit de diffusion provient des perturbations affectant les trajectoires des porteurs de charge (électrons et trous dans un semi-conducteur) qui entraînent une fluctuation de courant et génèrent aussi du bruit.

Il se répartit suivant trois types de bruit :

- le bruit thermique :

à l'équilibre thermodynamique le bruit de diffusion est appelé aussi bruit thermique. Ce bruit est un bruit blanc, donc indépendant de la fréquence. Dans ces conditions, la densité spectrale est donnée par la loi de Nyquist-Jonhson :

$$S_I(f) = 4kT \operatorname{Re}(Y) \quad \text{ou} \quad S_E(f) = 4kT \operatorname{Re}(Z) ; \quad (\text{II.3.6})$$

où k est la constante de Boltzmann. $\operatorname{Re}(Y)$ et $\operatorname{Re}(Z)$ sont respectivement les parties réelles de l'admittance et de l'impédance du dipôle.

- le bruit quantique :

Pour des fréquences supérieures à $1/(2\pi\tau)$, la coupure haute du bruit thermique de Nyquist est liée à des considérations quantiques.

Le spectre de Nyquist s'écrit alors :

$$S_I(f) = \frac{4}{R} \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1} \quad (\text{II.3.7})$$

pour $f \ll kT/h = 6 \text{ THz}$ $S_I(f) = \frac{4kT}{R}$;

où h est la constante de Planck.

- le bruit d'électrons chauds :

ce bruit intervient lorsque le matériau est porté hors équilibre thermodynamique : c'est-à-dire en présence d'un champ électrique.

II.3.2 Application au transistor à effet de champ

Source de bruit de diffusion

Ce bruit a deux origines différentes. La première est localisée dans les résistances d'accès (R_g , R_d , R_s) du transistor et s'exprime selon les formules de Nyquist (relation II.3.6). Ces sources de bruit se représentent soit par un générateur de tension en série, soit par un générateur de courant en parallèle sur chaque résistance :

$\overline{e^2}$ et $\overline{i^2}$, qui sont respectivement les valeurs quadratique moyennes de la tension et du courant sont telles que :

$$\overline{e^2} = 4kT R \Delta f \quad \text{ou} \quad \overline{i^2} = 4kT \Delta f / R. \quad (\text{II.3.8})$$

La seconde origine du bruit de diffusion se situe dans le canal. Sous l'action d'un champ électrique entre la source et le drain, les porteurs vont se déplacer dans le canal sous la grille et ainsi créer un courant de drain I_d .

Le mouvement aléatoire des électrons résulte des fluctuations de leur vitesse. La fluctuation de la vitesse entraîne alors une fluctuation du courant de drain et génère ainsi du bruit de drain, représenté par un générateur de bruit i_d .

La fluctuation du courant de drain génère une fluctuation de la largeur de la zone désertée sous la grille, et entraîne une modification de la charge, et donc crée un courant de bruit de grille i_g .

On peut constater que ces deux courants sont fortement corrélés "capacitivement".

Les expressions de ces générateurs de bruit équivalents en courant, du drain et de la grille du transistor ont été données en premier par les équations de Van der Ziel [17, 18] :

$$\overline{i_d^2} = 4kT g_m P \Delta f \quad \overline{i_g^2} = 4kT \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} R \Delta f ; \quad (\text{II.3.9})$$

k : constante de Boltzmann

T : température du canal

g_m : transconductance dI_d / dV_{gs}

C_{gs} : capacité grille source qui traduit le couplage capacitif

P : coefficient sans dimension dépendant des conditions de polarisation (V_{gs} , V_{ds})

R : coefficient sans dimension de grille.

La corrélation de ces deux générateurs de bruit est définie par la relation suivante :

$$C = \frac{\overline{i_g i_d^*}}{\sqrt{\overline{i_g^2} \overline{i_d^2}}}. \quad (\text{II.3.10})$$

Bruit de grenaille

Le courant de fuite de grille I_g crée un bruit de grenaille. Sa valeur quadratique moyenne dérive de la formule de Schottky et s'exprime de la façon suivante :

$$\overline{i_{g0}^2} = 2 q I_g \Delta f. \quad (\text{II. 3.11})$$

Bruit basse fréquence

La tension $u(t)$ modélise les fluctuations dues aux effets physiques de pièges et de génération-recombinaison [19] dans la zone désertée. Sa densité spectrale dépend de la polarisation, soit :

$$\overline{u^2} = 4KT \frac{Q_G}{\omega \alpha_G} F(X_0); \quad (\text{II. 3.12})$$

où Q_G , α_G sont des paramètres ($\alpha_G \approx 1$), F est une fonction dépendante de la polarisation et $X_0=[V_g; V_d]$ où V_g, V_d sont les valeurs des tensions de grille et de drain en continu.

La source de courant $i(t)$ modélise le bruit $1/f$ adoptée par plusieurs auteurs [19, 20]. Elle rend compte des fluctuations du courant de conduction dans le canal.

$$\overline{i^2} = 4KT \frac{Q_D}{\omega \alpha_D} [I_D(X_0)]^\beta; \quad (\text{II. 3.13})$$

où $I_D(X_0)$ est la valeur du courant de drain dépendant de la polarisation, et Q_D, α_D, β sont des paramètres ($\alpha_D \approx 1, \beta \approx 2$).

Notons que le bruit en $1/f$ et celui de génération-recombinaison peuvent être partiellement corrélés C' [19].

Finalement on obtient une représentation schématique du modèle de bruit du transistor extrinsèque (figure II.1 [19]).

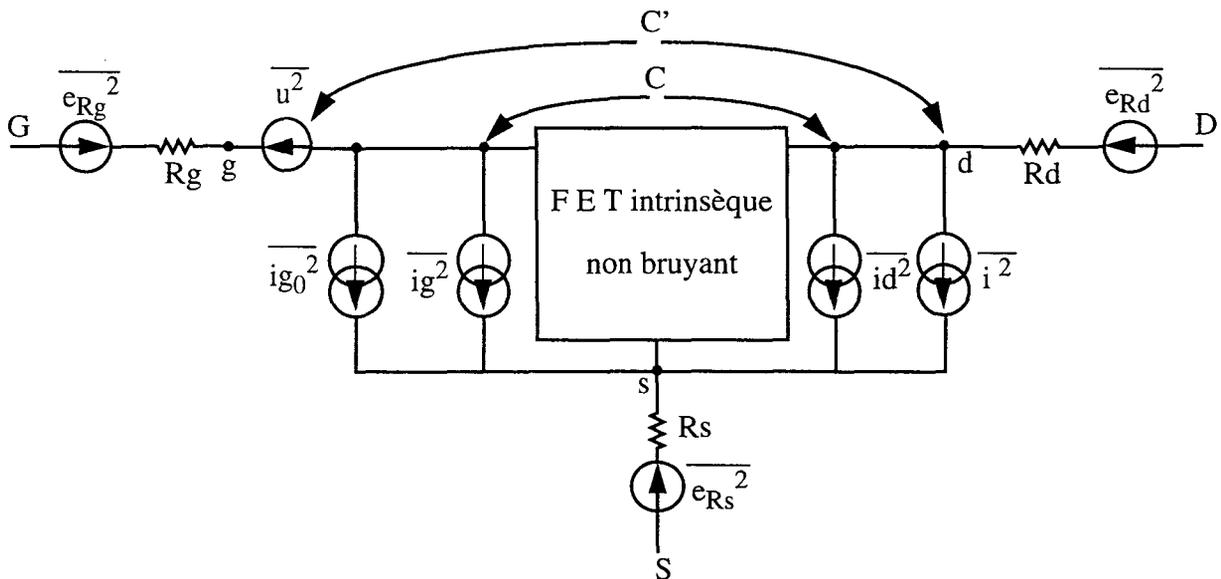


Figure II.1 : modèle de bruit d'un transistor

Chaque mécanisme physique de génération de bruit est représenté par une source de tension et/ou une source de courant, connectées à la grille au drain et la source du transistor extrinsèque et/ou intrinsèque.

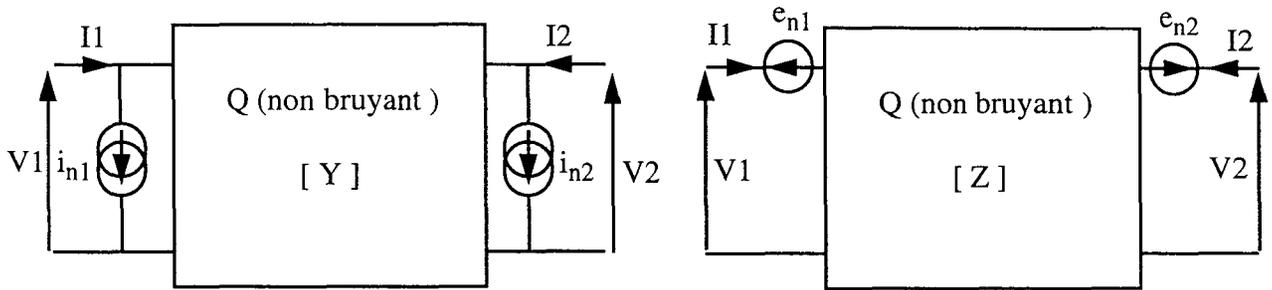
II.4 BRUIT DANS LES QUADRIPOLES

II.4.1 Cas général

Un quadripôle est caractérisé entièrement par quatre paramètres d'une matrice électrique (admittance, impédance...) et quatre paramètres exprimant ses propriétés de bruit : $n_{f_{\min}}$ valeur minimale du facteur de bruit du dispositif, Y_{sopt} ($Y_{\text{sopt}} = G_{\text{sopt}} + jB_{\text{sopt}}$) la valeur de l'admittance du générateur pour laquelle le facteur de bruit est minimal, R_n la résistance équivalente de bruit.

L'objet de cette étude est donc la détermination de ces quatre paramètres de bruit.

Aussi, tout quadripôle bruyant peut être remplacé par un quadripôle parfait (sans bruit) possédant en parallèle à l'entrée et à la sortie, ou en série, ou par combinaisons (de générateurs de courant et de tension de bruit), deux générateurs de courant de bruit partiellement corrélés (i_{n1} , i_{n2}), ou deux générateurs de tension (e_{n1} , e_{n2}) (figures II.2) [21, 22].



Figures II.2 : représentation d'un quadripôle bruyant avec ses sources de bruit

Soit :

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 + i_{n1} \\ I_2 &= Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 + i_{n2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow [I] = [Y][V] + [i_n] \quad (\text{II.4.1})$$

où i_{n1} et i_{n2} sont les générateurs de bruit à l'entrée et à la sortie du quadripôle.

Dans ces conditions la matrice de corrélation de bruit $[C_{ii}]$ du quadripôle est égale à :

$$[C_{ii}] = \begin{bmatrix} i_{n1} \\ i_{n2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{n1}^* & i_{n2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{i_{n1}^2} & \overline{i_{n1} i_{n2}^*} \\ \overline{i_{n2} i_{n1}^*} & \overline{i_{n2}^2} \end{bmatrix}. \quad (\text{II.4.2})$$

On peut déterminer à partir de la matrice de corrélation de bruit en courant $[C_{ii}]$ la matrice en tension $[C_{ee}]$:

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 + e_{n1} \\ V_2 &= Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 + e_{n2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow [V] = [Z][I] + [e_n]. \quad (\text{II.4.3})$$

Soit :

$$\begin{aligned}
 [I] &= [Y][V] + [i_n] \\
 [Z][I] &= [V] + [Z][i_n] \Rightarrow [V] = [Z][I] - [Z][i_n] \quad (II.4.4) \\
 &\text{avec } [e_n] = [Z][i_n];
 \end{aligned}$$

donc :

$$\begin{aligned}
 [C_{ee}] &= \overline{\begin{bmatrix} e_{n1} \\ e_{n2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{n1}^* & e_{n2}^* \end{bmatrix}} = [Z][i_n][i_n]^{*\dagger}[Z]^{*\dagger} \quad (II.4.5) \\
 [C_{ee}] &= [Z][C_{ii}][Z]^{*\dagger} \\
 \Rightarrow [C_{ii}] &= [Y][C_{ee}][Y]^{*\dagger}.
 \end{aligned}$$

Pour simplifier la détermination des quatre paramètres de bruit, il est plus courant de représenter le quadripôle par une partie électrique non bruyante, associée à deux sources de bruit corrélées (e_n, i_n) ramenées à l'entrée ou à la sortie du quadripôle (figure II.3).

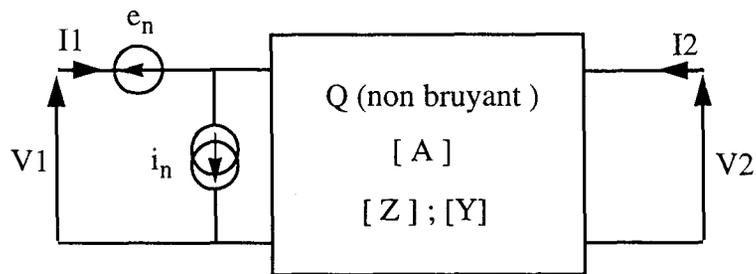


Figure II.3 : représentation du quadripôle de bruit à l'entrée

Soit la matrice chaîne :

$$\begin{bmatrix} V1 \\ I1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V2 \\ -I2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_n \\ i_n \end{bmatrix}.$$

Alors la matrice de corrélation de bruit $[C_{ei}]$ est égale à :

$$[C_{ei}] = \overline{\begin{bmatrix} e_n \\ i_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_n^* & i_n^* \end{bmatrix}} = \begin{bmatrix} \overline{e_n^2} & \overline{e_n i_n^*} \\ \overline{i_n e_n^*} & \overline{i_n^2} \end{bmatrix}. \quad (II.4.6)$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 + i_{n1} \\ I_2 &= Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 + i_{n2}, \end{aligned}$$

$$V_1 = \left(\frac{-Y_{22}}{Y_{21}} \right) V_2 - \left(\frac{-1}{Y_{21}} \right) I_2 - \frac{i_{n2}}{Y_{21}}$$

$$I_1 = - \left(\frac{Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}}{Y_{21}} \right) V_2 - \left(\frac{-Y_{11}}{Y_{21}} \right) I_2 - \left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right) i_{n2} + i_{n1}.$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Y_{22}}{Y_{21}} & \frac{-1}{Y_{21}} \\ \frac{-\Delta Y}{Y_{21}} & \frac{-Y_{11}}{Y_{21}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{i_{n2}}{Y_{21}} \\ -\left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right) i_{n2} + i_{n1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4.7})$$

avec $\Delta Y = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}$.

$$\begin{bmatrix} e_n \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{Y_{21}} \\ 1 & \frac{Y_{11}}{Y_{21}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{n1} \\ i_{n2} \end{bmatrix}; \quad (\text{II.4.8})$$

donc $[C_{ei}] = [T][C_{ii}][T]^{\dagger}$ avec $[T] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{Y_{21}} \\ 1 & \frac{Y_{11}}{Y_{21}} \end{bmatrix}$.

Or : $e_n = -\frac{1}{Y_{21}} i_{n2}$ et $i_n = i_{n1} - Y_{11} \frac{i_{n2}}{Y_{21}}$.

Par conséquent, on peut décomposer la source i_n en une partie corrélée à e_n : i_c , et une partie non-corrélée : i_{nc} ; alors le courant i_n s'écrit :

$$i_n = i_{nc} + i_c.$$

On note Y_c l'admittance de corrélation donc : $i_n = i_{nc} + Y_c e_n$

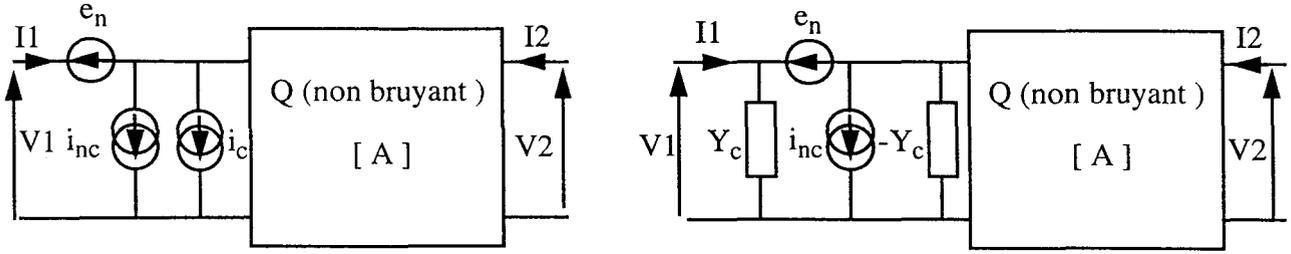
En multipliant cette relation par le conjugué de e_n :

$$\overline{e_n^* i_n} = \overline{e_n^* i_{nc}} + Y_c \overline{e_n^* e_n}$$

e_n^* et i_{nc} sont deux valeurs moyennes nulles et de plus non-corrélées, on peut en déduire que

$$Y_c = \frac{\overline{e_n^* i_n}}{\overline{e_n^2}} = G_c + jB_c. \quad (\text{II.4.9})$$

On décompose ainsi la source de courant de bruit en deux : une source complètement corrélée avec la première et une autre non corrélée (figures II.4).



Figures II.4 : décorrélation des sources

Le facteur de bruit du quadripôle, grandeur communément utilisée pour traduire la dégradation du rapport signal/bruit, est défini comme le rapport de la puissance fournie par un quadripôle réel sur la puissance qu'il fournirait s'il était non bruyant. On l'exprime de la façon suivante :

$$nf = \frac{(S/B)_{\text{entrée}}}{(S/B)_{\text{sortie}}} \Bigg|_{T_0} ; \quad (II.4.10)$$

S est la puissance du signal, B la puissance de bruit, T_0 la température de référence (290 K).

Il peut se définir également par le rapport de la puissance utilisable de bruit du quadripôle ramenée à l'entrée P_{nQ} (avec Y_s , admittance du générateur) sur la puissance utilisable de bruit du générateur P_{nG} :

$$P_{nQ} = \frac{\overline{(i_n + i_s + e_n Y_s)^2}}{\text{Re}(Y_s)} \quad (II.4.11)$$

$$P_{nG} = \frac{\overline{i_s^2}}{\text{Re}(Y_s)}, \quad (II.4.12)$$

donc :

$$nf = \frac{\overline{(i_{nc} + e_n (Y_c + Y_s) + i_s)^2}}{\overline{i_s^2}}. \quad (II.4.13)$$

Or i_{nc} , e_n et i_s sont non corrélés, donc :

$$nf = 1 + \frac{\overline{i_{nc}^2}}{\overline{i_s^2}} + \frac{\overline{e_n^2}}{\overline{i_s^2}} |Y_c + Y_s|^2, \quad (II.4.14)$$

où $\overline{i_s^2} = 4kT_0 G_s \Delta f$ avec G_s la partie réelle de l'admittance du générateur.

En dérivant cette relation par l'admittance du générateur Y_s ($Y_s = G_s + jB_s$) le facteur de bruit passe par un minimum pour $Y_{\text{sopt}} = G_{\text{sopt}} + jB_{\text{sopt}}$:

$$\boxed{G_{\text{sopt}} = \sqrt{\frac{\overline{i_{nc}^2}}{e_n^2} + G_c^2} \quad \text{et} \quad B_{\text{sopt}} = -B_c.} \quad (\text{II.4.15})$$

En posant R_n (résistance équivalente de bruit) et G_n (conductance équivalente de bruit) égales à :

$$\boxed{R_n = \frac{\overline{e_n^2}}{4kT_0 \Delta f}} \quad G_n = \frac{\overline{i_{nc}^2}}{4kT_0 \Delta f} \quad (\text{II.4.16})$$

$$\text{avec } R_n G_n = \frac{\Delta [C_{ei}]}{(4kT_0 \Delta f)^2} \quad \Delta [C_{ei}] = \overline{e_n^2 i_n^2} - \left| \overline{i_n e_n^*} \right|^2$$

le facteur de bruit minimum associé à la valeur de Y_{sopt} est égal à :

$$\boxed{nf_{\text{min}} = 1 + 2 R_n (G_{\text{sopt}} + G_c).} \quad (\text{II.4.17})$$

Ces quatre paramètres de bruit permettent d'exprimer simplement le facteur de bruit d'un quadripôle pour toute admittance Y_s présentée par le générateur :

$$nf_{Y_s} = nf_{\text{min}} + \frac{R_n}{G_s} \left| Y_s - Y_{\text{sopt}} \right|^2. \quad (\text{II.4.18})$$

On peut également exprimer la matrice de corrélation de bruit sous forme chaîne en fonction des quatre paramètres de bruit usuels décrits précédemment :

$$[C_{ei}] = 4kT_0 \Delta f \begin{bmatrix} R_n & \frac{nf_{\text{min}} - 1}{2} - R_n Y_{\text{sopt}}^* \\ \frac{nf_{\text{min}} - 1}{2} - R_n Y_{\text{sopt}} & R_n \left| Y_{\text{sopt}} \right|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{e_n^2} & \overline{e_n i_n^*} \\ \overline{i_n e_n^*} & \overline{i_n^2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4.19})$$

Ainsi, la connaissance de cette matrice permet de déterminer les paramètres de bruit, dont le facteur de bruit minimum d'un quadripôle quelconque, en fonction de ses générateurs de bruit (e_n , i_n) et de la corrélation C . Tous calculs faits, on obtient :

$$nf_{\min} = 1 + 2 \frac{\overline{e_n^2}}{4kT_0\Delta f} \left\{ \sqrt{\frac{i_n^2 (1 - |C|^2)}{\overline{e_n^2}} + \left(\frac{\text{Re}(i_n e_n^*)}{\overline{e_n^2}}\right)^2} + \left(\frac{\text{Re}(i_n e_n^*)}{\overline{e_n^2}}\right)} \right\} \quad (\text{II.4.20})$$

$$nf_{\min} = 1 + \frac{2}{4kT_0\Delta f} \left\{ \sqrt{\Delta[C_{ei}] + [\text{Re}(i_n e_n^*)]^2} + \text{Re}(i_n e_n^*) \right\} \quad (\text{II.4.21})$$

$$\text{avec :} \quad \overline{e_n^2} = 4kT_0\Delta f R_n \quad (\text{II.4.22})$$

$$i_n^2 = 4kT_0\Delta f R_n |Y_{\text{sopt}}|^2 \quad (\text{II.4.23})$$

$$C = \frac{\overline{e_n i_n^*}}{\sqrt{\overline{e_n^2} \overline{i_n^2}}} \quad (\text{II.4.24})$$

II.4.2 Application au transistor à effet de champ

Nous avons vu précédemment qu'il était possible de caractériser complètement quant à son bruit tout quadripôle à l'aide de quatre paramètres.

Aussi tout transistor peut être décomposé en un transistor non bruyant associé à un quadripôle de bruit e_n et i_n . Cette étude permet de définir et de déterminer les générateurs de bruit extrinsèques (bruit non linéaire plus bruit thermique dû aux résistances d'accès) d'un transistor ramenés à l'entrée du quadripôle, et donc par extension de déterminer ses quatre paramètres de bruit.

A partir de la matrice de corrélation de bruit du transistor intrinsèque en admittance :

$$[C_{ij}] = \begin{bmatrix} \overline{ig^2} & \overline{ig id^*} \\ \overline{id ig^*} & \overline{id^2} \end{bmatrix} \quad \text{avec } C = \frac{\overline{ig id^*}}{\sqrt{\overline{ig^2} \overline{id^2}}} \quad (\text{II.4.25})$$

et soit $[Z]$ la matrice impédance extrinsèque du composant telle que :

$$[Z] = [z] + [R] = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_g + R_s & R_s \\ R_s & R_d + R_s \end{bmatrix}; \quad (\text{II.4.26})$$

$[z]$: matrice impédance intrinsèque du composant

on détermine la matrice de corrélation extrinsèque de bruit en impédance, où $[C_R]$ est la matrice de corrélation de bruit égal à $4kT\Delta f [R]$:

$$[C_{ee}] = [C_z] + [C_R]$$

$$[C_z] = [z][C_{ii}][z]^{*\dagger}$$

$$\text{donc : } [C_{ee}] = [z][C_{ii}][z]^{*\dagger} + [C_R] = \begin{bmatrix} \overline{e_{n1}^2} & \overline{e_{n1} e_{n2}^*} \\ \overline{e_{n2} e_{n1}^*} & \overline{e_{n2}^2} \end{bmatrix}. \quad (\text{II.4.27})$$

Ces deux générateurs de tensions de bruit peuvent être ramenés à l'entrée, en déterminant la matrice de corrélation extrinsèque $[C_{ei}]$, soit :

$$[C_{ei}] = [T][C_{ee}][T]^{*\dagger} \quad \text{avec} \quad [T] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-Z_{11}}{Z_{21}} \\ 0 & \frac{-1}{Z_{21}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{Y_{22}}{Y_{21}} \\ 0 & \frac{\Delta Y}{Y_{21}} \end{bmatrix},$$

où la matrice $[T]$ est la matrice de transfert extrinsèque.

$$\text{Donc : } [C_{ei}] = [T][z][C_{ii}][z]^{*\dagger} [T]^{*\dagger} + [T][C_R][T]^{*\dagger} \quad (\text{II.4.28})$$

$$\text{en posant } [T][z] = [T'] = \begin{bmatrix} \frac{z_{21} Z_{11}}{Z_{21}} - z_{11} & \frac{z_{22} Z_{11}}{Z_{21}} - z_{12} \\ \frac{z_{21}}{Z_{21}} & \frac{z_{22}}{Z_{21}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix}.$$

La matrice de corrélation extrinsèque $[C_{ei}]$ est égale à :

$$[C_{ei}] = [T'] [C_{ii}] [T']^{*\dagger} + [T][C_R][T]^{*\dagger} = \begin{bmatrix} \overline{e_n^2} & \overline{e_n i_n^*} \\ \overline{i_n e_n^*} & \overline{i_n^2} \end{bmatrix}. \quad (\text{II.4.29})$$

En développant l'équation matricielle (II.4.30) et, par identification on peut déterminer les générateurs de bruit extrinsèques ramenés à l'entrée e_n , i_n et la corrélation C :

$$[C_{ei}] = \begin{bmatrix} |a|^2 \overline{ig^2} + |b|^2 \overline{id^2} + 2 \operatorname{Re} [ab^* \overline{ig id^*}] & ac^* \overline{ig^2} + bd^* \overline{id^2} + ad^* \overline{ig id^*} + bc^* \overline{ig^* id} \\ a^* c \overline{ig^2} + b^* d \overline{id^2} + a^* d \overline{ig^* id} + b^* c \overline{ig id^*} & |c|^2 \overline{ig^2} + |d|^2 \overline{id^2} + 2 \operatorname{Re} [cd^* \overline{ig id^*}] \end{bmatrix}$$

$$+ 4kT\Delta f \begin{bmatrix} R_g + R_s \left| 1 - \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \right|^2 + R_d \left| \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \right|^2 & R_d \frac{Z_{11}}{|Z_{21}|^2} - \frac{R_s}{Z_{21}^*} \left(1 - \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \right) \\ R_d \frac{Z_{11}^*}{|Z_{21}|^2} - \frac{R_s}{Z_{21}} \left(1 - \frac{Z_{11}^*}{Z_{21}^*} \right) & \frac{(R_d + R_s)}{|Z_{21}|^2} \end{bmatrix}$$

Il est quasiment impossible de développer analytiquement toutes ces relations. En particulier, et à cause de la capacité Cgd, le terme "d'isolation" n'est pas nul et complique singulièrement le calcul. Aussi pour simplifier l'étude, on considère Cgd et Ri nulles (respectivement la capacité grille drain et la résistance interne du canal).

On rappelle ci-dessous les expressions analytiques concernant les paramètres impédances du transistor intrinsèque :

$$z_{11} = \frac{1}{j c_{gs} \omega} \quad z_{12} = 0 \quad z_{21} = \frac{-g_m}{j c_{gs} \omega g_d} \quad z_{22} = \frac{1}{g_d}; \quad (\text{II.4.31})$$

dans ces conditions, les termes a, b, c et d de la matrice [T'] sont égaux à :

$$a = \frac{R_g + R_s \left(1 + \frac{g_d}{g_m} \right)}{1 - j \frac{f}{f_c} R_s g_d} \quad b = \frac{\frac{-1}{g_m} - j \frac{f}{f_c} (R_s + R_g)}{1 - j \frac{f}{f_c} R_s g_d}$$

$$c = \frac{1}{1 - j \frac{f}{f_c} R_s g_d} \quad d = \frac{-j \frac{f}{f_c}}{1 - j \frac{f}{f_c} R_s g_d}, \quad (\text{II.4.32})$$

avec f_c la fréquence de coupure égale à $g_m/(2\pi C_{gs})$.

Or, en supposant que le gain en tension (g_m/g_d) est suffisamment grand pour négliger le terme g_d/g_m , et en supposant que l'on travaille à des fréquences inférieures à la fréquence de coupure ($f < f_c$) alors : on peut considérer que $(f/f_c) (g_d/g_m) \ll 1$; dans ces conditions :

$$a \approx R_g + R_s \quad b \approx \frac{-1}{g_m} - j \frac{f}{f_c} (R_s + R_g) \quad c \approx 1 \quad d \approx -j \frac{f}{f_c}. \quad (\text{II.4.33})$$

De plus, il est courant de supposer le facteur de corrélation C purement imaginaire ($C = j C_0$).

Après ces différentes simplifications, on peut ainsi déterminer la matrice de corrélation extrinsèque $[C_{ei}]$ (II.4.34) en fonction de R, P et C en remplaçant ig et id par les équations (II.3.9) :

$$[C_{ei}] = 4kT\Delta f \begin{bmatrix} \frac{P}{gm} + \frac{C_{gs}^2 \omega^2}{gm} (R_g + R_s)^2 (P+R - 2C_0\sqrt{PR}) & \frac{j C_{gs} \omega}{gm} (C_0\sqrt{PR} - P) + \frac{C_{gs}^2 \omega^2}{gm} (R_g + R_s) (P+R - 2C_0\sqrt{PR}) \\ \frac{-j C_{gs} \omega}{gm} (C_0\sqrt{PR} - P) + \frac{C_{gs}^2 \omega^2}{gm} (R_g + R_s) (P+R - 2C_0\sqrt{PR}) & \frac{C_{gs}^2 \omega^2}{gm} (P+R - 2C_0\sqrt{PR}) \end{bmatrix}$$

$$+ 4kT\Delta f \begin{bmatrix} R_g + R_s \left(1 + \frac{gd}{gm}\right)^2 + R_d \left(\frac{gd}{gm}\right)^2 & -j \frac{f}{fc} \frac{gd}{gm} \left\{ R_d [1 + (R_g + R_s) j C_{gs} \omega] + R_s (gm + gd + j C_{gs} \omega gd R_g) \right\} \\ \approx R_g + R_s & \approx 0 \\ j \frac{f}{fc} \frac{gd}{gm} \left\{ R_d [1 + (R_g + R_s) j C_{gs} \omega] + R_s (gm + gd + j C_{gs} \omega gd R_g) \right\} & \frac{R_g + R_s}{R_s^2 + \frac{gm^2}{C_{gs}^2 \omega^2 gd^2}} \\ \approx 0 & \approx 0 \end{bmatrix}$$

Le calcul littéral peut être mené et conduit aux quatre paramètres de bruit :

$$nf_{\min} \approx 1 + 2 \frac{T}{T_0} \frac{f}{fc} \left\{ C_{gs} \omega (R_g + R_s) (P+R - 2C_0\sqrt{PR}) + \right. \quad (II.4.35)$$

$$\left. \sqrt{gm (R_g + R_s) (P+R - 2C_0\sqrt{PR}) + PR(1 - C_0^2) + C_{gs}^2 \omega^2 (R_g + R_s)^2 (P+R - 2C_0\sqrt{PR})^2} \right\}$$

$$R_n \approx \frac{T}{T_0} \left\{ R_g + R_s + \frac{P}{gm} + \frac{C_{gs}^2 \omega^2}{gm} (R_g + R_s)^2 (P+R - 2C_0\sqrt{PR}) \right\} \quad (II.4.36)$$

$$B_{sopt} \approx \frac{\frac{j C_{gs} \omega}{gm} (C_0\sqrt{PR} - P)}{R_g + R_s + \frac{P}{gm} + \frac{C_{gs}^2 \omega^2}{gm} (R_g + R_s)^2 (P+R - 2C_0\sqrt{PR})} \quad (II.4.37)$$

$$G_{sopt} \approx \frac{\frac{C_{gs} \omega}{gm} \sqrt{gm (R_g + R_s) (P+R - 2C_0\sqrt{PR}) + PR(1 - C_0^2) + C_{gs}^2 \omega^2 (R_g + R_s)^2 (P+R - 2C_0\sqrt{PR})^2}}{R_g + R_s + \frac{P}{gm} + \frac{C_{gs}^2 \omega^2}{gm} (R_g + R_s)^2 (P+R - 2C_0\sqrt{PR})} \quad (II.4.38)$$

où T est la température du composant (en Kelvin), et T_0 la température de référence ($T_0 = 290$ K).

Ces différentes relations approchées montrent au premier ordre que :

- le paramètre R_n est inversement proportionnel à la transconductance ($g_m = g_{m0} W$) et donc inversement proportionnel à la largeur de grille (W) ;
- le paramètre B_{sopt} augmente avec la fréquence et est égal au premier ordre à la partie imaginaire de l'admittance d'entrée du transistor ;
- le paramètre G_{sopt} augmente avec la fréquence et est inversement proportionnel au développement de grille ;
- le paramètre nf_{min} présente une variation linéaire en fonction de la fréquence. Il est au premier ordre uniquement fonction de la largeur unitaire du doigt de grille. Le bruit de grille influe sur le paramètre nf_{min} même à basse fréquence. Enfin, si les résistances d'accès (R_g et R_s) sont nulles, le facteur de bruit minimal peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$nf_{min} \approx 1 + 2 \frac{T}{T_0} \frac{f}{f_c} \sqrt{PR(1 - C_0^2)} . \quad (II.4.39)$$

Il est égal à 0 dB lorsque les deux sources de bruit sont parfaitement corrélées ($C_0 = 1$). La corrélation entre les deux sources de bruit (de grille et de drain) est donc bénéfique.

L'amélioration du facteur de bruit minimum (II.4.35) est liée :

- à la fréquence de coupure f_c qui doit être la plus grande possible,
- aux résistances d'accès R_g et R_s qui doivent être les plus petites possible.

Ainsi, l'évolution technologique d'un tel composant passe par l'amélioration de ces deux grandeurs.

Pour améliorer les performances fréquentielles, la réduction de la longueur de grille (L_g) constitue l'élément fondamental :

$$f_c \approx \frac{\bar{v}}{L_g + 2A} ; \quad (II.4.40)$$

\bar{v} : vitesse moyenne

L_g : longueur de grille

A : épaisseur de la couche active

Toutefois, la diminution du paramètre L_g peut entraîner l'augmentation des résistances de grille et de source. D'une part, en ce qui concerne la résistance de grille, ce problème peut être résolu en plaçant plusieurs doigts de grille en parallèle. D'autre part, l'augmentation du dopage de la couche active (N_d) est favorable à la réduction des résistances d'accès.

$$R_{accès} \approx \frac{1}{\mu_n N_d A} ; \quad (II.4.41)$$

μ_n : mobilité électronique

N_d : dopage de la couche active

II.4.3 Modèle de bruit des transistors en technologie D02AH

Le modèle du pHEMT D02AH de Philips Microwave Limeil est défini par deux sources de bruit corrélées placées en entrée et en sortie du composant [7]. Tous les éléments de ce modèle sont non bruyants, à l'exception des résistances d'accès R_s , R_d et R_g (figure II.5).

Le modèle de bruit que nous avons utilisé a été développé de façon à être utilisable dans la plupart des logiciels de CAO du commerce tels que Libra de Eesof et MDS de Hewlett Packard.

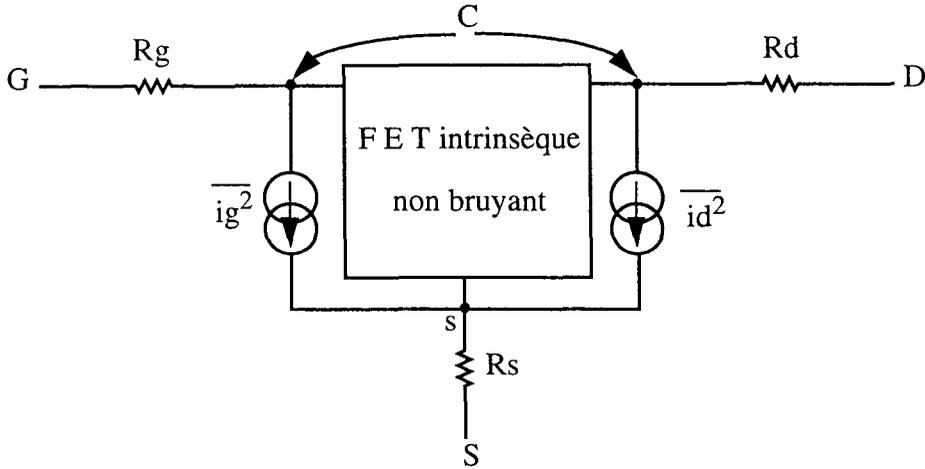


Figure II.5 : modèle de bruit du pHEMT D02AH

La corrélation est prise en compte dans le modèle par le paramètre C . En première approche, ce coefficient est purement imaginaire.

Les deux sources de bruit, ainsi que leur corrélation, sont définies en fonction du courant de drain par l'intermédiaire des grandeurs S_{in} , S_{out} et C_{orr} qui dépendent des paramètres technologique de la filière P.M.L. et du développement total de grille W [23] :

$$\overline{ig^2} = S_{in} W \text{ freq}^2 + 2q I_{gs} \Delta f$$

$$\overline{id^2} = S_{out} W + \frac{K_f [I_{ds}]^{A_f}}{\text{freq}} \quad (\text{II.4.42})$$

$$C = \frac{\overline{ig id^*}}{\sqrt{\overline{ig^2} \overline{id^2}}} = \frac{j C_{orr} W \text{ freq}}{\sqrt{\overline{ig^2} \overline{id^2}}};$$

où K_f et A_f sont des paramètres spécifiques de la technologie D02AH, freq est la fréquence en GHz et I_{gs} le courant grille de fuite (en ampère). Deux modèles de bruit (en zone ohmique et saturée) ont été nécessaires pour définir les sources de bruit en fonction de V_{ds} ($V_{ds} \leq 0$ V et $V_{ds} \geq 0$ V). Les paramètres de ces modèles ont été optimisés selon la zone d'utilisation du transistor (zone passive, zone active).

II.5 FORMALISME DES MATRICES DE CONVERSION

Les composants actifs tels que les transistors, les diodes ont des comportements non linéaires en présence de signaux de fortes amplitudes. Nous avons vu (au chapitre I : §I.4.1.2) que ce comportement est modélisé par des fonctions analytiques temporelles, telles que :

$y(t) = f_{nl}(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t))$ où $y(t)$ peut être un courant, une tension ou une charge.

$x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ sont des tensions ou courants de commandes.

Afin d'illustrer ce formalisme, on présente le calcul de ces matrices pour un élément non linéaire résistif commandé par une tension [24]. On se limite dans ce calcul aux composantes fréquentielles fondamentales pour le fonctionnement d'un mélangeur (chapitre I Les mélangeurs : principes de base). Il s'agit de la fréquence du signal radio fréquence (F_{RF}), de la fréquence intermédiaire ($F_{FI} = F_{OL} - F_{RF}$), et de la fréquence image ($F_{Img} = 2F_{OL} - F_{RF}$) qui, recombinaison avec la fréquence de l'oscillateur local (F_{OL}), redonne la fréquence intermédiaire en sortie du dispositif.

II.5.1 Matrice de conversion d'un élément non linéaire

La non linéarité est décrite par la relation $i(t) = g(v(t))$, où $i(t)$ est la réponse de l'élément non linéaire à une tension $v(t)$ qui est le signal de forte amplitude (signal de l'oscillateur local).

Si l'on superpose une perturbation de faible amplitude $\delta v(t)$ (signal radio fréquence de pulsation ω_{RF}) alors :

$$v(t) = V(t) + \delta v(t) ;$$

le courant s'écrit :

$$I(t) + \delta i(t) = g [V(t) + \delta v(t)]. \quad (II.5.1)$$

Il est donc possible d'appliquer un développement en série de Taylor autour de $V(t)$ au premier ordre :

$$I(t) + \delta i(t) = g(V(t)) + \left[\frac{\partial g(v(t))}{\partial v(t)} \right]_{V(t)} \delta v(t) \quad (II.5.2)$$

où $\left[\frac{\partial g(v(t))}{\partial v(t)} \right]_{V(t)}$ est la conductance différentielle.

La conductance varie dans le temps en fonction du signal de l'oscillateur local $v(t)$ autour du point de fonctionnement, elle peut donc se décomposer en série de FOURIER.

$$\left[\frac{\partial g(v(t))}{\partial v(t)} \right]_{V(t)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_n e^{j n \omega_{OL} t}. \quad (II.5.3)$$

Le comportement non linéaire se traduit par un mélange du signal de forte amplitude, signal de l'oscillateur local, avec le signal de faible amplitude, signal radio fréquence. Il crée alors des produits d'intermodulation à $n\omega_{OL} \pm \omega_{RF}$.

Si l'on note :

- ω_{OL} : pulsation de l'oscillateur local (signal de forte amplitude)
- ω_{RF} : pulsation du signal radio fréquence (signal de faible amplitude)
- ω_{FI} : pulsation intermédiaire dans la bande inférieure $\omega_{OL} - \omega_{RF}$
- ω_{Img} : pulsation à la fréquence image $2\omega_{OL} - \omega_{RF}$

on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \delta I^*_{\omega_{Img}} \\ \delta I^*_{\omega_{FI}} \\ \delta I_{\omega_{RF}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 & g_1^* & g_2^* \\ g_1 & g_0 & g_1^* \\ g_2 & g_1 & g_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta V^*_{\omega_{Img}} \\ \delta V^*_{\omega_{FI}} \\ \delta V_{\omega_{RF}} \end{bmatrix} \quad (II.5.4)$$

La réponse non linéaire en courant $\vec{\delta I}$ d'un dipôle non linéaire résistif à une excitation $\vec{\delta V}$ s'écrit sous forme condensée :

$$\vec{\delta I} = [G] \vec{\delta V}.$$

Dans le cas d'une non linéarité réactive (par exemple C_{gs} ou C_{gd}), le courant traversant la charge non linéaire $Q(t)=f(V(t))$ (où $V(t)$ représente la tension appliquée à ces bornes) s'écrit :

$$i(t) = \frac{dQ(t)}{dt} \quad (II.5.5)$$

De même que pour le dipôle résistif, la réponse d'une charge non linéaire à une perturbation de faible amplitude peut s'écrire :

$$Q(t) + \delta q(t) = f(V(t) + \delta v(t)) \quad (II.5.6)$$

En appliquant le procédé utilisé pour la non linéarité résistive, la perturbation de courant $\delta i(t)$ a pour expression :

$$\delta i(t) = C(t) \left[\frac{d \delta v(t)}{d V(t)} \right] + \left[\frac{d C(t)}{dt} \right] \delta v(t); \quad (II.5.7)$$

où $C(t) = \left[\frac{df(V(t))}{dV(t)} \right]_{V(t)}$ est la capacité différentielle modulée par le signal de l'oscillateur local.

Elle peut donc se décomposer en série de FOURIER :

$$C(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n e^{jn\omega_{OL}t}. \quad (\text{II.5.8})$$

Aux mêmes fréquences, on aboutit à la relation matricielle suivante :

$$\vec{\delta I} = j[\omega][C]\vec{\delta V}; \quad (\text{II.5.9})$$

avec :

$$[\omega] = \begin{bmatrix} \omega_{\text{Img}} & 0 & 0 \\ 0 & \omega_{\text{FI}} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_{\text{RF}} \end{bmatrix}, \quad (\text{II.5.10})$$

et

$$[C] = \begin{bmatrix} C_0 & C_1^* & C_2^* \\ C_1 & C_0 & C_1^* \\ C_2 & C_1 & C_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{II.5.11})$$

II.5.2 Application au transistor à effet de champ

Si l'on applique le formalisme précédent au modèle de transistor intrinsèque décrit ci-dessous (figure II.6), on aboutit à un modèle où chaque élément non linéaire est remplacé par sa ou ses matrices de conversion.

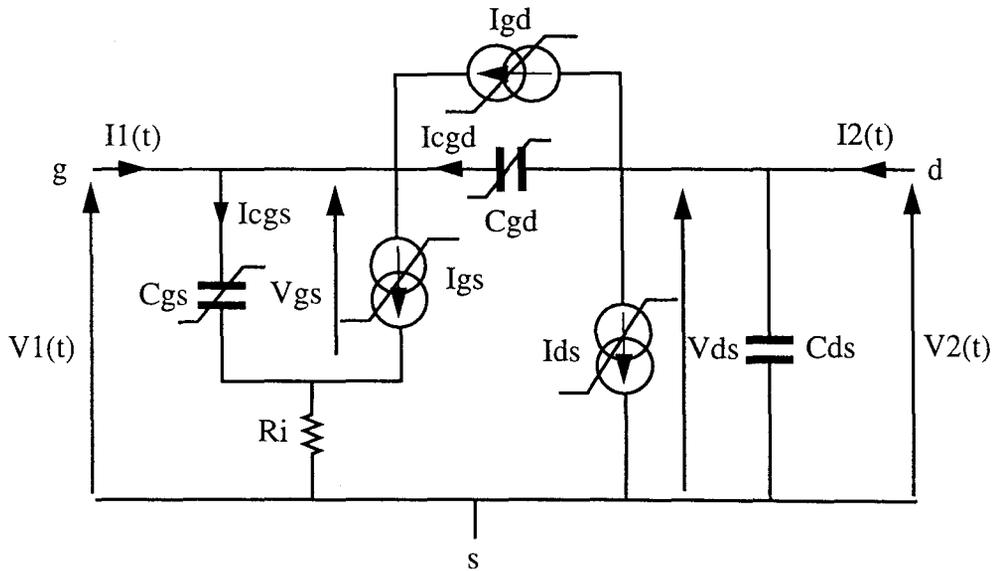


Figure II.6 : modèle intrinsèque du transistor

Les non linéarités sont définies par des fonctions dépendantes d'une ou des deux variables de commandes $V_{gs}(t)$ et $V_{ds}(t)$. La résistance R_i est supposée linéaire et représente la résistance interne du canal. En appliquant les procédures précédentes, les matrices de conversion peuvent être calculées pour chacune de ces non linéarités :

- le courant drain-source $I_{ds}(t) = f(V_{gs}(t) ; V_{ds}(t))$,

$$\vec{I}_{ds} = [G_m] \vec{V}_{gs} + [G_d] \vec{V}_{ds}, \quad (\text{II.5.12})$$

où les matrices $[G_m]$ et $[G_d]$ sont les matrices de conversion de la transconductance et de la conductance du courant de drain. Elles se composent des coefficients du développement en série de FOURIER de $\partial I_{ds} / \partial V_{gs}$ et $\partial I_{ds} / \partial V_{ds}$.

- la diode Schottky d'entrée grille-source caractérisée par :

$$I_{gs}(t) = f(V_{gs}(t))$$

$$Q_{gs}(t) = f(V_{gs}(t)),$$

- et la diode Schottky d'entrée grille-drain caractérisée par :

$$I_{gd}(t) = f(V_{gd}(t))$$

$$Q_{gd}(t) = f(V_{gd}(t)).$$

Source de courant de la diode Schottky :

$$\vec{I}_{g(s,d)} = [G_g(s,d)] \vec{V}_{g(s,d)}. \quad (\text{II.5.13})$$

La matrice $[G_g(s,d)]$ est formée des coefficients du développement en série de FOURIER de $\partial I_{g(s,d)} / \partial V_{g(s,d)}$.

La charge non linéaire de la diode Schottky :

$$\vec{I}_{cg(s,d)} = j [\omega] [C_g(s,d)] \vec{V}_{g(s,d)}. \quad (\text{II.5.14})$$

La matrice $[C_g(s,d)]$ est formée des coefficients du développement en série de FOURIER de $\partial C_g(s,d) / \partial V_{g(s,d)}$.

Ceci nous permet de représenter le modèle du transistor actif pour de faibles signaux, en présence du signal de forte amplitude (figure II.7).

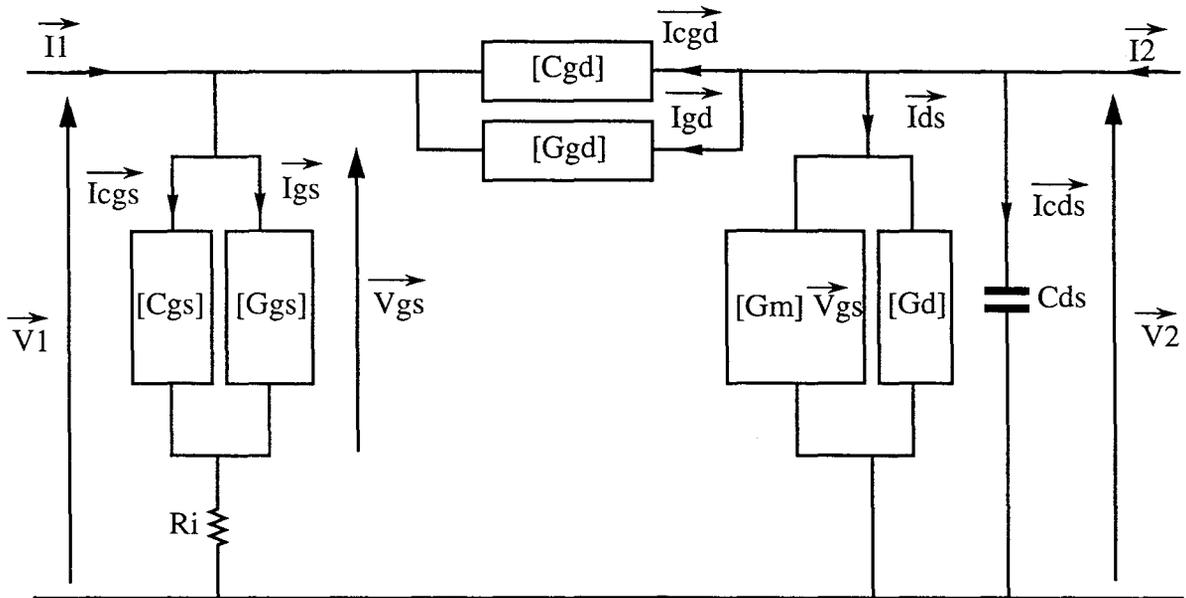


Figure II.7 : modèle du transistor actif intrinsèque

La même méthode peut être appliquée au transistor polarisé dans la zone ohmique (FET froid), où la tension drain-source (V_{ds}) demeure toujours voisine de zéro (en valeur positive ou négative). Dans ce cas, seules $[C_g]$, $[C_{gd}]$ et $[G_d]$ interviennent.

II.5.3 Matrice de conversion globale d'un composant actif

Reprenons le modèle du transistor actif de la figure II.6, de façon à déterminer les courants \vec{I}_1 et \vec{I}_2 en fonction des tensions \vec{V}_1 et \vec{V}_2 .

Ceci permettra d'exprimer la matrice de conversion globale du composant intrinsèque.

$$\begin{aligned} \text{Soit : } \vec{I}_1 &= \vec{I}_{cgs} + \vec{I}_{gs} - \vec{I}_{gd} - \vec{I}_{cgd}, \\ \vec{I}_2 &= \vec{I}_{cgs} + \vec{I}_{ds} + \vec{I}_{gd} + \vec{I}_{cgd}. \end{aligned} \quad (\text{II.5.15})$$

Ces différents courants s'expriment en fonction de leur matrice de conversion, en fonction de leur tension de commande et ceci définie comme précédemment (§ II.5.2).

De plus :

$$\vec{V}_{gs} = ([1] + \text{Ri}([G_{gs}] + j[\omega][C_{gs}]))^{-1} \vec{V}_1 \quad (\text{II.5.16})$$

$$\vec{V}_{ds} = \vec{V}_2 \quad (\text{II.5.17})$$

$$\vec{I}_{cgs} = j[\omega] C_{ds} \vec{V}_2. \quad (\text{II.5.18})$$

En introduisant les différents courants exprimés par leur matrice de conversion et en remplaçant les tensions de commandes par les relations (II.5.16) et (II.5.17) dans les équations (II.5.15), on obtient le système suivant :

$$\left. \begin{aligned} \vec{I}_1 &= [y_{11}] \vec{V}_1 + [y_{12}] \vec{V}_2 \\ \vec{I}_2 &= [y_{21}] \vec{V}_1 + [y_{22}] \vec{V}_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow [\vec{I}] = [y] [\vec{V}]; \quad (\text{II.5.19})$$

où $[y]$ est la matrice de conversion globale du composant intrinsèque avec :

- $[y_{11}] = (j[\omega][C_{gs}] + [G_{gs}])([1] + \text{Ri}([G_{gs}] + j[\omega][C_{gs}]))^{-1} + [G_{gd}] + j[\omega][C_{gd}]$
- $[y_{12}] = -j[\omega][C_{gd}] - [G_{gd}]$
- $[y_{21}] = [G_m]([1] + \text{Ri}([G_{gs}] + j[\omega][C_{gs}]))^{-1} - [G_{gd}] - j[\omega][C_{gd}]$
- $[y_{22}] = j[\omega]C_{ds} + [G_d] + [G_{gd}] + j[\omega][C_{gd}]$.

De la même façon, on peut exprimer la matrice de conversion globale du transistor intrinsèque non polarisé :

- $[y_{11}] = j[\omega][C_{gs}] + j[\omega][C_{gd}]$
- $[y_{12}] = -j[\omega][C_{gd}]$
- $[y_{21}] = -j[\omega][C_{gd}]$
- $[y_{22}] = [G_d] + j[\omega][C_{gd}]$.

On peut généraliser ce système, en construisant la matrice $[y_T]$ qui représente les matrices de conversion globales de N composants actifs intrinsèques.

$$[y_T] = \begin{bmatrix} [y_1] & & & & & \\ & [y_2] & & & & \\ & & 0 & & & \\ & & & \ddots & & \\ & & & & 0 & \\ & & & & & [y_{N-1}] \\ & & & & & & [y_N] \end{bmatrix} \quad \text{où } [y_i] \text{ est égale à :}$$

$$[y_i] = \begin{bmatrix} [y_{i11}] & [y_{i12}] \\ [y_{i21}] & [y_{i22}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.5.20})$$

avec $i = 1, \dots, N$

La matrice $[y_T]$ est carrée et d'ordre $2N \times (2n + 1)$ où N est le nombre de composants actifs et n le nombre d'harmoniques utilisées pour l'analyse.

Par conséquent cette matrice permet d'exprimer les tensions et courants de tous les transistors aux fréquences analysées par la relation suivante :

$$\vec{I}_T = [y_T] \vec{V}_T; \quad (II.5.21)$$

où \vec{I}_T représente les vecteurs de courants aux accès des transistors et \vec{V}_T les tensions aux bornes des transistors.

$$\vec{I}_T = \begin{bmatrix} \vec{I}_1 \\ \vec{I}_2 \\ \vdots \\ \vec{I}_{2N} \end{bmatrix} \quad \vec{V}_T = \begin{bmatrix} \vec{V}_1 \\ \vec{V}_2 \\ \vdots \\ \vec{V}_{2N} \end{bmatrix}$$

Les matrices de conversion traduisent, en fonction des signaux de faible amplitude et en présence du signal de forte amplitude, le comportement du ou des éléments non linéaires du circuit considéré.

Ces matrices de conversion permettent le calcul du gain de conversion par exemple d'un mélangeur où les signaux de faibles amplitudes sont ceux aux fréquences RF, image et à la fréquence intermédiaire, et ceci en présence du signal de l'oscillateur local, signal de forte amplitude.

Afin d'en déduire le facteur de bruit il convient de déterminer au préalable les contributions des sources de tensions et de courants de bruit aux différentes fréquences. Celles-ci sont obtenues à partir des matrices de corrélation des générateurs de bruit équivalents.

II.6 GENERATEURS DE BRUIT

II.6.1 Générateurs de bruit linéaires

Ces générateurs de bruit sont indépendants des signaux présents dans le circuit et des polarisations. Ils représentent le bruit des dipôles, quadripôles et multipôles passifs linéaires (le bruit par exemple des résistances d'accès).

Ces sources de bruit placées aux extrémités du quadripôle (figure II.2) peuvent être corrélées entre elles. Leurs valeurs quadratiques moyennes ont pour expression (si elles sont représentées par des générateurs de courant de bruit) :

$$\overline{j_1^2} = 4kT \Delta f \operatorname{Re}(Y_{11}) \quad \overline{j_2^2} = 4kT \Delta f \operatorname{Re}(Y_{22}). \quad (II.6.1)$$

La corrélation entre les deux générateurs se traduit par :

$$\overline{j_1 j_2^*} = 2kT \Delta f (Y_{12} + Y_{21}^*) \quad \overline{j_2 j_1^*} = 2kT \Delta f (Y_{21} + Y_{12}^*). \quad (II.6.2)$$

Ce résultat peut être généralisé à un multipôle passif, défini par sa matrice admittance $[Y]$.

Les générateurs de courant de bruit placés en parallèle à chacun des accès i possèdent une valeur quadratique moyenne :

$$\overline{j_i^2} = 4kT \Delta f \operatorname{Re}(Y_{ii}). \quad (\text{II.6.3})$$

La corrélation de ces générateurs de bruit entre accès est égale à :

$$\overline{j_i j_k^*} = 2kT \Delta f (Y_{ik} + Y_{ki}^{*\dagger}) \text{ pour } i \neq k. \quad (\text{II.6.4})$$

La matrice de corrélation fréquentielle $[C_j(f)]$ exprimée par les densités spectrales des générateurs de bruit est définie comme dans l'équation (II.2.8), soit :

$$[C_j(f)] = \begin{bmatrix} [S_{j_1}(f)] & [S_{j_1 j_2}(f)] & \dots & [S_{j_1 j_N}(f)] \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ [S_{j_N j_1}(f)] & \dots & \dots & [S_{j_N}(f)] \end{bmatrix}; \quad (\text{II.6.5})$$

où chaque élément de la matrice de corrélation de bruit en fonction de la fréquence est une matrice élémentaire, telle que :

$$[S_{j_i}(f)] = \begin{bmatrix} S_{j_i}(f_1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & S_{j_i}(f_2) & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & S_{j_i}(f_n) \end{bmatrix}, \quad (\text{II.6.6})$$

et

$$[S_{j_{i k}}(f)] = \begin{bmatrix} S_{j_{i k}}(f_1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & S_{j_{i k}}(f_2) & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & S_{j_{i k}}(f_n) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6.7})$$

où f_1, \dots, f_n sont les fréquences analysées.

Il convient de noter que les coefficients de la matrice de corrélation de bruit $[C_j(f)]$ sont directement calculés à partir des éléments de la matrice admittance $[Y]$ à toutes les fréquences analysées :

$$S_{j_i}(f_p) = 2 k T (Y_{ii}(f_p) + Y_{ii}^*(f_p))$$

$$S_{j_k}(f_p) = 2 k T (Y_{ik}(f_p) + Y_{ki}^*(f_p)) ;$$
(II.6.8)

où k, i désignent l'indice d'accès du multipôle, et p désigne l'indice de fréquence.

II.6.2 Générateurs de bruit non linéaires

Par abus de langage, on appellera générateurs de bruit non linéaires tous générateurs qui dépendent des signaux de forte amplitude, de la polarisation et de la fréquence. Ces générateurs sont représentés par des générateurs de courant notés i_{ni} ou de tensions notés e_{ni} .

En présence d'un signal de forte amplitude, on considère que les points de polarisation varient périodiquement à la pulsation de l'oscillateur local ω_{OL} (dans le cas d'un mélangeur). Par conséquent les générateurs de courant ou de tension de bruit se trouvent modulés à cette pulsation. Ainsi, ces générateurs se retrouvent transposés autour des harmoniques de la pulsation ω_{OL} à des pulsations $n\omega_{OL} \pm \omega_{RF}$, où ω_{RF} est la pulsation du signal radio fréquence (signal de faible amplitude).

Soit un générateur de courant de bruit non linéaire \vec{i}_{ni} :

$$\vec{i}_{ni} = \begin{bmatrix} i_{ni}(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) \\ \vdots \\ i_{ni}(\omega_{OL}-\omega_{RF}) \\ i_{ni}(\omega_{RF}) \\ i_{ni}(\omega_{OL}+\omega_{RF}) \\ \vdots \\ i_{ni}(n\omega_{OL}+\omega_{RF}) \end{bmatrix}$$
(II.6.9)

Sa matrice de corrélation de bruit $[C_{i_{ni}i_{ni}}]$ est formée des puissances de bruit du générateur aux différentes fréquences analysées corrélées entre elles :

$$[C_{i_{ni}i_{ni}}] = \begin{bmatrix} |i_{ni}(n\omega_{OL}-\omega_{RF})|^2 & i_{ni}(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) i_{ni}^*(\omega_{RF}) & i_{ni}(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) i_{ni}^*(n\omega_{OL}+\omega_{RF}) \\ i_{ni}(\omega_{RF}) i_{ni}^*(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) & |i_{ni}(\omega_{RF})|^2 & i_{ni}(\omega_{RF}) i_{ni}^*(n\omega_{OL}+\omega_{RF}) \\ i_{ni}(n\omega_{OL}+\omega_{RF}) i_{ni}^*(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) & i_{ni}(n\omega_{OL}+\omega_{RF}) i_{ni}^*(\omega_{RF}) & |i_{ni}(n\omega_{OL}+\omega_{RF})|^2 \end{bmatrix}$$
(II.6.10)

Si l'on considère N générateurs de courant de bruit non linéaires $\vec{i}_{n1}, \vec{i}_{n2} \dots \vec{i}_{nN}$ deux cas de figures peuvent se présenter :

- les générateurs de courant de bruit non linéaires ne sont pas corrélés entre eux. Dans ces conditions, la matrice de corrélation globale de bruit $[C_{ii}]$ est diagonale. Elle est constituée des matrices de corrélation de bruit élémentaires de chaque générateur. Ces matrices élémentaires sont caractérisées par une matrice de corrélation définie comme en (II.6.10) :

$$[C_{ii}] = \begin{bmatrix} [C_{i_{n1}i_{n1}}] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & [C_{i_{n2}i_{n2}}] & & 0 \\ & & 0 & \\ & & & [C_{i_{nN}i_{nN}}] \end{bmatrix}, \quad (\text{II.6.11})$$

- les générateurs de courant de bruit non linéaires sont corrélés entre eux. La matrice de corrélation globale de bruit $[C_{ii}]$ s'écrit alors :

$$[C_{ii}] = \begin{bmatrix} [C_{i_{n1}i_{n1}}] & [C_{i_{n1}i_{n2}}] & \dots & [C_{i_{n1}i_{nN}}] \\ [C_{i_{n2}i_{n1}}] & [C_{i_{n2}i_{n2}}] & & [C_{i_{n2}i_{nN}}] \\ & & & \\ [C_{i_{nN}i_{n1}}] & [C_{i_{nN}i_{n2}}] & \dots & [C_{i_{nN}i_{nN}}] \end{bmatrix}. \quad (\text{II.6.12})$$

Chaque terme $[C_{i_{ni}i_{nj}}]$ est caractérisé par une matrice de corrélation de bruit comme celle définie en (II.6.10).

Les matrices d'intercorrélation entre générateurs $[C_{i_{nj}i_{nj}}]$ sont construites à partir des puissances de bruit d'intercorrélation entre les générateurs. Elles sont définies comme en (II.2.7), telles que :

$$[C_{i_n i_n}] = \begin{array}{|c|} \hline i_{n1}(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) i_{nj}^*(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) \dots i_{ni}(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) i_{nj}^*(\omega_{RF}) \dots i_{ni}(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) i_{nj}^*(n\omega_{OL}+\omega_{RF}) \\ \hline i_{ni}(\omega_{RF}) i_{nj}^*(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) \dots i_{ni}(\omega_{RF}) i_{nj}^*(\omega_{RF}) \dots i_{ni}(\omega_{RF}) i_{nj}^*(n\omega_{OL}+\omega_{RF}) \\ \hline i_{ni}(n\omega_{OL}+\omega_{RF}) i_{nj}^*(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) \dots i_{ni}(n\omega_{OL}+\omega_{RF}) i_{nj}^*(\omega_{RF}) \dots i_{ni}(n\omega_{OL}-\omega_{RF}) i_{nj}^*(n\omega_{OL}+\omega_{RF}) \\ \hline \end{array} \quad (II.6.13)$$

Les générateurs de bruit non linéaires définissant les sources physiques de bruit des composants non linéaires sont représentés par :

- des générateurs de courant de bruit :

$$\vec{i}_n = \begin{array}{|c|} \hline \vec{i}_{n1} \\ \vec{i}_{n2} \\ \vdots \\ \vec{i}_{nN} \\ \hline \end{array} \quad \text{on note : } [C_{ii}] = \vec{i}_n \vec{i}_n^{*\dagger}, \quad (II.6.14)$$

- et des générateurs de tension de bruit :

$$\vec{e}_n = \begin{array}{|c|} \hline \vec{e}_{n1} \\ \vec{e}_{n2} \\ \vdots \\ \vec{e}_{nN} \\ \hline \end{array} \quad \text{on note : } [C_{ee}] = \vec{e}_n \vec{e}_n^{*\dagger}, \quad (II.6.15)$$

- pour les générateurs de bruit de corrélation entre générateurs de tension et de courant on note :

$$[C_{ei}] = \vec{e}_n \vec{i}_n^{*\dagger}. \quad (II.6.16)$$

Chacune de ces matrices de corrélation de bruit est définie par l'expression matricielle (II.6.11) ou (II.6.12). De plus, les générateurs étant corrélés aux différentes fréquences d'analyse, chaque matrice élémentaire est définie comme en (II.6.10), et si les générateurs sont corrélés entre eux les matrices d'intercorrélation sont définies comme en (II.6.13).

II.7 ANALYSE DU BRUIT DANS UN CIRCUIT

Le but de cette étude est de déterminer les sources de tension et de courant de bruit aux différentes fréquences afin d'en déduire le facteur de bruit, en appliquant le formalisme des matrices de conversion et de corrélation de bruit définies aux paragraphes II.5.3 et II.6.

On se propose d'illustrer cette étude à l'aide d'un circuit comprenant des composants actifs bruyants connectés à un circuit linéaire. Dans ce contexte, le circuit peut se représenter de la façon suivante (figure II.8) [1], [25-27].

Les multipôles d'entrée et de sortie sont représentés par leurs matrices $[Y_L]$ ou $[Z_L]$, et $[Y_C]$ ou $[Z_C]$ qui relient tous les courants et tensions et ce à toutes les fréquences analysées.

$$\text{Soit : } \vec{I}_L = [Y_L] \vec{V}_L \quad \text{et} \quad \vec{I}_C = [Y_C] \vec{V}_C$$

avec

$$\vec{I}_L = \begin{bmatrix} \vec{I}_{Le1} \\ \vdots \\ \vec{I}_{LeN} \\ \vec{I}_{Ls1} \\ \vdots \\ \vec{I}_{LsN} \end{bmatrix}, \quad \vec{V}_L = \begin{bmatrix} \vec{V}_{Le1} \\ \vdots \\ \vec{V}_{LeN} \\ \vec{V}_{Ls1} \\ \vdots \\ \vec{V}_{LsN} \end{bmatrix}, \quad \text{et} \quad \vec{I}_C = \begin{bmatrix} \vec{I}_{Ce1} \\ \vdots \\ \vec{I}_{CeN} \\ \vec{I}_{Cs1} \\ \vdots \\ \vec{I}_{CsN} \end{bmatrix}, \quad \vec{V}_C = \begin{bmatrix} \vec{V}_{Ce1} \\ \vdots \\ \vec{V}_{CeN} \\ \vec{V}_{Cs1} \\ \vdots \\ \vec{V}_{CsN} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7.1})$$

Ces vecteurs peuvent être écrits sous forme condensée, soit :

$$\vec{I}_L = \begin{bmatrix} \vec{I}_{Le} \\ \vec{I}_{Ls} \end{bmatrix}, \quad \vec{V}_L = \begin{bmatrix} \vec{V}_{Le} \\ \vec{V}_{Ls} \end{bmatrix}, \quad \text{et} \quad \vec{I}_C = \begin{bmatrix} \vec{I}_{Ce} \\ \vec{I}_{Cs} \end{bmatrix}, \quad \vec{V}_C = \begin{bmatrix} \vec{V}_{Ce} \\ \vec{V}_{Cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7.2})$$

Les vecteurs \vec{I}_{Lxi} ou \vec{V}_{Lxi} , et \vec{I}_{Cxi} ou \vec{V}_{Cxi} (où x désigne l'indice "e" ou "s") sont les courants ou tensions de l'accès n^oi à toutes les fréquences analysées, soit par exemple :

$$\vec{I}_{Lxi} = \begin{bmatrix} I_{Lxi}^*(n\omega_p - \omega_s) \\ \vdots \\ I_{Lxi}(\omega_s) \\ \vdots \\ I_{Lxi}(n\omega_p + \omega_s) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7.3})$$

\vec{j}_e, \vec{j}_c représentent les sources de bruit thermique des accès externes,

$\vec{j}_{Le}, \vec{j}_{Ls}$ représentent les sources de bruit thermique du circuit linéaire en entrée,

$\vec{j}_{Ce}, \vec{j}_{Cs}$ représentent les sources de bruit thermique du circuit linéaire en sortie,

\vec{e}_n et \vec{i}_n représentent les sources de bruit linéaires et non linéaires placées aux bornes des composants non linéaires qui sont caractérisés par un quadripôle non bruyant (Q).

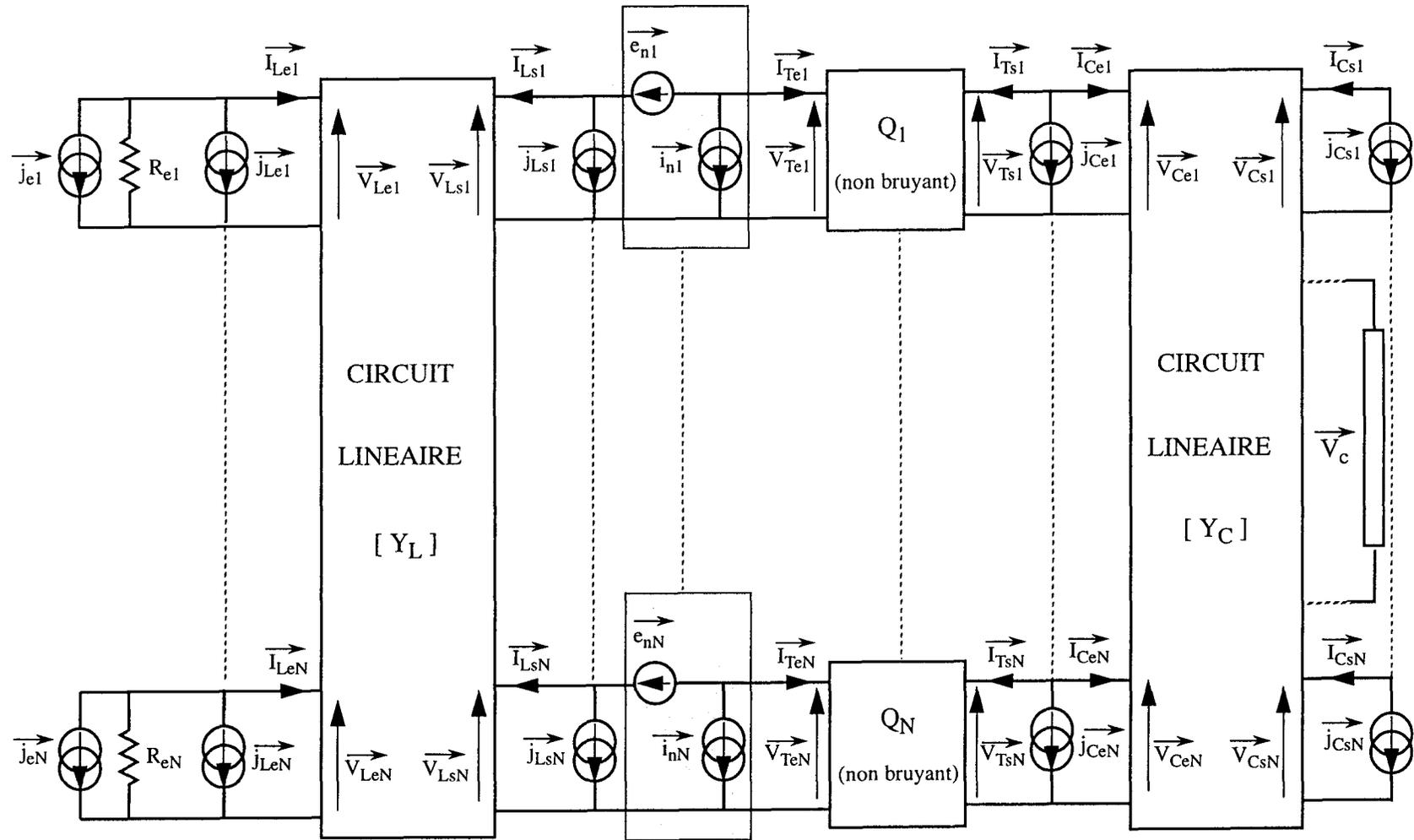


Figure II.8 : représentation d'un circuit avec ses sources de bruit

Les matrices $[Y_L]$ et $[Y_C]$ sont décomposées en quatre sous-matrices, telles que :

$$[Y_L] = \begin{bmatrix} [Y_{Lee}] & [Y_{Les}] \\ [Y_{Lse}] & [Y_{Lss}] \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [Y_C] = \begin{bmatrix} [Y_{Cee}] & [Y_{Ces}] \\ [Y_{Cse}] & [Y_{Css}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.7.4})$$

D'autre part, les composants non linéaires, représentés par un quadripôle non bruyant (Q), sont caractérisés par leur matrice de conversion extrinsèque $[Z_T]$, où $[Z_T] = [z_T] + [R]$ définie comme en (II.4.26).

$$\text{Soit : } \vec{V}_T = [Z_T] \vec{I}_T \quad \text{avec} \quad \vec{I}_T = \begin{bmatrix} \vec{I}_{Te} \\ \vec{I}_{Ts} \end{bmatrix} \quad \vec{V}_T = \begin{bmatrix} \vec{V}_{Te} \\ \vec{V}_{Ts} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7.5})$$

les vecteurs de courants aux accès des composants non linéaires et tensions à leurs bornes,

$$\text{et } [Z_T] = \begin{bmatrix} [Z_{T11}] & [Z_{T12}] \\ [Z_{T21}] & [Z_{T22}] \end{bmatrix} \quad \text{qui représente la matrice de conversion globale de N composants non linéaires extrinsèques.}$$

Suite aux différentes notations définies ci-dessus, le circuit (figure II.8) peut se représenter sous une forme condensée (figure II.9).

Chaque sous-circuit est représenté par une partie électrique non bruyante, associée à deux sources de bruit corrélées, ramenées à l'entrée de celle-ci et à toutes les fréquences analysées, ce qui est illustré en figure II.10.

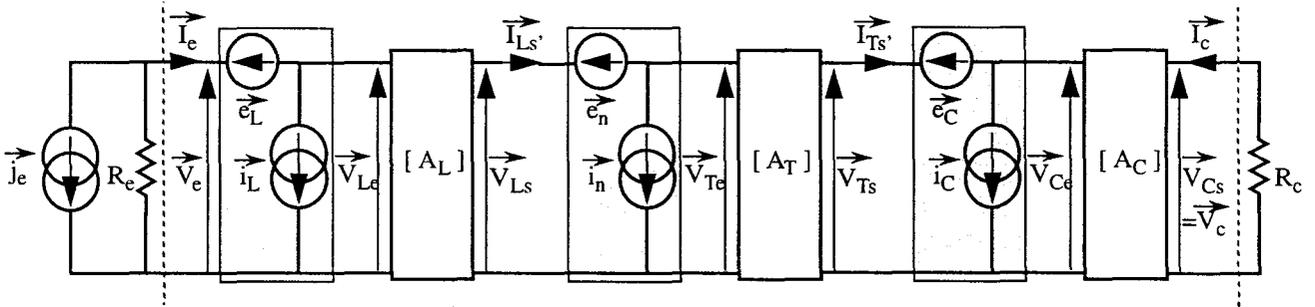


Figure II.10 : représentation du circuit sous forme chaîne

Ainsi, le circuit est représenté par trois "quadripôles" de bruit placés à l'entrée de chaque sous-circuit cascadié.

Il est donc facile de déterminer la matrice de corrélation de bruit du circuit (linéaire et/ou non linéaire) sous forme chaîne. La déduction, notamment, du facteur de bruit minimum et par extension de la valeur du facteur de bruit pour toute admittance $[Y_e]$ présentée par les générateurs, en fonction des générateurs de tension et de courant de bruit (linéaire ou non linéaire), et des matrices de conversion du circuit étudié et ceci à toutes les fréquences analysées, peut être envisagée.

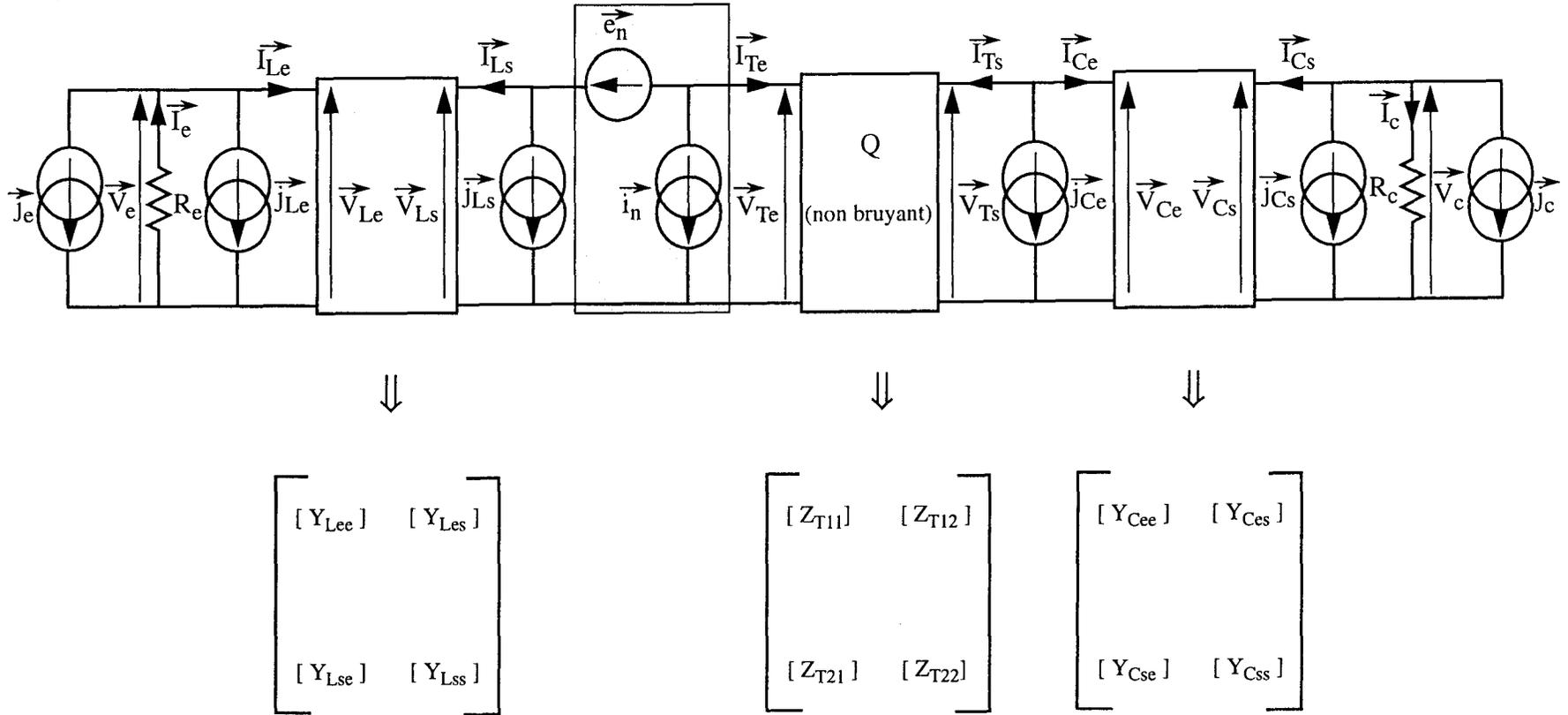


Figure II.9 : circuit condensé

II.7.1 Détermination du facteur de bruit

A partir de ces différentes notations, la détermination de la matrice de corrélation de bruit du circuit "[C]" permet de déduire aux fréquences désirées le facteur de bruit.

Cette matrice [C], dont le calcul détaillé se trouve en annexe II, est égale à :

$$[C] = \begin{bmatrix}
 \begin{aligned}
 & [C_{jC}] \{ |A|^2 |b_c|^2 + |B|^2 |d_c|^2 + 2\text{Re}(A^* B b_c^* d_c) \} + \\
 & 2\text{Re}([C_{jCjC_e}] d_c) |B|^2 + 2\text{Re}([C_{jC_ejC}] A^* B b_c^*) + \\
 & [C_{jC_e}] |B|^2 + [C_{jL_s}] |b_L|^2 + [C_{en}] |a_L|^2 + [C_{in}] |b_L|^2 + \\
 & 2\text{Re}(a_L^* b_L [C_{inen}])
 \end{aligned}
 &
 \begin{aligned}
 & [C_{jC}] (AC^* |b_c|^2 + BC^* b_c^* d_c + AD^* b_c d_c^* + BD^* |d_c|^2) + \\
 & [C_{jC_e}] BD^* + [C_{jCjC_e}] AD^* b_c + 2\text{Re}([C_{jCjC_e}] d_c) BD^* + \\
 & [C_{jC_ejC}] BC^* b_c^* + [C_{en}] a_L c_L^* + [C_{in}] b_L d_L^* + [C_{inen}] \\
 & b_L c_L^* + [C_{inen}] a_L d_L^* + [C_{jL_s}] b_L d_L^* + [C_{jL_sjL_e}] b_L
 \end{aligned}
 \\
 \left. \begin{array}{l} \curvearrowright = [C_{ee}] \curvearrowleft \\ \\ \\ \\ \curvearrowright = [C_{ei}] \curvearrowleft \end{array} \right\}
 &
 \left. \begin{array}{l} \curvearrowright = [C_{ie}] \curvearrowleft \\ \\ \\ \\ \curvearrowright = [C_{ii}] \curvearrowleft \end{array} \right\}
 \end{bmatrix}$$

avec :

$$A = a_L a_T + b_L c_T = - [[Y_{Lss}] [Z_{T11}] + [1]] [[Y_{Lse}] [Z_{T21}]]^{-1}$$

$$B = a_L b_T + b_L d_T = - [[Y_{Lss}] [\Delta Z_T] + [Z_{T11}]] [[Y_{Lse}] [Z_{T21}]]^{-1}$$

$$C = c_L a_T + d_L c_T = - [[\Delta Y_L] [Z_{T11}] + [Y_{Lee}]] [[Y_{Lse}] [Z_{T21}]]^{-1}$$

$$D = c_L b_T + d_L d_T = - [[\Delta Y_L] [\Delta Z_T] + [Y_{Lee}] [Z_{T11}]] [[Y_{Lse}] [Z_{T21}]]^{-1}$$

$[C_{jC}]$, $[C_{jC_e}]$, $[C_{jC_jC_e}]$ et $[C_{jC_ejC}]$ sont les matrices de corrélation des sources de bruit thermique du circuit linéaire en sortie.

$[C_{jL_s}]$, $[C_{jL_e}]$, $[C_{jL_sjL_e}]$ et $[C_{jL_ejL_s}]$ sont les matrices de corrélation des sources de bruit thermique du circuit linéaire en entrée.

$[C_{in}]$ et $[C_{en}]$ sont les matrices de corrélation des générateurs de courant et de tension de bruit des composants non linéaires.

$[C_{inen}]$ et $[C_{enin}]$ sont les matrices de corrélation entre générateurs.

Ainsi, on peut déterminer la valeur du facteur de bruit d'un circuit (linéaire et/ou non linéaire), en fonction des matrices de conversion et des matrices de corrélation de bruit des différentes sources de bruit constituant le circuit, et ceci à toutes les fréquences analysées.

Néanmoins, on peut se rendre compte que cette étude des performances de bruit dans un circuit conduit à des calculs "assez lourds". Pour aboutir elle nécessite l'utilisation de logiciels d'analyse non linéaires.

Les logiciels de simulation utilisables en régime non linéaire appartiennent à deux grandes familles utilisant deux méthodes différentes :

- la méthode temporelle qui permet d'étudier les phénomènes transitoires. Le logiciel le plus connu est le logiciel SPICE ;
- la méthode tempo-fréquentielle (Libra de Eesof, MDS de Hewlett Packard,...).

Nous avons utilisé la version MDS 6.5 de la société Hewlett Packard.

Cette méthode tempo-fréquentielle ou d'équilibrage harmonique consiste à effectuer l'analyse des circuits non linéaires en régime établi sans étudier le régime transitoire [19, 28, 29].

On considère séparément :

- les sous-circuits linéaires. Ils sont étudiés dans le domaine fréquentiel au moyen des notions classiques d'impédances complexes ;
- et les sous-circuits non linéaires. Ceux-ci sont décrits dans le domaine temporel par des fonctions analytiques et résolues au moyen de la méthode des différences finies.

Chaque grandeur, appartenant à la fois aux deux types de sous-circuits est décrite dans le domaine temporel et fréquentiel. Le passage s'effectue au moyen de la transformée de FOURIER. La figure II.11 illustre le principe de cette méthode.

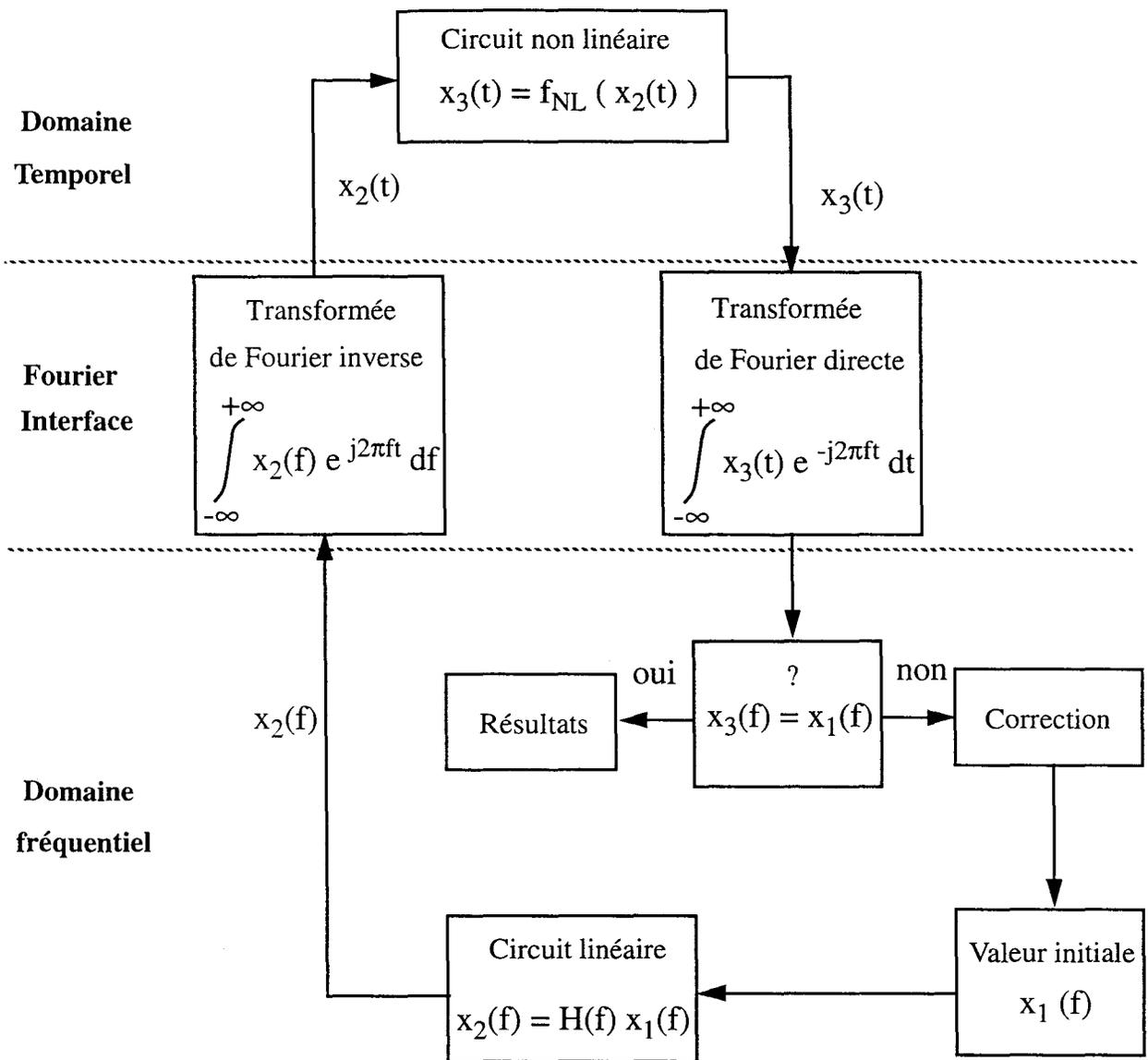


Figure II.11 : algorithme du principe de l'équilibrage harmonique

Le principe de la méthode de l'équilibrage harmonique consiste à comparer la solution issue de la résolution à la valeur initiale.

Ce processus est effectué jusqu'à ce que l'équilibre soit réalisé à l'interface et à toutes les fréquences d'analyse. La correction permet d'estimer de nouvelles valeurs initiales tant que l'équilibrage harmonique n'est pas réalisé.

Dans cette méthode, un grand nombre d'harmoniques est pris en compte, ce qui permet une évaluation assez précise du comportement grand signal du système analysé. Son inconvénient réside dans le nombre d'itérations nécessaires à la convergence de l'algorithme (fonction du nombre d'harmoniques).

II.8 ETUDE DU BRUIT DANS LES MELANGEURS

Afin d'identifier le mode et l'architecture de mélange les plus favorables à la diminution du bruit, une étude comparative (par simulation) de divers mélangeurs est menée. Les conditions de cette étude sont les suivantes :

- nous ne nous sommes intéressés, dans un premier temps, qu'au facteur de bruit (ou gain associé) dans une bande de fréquence allant de 20 à 30 GHz ;
- l'analyse porte essentiellement sur le mélangeur, par conséquent les coupleurs et circuits d'adaptation utilisés sont idéaux,
- la simulation de ces différents circuits est réalisée sous 50Ω , c'est-à-dire que chaque port d'entrée et de sortie (RF, OL et FI) est adapté à 50Ω ; par conséquent le gain de conversion (ou pertes de conversion) est égal au gain en puissance disponible (aussi pour un mélangeur passif, le facteur de bruit est égal aux pertes de conversion) ;
- chaque mélangeur ne fait l'objet que d'une optimisation en fonction de la tension de polarisation et de la puissance de l'oscillateur local (le but est d'identifier le mélangeur "idéal", une analyse plus complète est développée au chapitre III conception et mesure) ;
- aucune optimisation n'a été faite sur l'élément actif utilisé (longueur et largeur de grille du transistor), l'élément de mélange est un transistor $6 \times 30 \mu\text{m}$;
- enfin, cette étude théorique ne peut prétendre être exhaustive, d'autres mélangeurs que ceux étudiés peuvent être proposés.

Nous présentons, dans le tableau II.1 les résultats obtenus par simulation des différentes solutions étudiées. Il apparaît que seul un mode de mélange dit à FET froid (transistor non polarisé : $V_{ds} = 0 \text{ V}$) est favorable à la diminution du facteur de bruit. Cette remarque confirme notre choix fait lors de l'étude sur les mélangeurs (chapitre I). De plus, l'association de plusieurs commutateurs (mélangeur doublement équilibré) permet d'améliorer les pertes de conversion, et par extension le facteur de bruit. Ce dernier s'améliore en augmentant le niveau de puissance de l'oscillateur local.

Néanmoins, la valeur du facteur de bruit simulée nous semble optimiste. En effet, le facteur de bruit d'un mélangeur purement passif est égal aux pertes de conversion (sous 50Ω) [1]. Or, l'écart entre le facteur de bruit théorique (pertes de conversion) et celui simulé (par MDS de Hewlett Packard) est de l'ordre de 2 dB.

A ce jour, nous n'apportons pas d'explication, bien que son évolution en fonction de la fréquence suive la variation des pertes de conversion du mélangeur, et qu'il soit égal à celles-ci lorsque le signal de l'oscillateur local est faible, c'est-à-dire en grand signal faible niveau. Par conséquent, la valeur du facteur de bruit simulée sous 50Ω ne peut être qu'une estimation et non un résultat fiable.

Quant aux mélangeurs actifs, seul le mélange dans la source a un réel intérêt. Il présente un gain important pour un facteur de bruit minimisé mais supérieur aux mélangeurs à FET froid, et ceci pour une large bande de fonctionnement. La réjection des fréquences RF et OL par filtrage en sortie FI ainsi que l'augmentation du niveau de puissance de l'oscillateur local améliorent les performances en bruit (voir tableau II.1).

Modes et architectures de mélange	NF (dB)	G_c (dB)	Commentaires
<p>Mélangeur simple à FET froid</p>	6	- 8	<p><u>facteur de bruit et pertes de conversion faibles.</u> amélioration des résultats à l'aide d'un circuit de commutation (état "on", état "off").</p> <p>adaptations difficilement réalisables sur une large bande, niveau OL important.</p>
<p>Mélangeur doublement équilibré à FETs froids</p>	4,5	- 6,5	<p><u>facteur de bruit et pertes de conversion faibles.</u> circuit large bande, adaptations RF et FI facilement réalisables.</p> <p>adaptation OL difficilement réalisable sur une large bande, nécessité d'avoir des coupleurs 180° RF, OL.</p>
<p>Mélangeur simple dans la grille (actif)</p>	$\approx 9,5$	≈ 2	<p><u>facteur de bruit important</u>, résultat amélioré en augmentant le niveau OL, et en plaçant un court-circuit à la grille (réjection de la FI), et un court-circuit au drain (réjection de la RF/ OL).</p> <p>gain important, circuit large bande, adaptations RF et OL facilement réalisables.</p> <p>nécessité d'un coupleur ou d'un filtre entre RF et OL, faible impédance en FI.</p>
<p>Mélangeur simple dans la source (actif)</p>	$\approx 8,5$	$\approx 0,5$	<p><u>facteur de bruit important vis-à-vis des mélangeurs à FET froid</u>, résultat amélioré en augmentant le niveau OL, et en plaçant un court-circuit à la grille et à la source (réjection de la FI), et en plaçant un filtre en sortie FI (réjection de la RF/ OL).</p> <p>gain important, circuit large bande, adaptations RF et OL facilement réalisables.</p>
<p>Mélangeur simple dans le drain (actif)</p>	≈ 12	$\approx - 2$	<p><u>facteur de bruit important</u>,</p> <p>gain faible, circuit faible bande, et oscillant facilement.</p>

Tableau II.1 : étude comparative du bruit de divers mélangeurs

L'étude bibliographique des différentes performances des mélangeurs relatives aux articles étudiés est résumée, selon le critère de bruit minimum, dans le tableau II.2.

Ces articles font référence aux architectures et aux modes de mélange utilisés sans préamplificateur RF et amplificateur FI. Cette liste n'est pas exhaustive mais représente une bonne synthèse de l'état de l'art actuel.

Il est à remarquer que le bruit des mélangeurs passifs est proportionnel aux pertes de conversion, et peu différent de 10 dB dans la bande Ka (26-40 GHz), ce qui est conforme au calcul théorique développé au §I.4.2.1 du chapitre I. De plus, on peut constater que les mélangeurs passifs à diode ou à transistor sont les plus couramment utilisés pour favoriser la diminution du facteur de bruit.

Ces études comparatives nous conduisent à trois réalisations :

- la première est un mélangeur à réjection de fréquence image dont l'élément de mélange est un mélangeur simple à FET froid,
- la seconde est un mélangeur doublement équilibré à FETs froids,
- enfin, la troisième est un mélangeur actif (FET chaud) dans la source. Ce dernier permettra d'étudier et de comparer les performances en bruit à ceux des mélangeurs à FETs froids.

	Modes de mélange	Architectures	Fréquences	Performances
[10]	Mélange dans la grille (actif $V_{ds} = 2 \text{ V}$) $OL + RF \rightarrow$ Grille	Mélangeur Simple	$RF \rightarrow 44,5 \text{ GHz}$ $OL \rightarrow 41,5 \text{ GHz}$ $FI \rightarrow 3 \text{ GHz}$	$G = 1 \text{ dB}$ $NF_{(SSB)} = 8 \text{ dB}$ $P_{OL} = 0 \text{ dBm}$
[30]	Mélangeur bi-grilles (cascode)	MRI	Bande Ka	$G = 0 \text{ dB}$ $NF_{(SSB)} = 9 \text{ dB}$ $(5,6 \times 4,1) \text{ mm}^2$
[31]	Mélange dans le drain ($V_{ds} = 0 \text{ V}$; $V_{gs} = 0,5 \text{ V}$)	MRI	$RF \rightarrow 26 \text{ GHz}$ $OL \rightarrow 25 \text{ GHz}$ $FI \rightarrow 1 \text{ GHz}$	$G = -10 \text{ dB}$ $NF_{(SSB)} = 10 \text{ dB}$ $P_{OL} = 10 \text{ dBm}$ $(1,6 \times 1,3) \text{ mm}^2$
[32]	Mélangeur à diode	MRI	$RF \rightarrow 11-12,2 \text{ GHz}$ $FI \rightarrow 50-500 \text{ MHz}$	$G = -8 \text{ dB}$ $NF_{(SSB)} = 9 \text{ dB}$ $P_{OL} = 16 \text{ dBm}$
[33]	Mélangeur à diode	Mélangeur équilibré	$RF \rightarrow 77 \text{ GHz}$ $OL \rightarrow 76,5 \text{ GHz}$ $FI \rightarrow 500 \text{ MHz}$	$G = -8 \text{ dB}$ $NF_{(SSB)} = 8 \text{ dB}$
[34]	Mélangeur à diode	Mélangeur équilibré	$RF \rightarrow 60 \text{ GHz}$ $OL \rightarrow 55,4 \text{ GHz}$ $FI \rightarrow 4,6 \text{ GHz}$	$G = -6 \text{ dB}$ $NF_{(SSB)} = 6,3 \text{ dB}$
[35]	Mélangeur à diode	Mélangeur Simple	Bande X $RF \rightarrow 10 \text{ GHz}$	$G = -7 \text{ dB}$ $NF_{(SSB)} = 8 \text{ dB}$ $P_{OL} = 10 \text{ dBm}$
	Mélange par résistance variable	Mélangeur Simple	Bande X $RF \rightarrow 10 \text{ GHz}$	$G = -7 \text{ dB}$ $NF_{(SSB)} = 7 \text{ dB}$ $P_{OL} = 10 \text{ dBm}$
[36]	Mélange par résistance variable	Mélangeur équilibré	$RF \rightarrow 27,5-30 \text{ GHz}$ $OL \rightarrow 9,8 \text{ GHz}$ $FI \rightarrow 17,7-20,2 \text{ GHz}$	$G = -9 \text{ dB}$ $NF_{(SSB)} = 10 \text{ dB}$ $P_{OL} = 13 \text{ dBm}$ $(4 \times 2,5) \text{ mm}^2$
[37]	Mélange dans le drain ($V_{ds} = 0 \text{ V}$; $V_{gs} = V_t$)	Mélangeur équilibré	$RF \rightarrow 37,6-38,7 \text{ GHz}$ $OL \rightarrow 37,5 \text{ GHz}$ $FI \rightarrow 0,1-1,2 \text{ GHz}$	$G = -6 \text{ à } -10 \text{ dB}$ $P_{OL} = 18 \text{ dBm}$ $(3 \times 5) \text{ mm}^2$
[38]	Mélangeur à diode	MRI	$RF \rightarrow 12-18 \text{ GHz}$ $FI \rightarrow 0,1-1 \text{ GHz}$	$G = -8,2 \text{ dB}$ $P_{OL} = 3 \text{ dBm}$

MRI : Mélangeur à réjection de fréquence image

Tableau II.2 : étude bibliographique sur les mélangeurs

II.9 CONCLUSION

Nous avons présenté, dans ce chapitre, les principales sources de bruit présentes dans les composants électriques, et notamment dans les transistors à effet de champ, et une représentation schématique du modèle de bruit du transistor. Ce modèle de bruit a été appliqué au pHEMT de la filière D02AH, et développé de façon à être utilisable dans la plupart des logiciels de CAO du commerce.

L'application à la fois de la notion des matrices de corrélation de bruit pour représenter les générateurs de bruit, et celle des matrices de conversion pour caractériser les éléments non linéaires, nous a permis d'effectuer une analyse complète du bruit dans un circuit linéaire et/ou non linéaire. Cette démarche illustre le calcul analytique du facteur de bruit d'un mélangeur passif et/ou actif, et démontre qu'elle nécessite l'utilisation de logiciels non linéaires pour aboutir.

Enfin, la simulation du bruit sous 50Ω de divers mélangeurs et l'étude bibliographique nous ont permis d'extraire les architectures et le mode de mélange les mieux adaptés à la diminution du facteur de bruit.

Cependant, la valeur du bruit obtenue à l'aide du logiciel non linéaire MDS de Hewlett-Packard ne peut être qu'une estimation compte tenu de l'écart (de l'ordre de 2 dB) entre le facteur de bruit théorique (qui est égal aux pertes de conversion sous 50Ω pour un mélangeur passif) et celui simulé. Néanmoins, cette simulation permet de quantifier la valeur du bruit et d'interpréter son amélioration en fonction des modifications apportées au circuit étudié.

Ces différentes réalisations font l'objet du dernier chapitre, où l'on traite de la conception et des résultats expérimentaux pour chaque circuit étudié.

CONCEPTION ET MESURE

III.1 INTRODUCTION

S'appuyant sur la synthèse des différents modes et architectures de mélange (chapitre I Les mélangeurs : principes de base) et sur l'étude du bruit dans les mélangeurs (chapitre II Bruit dans les circuits non linéaires), nous présentons les différentes solutions étudiées pour optimiser les performances du mélangeur, en particulier :

- le facteur de bruit,
- les niveaux d'intermodulation,
- la consommation,
- la taille du circuit,...
- la bande de fréquence de fonctionnement.

Nous décrivons dans la première partie la chaîne de réception et précisons ses spécifications.

Dans la seconde partie, nous présentons les diverses solutions envisagées :

- un mélangeur à réjection de fréquence image (FET froid),
- un mélangeur doublement équilibré (FET froid),
- un mélangeur actif (FET chaud, dans la source).

Pour chaque circuit sont donnés :

- les résultats de mesure commentés des principales caractéristiques,
- un tableau récapitulatif des résultats de mesure comparés aux simulations
- enfin, et le cas échéant, une rétro-simulation du circuit en vue d'analyser les écarts entre mesures et simulations (gain de conversion, facteur de bruit, bande de fréquence...).

La comparaison des performances des trois circuits, permet finalement, de choisir l'architecture et le mode de mélange les mieux adaptés à la réalisation d'une chaîne de réception millimétrique faible bruit.

Enfin, après avoir fait la synthèse des différents circuits réalisés, nous proposons un sous-ensemble de la chaîne de réception (puce multi-fonctions).

Pour des raisons de protections industrielles, les différents dessins de masques des différents circuits réalisés ne sont pas présentés dans ce mémoire.

III.1.1 Méthode de conception

Notre travail se situe dans le cadre d'un programme de développement industriel. Aussi lors de la conception, nous avons essayé de privilégier le rendement de fabrication et le faible coût des circuits. La consommation et l'encombrement ne font pas a priori l'objet de spécifications. Cependant, pour des raisons économiques, nous chercherons à les minimiser. En effet, l'échauffement d'un circuit provoqué par la puissance électrique qu'il dissipe, détermine de façon assez directe, pour une technologie donnée, la durée de vie moyenne de ce circuit. De plus, la surface occupée par les composants sur un circuit influe directement sur le rendement de fabrication, et sur le coût du circuit (directement proportionnel à sa surface).

La conception de ces différents circuits s'est faite en deux étapes :

- une approche linéaire (en utilisant le simulateur linéaire MDS de Hewlett-Packard) a permis d'une part, de trouver une topologie servant de base à une étude non linéaire et d'autre part, de concevoir les différents circuits linéaires (coupleurs, circuits d'adaptation) ;
- la simulation non linéaire (en utilisant le simulateur non linéaire MDS de Hewlett-Packard) a permis d'optimiser le gain de conversion et les pertes par réflexion aux différents accès (OL, RF, FI).

Les simulations électromagnétiques et le dessin des masques ont été réalisés respectivement avec le logiciel EM de Sonnet et ARTIST de Cadence.

Les circuits sont fabriqués dans le cadre d'un M.C.P (Multi Chip Project). Par conséquent, la taille de chaque circuit a été choisie parmi des tailles préfixées ($1 \times 1,5 \text{ mm}^2$, $2 \times 1,5 \text{ mm}^2$, $1 \times 3 \text{ mm}^2$, $2 \times 3 \text{ mm}^2$).

Dans les paragraphes suivants, nous allons traiter de la conception et du dimensionnement des composants des mélangeurs.

En effet, dans le premier chapitre, nous avons établi des schémas de principe en nous appuyant essentiellement sur des considérations qualitatives. Il nous faut maintenant prendre en compte les caractéristiques spécifiques des composants, afin de faire divers choix qui sont : les proportions respectives des transistors, la polarisation des transistors, les dimensions des composants.

Ces différents points sont abordés pour chaque circuit.

III.1.2 Méthode de mesure

Les mesures ont été effectuées pour chaque circuit à la température ambiante et au point de polarisation optimal. Celui-ci a été déterminé de la façon suivante :

- une première série de mesures a été réalisée en fonction de la valeur de V_{gs} (polarisation du mélangeur) à une puissance OL donnée pour situer la zone optimale du circuit étudié (gain de conversion, facteur de bruit, point de compression à -1 dB de gain) ;
- dans une seconde phase, une étude en fonction de la puissance OL a permis de fixer ce point de polarisation. Le critère de choix a été notamment la valeur du facteur de bruit (ou gain associé).

Ces mesures ont été réalisées sur différents échantillons. Ces différents prélèvements ont donnés des résultats similaires montrant la reproductivité des circuits sur une même plaque.

Les éléments de tests (boîtier, alumine) ainsi que les divers bancs de mesure nécessaires à la mesure du gain de conversion, du facteur de bruit, du point de compression à -1 dB de gain et des adaptations, sont présentés dans l'annexe III (bancs de tests).

Cette étude a comme finalité la réalisation d'une tête de réception millimétrique faible bruit pouvant être utilisée dans des récepteurs de faisceaux hertziens, incluant des circuits linéaires (amplificateur faible bruit, amplificateur FI) et des circuits non linéaires (doubleur de fréquence et mélangeur).

Un synoptique possible est présenté en figure III.1 incorporant une chaîne d'émission et une chaîne de réception.

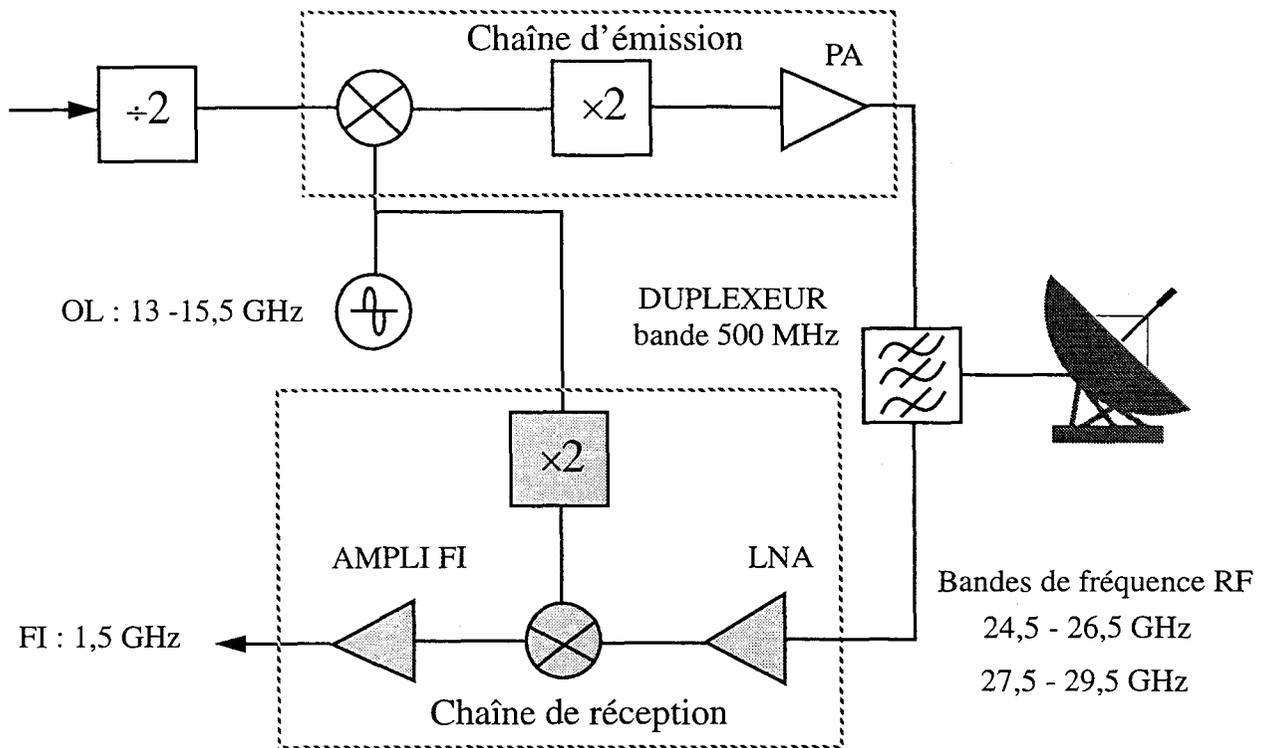


Figure III.1 : synoptique

Notre travail consiste à réaliser une partie de la chaîne de réception dont on va décrire rapidement la fonction de chaque sous-ensemble.

- Duplexeur :

Son rôle est de filtrer les signaux situés en dehors de la bande du signal à recevoir. En effet, si ces signaux ont une puissance du même ordre de grandeur ou supérieure à celle du signal utile, ils peuvent provoquer la saturation de l'amplificateur faible bruit. Il joue le rôle d'isolateur entre la chaîne d'émission et la chaîne de réception. Il améliore également le rapport signal à bruit en entrée par filtrage (voir annexe III : calcul du facteur de bruit de la chaîne de réception).

- Amplificateur faible bruit :

Il contribue à l'amplification du signal et surtout "masque" le facteur de bruit du mélangeur.

- Oscillateur local, doubleur, mélangeur :

Cet ensemble assure la transposition en fréquence du signal reçu à la fréquence intermédiaire du récepteur.

- Amplificateur FI :

Il contribue à l'amplification du signal utile, et limite la bande passante à celle qui est nécessaire à la transmission du signal due à sa sélectivité. Celle-ci contribue à la réjection des harmoniques OL et RF.

Pour le récepteur complet, les spécifications sont présentées dans le tableau III.1 :

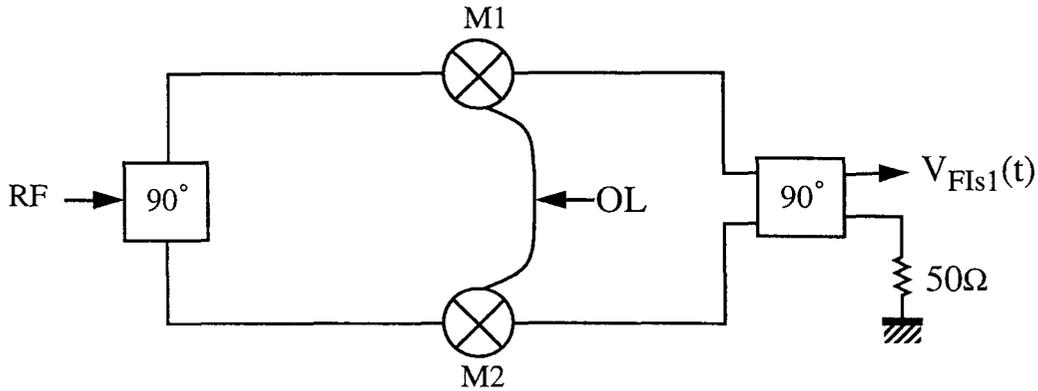
Fréquence RF	24,5 - 26,5 GHz 27,5 - 29,5 GHz
Fréquence OL	13 - 14 GHz 14,5 - 15,5 GHz
Fréquence FI	1,5 GHz
Puissance de l'oscillateur local	15 dBm
Gain de conversion total	20 dB \pm 2 dB
Facteur de bruit total	7 dB
P1dB _{IN}	-20 dBm \pm 2 dB
Pertes par réflexion aux accès	\leq -15 dB
Tensions d'alimentations	$\leq \pm$ 10 V

Tableau III.1 : spécifications de la chaîne de réception

III.3 MELANGEUR A REJECTION DE FREQUENCE IMAGE

La particularité de ce mélangeur est son aptitude à ne convertir à la fréquence intermédiaire qu'une seule des deux bandes latérales situées de part et d'autre de la fréquence de l'oscillateur local.

Le signal à la fréquence image n'est pas converti, ce qui est impératif du point de vue du bruit de fond. Cette propriété est due à la construction particulière du mélangeur qui est décrite figure III.2.



M1, M2 : Mélangeur simple

$V_{FIs1}(t)$: bande latérale inférieure

Figure III.2 : mélangeur à réjection de fréquence image

III.3.1 Approche linéaire

Pour le mélangeur simple, notre choix s'est porté sur la configuration parallèle à FET froid, pour des raisons de gain de conversion et d'intermodulation.

Le transistor est alors considéré comme un interrupteur parallèle possédant deux états d'impédances Z_{on} et Z_{off} .

Bahl et Bhartia [39] décrivent une méthode pour trouver le circuit d'adaptation pour un mélangeur à diode. La même méthode peut être appliquée dans notre cas :

si $Z_{on} = R1 + j X1$ et $Z_{off} = R2 + j X2$, on définit la moyenne hyperbolique $Z_m = R_m + j X_m$ par

$$R_m = [R1 R2 (1 + \frac{(X1 - X2)^2}{(R1 - R2)^2})]^{1/2} \quad \text{et} \quad X_m = X1 + R1 \frac{X2 - X1}{R1 + R2} \quad (III.1)$$

Si on adapte Z_m à 50Ω , les nouveaux états d'impédances Z'_{on} et Z'_{off} sont en opposition de phase et équidistants du centre de l'abaque de Smith, ce qui se rapproche d'un interrupteur idéal, où les deux états d'impédances sont un court-circuit et un circuit ouvert (voir figure III.3).

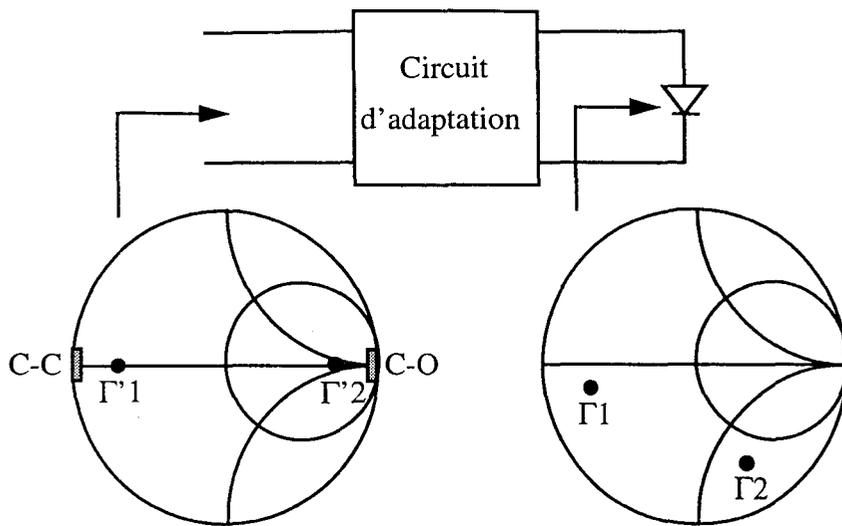


Figure III.3 : principe de l'adaptation d'impédance

En pratique, la résistance de drain n'est jamais nulle ou infinie mais possède une valeur faible ou très grande.

On peut cependant diminuer la taille du transistor de façon à se rapprocher d'un circuit ouvert, mais cela augmente la valeur de la résistance lorsque $V_{gs} > 0$ V (R_{on} état passant), il faut donc établir un compromis.

Pour cela, la largeur du transistor a été choisie à $180 \mu\text{m}$ et les polarisations du transistor à l'état passant et l'état bloqué respectivement égales à $0,3$ V et $-0,9$ V (fonctionnement de type commutateur).

Les figures III.4 et III.5 montrent les deux états d'impédances du FET froid parallèle avant et après adaptation.

Le circuit d'adaptation permettant de réaliser l'état passant et l'état bloqué est constitué d'une self en série avec une capacité reliée à la masse.

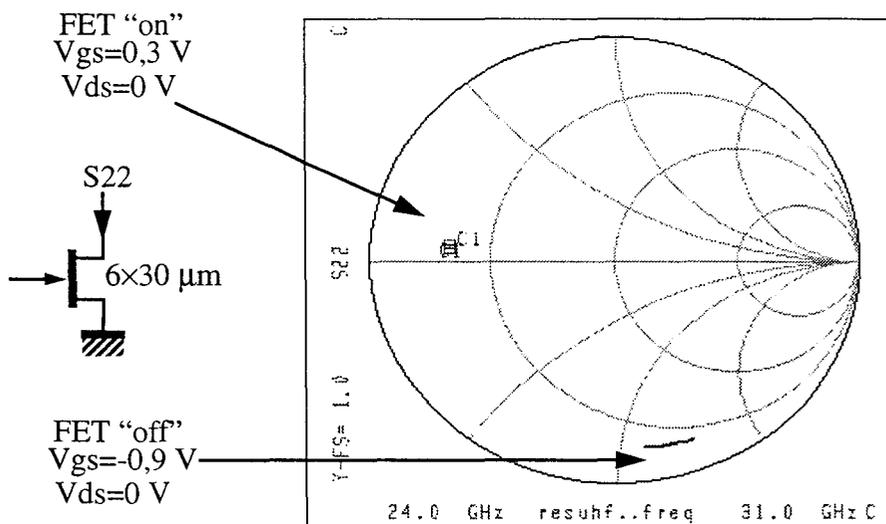


Figure III.4 : états d'impédance du FET froid parallèle avant adaptation

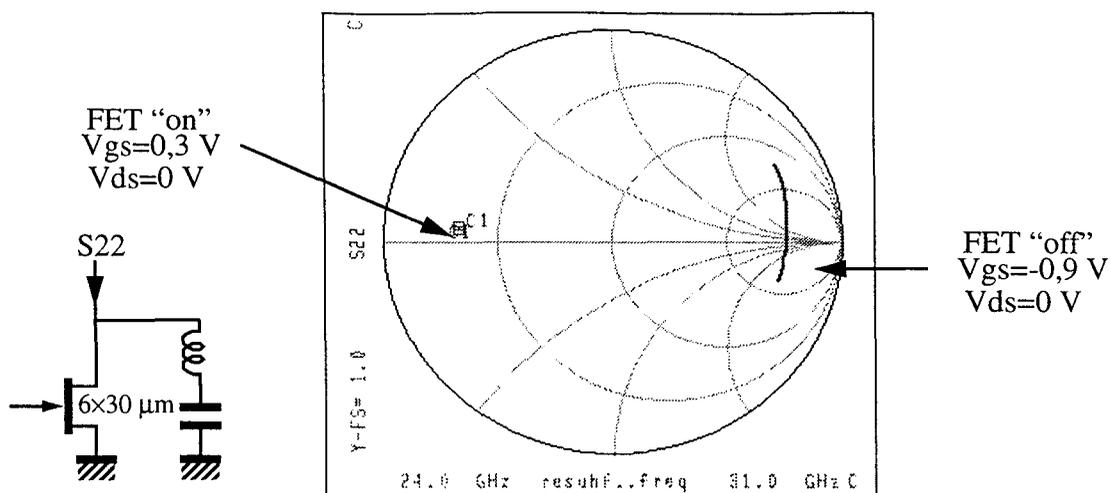


Figure III.5 : états d'impédance du FET froid parallèle après adaptation

III.3.2 Approche non linéaire

Le schéma de principe du mélangeur simple à FET froid parallèle est représenté figure III.6. Ses pertes de conversion sont de l'ordre de 7 à 8 dB pour une adaptation meilleure que 13 dB côté RF et OL.

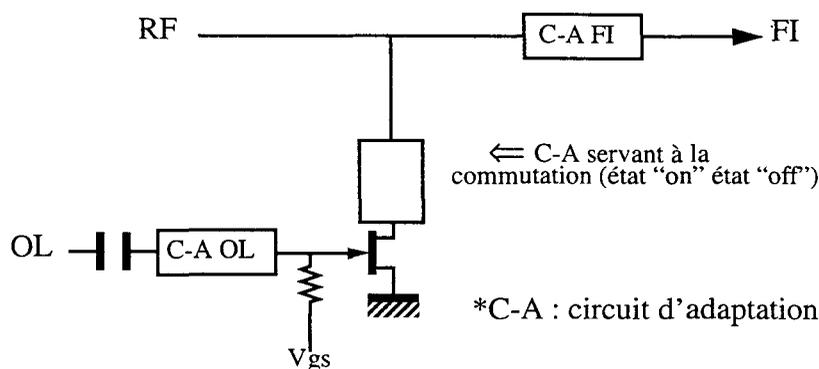


Figure III.6 : mélangeur simple à FET froid parallèle

Pour des raisons de complexité et d'encombrement, nous nous sommes limités à un mélangeur simplement équilibré à réjection de fréquence image (IRM28) :

- le déphasage de 90° entre les voies RF est réalisé à l'aide d'un coupleur de Lange (large bande),
- la division en phase des deux voies OL se fait à l'aide d'un coupleur de type Wilkinson ;
- la réjection de la fréquence image est réalisée par un coupleur 90° à éléments localisés, dont l'une des sorties permet d'obtenir la fréquence intermédiaire $F_{FI} = F_{OL} - F_{RF}$, et l'autre la fréquence intermédiaire $F_{FI} = F_{img} - F_{OL}$ fermée sur une charge 50Ω de façon à s'affranchir des effets de la fréquence image.

L'élément de mélange dans chacune des voies est un FET $6 \times 30 \mu\text{m}$ monté en parallèle et utilisé en FET froid. Les tensions sur les grilles des transistors sont découplées par des capacités (hors puce), et amenées sur les transistors par l'intermédiaire de résistances de forte valeur ($3 \text{ k}\Omega$). Des résistances permettent aussi de maintenir les FETs à $V_{ds}=0 \text{ V}$.

III.3.3 Résultats de mesure

Les évolutions du gain de conversion et du facteur de bruit mesurés sont représentées sur la figure III.7. Le facteur de bruit est égal (environ) aux pertes de conversion (circuit adapté à 50Ω) et suit la variation de celles-ci en fonction de la fréquence RF.

On peut observer une légère différence entre les résultats mesurés et ceux simulés (de l'ordre de 1 dB), et une réduction de la bande passante. Ceci peut s'expliquer par la présence du circuit de commutation (état "on" état "off") réalisé par une self (ligne de transmission) en série avec une capacité reliée à la masse. Ce dispositif a pour conséquence de rendre le circuit assez sélectif. En outre, la rétro-simulation a montré une sensibilité des résultats obtenus à la valeur de la self.

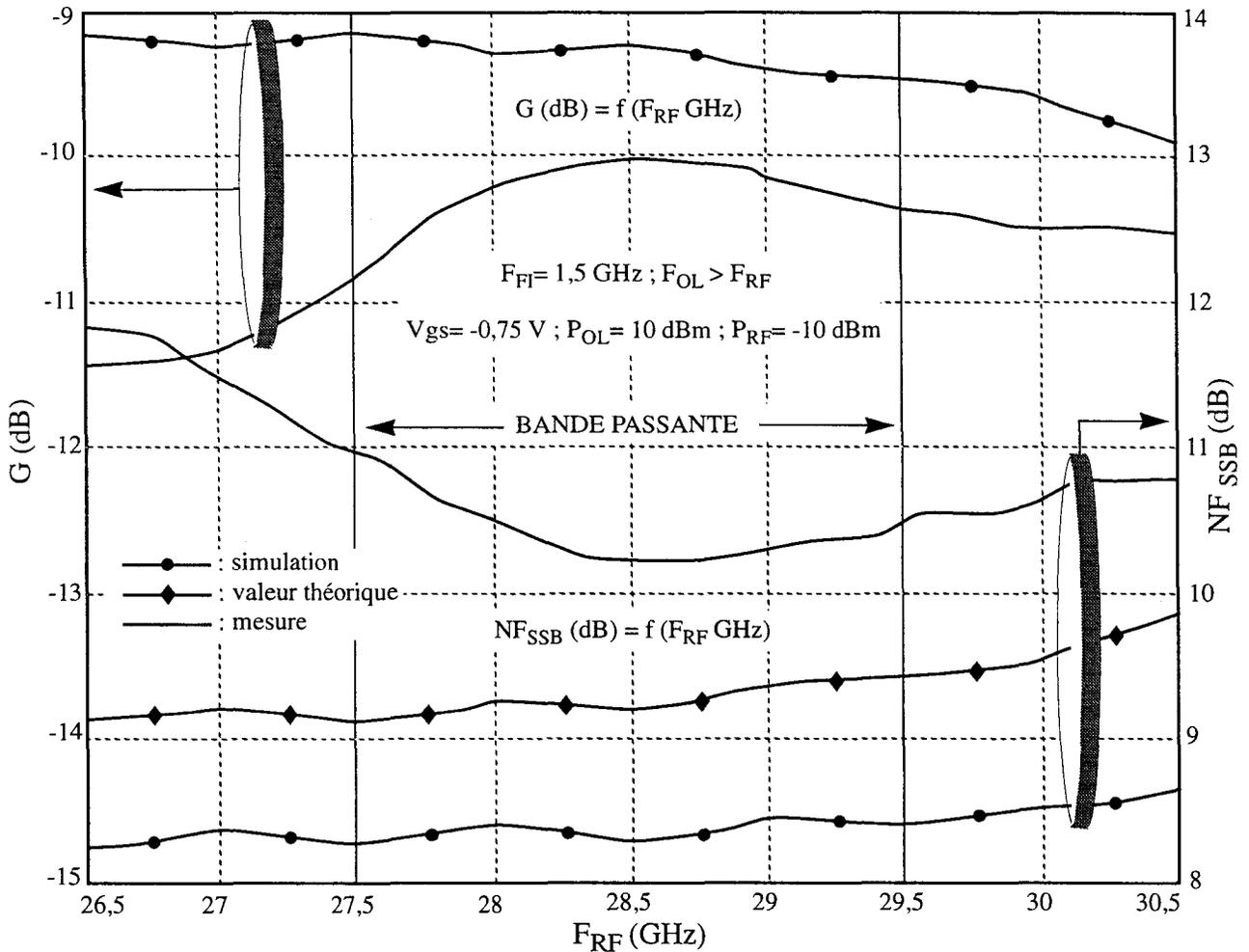


Figure III.7 : comparaison mesure/simulation du gain de conversion et du facteur de bruit

Le niveau de puissance OL fixé à 10 dBm permet d'obtenir la valeur maximale du gain de conversion. Quant au point de compression à -1 dB, il est inférieur de 1 dB par rapport à la simulation (figure III.8). L'augmentation du niveau OL permet d'améliorer ce dernier.

Les adaptations OL et RF (figure III.9) sont meilleures que -10 dB dans la bande d'intérêt.

On constate d'une part, un décalage en fréquence (vers le haut) de l'adaptation OL dû à la longueur des fils d'or thermocompressés. D'autre part, la sélectivité due au circuit de commutation a pour effet de diminuer la bande passante de l'adaptation RF. Cette dernière peut être influencée par les éléments parasites (capacités) du boîtier non pris en compte lors de la simulation.

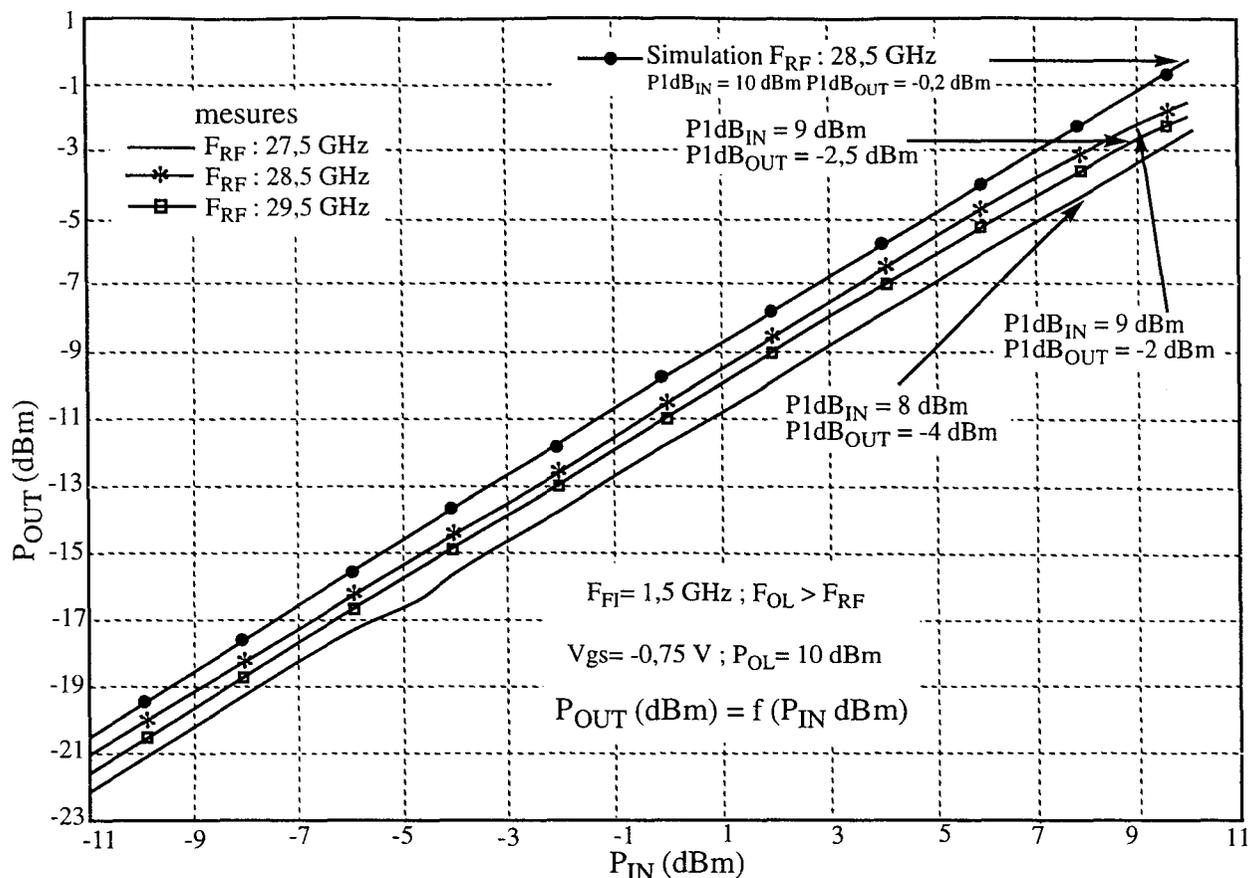


Figure III.8 : comparaison mesure/simulation du point de compression à -1 dB de gain

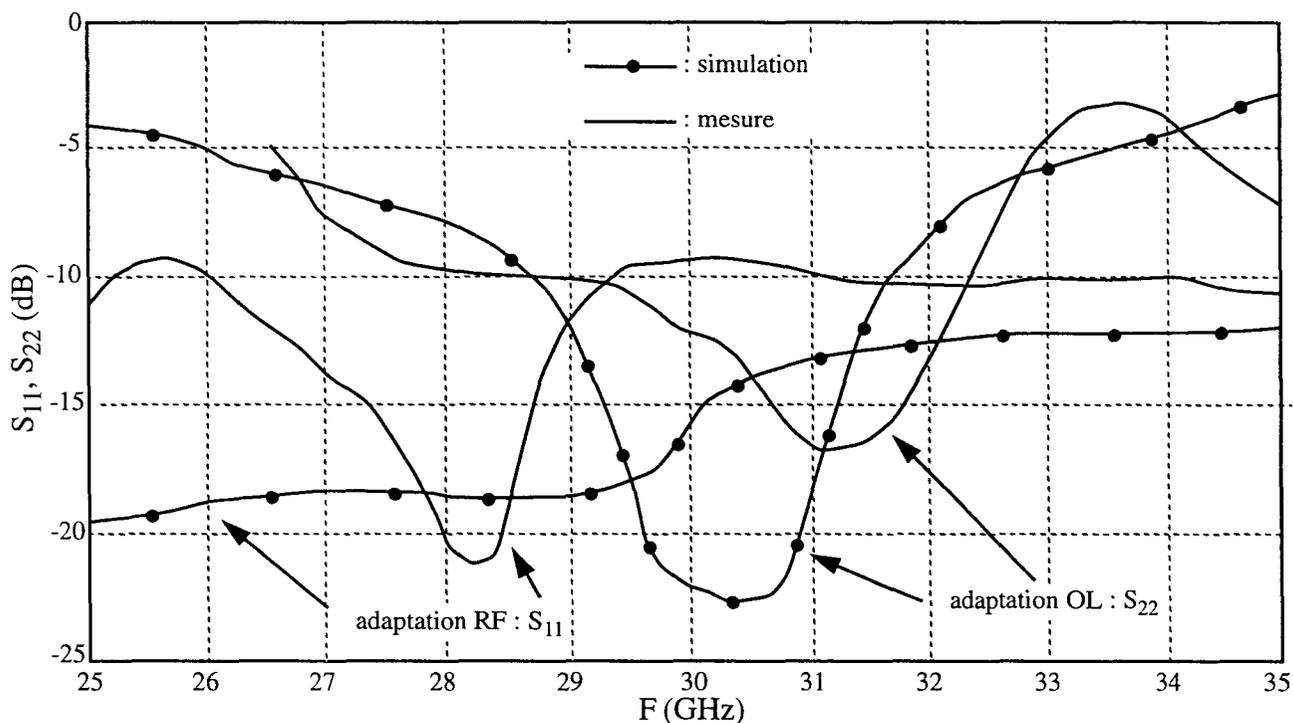
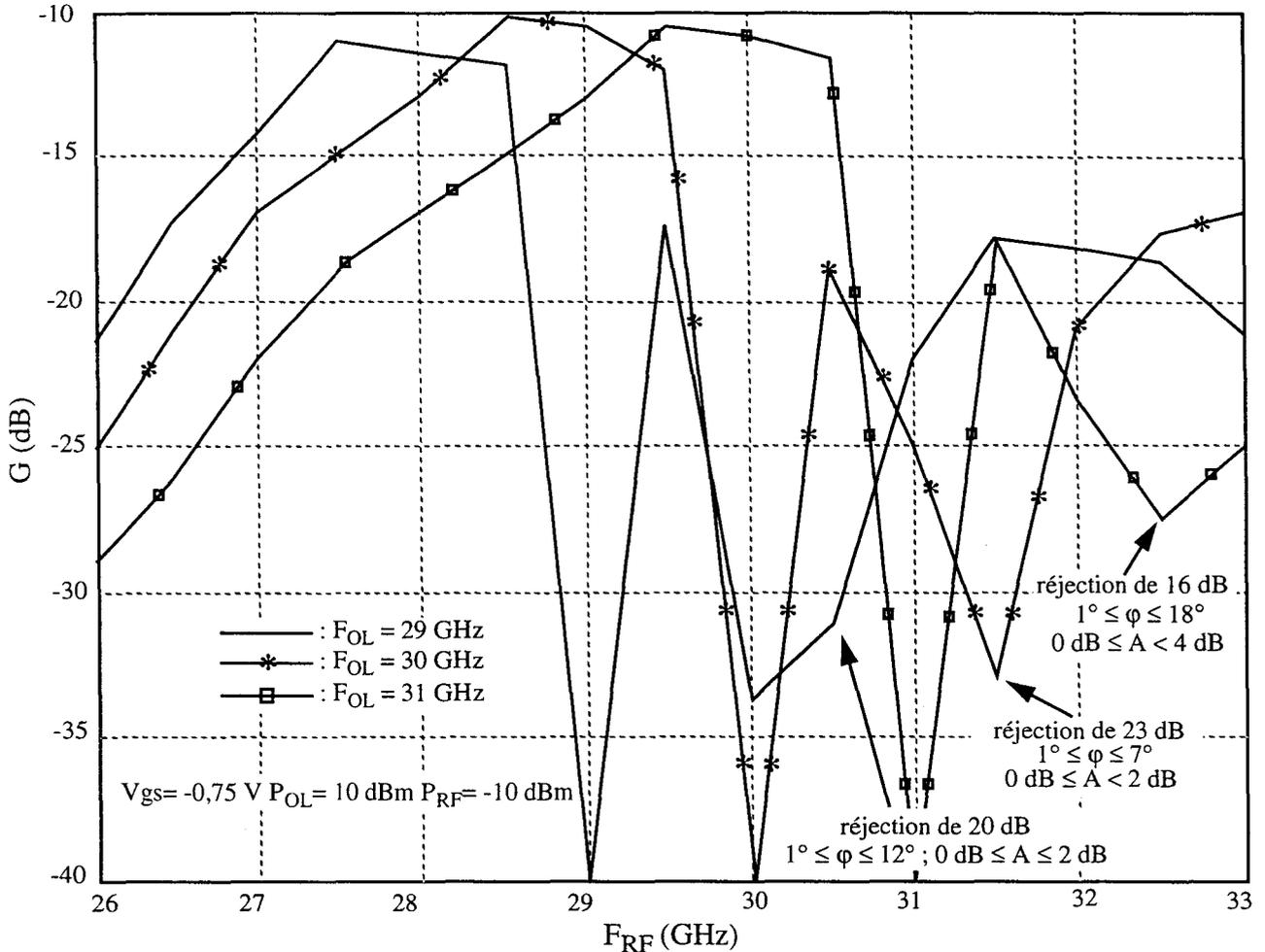


Figure III.9 : comparaison mesure/simulation des adaptations OL et RF

La figure III.10 permet de déterminer la réjection de la fréquence image. Celle-ci s'obtient en mesurant le gain de conversion en fonction de la fréquence RF à fréquence OL fixe. La différence entre le gain de conversion mesuré à la fréquence RF et celui à la fréquence image ($F_{\text{img}} = F_{\text{OL}} + F_{\text{FI}}$) donne la valeur de cette réjection.

Elle est comparable à la simulation et est supérieure ou égale à 16 dB dans la bande de fonctionnement du circuit. Ce résultat démontre le bon comportement des différents coupleurs (RF, OL, FI). La courbe I.11 permet de quantifier les effets des déséquilibres d'amplitude et de phase causés par les coupleurs et les mélangeurs. Ces déséquilibres sont inférieurs à 18° et 4 dB respectivement pour la phase et l'amplitude (figure III.10).

Les différents résultats de mesure de ce mélangeur sont récapitulés dans le tableau III.2.



φ ($^\circ$) : écart de phase vis-à-vis de 90°

A (dB) : écart d'amplitude sur les sorties 0° - 90°

Figure III.10 : mesure du gain de conversion en fonction de la fréquence RF à fréquence OL fixe

III.3.4 Rétro-simulation du circuit

Pour expliquer la diminution de la bande passante ainsi que l'écart (de l'ordre de 1 dB) entre les résultats mesurés et ceux simulés, différents éléments peuvent être incriminés :

- les éléments actifs tels que les transistors,

Température : 25 °C	Simulations	Mesures
G (dB)	$-9,2 \pm 0,2$	$-10,5 \pm 0,5$
NF _{SSB} (dB)	$8,4 \pm 0,2$	$10,7 \pm 0,3$
coefficient de réflexion RF(dB)	< - 16	< - 9
coefficient de réflexion OL(dB)	< - 12	< - 10
coefficient de réflexion FI (dB)	adapté à 50 Ω	< - 20
P1dB (dBm)	10 (in) ; -0,2 (out)	≥ 8 (in) ; ≥ - 4 (out)
Isolation OL/RF (dB)	25	> 20
Isolation OL/FI (dB)	30	> 35
Isolation RF/FI (dB)	45	> 40
Réjection de la fréquence image (dB)	≥ 17	≥ 16
Sensibilité de l'OL (dB/dB)	0,2	0,1
Puissance OL (dBm)	10	10
Tension d'alimentation (V)	V _{gs} = - 0,6	V _{gs} = - 0,75
consommation (mW)	—	—

F_{RF} : 27,5 - 29,5 GHz Surface : 2 × 1,5 mm²

F_{OL} : 29 - 31 GHz

Tableau III.2 : comparaison mesure/simulation du mélangeur à réjection de fréquence image "IRM28"

- les longueurs des fils d'or thermocompressés,
- les éléments passifs tels que les capacités, les inductances ainsi que les lignes d'accès.

L'analyse du modèle de transistor à FET froid montre que la modélisation de la conductance de drain "gd" (figure I.19) est optimiste (meilleur R_{on}). Ceci a pour effet de surestimer les pertes de conversion du mélangeur. De plus, la longueur des fils de thermocompressions de 0,6 mm côté OL (au lieu de 0,4 mm) provoque un décalage en fréquence (vers le haut) de l'adaptation OL, et affecte sensiblement le résultat des pertes de conversion.

Ces deux effets cumulés expliquent la différence de 1 dB entre les résultats mesurés et ceux simulés, mais n'ont aucune influence (ou très peu) sur la bande passante. Seule la variation des lignes d'accès a une incidence sur celle-ci.

La réduction de la bande passante peut être expliquée par une forte variation des longueurs de ligne. Compte tenu des couplages et effets de coudes, les lignes peuvent en pratique paraître plus courtes que celles écrites sur le masque.

En effet, la diminution des longueurs de ligne de l'ordre de la largeur de la ligne considérée par coude, en particulier pour la self du circuit de commutation modélisée par une ligne de transmission (passant de 500 μm à 400 μm : largeur de 15 μm avec 6 coudes), conduit à une bonne comparaison mesures/rétro-simulations (figure III.11).

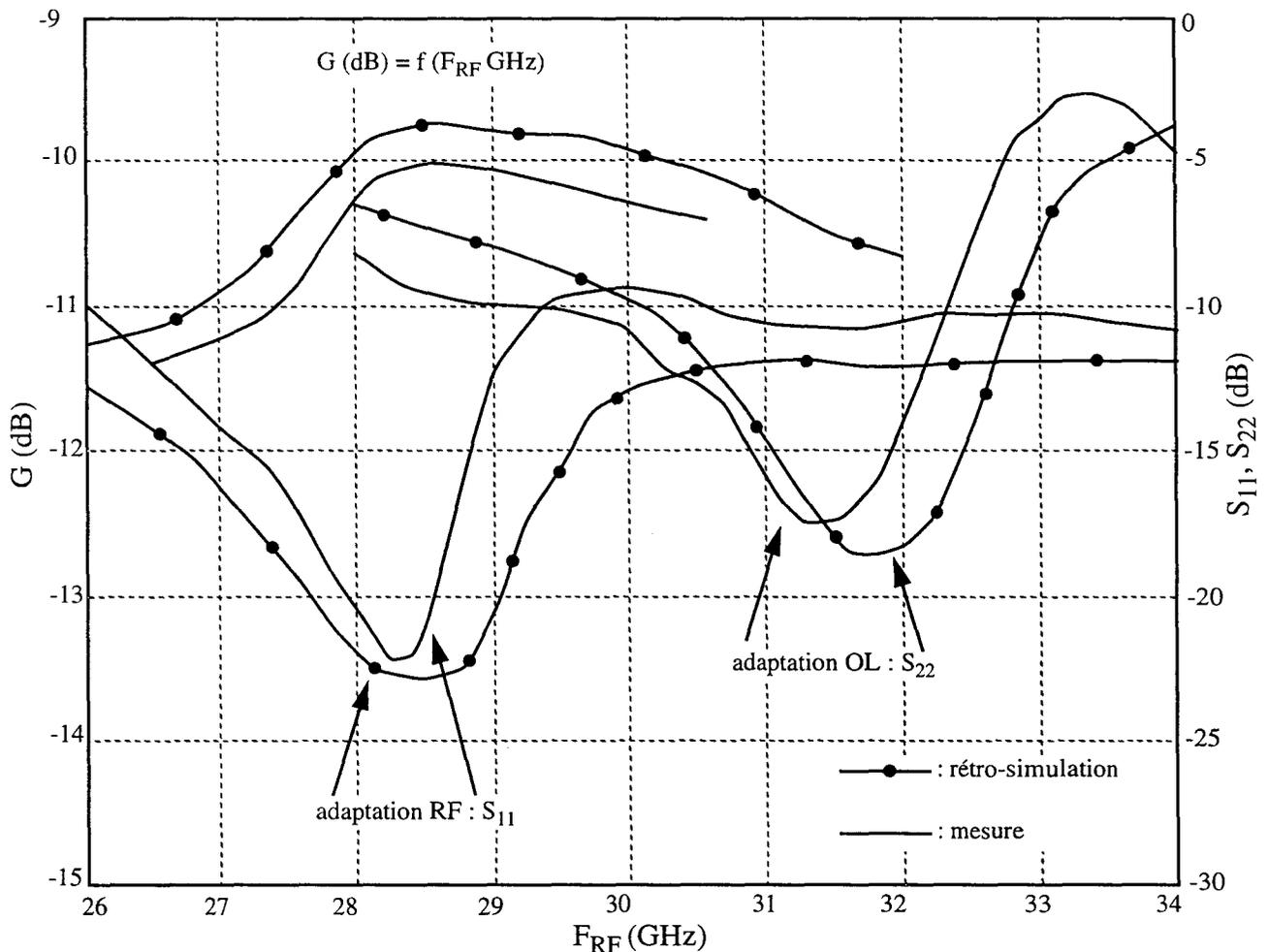


Figure III.11 : comparaison mesures/rétro-simulations

III.4 MELANGEUR DOUBLEMENT EQUILIBRE A FETS FROIDS

La réalisation de ce type de mélangeur a l'avantage d'être facilement réalisable en technologie M.M.I.C. (appairage des FETs froids, connexions des drains et sources facilitées...) (figure III.12). Il présente une meilleure pureté spectrale en sortie du mélangeur, due à la réjection simultanée des harmoniques RF et OL. Les pertes de conversion de ce mélangeur sont diminuées de moitié par rapport au mélangeur simple à FET froid.

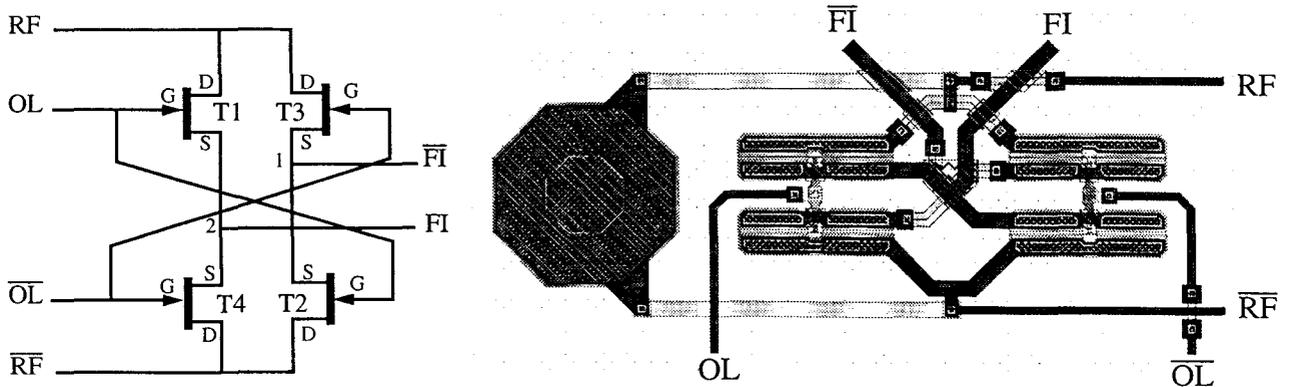


Figure III.12 : mélangeur à "quad" de FETs froids

L'une des difficultés de ce mélangeur est la réalisation des coupleurs 180° nécessaires à l'application des signaux complémentaires RF et \overline{RF} , OL et \overline{OL} . L'objet du paragraphe ci dessous est de faire l'inventaire des coupleurs réalisables en technologie M.M.I.C..

III.4.1 Coupleurs 180°

Dans cette première phase de notre travail nous nous sommes limités à l'étude des coupleurs passifs.

Le coupleur en anneau "rat race" est un coupleur 180° réalisé à partir de tronçons de lignes $\lambda/4$ et $3\lambda/4$ (figure III.13), la bande relative est de l'ordre de 20 %, mais il présente l'inconvénient d'être encombrant.

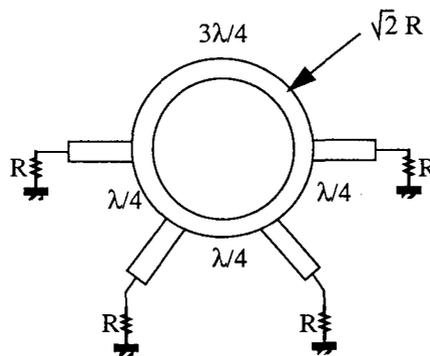


Figure III.13 : coupleur 180° "Rat Race"

D'autres coupleurs dérivés de celui-ci peuvent être réalisés soit en éléments distribués pour des fréquences élevées, soit en éléments localisés (cellules LC) [1]. Ceux ci présentent l'intérêt de réduire sensiblement l'encombrement du coupleur (figure III.14).

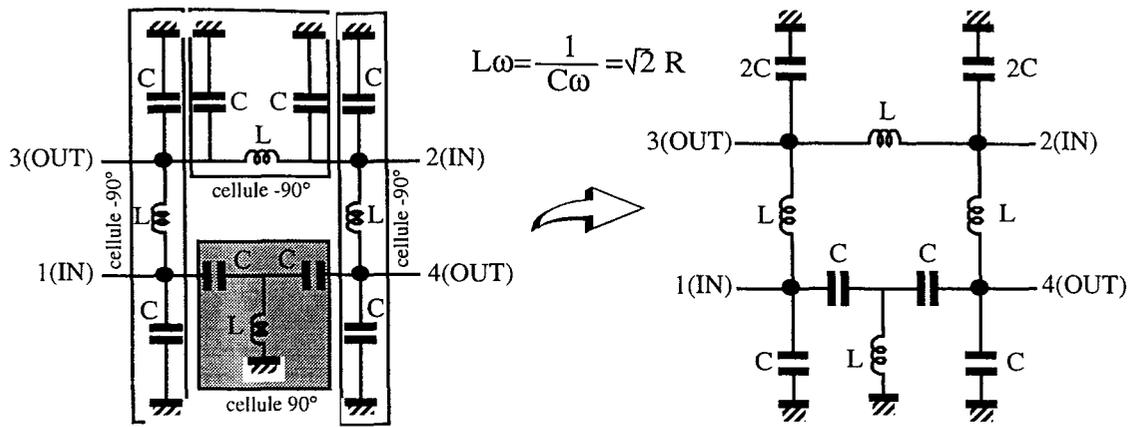


Figure III.14 : coupleur 180° à éléments localisés

Les performances typiques de ce type de coupleur M.M.I.C. sont :

- des pertes d'insertion de l'ordre de 4 dB ; ces pertes sont intrinsèquement liées aux pertes des inductances constituant le coupleur, de la circuiterie, et de la fréquence d'utilisation ;
- une précision de phase de $\pm 10^\circ$,
- des adaptations supérieures à 15 dB.

De façon à diminuer les pertes d'insertion et l'encombrement, on peut simplifier le coupleur 180° à éléments localisés. Pour cela, on remplace la structure en T par une structure en π pour réaliser le tronçon déphaseur 90° (figure III.15) :

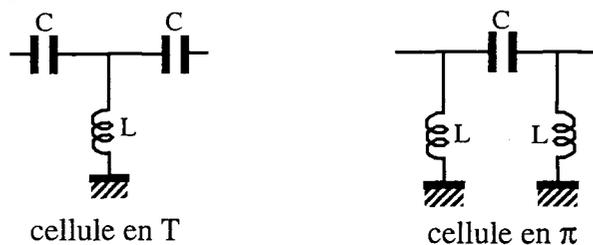


Figure III.15 : cellule déphaseur 90°

Chaque inductance à la masse résonne à la fréquence centrale avec la capacité du tronçon -90° adjacent. On peut donc les supprimer. Ceci permet de simplifier le coupleur 180° (figure III.16).

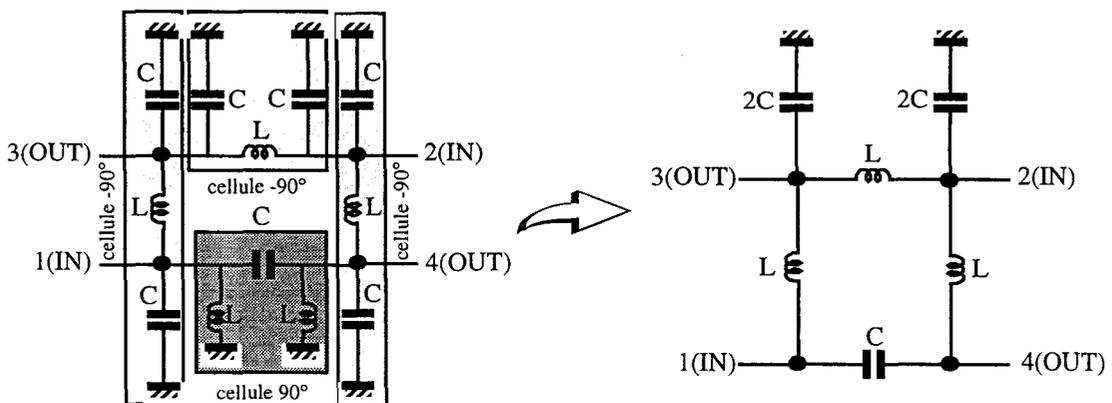


Figure III.16 : coupleur 180° simplifié à éléments localisés

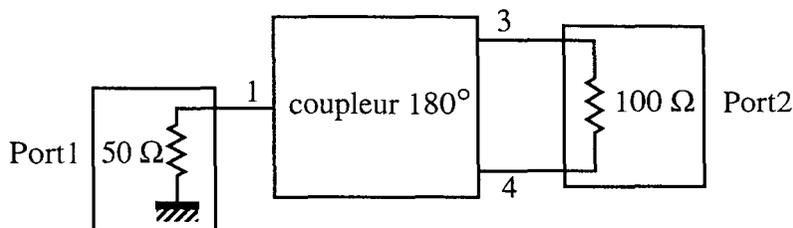
Ces coupleurs ont été simulés sous 50Ω pour une fréquence centrale $F_0=28,5 \text{ GHz}$ ($L=0,4 \text{ nH}$, $C=80 \text{ fF}$).

Les inductances (validité du modèle de self : jusqu'à 25 GHz) [7] et les capacités sont des composants de la technologie D02AH.

On a pu vérifier le domaine de validité de la self jusqu'à 30 GHz en comparant le modèle du design manuel D02AH à une simulation sur EM.Sonnet (figure AIII.5 de l'annexe III). Entre 20 et 30 GHz , on note un bon accord avec cependant une différence sur le module de S_{21} (EM.Sonnet prévoit plus de pertes). Le problème de la taille de cellule (faible) (elle détermine le maillage du circuit : nombre de sous-sections qui quadrille la structure) lors de la simulation sur EM.Sonnet engendre des erreurs numériques en basse fréquence, ceci peut expliquer l'écart de phase (20°) sur le S_{11} .

L'étude de ces coupleurs s'est faite en mode différentiel. Les sorties 3 et 4 sont reliées par une charge de 100Ω , l'entrée 1 est chargée sous 50Ω , et la voie isolée 2 a été supprimée.

Les performances simulées sont présentées dans le tableau III.3.



	COUPLEUR 180° NON SIMPLIFIE	COUPLEUR 180° SIMPLIFIE
Pertes d'insertion	< 5 dB	< 4 dB
Précision de déphasage	$\pm 10^\circ$	$\pm 8^\circ$
Adaptation entrée/sortie	< -15 dB	< -17 dB
Bande relative	40 %	25 %

Tableau III.3 : résultats de simulations

Cette étude a permis de définir le type de coupleur qui sera utilisé pour l'application des signaux complémentaires nécessaires au mélangeur. Dans le souci de limiter la taille du circuit, le coupleur 180° à éléments localisés semble être la meilleure solution.

Ces coupleurs présentent de bonnes performances du point de vue des pertes, adaptation et déphasage. Néanmoins, le coupleur simplifié permet de diminuer la taille du circuit et nécessite une seule masse au détriment de la bande relative (voir figures III.17a et III.17b).

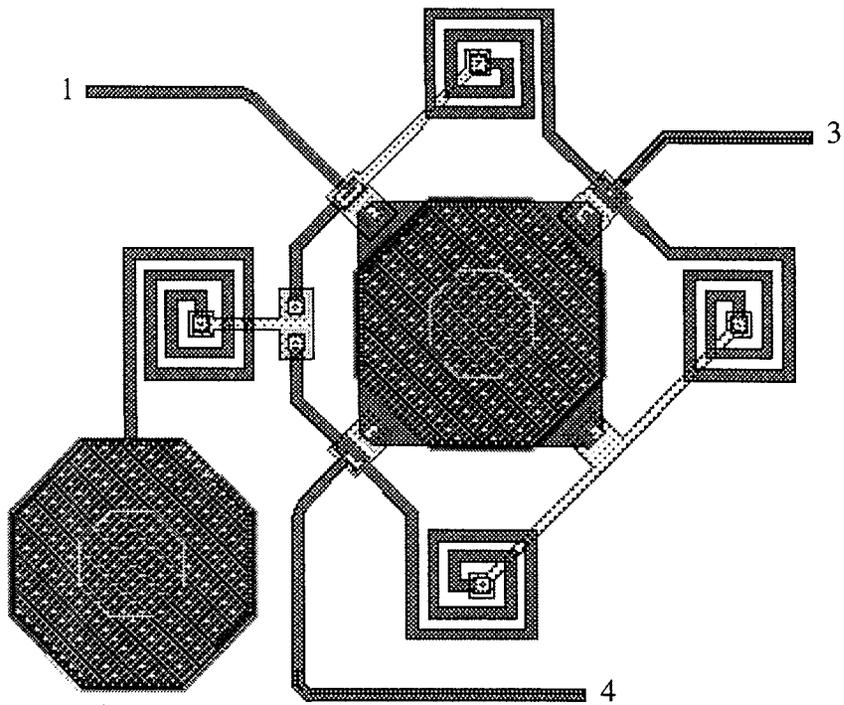


Figure III.17a : coupleur 180° à éléments localisés non simplifié

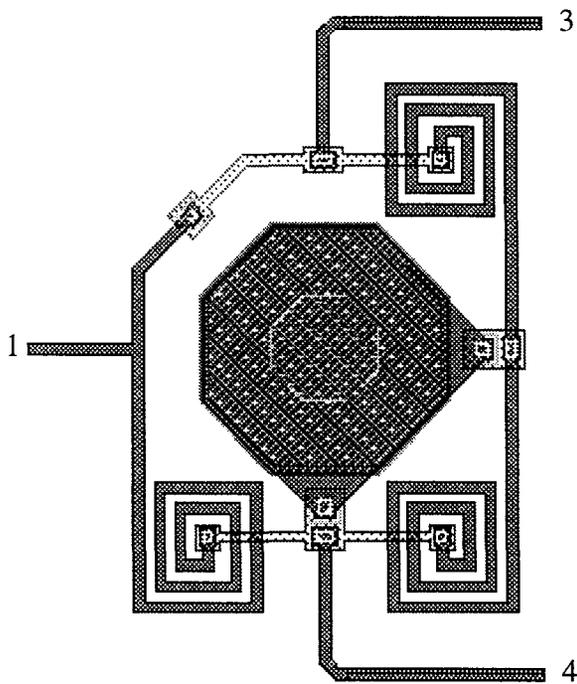


Figure III.17b : coupleur 180° à éléments localisés simplifié

III.4.2 Description du mélangeur

Le synoptique du mélangeur est donné en figure III.18. En sortie du mélangeur, les signaux sont recombinaés en opposition de phase soit par un coupleur 180° passif, soit par un amplificateur différentiel (pour l'amplification du signal utile).

Les circuits d'adaptation (LC) sont réalisés avec des éléments distribués et localisés. La tension de grille a été fixée à $-0,6$ V près de la tension de pincement ($V_t = -0,9$ V) pour faciliter la commutation du transistor (état "on" ; état "off"), et en vue de limiter le niveau de l'OL (excursion de l'état "on" à l'état "off" ; $P_{OL} = 5$ dBm).

Le mélangeur est composé de transistors fonctionnant en FETs froids avec des tailles de $90 \mu\text{m}$ (pour limiter la taille du circuit, et pour faciliter les adaptations OL et RF).

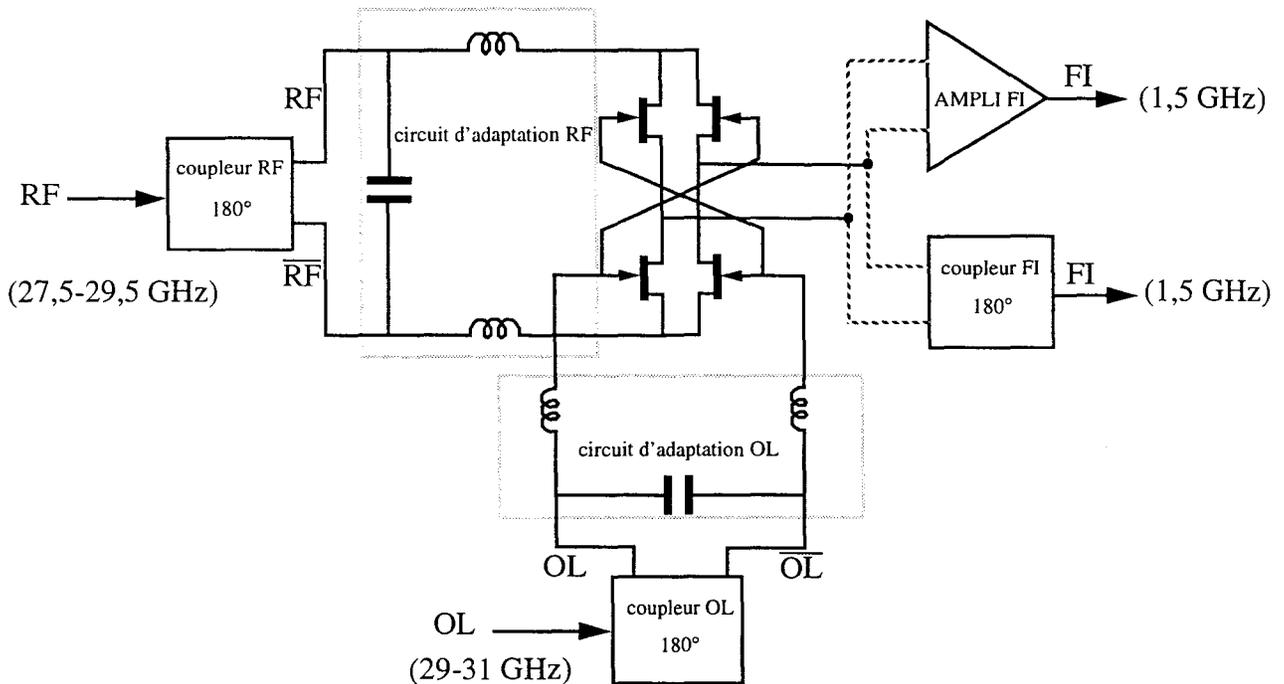


Figure III.18 : synoptique du mélangeur doublement équilibré à FETs froids

Trois circuits ont été réalisés.

- Le premier, "QUAD1", utilise comme combineur de sortie un coupleur 180° passif. Ce circuit sert à évaluer les performances du mélangeur et particulièrement ses pertes de conversion.
- Le second, "QUAD3", reste identique au "QUAD1", mais la recombinaison en opposition de phase des signaux de sorties est réalisée par un amplificateur FI.
- Enfin, le troisième "QUAD5", équivalent au "QUAD3", utilise les coupleurs simplifiés (RF, OL). On peut donc comparer la bande passante et le facteur de bruit de ce mélangeur à celui utilisant les coupleurs non simplifiés.

III.4.3 Etude de l'amplificateur FI

L'amplificateur FI [40] est composé d'un amplificateur différentiel, suivi d'un étage de sortie. Le rôle de l'amplificateur différentiel est de recombinaison en opposition de phase les signaux de sortie du mélangeur ; l'étage de sortie sert principalement à l'adaptation d'impédance en sortie FI.

III.4.3.1 Etage de sortie

Comme la fréquence de sortie est fixe, notre choix pour ce circuit s'est porté vers une structure de type "Push-Pull" [40].

La figure III.19 donne le schéma d'un tel circuit et son schéma équivalent.

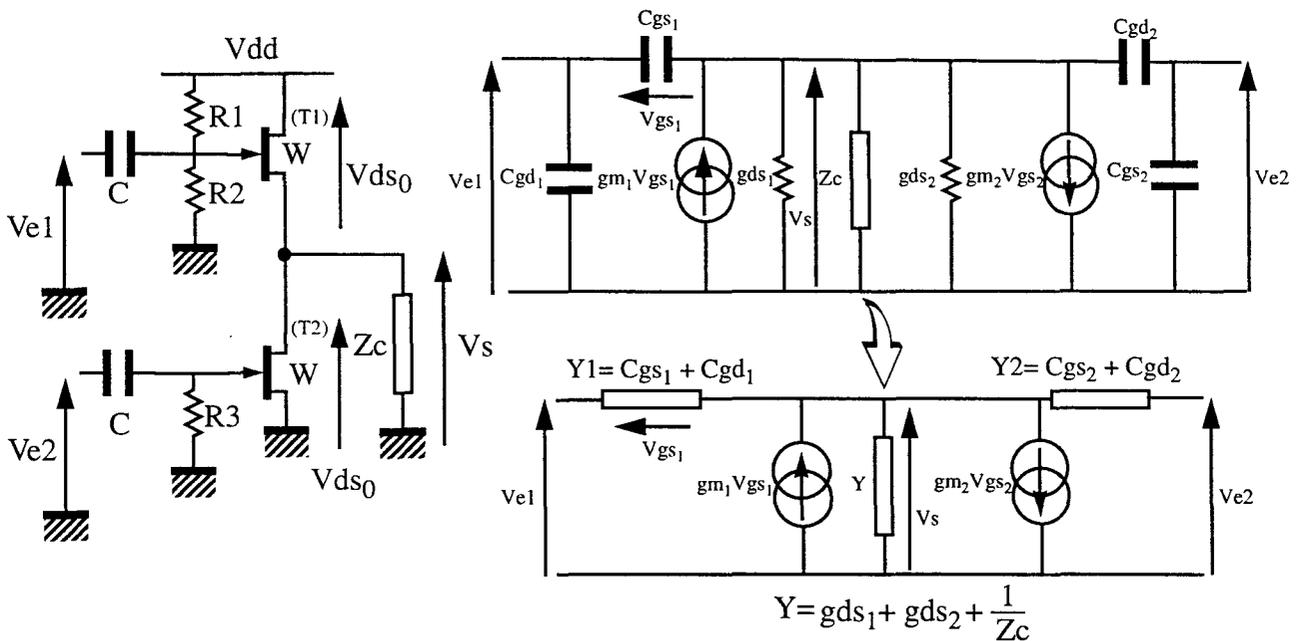


Figure III.19 : Push-Pull et son schéma équivalent

Le transistor (T1) du montage est polarisé à $I_{DSS}/2$ de façon à disposer d'une grande dynamique sur l'entrée et à diminuer la consommation. Le transistor (T2) est polarisé à I_{DSS} . Les tensions V_{ds0} sont égales à 2,5 V, pour être au milieu de la zone de saturation du transistor.

Conformément au schéma de la figure III.19, et en appliquant le théorème de superposition, l'expression du gain différentiel de ce montage s'écrit en basse fréquence (Y1 et Y2 négligeables) :

$$G_{diff_{push-pull}} = \frac{V_s}{2(V_{e1} - V_{e2})} = \frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{m1} + Y} \quad (III.2)$$

L'impédance de sortie s'écrit :

$$Z_s = \frac{1}{g_{m1} + g_{ds1} + g_{ds2}} \quad \text{avec : } g_{ds} = g_{ds0} \times W \quad g_m = g_{m0} \times W$$

W : largeur du transistor en μm

$$\Rightarrow Z_s = \frac{1}{g_{m10} + g_{ds10} + g_{ds20}} \times \frac{1}{W}$$

Compte tenu des valeurs : $Z_s = \frac{2,5}{W}$. (III.3)

Pour obtenir une impédance de sortie de 50Ω il suffit alors de choisir :

↪ $W = 50 \mu\text{m}$.

Dans ces conditions, le gain du Push-Pull chargé par 50Ω vaut :

$$G_{d_{\text{Push-Pull}}} = \frac{W(g_{m10} + g_{m20})}{W(g_{m10} + g_{ds10} + g_{ds20}) + 1/Z_c} = 0,9 \text{ dB.} \quad (\text{III.4})$$

Afin d'utiliser une taille de transistor normalisée (compatible avec le modèle : fonction de la taille du transistor), celle-ci a été choisie égale à $60 \mu\text{m}$ ($4 \times 15 \mu\text{m}$ ou $2 \times 30 \mu\text{m}$). Dans ces conditions, le coefficient de réflexion est peu différent de -20 dB et le gain différentiel $G_{\text{diff}_{\text{push-pull}}}$ est égal à $1,7 \text{ dB}$.

III.4.3.2 Amplificateur différentiel

Le schéma de l'amplificateur différentiel est donné figure III.20. Il est constitué de deux amplificateurs à source commune, couplés par leur source, soit par une résistance soit par une source de courant. La charge peut être résistive ou active.

Dans notre cas elle est résistive pour minimiser le facteur de bruit. Les transistors T1 et T2 sont identiques et sont polarisés à $I_{DSS}/2$; quant au transistor T3, il est polarisé à I_{DSS} . Par conséquent, les tailles des transistors sont identiques.

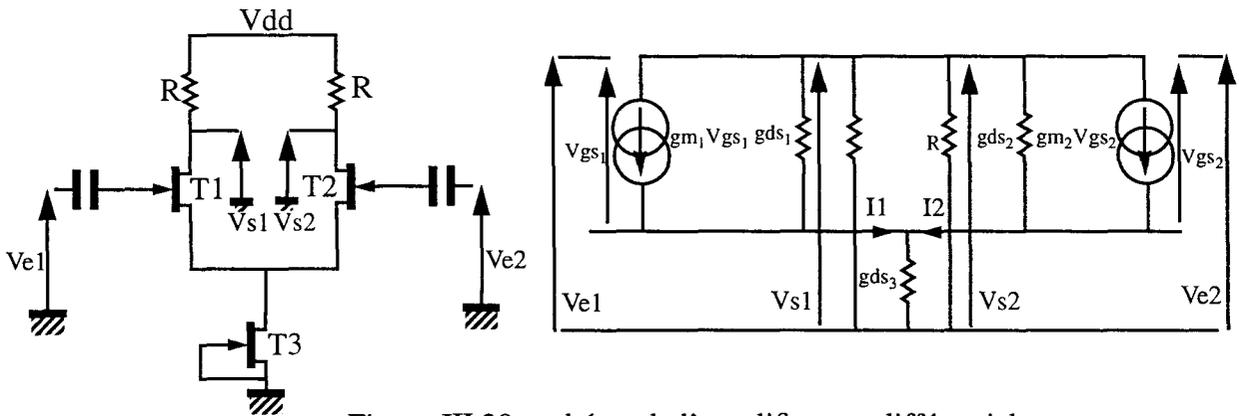


Figure III.20 : schéma de l'amplificateur différentiel

Afin d'effectuer un calcul simplifié du gain de conversion en mode différentiel de cet amplificateur, le calcul est fait à basse fréquence, c'est-à-dire que l'on élimine du schéma équivalent les éléments capacitifs.

En mode différentiel, $V_{e1} = -V_{e2}$ et $I_1 = -I_2$; ceci revient à considérer le schéma équivalent suivant (figure III.21) :

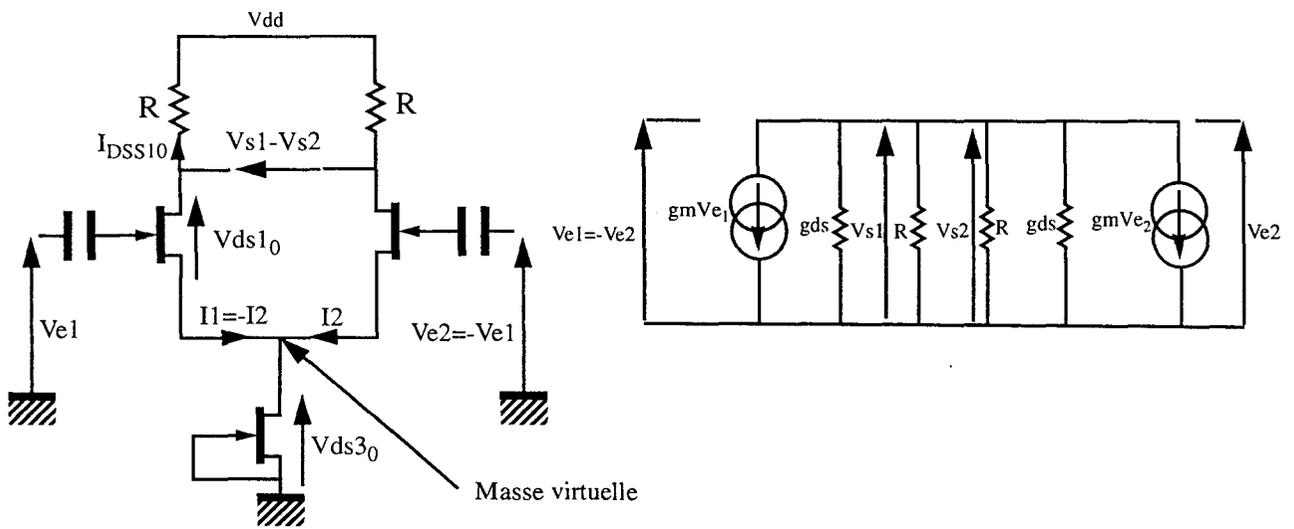


Figure III.21 : schéma de l'amplificateur en mode différentiel

Dans cette configuration le gain différentiel est égal à :

$$G_{diff} = \frac{(V_{s1} - V_{s2})}{(V_{e1} - V_{e2})} = g_m \frac{R \times R_{ds}}{R + R_{ds}}, \quad \text{or} \quad V_{dd} = V_{ds10} + V_{ds30} + R I_{DSS10} \times W,$$

$$\Rightarrow G_{diff} = g_{m10} \frac{(V_{dd} - V_{ds10} - V_{ds30}) R_{ds10}}{V_{dd} - V_{ds10} - V_{ds30} + R_{ds10} I_{DSS10}} \quad (III.5)$$

La tension V_{dd} est égale à 5 V (identique avec l'étage de sortie), et les tensions $V_{ds0} = 1,5$ V (afin de se situer dans la zone de saturation du transistor, et de disposer d'une tension aux bornes de la charge R importante).

La taille de ces transistors "W" a été choisie égale à 180 μm pour minimiser le facteur de bruit de l'amplificateur FI (résultat obtenu par simulation).

Dans ces conditions, le gain différentiel est égal à 15 dB, et la résistance R est égale à 120 Ω .

Le gain de l'amplificateur FI est égal à :

$$G_{amp\ FI} = G_{diff} + G_{diff_{push-pull}} = 15 + 1,7 = 16,7 \text{ dB.}$$

Le circuit complet de l'amplificateur FI est donné ci-après figure III.22. Il fonctionne sous une tension d'alimentation de 5 V, et chaque transistor est polarisé par l'intermédiaire de ponts à résistances.

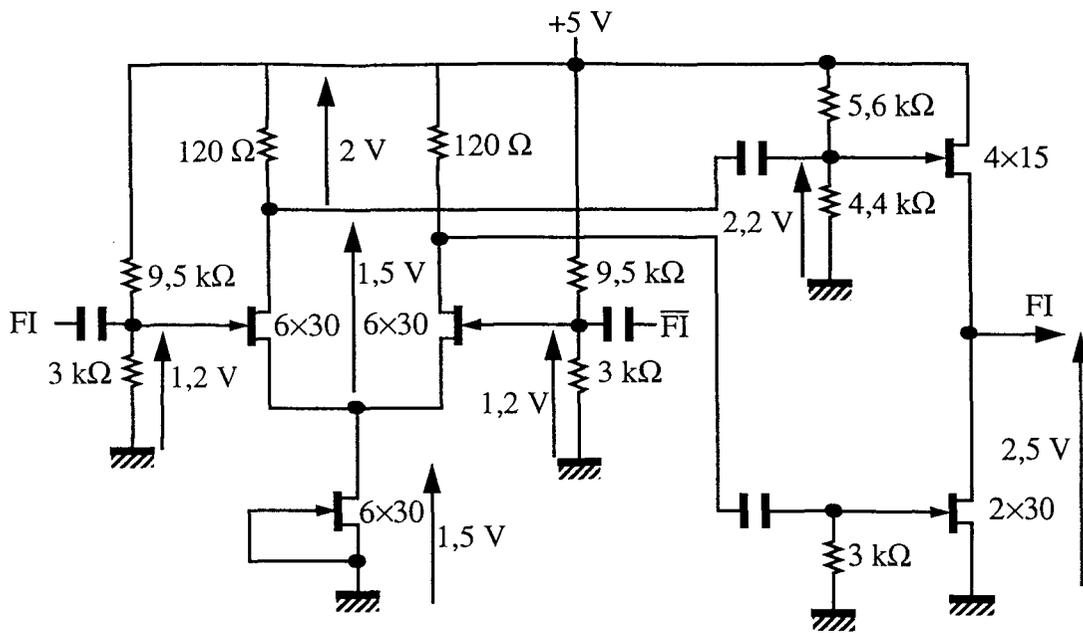


Figure III.22 : schéma de l'amplificateur FI

L'une des difficultés dans la réalisation de ces mélangeurs est l'adaptation OL. En effet, l'impédance d'entrée du mélangeur côté OL en mode différentiel est de l'ordre de 7Ω (équivalente à R_g en série avec C_{gs} des transistors). En revanche, l'impédance vue du côté RF est de l'ordre de 40Ω (équivalente à la charge).

Par conséquent, l'adaptation RF sera facilement réalisable et ceci pour une large bande de fréquence à l'inverse de celle de l'OL. Pour cette raison, nous avons travaillé dans une sous-bande de fréquence (RF : 27,5-29,5 GHz ; OL : 29-31 GHz), en vue de caractériser les différents mélangeurs réalisés.

Les pertes de conversion du "QUAD1" sont égales à 11,2 dB. Elles se répartissent de la façon suivante :

- coupleur de sortie : évaluées à 2 dB,
- circuit d'adaptation et coupleur RF : de l'ordre de 3 dB,
- quad : mélangeur doublement équilibré environ 6 dB.

Les résultats de simulations du "QUAD3" sont similaires à ceux du "QUAD1" au gain près de l'amplificateur FI.

L'utilisation de coupleurs simplifiés dans la troisième version "QUAD5" permet d'améliorer de 1 dB le gain de conversion et par extension le facteur de bruit (circuit adapté à 50Ω). Sa bande passante reste équivalente au "QUAD3".

III.4.4 Résultats de mesure

• QUAD1

La figure III.23 montre la comparaison entre la mesure et la simulation du gain de conversion et du facteur de bruit. Ce dernier est équivalent aux pertes de conversion (en mesure), et son évolution en fonction de la fréquence suit la variation des pertes.

On peut constater, d'une part, que les mesures sont légèrement inférieures à celles simulées (environ 1 dB), d'autre part qu'il existe un décalage des courbes de réponses de l'ordre de 1 GHz (vers le haut).

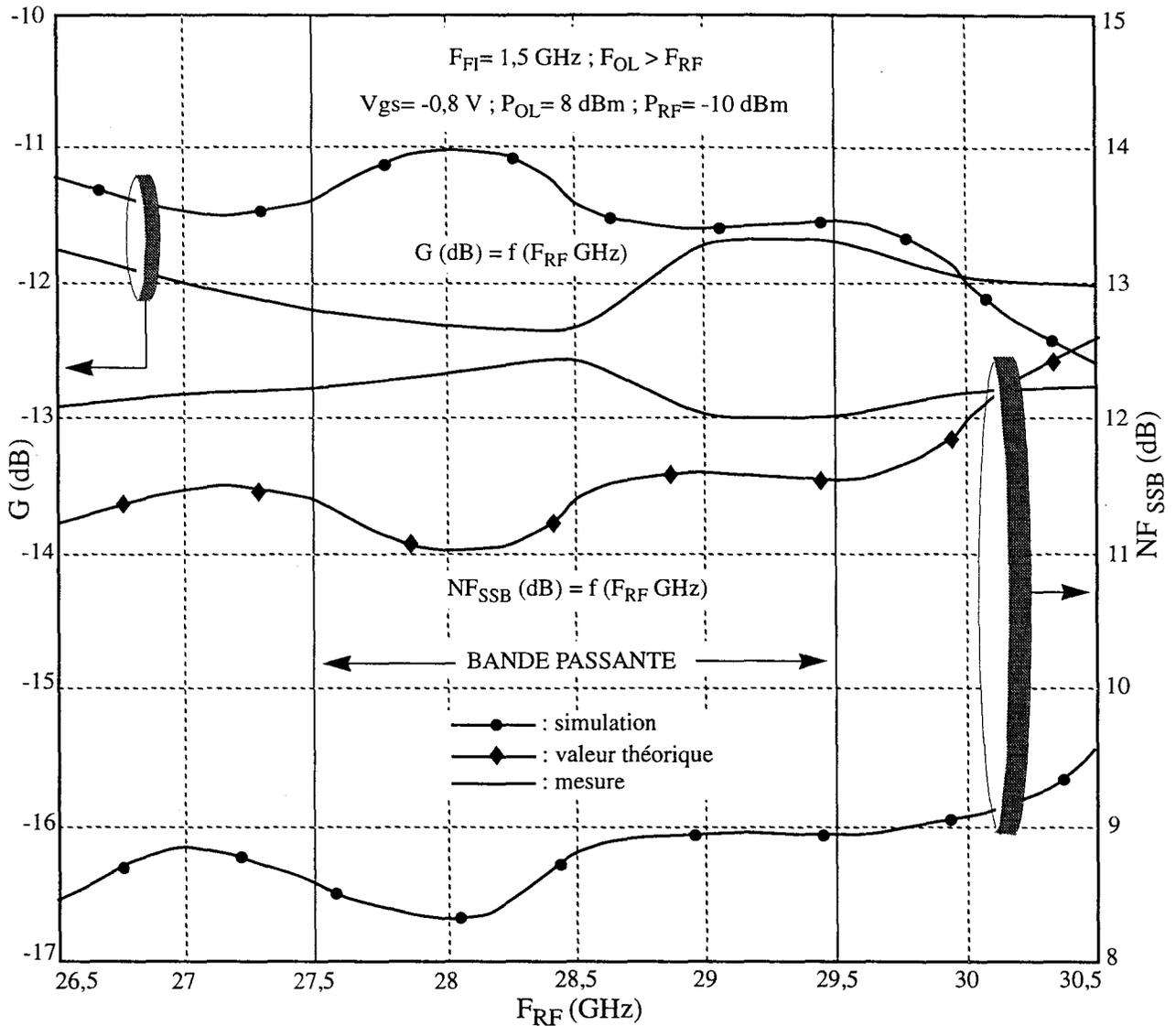


Figure III.23 : comparaison mesure/simulation du gain de conversion et du facteur de bruit

Ce décalage peut s'expliquer par le montage du circuit dans le boîtier et en particulier par les longueurs des fils d'or thermocompressés qui affectent de façon sensible les performances du mélangeur (rétro-simulation). Ces fils font partie intégrante des coupleurs RF et OL ; ils influent donc sur le déphasage et l'amplitude des signaux RF et OL.

De plus, au vu de la figure III.24, le décalage en fréquence affecte sensiblement l'adaptation RF, et donc pénalise le gain de conversion et le facteur de bruit en début de bande. L'effet de la désadaptation du signal OL est compensée par une augmentation de sa puissance.

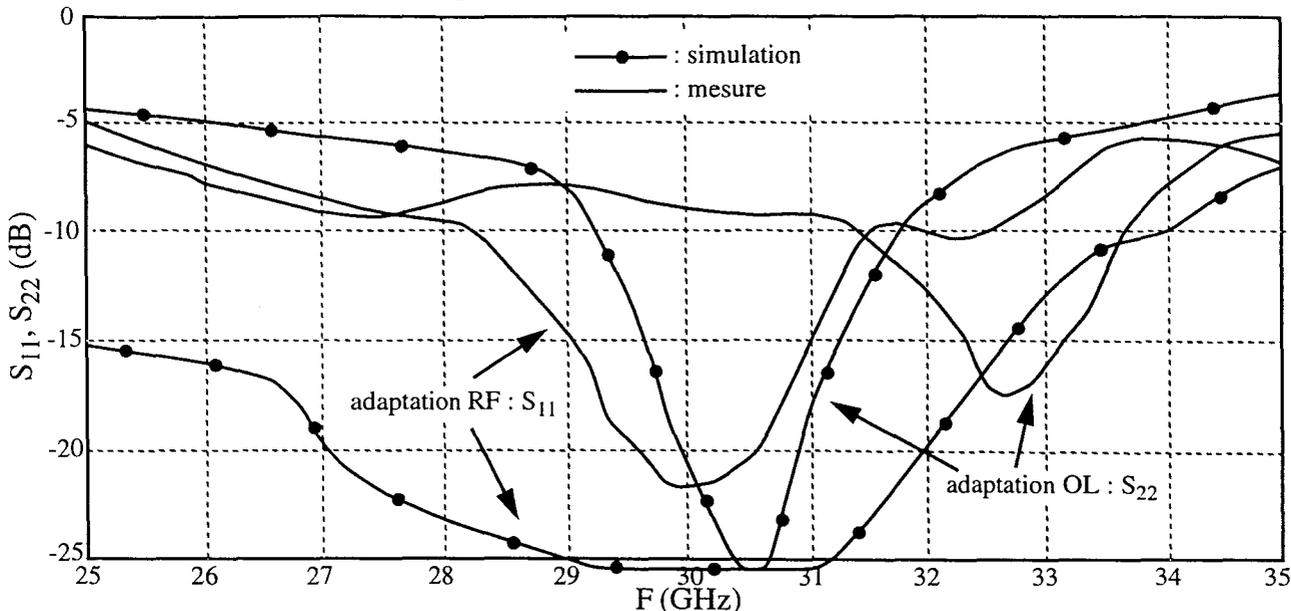


Figure III.24 : comparaison mesure/simulation des adaptations OL et RF

Cette désadaptation OL ainsi que l'écart entre les pertes de conversion mesurées et celles simulées (environ 1 dB) ont une influence directe sur le point de compression à -1 dB (figure III.25). Ceci explique en partie la différence de 2 dB de ce dernier vis-à-vis de la simulation. D'autre part,

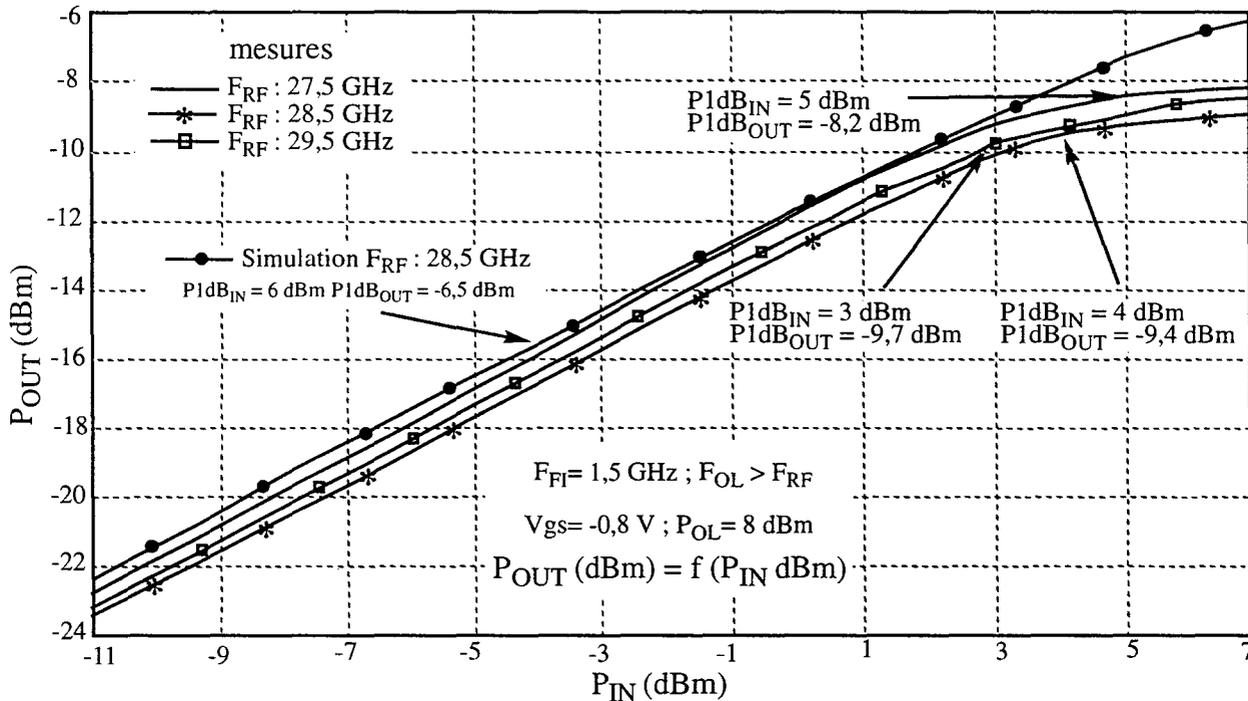


Figure III.25 : comparaison mesure/simulation du point de compression à -1 dB de gain

l'augmentation de la puissance de l'OL (à 10 dBm) n'a aucune influence sur le gain de conversion, mais permet d'améliorer le point de compression à -1 dB (amélioration de l'ordre de 2 dB).

• QUAD3

Le circuit "QUAD3" présente des caractéristiques différentes en consommation vis-à-vis de la simulation. On constate un courant de drain plus important (dans l'amplificateur différentiel) et une tension de pincement différente de la valeur typique (inférieure à -0,9 V). De ce fait, et pour travailler aux conditions nominales du circuit, la tension de grille du mélangeur (V_{gs}) doit être égale à -1 V (au lieu de -0,6 V), et la tension de l'amplificateur (V_{amp}) égale à 6 V (au lieu de 5 V).

Dans ces conditions, le gain de conversion est peu différent de celui simulé, avec un décalage en fréquence de 1 GHz (vers le haut) (figure III.26). Les circuits "QUAD1" et "QUAD3" étant identiques à l'exception du combineur de sortie, il est donc normal de retrouver ce décalage. Le facteur de bruit, quant à lui est inversement proportionnel au gain de conversion et suit son évolution en fonction de la fréquence RF.

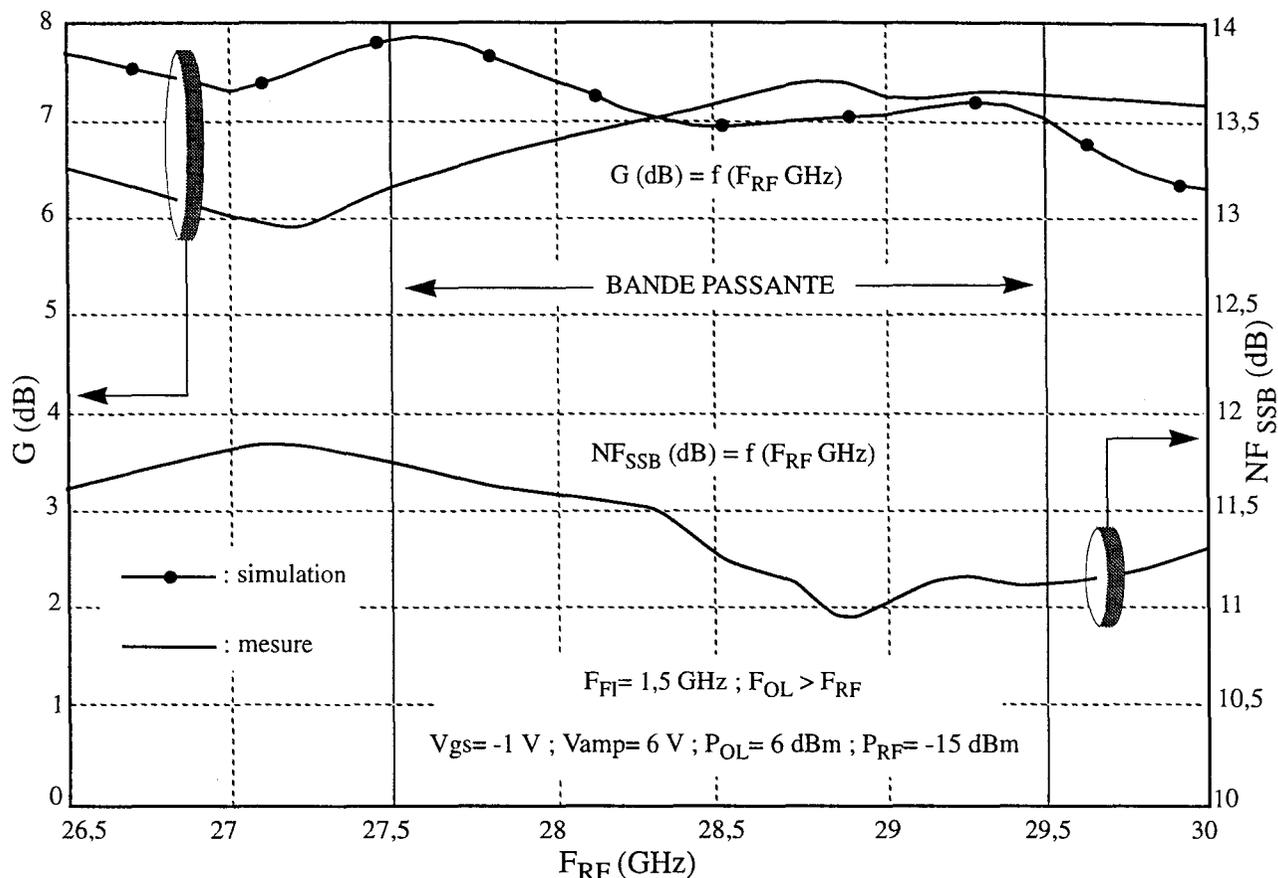


Figure III.26 : comparaison mesure/simulation du gain de conversion et du facteur de bruit

Le gain de conversion évolue en fonction de la puissance de l'oscillateur local et trouve sa valeur maximale à 6 dBm ; le point de compression à -1 dB (figure III.27), dans les mêmes conditions de polarisation est peu différent de la simulation (inférieur de 0,5 dB à 28,5 GHz).

Les adaptations OL et RF (figure III.28) sont centrées à l'intérieur de la bande de fonctionnement et leurs évolutions en fonction de la fréquence sont sensiblement similaires à celles obtenues par simulation.

Lors du montage de la puce, nous avons privilégié le côté RF (fils thermocompressés les plus courts possibles : environ 0,4 mm) en dégradant le côté OL (fils thermocompressés de l'ordre de 0,6 mm), ce qui peut expliquer la dégradation de l'adaptation OL à l'intérieur de sa bande d'intérêt.

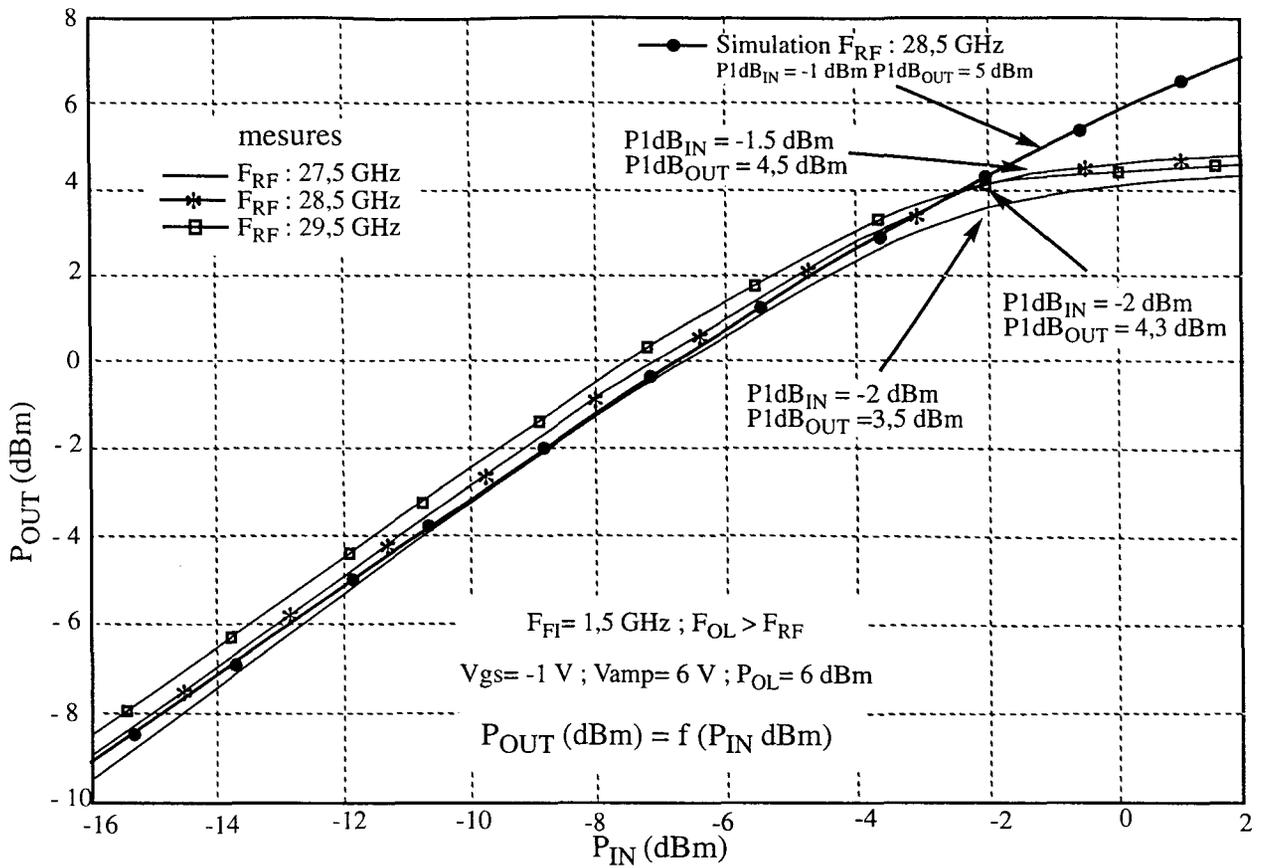


Figure III.27 : comparaison mesure/simulation du point de compression à -1 dB de gain

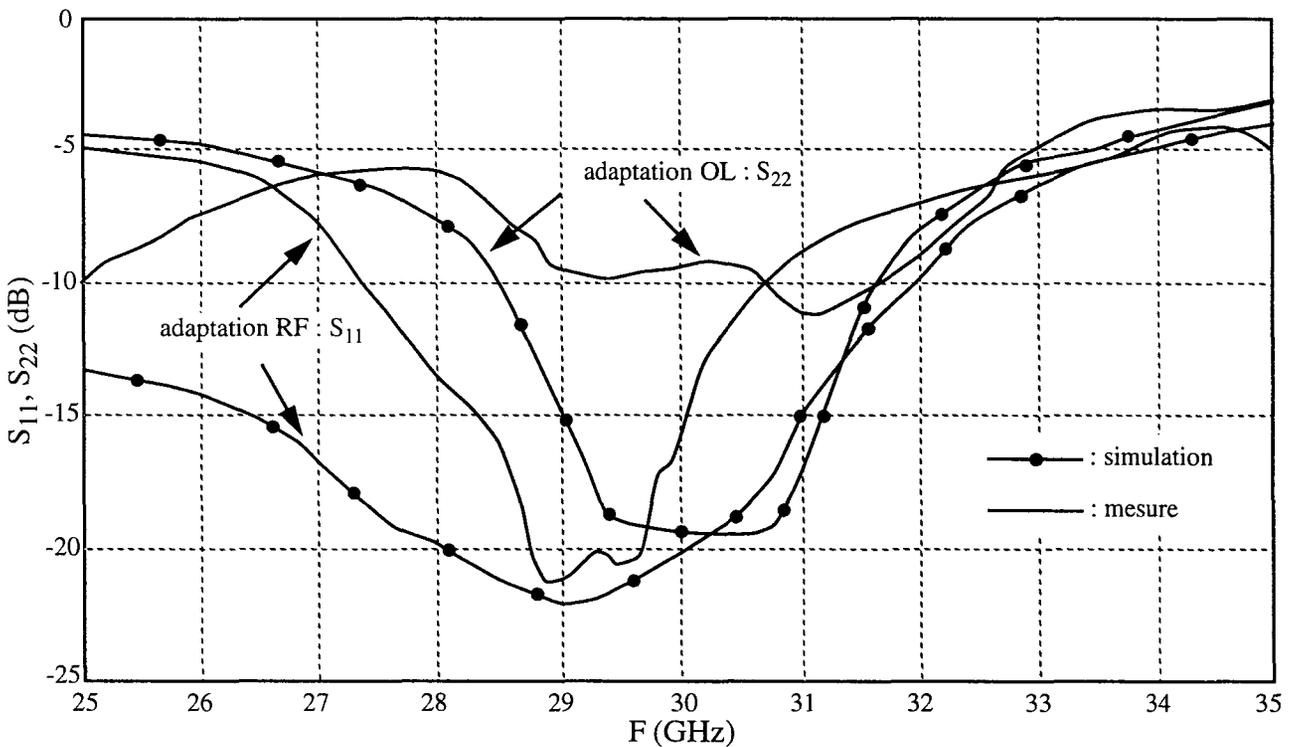


Figure III.28 : comparaison mesure/simulation des adaptations OL et RF

• QUAD5

Les résultats de mesures ainsi que les conditions de polarisation sont similaires à ceux de la simulation (consommation légèrement supérieure à la simulation), avec cependant un décalage en fréquence de l'ordre de 0,5 GHz (figure III.29). Le facteur de bruit est inversement proportionnel au gain de conversion, et évolue en fonction de la fréquence de la même façon.

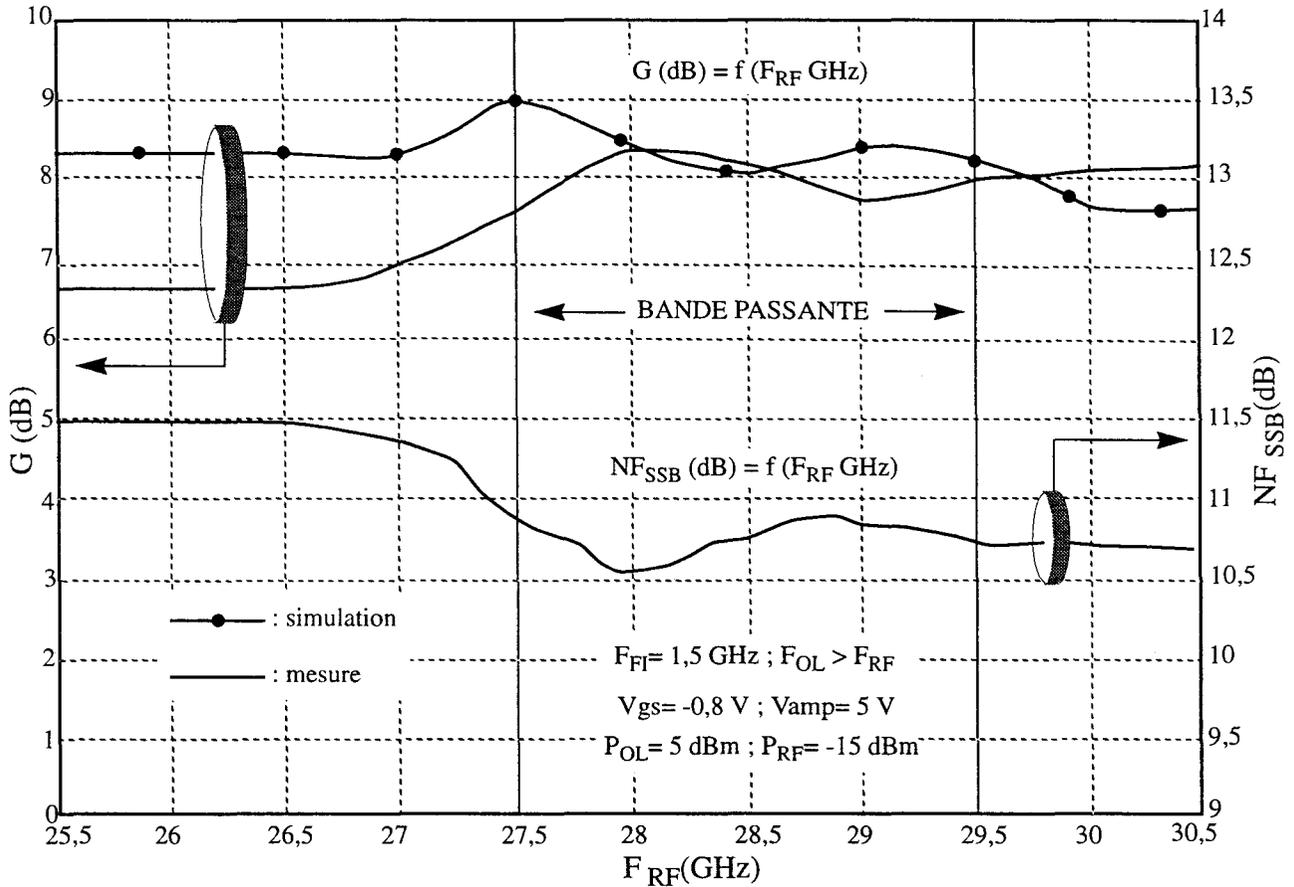


Figure III.29 : comparaison mesure/simulation du gain de conversion et du facteur de bruit

Le gain de conversion augmente en fonction de la puissance de l'oscillateur local et atteint sa valeur optimale pour une puissance de l'ordre de 5 dBm. Par contre le point de compression à -1 dB continue de s'améliorer et est similaire à la simulation pour une puissance égale à 7 dBm. Dans les mêmes conditions de polarisation (5 dBm) le point de compression à -1 dB est inférieur de 2 dB par rapport à la simulation (figure III.30).

Les adaptations OL et RF (figure III.31) sont meilleures que -10 dB dans la bande d'intérêt.

Ces résultats de mesure sont à comparer au "QUAD3". La simplification des coupleurs 180° RF et OL a permis d'améliorer de 1 dB environ le gain de conversion, et par extension le facteur de bruit, comme prédit par la simulation. Leurs bandes passantes sont équivalentes.

Les résultats de mesure des différents mélangeurs doublement équilibrés comparés à la simulation (QUAD1, QUAD3, QUAD5) sont récapitulés dans le tableau III.4.

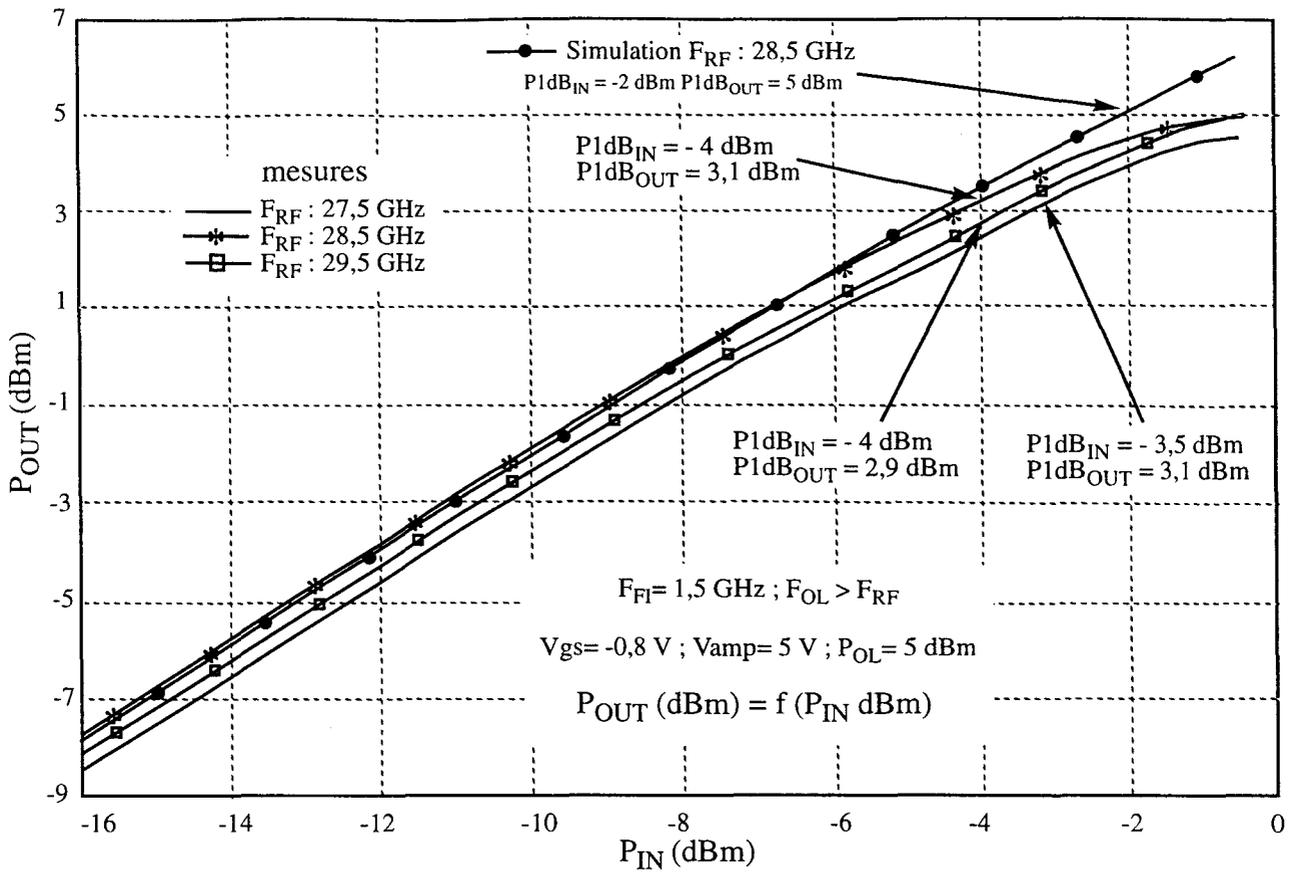


Figure III.30 : comparaison mesure/simulation du point de compression à -1 dB de gain

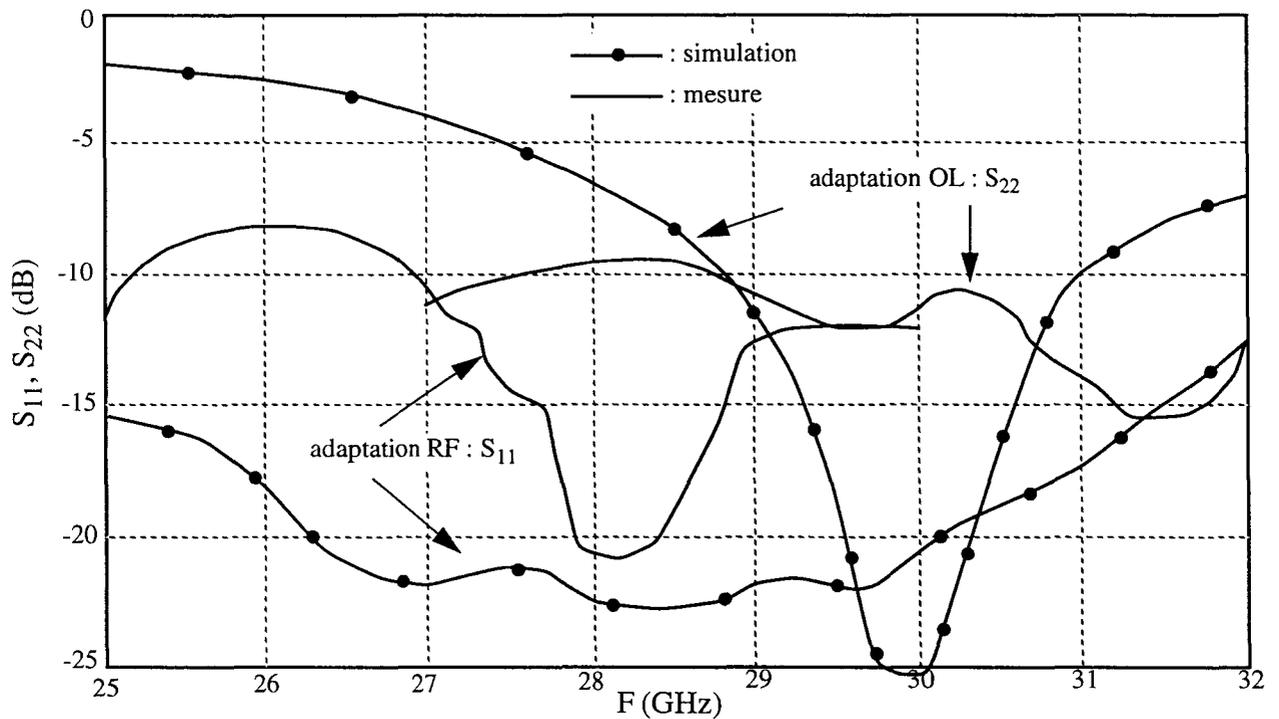


Figure III.31 : comparaison mesure/simulation des adaptations OL et RF

	QUAD 1		QUAD 3		QUAD 5	
Température : 25 °C	Simulations	Mesures	Simulations	Mesures	Simulations	Mesures
G (dB)	-11,2 ± 0,2	-12 ± 0,4	7,5 ± 0,5	7 ± 0,5	8,5 ± 0,5	8 ± 0,2
NF _{SSB} (dB)	9	12 ± 0,2	8,2	11,5 ± 0,5	7,2	10,7 ± 0,2
coefficient de réflexion RF(dB)	< - 21	< - 9	< - 17	< - 10	< - 21	< - 10
coefficient de réflexion OL(dB)	< - 10	< - 8	< - 13	< - 9	< - 11	< - 11
coefficient de réflexion FI (dB)	adapté à 50 Ω	< - 20	adapté à 50 Ω	< - 16	adapté à 50 Ω	< - 18
P1dB (dBm)	6 (in) ; - 6,5 (out)	≥ 3 (in) ; > -10 (out)	-1 (in) ; 5 (out)	≥ - 2 (in) ; > 3 (out)	- 2 (in) ; 5 (out)	> - 4 (in) ; > 2 (out)
Isolation OL/RF (dB)	70	> 30	70	> 35	70	> 40
Isolation OL/FI (dB)	30	> 45	30	> 30	40	> 35
Isolation RF/FI (dB)	65	> 40	50	> 30	55	> 30
Sensibilité de l'OL (dB/dB)	0,1	0,15	0,1	0,1	0,1	0,15
Puissance OL (dBm)	5	8	5	6	5	5
Tension d'alimentation (V)	V _{gs} = - 0,6	V _{gs} = - 0,8	V _{gs} = - 0,6 V _{vamp} = 5	V _{gs} = - 1 V _{vamp} = 6	V _{gs} = - 0,6 V _{vamp} = 5	V _{gs} = - 0,8 V _{vamp} = 5
consommation (mW)	—	—	200	< 350	200	< 250

F_{RF} : 27,5 - 29,5 GHz Surface : 1 × 1,5 mm²
 F_{OL} : 29 - 31 GHz

Tableau III.4 : comparaison mesure/simulation des mélangeurs doublement équilibrés à FETs froids

III.4.5 Rétro-simulation des circuits

La comparaison des résultats obtenus par mesures à ceux simulés des différents mélangeurs doublement équilibrés montre :

- d'une part, un écart de l'ordre de 1 dB sur le gain de conversion et le facteur de bruit.

Cette différence a été expliquée entre autres par une modélisation optimiste de la conductance de drain "gd" du modèle de transistor à FET froid.

- d'autre part, un décalage en fréquence (de l'ordre de 1 GHz).

Là encore, ce décalage peut être expliqué par une variation des longueurs de ligne due aux effets de coudes et de couplages, en particulier au niveau des circuits d'adaptation RF et OL. Les longueurs de fils d'or thermocompressés affectent également de façon sensible les performances du mélangeur.

L'utilisation des coupleurs simplifiés (figure III.17) dans le circuit "QUAD5" permet de diminuer ces effets de coudes et de couplages (circuit moins dense, connexions facilitées au niveau des circuits d'adaptation RF et OL). En conséquence, le décalage en fréquence est réduit de moitié (à 0,5 GHz) par rapport aux circuits "QUAD1" et "QUAD3".

III.5 MELANGEUR ACTIF

Le mélange dans la source utilise la non linéarité de la transconductance. Ce fonctionnement est voisin du mélange dans la grille et permet un gain de conversion important.

En revanche, il faut noter que ce circuit procure un facteur de bruit moindre par rapport au mélange dans la grille et le drain (voir chapitre II : §II.8), et une meilleure isolation par construction entre les accès OL et RF (électrodes séparées du transistor).

Le synoptique du mélangeur (MAS2) est présenté à la figure III.32. Il se compose de circuits d'adaptations RF et OL, de circuits de stabilisation basse fréquence, d'un filtre passe-bas pour la réjection des signaux parasites, et d'un amplificateur FI réalisant l'adaptation à 50Ω .

Les tensions de polarisation du transistor ont été choisies de telle façon à se situer au milieu de la zone de saturation ($V_{ds}=3 \text{ V}$), et à obtenir le meilleur compromis entre le gain de conversion et le facteur de bruit du transistor ($V_{gs}=-0,6 \text{ V}$). La taille du transistor a été fixé à $180 \mu\text{m}$ pour minimiser le facteur de bruit.

Ce circuit permettra d'étudier et de comparer les performances en bruit à ceux des mélangeurs à FETs froids.

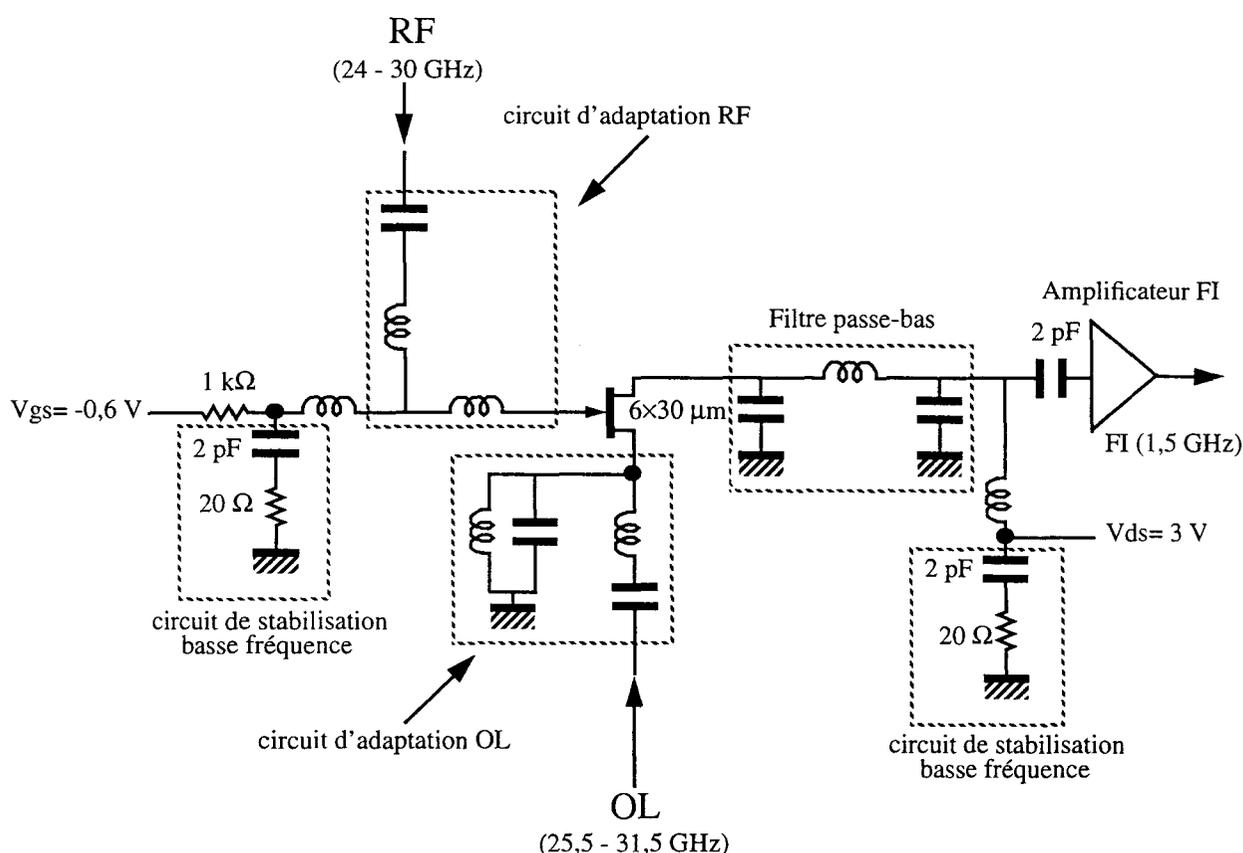


Figure III.32 : synoptique du mélangeur actif (FET chaud, dans la source)

III.5.1 Amplificateur FI

Dans notre cas, l'impédance de charge en sortie du mélangeur est de l'ordre de 250Ω pour une fréquence FI de $1,5 \text{ GHz}$. Le circuit d'adaptation qui permettrait d'adapter la sortie du mélangeur à 50Ω est un circuit LC non réalisable sur la puce.

Dans le souci d'intégrer le circuit complet sur la puce, le rôle principal de l'amplificateur FI

est d'effectuer l'adaptation d'impédance entre la sortie du mélangeur et 50 Ω.

L'amplificateur (figure III.33) est constitué d'un transistor actif polarisé à I_{DSS} de façon à disposer d'un gain important en sortie de l'amplificateur, et la tension V_{ds0} est égale à 3 V (zone de saturation).

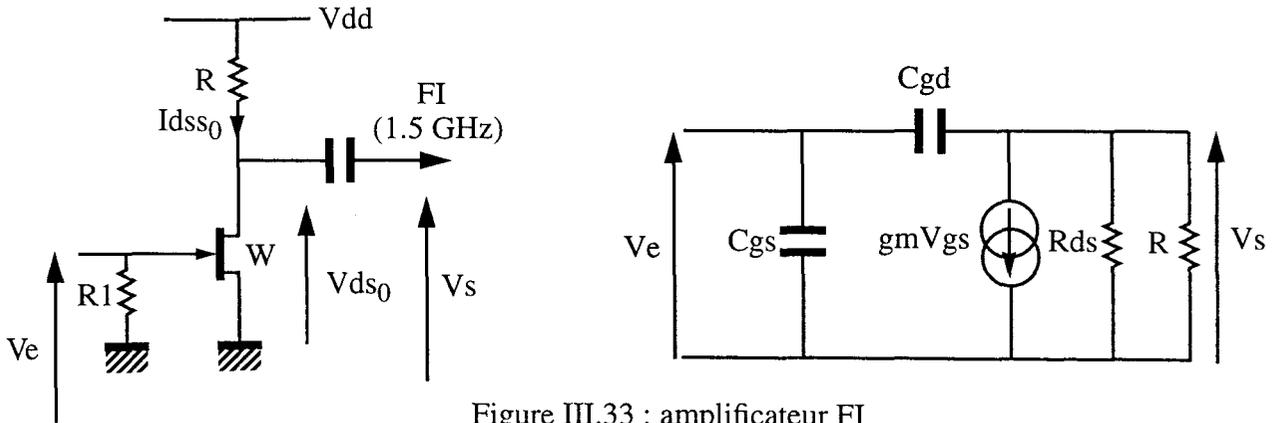


Figure III.33 : amplificateur FI

Le gain de conversion s'écrit en basse fréquence :

$$G = \frac{V_s}{V_e} = -g_m \frac{R \times R_{ds}}{R + R_{ds}} \quad (\text{III.6})$$

On peut donc à partir de cette relation déterminer le gain de conversion en fonction de la largeur du transistor "W" en mm :

avec : $V_{dd} = V_{ds0} + R I_{DSS} \times W$

$$g_m = g_{m0} \times W \quad R_{ds} = \frac{R_{ds0}}{W} \quad G = \frac{V_s}{V_e} = g_{m0} \frac{R_{ds0} (V_{dd} - V_{ds0})}{V_{dd} - V_{ds0} + R_{ds0} I_{DSS}} ; \quad (\text{III.7})$$

soit, à $I_{DSS} V_{ds0} = 3 \text{ V}$ $V_{gs} = 0 \text{ V} \Rightarrow R_{ds0} = 32 \text{ } \Omega/\text{mm}$ $g_{m0} = 0,52 \text{ S}\cdot\text{mm}$.

Si l'on désire un gain de conversion de l'ordre de 15 dB la tension V_{dd} doit être égale à 5 V. Dans ces conditions le gain de l'amplificateur est peu différent de 14 dB, quant au gain du mélangeur il est de l'ordre de 0 dB.

La taille du transistor "W" a été fixée à 180 μm pour minimiser le facteur de bruit de l'amplificateur FI. Par conséquent la charge résistive R est égale à :

$$R = \frac{G + \frac{R_{ds0}}{W}}{g_{m0} R_{ds0} - G} = 50 \text{ } \Omega. \quad (\text{III.8})$$

Dans ces conditions, l'impédance de sortie est égale à :

$$Z_s = \frac{R \times \frac{R_{ds0}}{W}}{R + \frac{R_{ds0}}{W}} \approx 40 \text{ } \Omega \quad \text{soit } -19 \text{ dB d'adaptation.}$$

III.5.2 Résultats de mesure

Les conditions de la mesure et les courbes obtenues du gain de conversion et du facteur de bruit sont présentées sur la figure III.34. Le gain de conversion est légèrement inférieur à celui simulé (environ 0,5 dB) et présente dans la bande de fonctionnement une ondulation légèrement supérieure (causes possibles : longueurs des câbles coaxiaux RF et FI, éléments parasites dus au boîtier, ..., précisions des appareils de mesure).

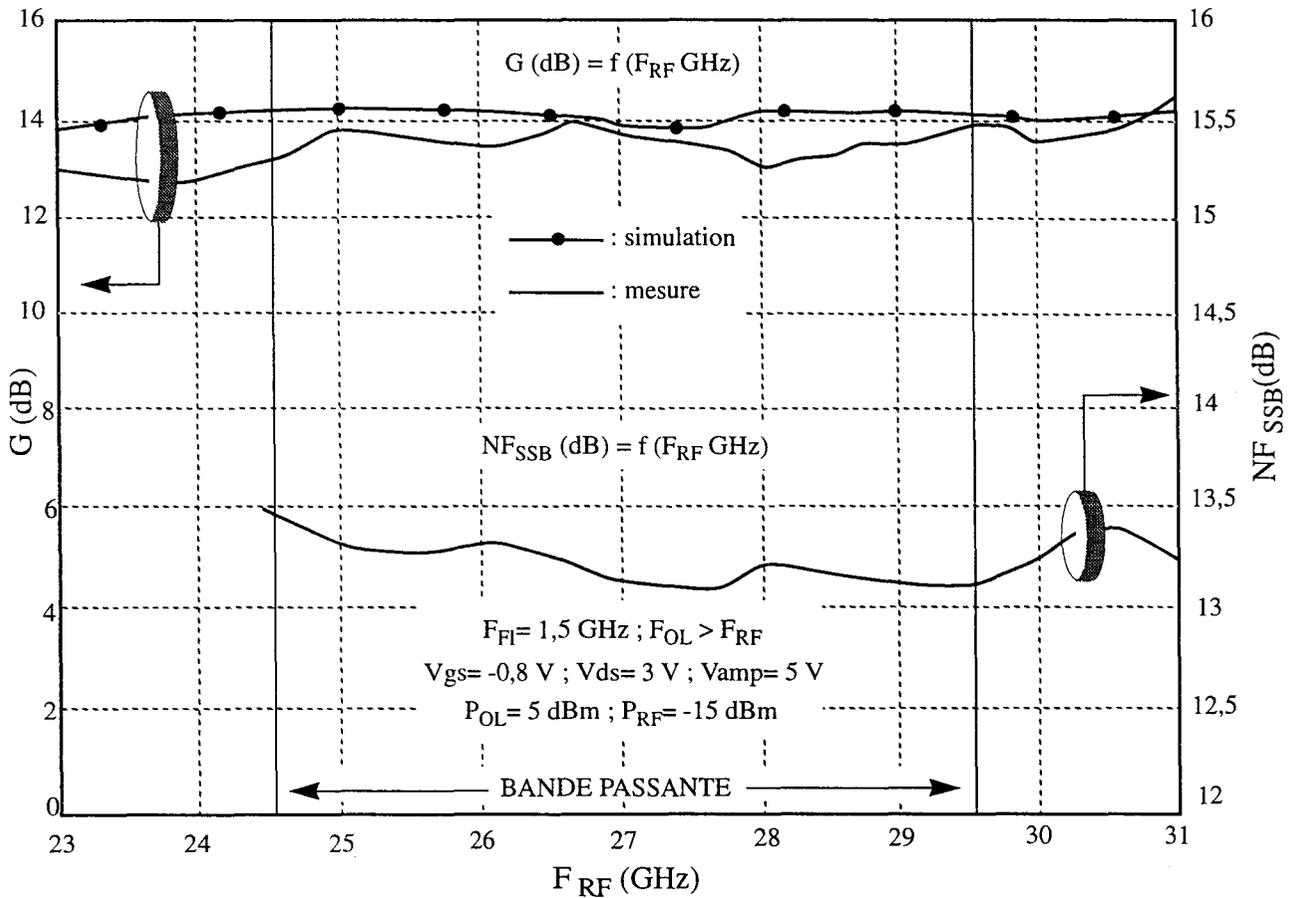


Figure III.34 : comparaison mesure/simulation du gain de conversion et du facteur de bruit

La figure III.35 confirme les résultats escomptés de la simulation au niveau de la bande de fonctionnement. Les adaptations OL et RF sont comparables à celles simulées, avec cependant une ondulation de celles-ci en fonction de la fréquence. Ce phénomène peut s'expliquer par les éléments parasites (capacités) dus au boîtier non pris en compte lors de la simulation.

Ce circuit a donc l'avantage d'être large bande associé à un gain de conversion important, mais avec un facteur de bruit plus fort (de l'ordre de 3 dB) vis-à-vis des mélangeurs à FET froid (mélangeur à réjection de fréquence image, et doublement équilibré).

Au vu des résultats de mesure résumés dans le tableau III.4, la comparaison des performances simulées à celles obtenues par mesures montre la validité du modèle de FET chaud mis au point pour la filière D02AH. Néanmoins, l'écart de 2 dB sur le point de compression (figure III.36) nécessite une amélioration de ce modèle (meilleure estimation du g_m : voir figure AI.2) qui devrait permettre de rendre compte de manière plus satisfaisante de l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

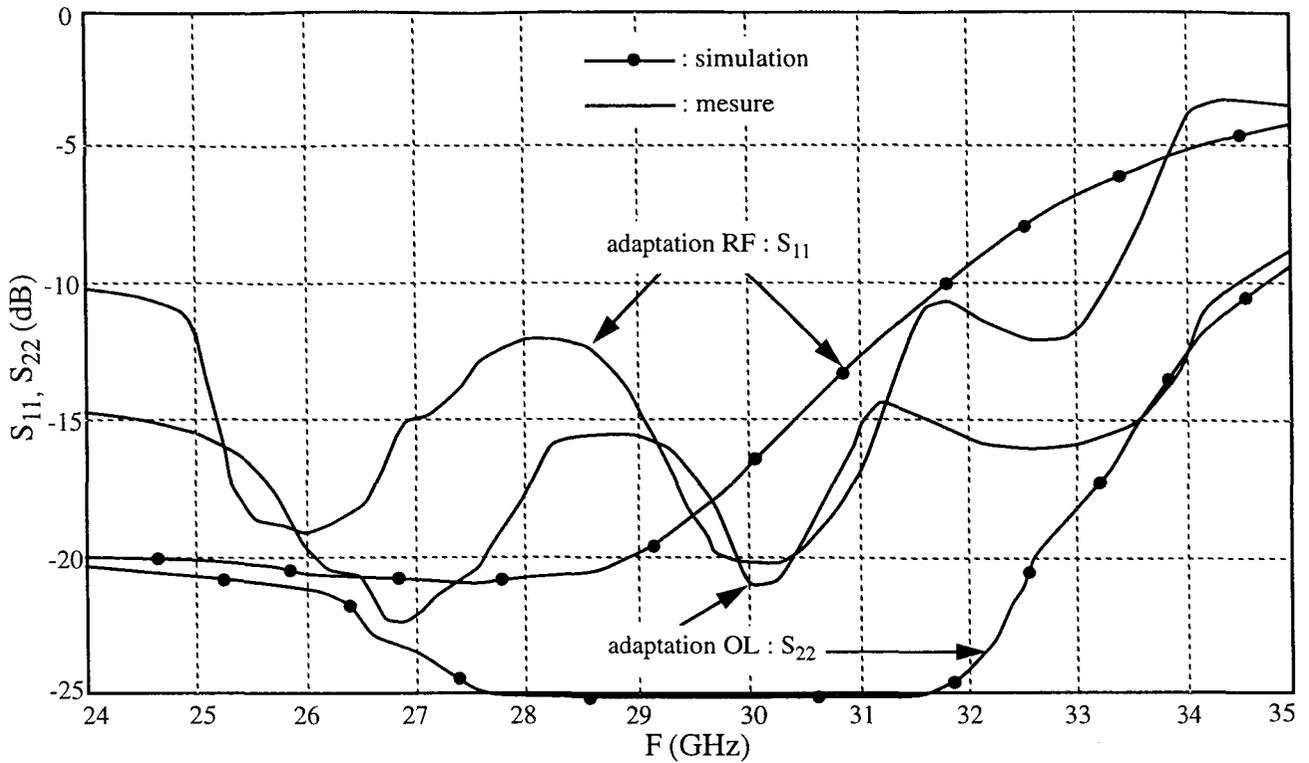


Figure III.35 : comparaison mesure/simulation des adaptations OL et RF

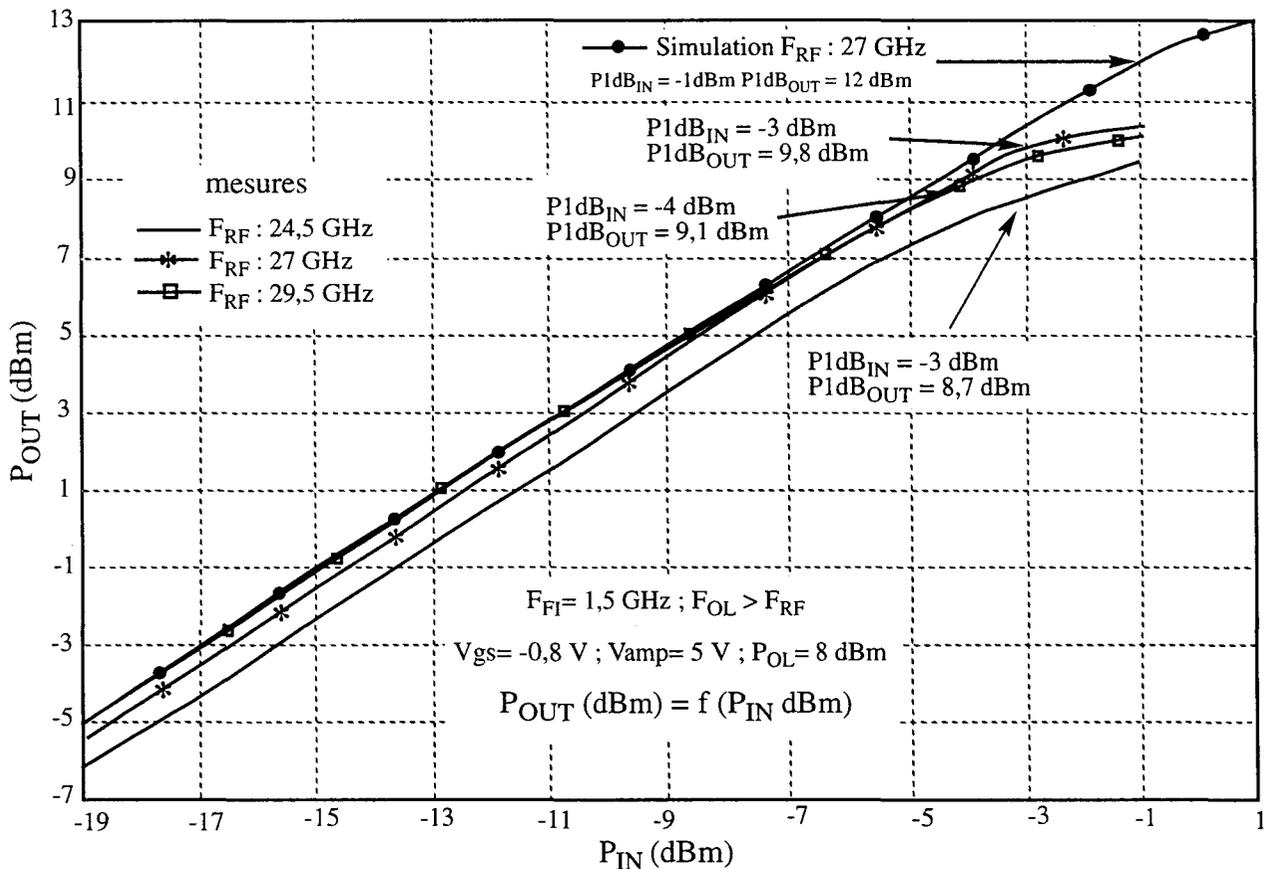


Figure III.36 : comparaison mesure/simulation du point de compression à -1 dB de gain

Température : 25 °C	Simulations	Mesures
G (dB)	14,2 ± 0,2	13,5 ± 0,5
NF _{SSB} (dB)	10,5	13
coefficient de réflexion RF (dB)	< - 17	< - 12
coefficient de réflexion OL (dB)	< - 20	< - 15
coefficient de réflexion FI (dB)	adapté à 50 Ω	< - 15
P1dB (dBm)	-1 (in) ; 12 (out)	> - 4 (in) ; > 8 (out)
Isolation OL/RF (dB)	7	> 15
Isolation OL/FI (dB)	5	> 10
Isolation RF/FI (dB)	23	> 20
Sensibilité de l'OL (dB/dB)	0,2	0,3
Puissance OL (dBm)	5	5
Tension d'alimentation (V)	Vgs= - 0,6 ; Vds= 3 ; Vamp= 5	Vgs= - 0,8 ; Vds= 3 ; Vamp= 5
consommation (mW)	300	< 350

F_{RF} : 24,5 - 29,5 GHz Surface : 1 × 1,5 mm²
 F_{OL} : 26 - 31 GHz

Tableau III.5 : comparaison mesure/simulation du mélangeur actif (source) "MAS 2"

III.6 CHOIX DU MODE ET DE L'ARCHITECTURE DE MELANGE

Le tableau III.6 ci-dessous résume les principales performances obtenues par mesure des différents circuits étudiés. Cette comparaison n'est pas exhaustive, mais elle permet d'extraire d'un circuit certains points forts.

Si la consommation, le gain de conversion sont difficilement comparables (amplificateur FI), d'autres performances comme la taille, la puissance de l'oscillateur local, l'isolation, la bande de fréquence, la réjection de la fréquence image, voire la puissance de compression, et le facteur de bruit, peuvent être facilement comparées.

Performances	MRI (FET froid)	MDE (FET froid)	MSA (FET chaud,source)
Facteur de bruit	+	+	--
Réjection de la fréquence image	++	-	-
Gain de conversion	--	+	++
P1dB _{IN}	+++	+	+
Isolation	+	++	-
Bande de fréquence	-	-	++
Consommation	+++	+	-
P _{OL}	--	+	+
Taille	--	+	+

+ : Avantage
- : Inconvénient

MRI : Mélangeur à réjection de fréquence image (sans amplificateur FI)
MDE : Mélangeurs doublement équilibrés (avec amplificateur FI)
MSA : Mélangeur simple actif (avec amplificateur FI)

Tableau III.6 : principales performances mesurées des différents circuits

Au vu de cette comparaison, et compte tenu des objectifs à atteindre (faible facteur bruit), la solution choisie est d'utiliser un mélangeur doublement équilibré, MDE (QUAD5) pour les raisons suivantes :

- un facteur de bruit minimisé, avec un gain de conversion supérieur à 8 dB (amplificateur FI) pour une consommation et un encombrement minimum (250 mW, 1,5 mm²) et de bonnes isolations entre les différents accès. Ceci est au détriment de la puissance de compression (de l'ordre de -4 dBm) vis-à-vis du mélangeur à réjection de fréquence image, et de la bande de fréquence (mélangeur actif).

Quant au mélangeur actif, il a l'avantage d'être large bande associé à un gain de conversion important, mais avec une consommation et un facteur de bruit plus fort (de l'ordre de 3 dB) vis-à-vis du mélangeur doublement équilibré.

III.6.1 Circuit multi-fonctions

A partir de la synthèse des différents circuits étudiés, et en accord avec la figure III.1, ce circuit multi-fonctions DL28 (voir figure III.37), se compose du mélangeur MDE (QUAD5) étudié précédemment, et d'un doubleur de fréquence côté OL. Ce doubleur permet d'étendre les bandes de fonctionnement :

- en effet, d'une part, la bande passante côté OL est diminuée de moitié (13 -15,5 GHz soit 2 GHz de bande passante au lieu de 5 GHz) ;
- d'autre part, l'impédance d'entrée du doubleur est peu différente de 15 Ω au lieu de 7 Ω (impédance d'entrée du mélangeur côté OL).

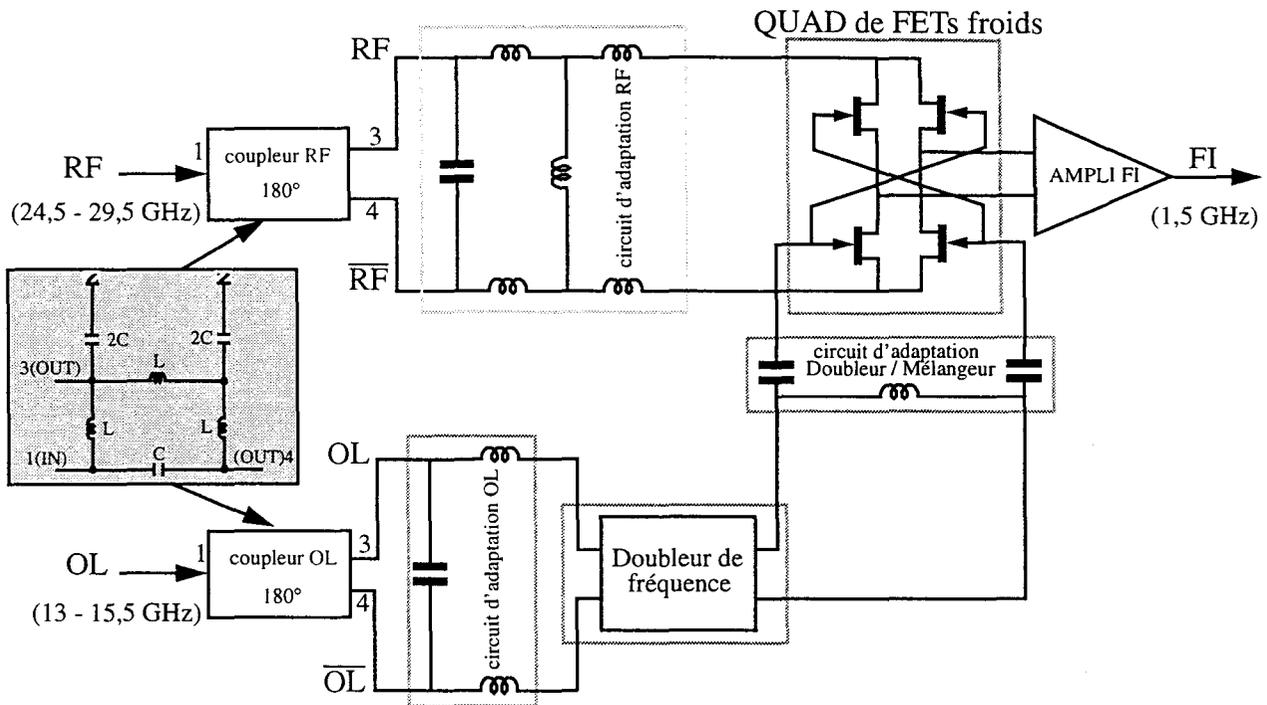


Figure III.37 : synoptique du circuit multi-fonctions

Etude du doubleur

Il suffit d'appliquer, à un élément non linéaire un signal sinusoïdal dont la fréquence est un sous-multiple de la fréquence finale désirée pour réaliser la multiplication de fréquence. On génère ainsi des harmoniques du signal d'entrée, sans produits d'intermodulation. On obtient après filtrage, le signal à la fréquence requise.

Le schéma de principe d'un multiplicateur de fréquence est donné ci-après (figure III.38).

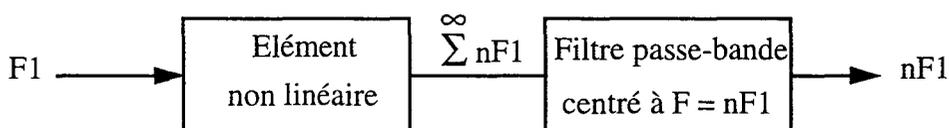


Figure III.38 : multiplicateur de fréquence

La solution retenue est une architecture doublement équilibrée pour les raisons suivantes :

cette architecture rejette les signaux d'entrée simultanément (cf figure III.39). L'utilisation d'un filtre passe bande en sortie du dispositif n'est donc pas nécessaire. Elle est identique au mélangeur doublement équilibré où les signaux d'entrée sont réunis par l'intermédiaire d'une capacité, qui découple les drains et les grilles des transistors en continu (figure III.40).

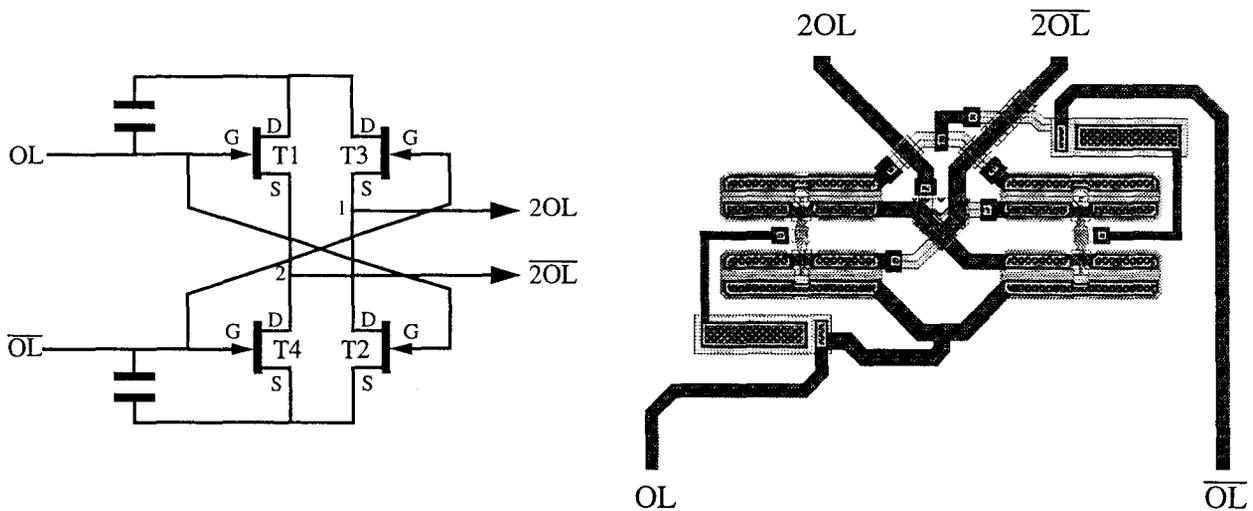
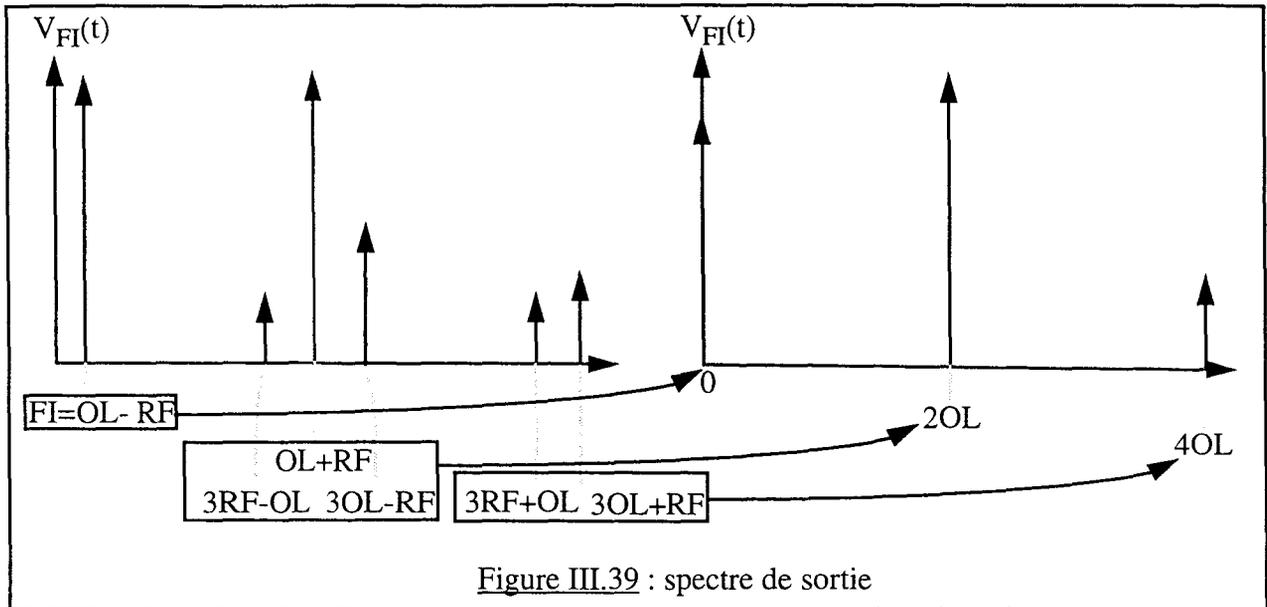


Figure III.40 : doubleur de fréquence (à FETs froids)

Les résultats de simulation de ce circuit sont similaires à ceux du mélangeur doublement équilibré, MDE (QUAD5), avec cependant une augmentation des bandes de fonctionnement (OL, RF). En effet, en doublant le circuit d'adaptation côté RF et surtout par l'intermédiaire du doubleur de fréquence côté OL, on a pu étendre les bandes de fréquence.

Ce circuit permet donc de couvrir les deux sous-bandes de fréquence d'utilisation RF et OL de la chaîne de réception.

On note donc une nette amélioration (en fréquence), pour une surface de puce minimisée avec des objectifs de faible coût (taille, consommation, un seul circuit).

III.6.2 Résultats de mesure

Ce circuit n'a fait l'objet d'aucune correction particulière et sa polarisation est identique à celle prévue lors de la simulation (circuit typique). La fonctionnalité de ce circuit est démontrée compte tenu des résultats de mesure présentés ci-dessous.

Ces résultats sont très satisfaisants vu sa complexité :

- gain de conversion légèrement inférieur de 1 dB (environ) par rapport à la simulation (figure III.41),
- point de compression à -1 dB comparable au résultat théorique à 27 GHz (figure III.42),
- adaptations inférieures à -12 dB et -15 dB respectivement pour la RF et l'OL (figure III.43).

Néanmoins, on constate une augmentation et un décalage (vers le haut) de la bande de fonctionnement (figure III.41).

L'analyse du dessin de masque, et les informations fournies par la rétro-simulation des mélangeurs doublement équilibrés peuvent expliquer cette différence :

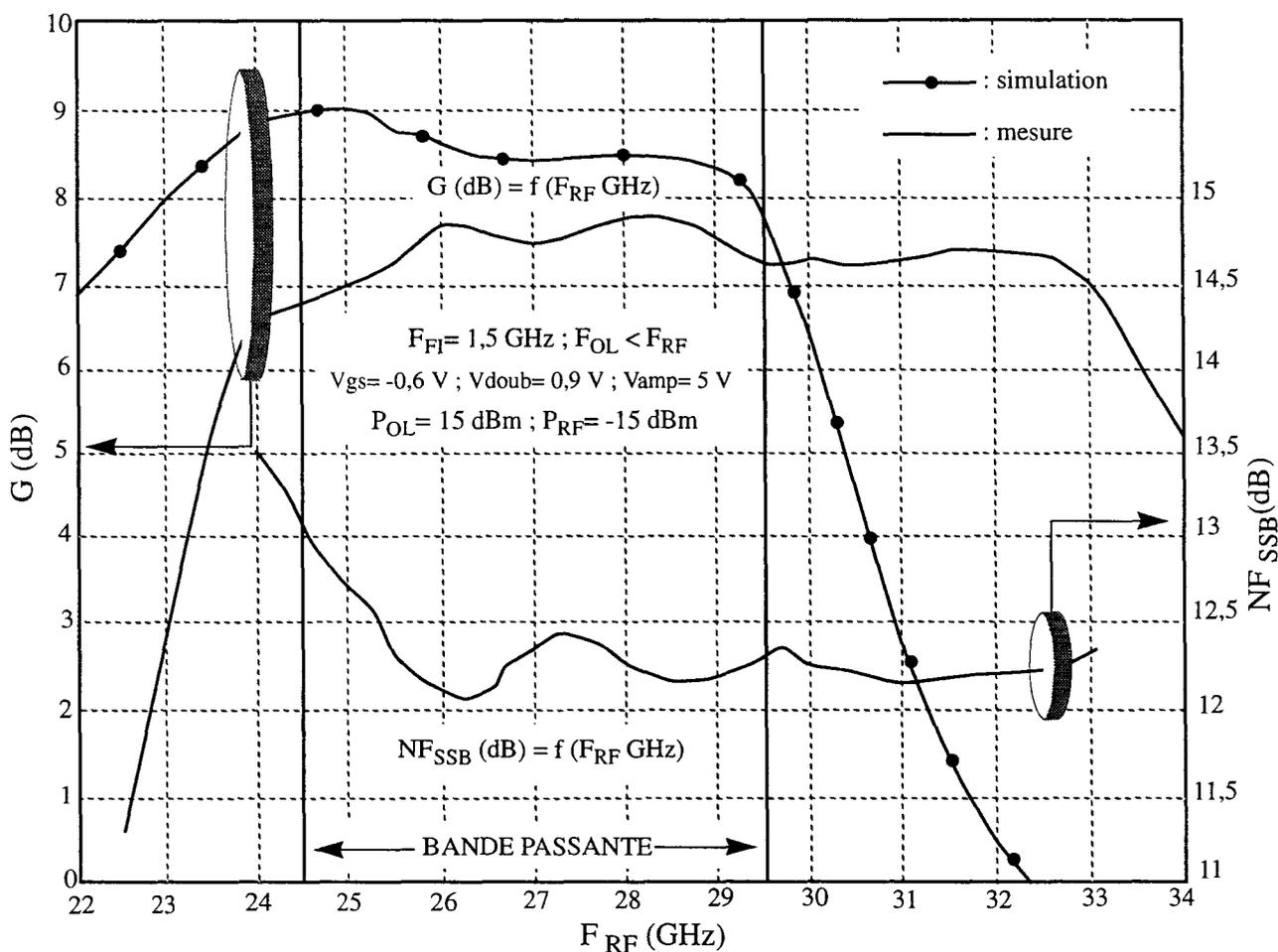


Figure III.41 : comparaison mesure/simulation du gain de conversion et du facteur de bruit

- au vu du dessin de masque, les effets de couplages et éléments parasites, situés entre le mélangeur et le doubleur de fréquence, au niveau du circuit d'adaptation RF et OL ... (non pris en compte lors de la simulation) influent sur l'amplitude des signaux et peuvent modifier la bande de fonctionnement du circuit ;
- le décalage en fréquence constaté lors de la caractérisation des circuits mélangeurs doublement équilibrés a été expliqué par une mauvaise prise en compte de l'effet des coudes, principalement, dans les circuits d'adaptation RF et OL. On retrouve cet effet dans le circuit "DL28".

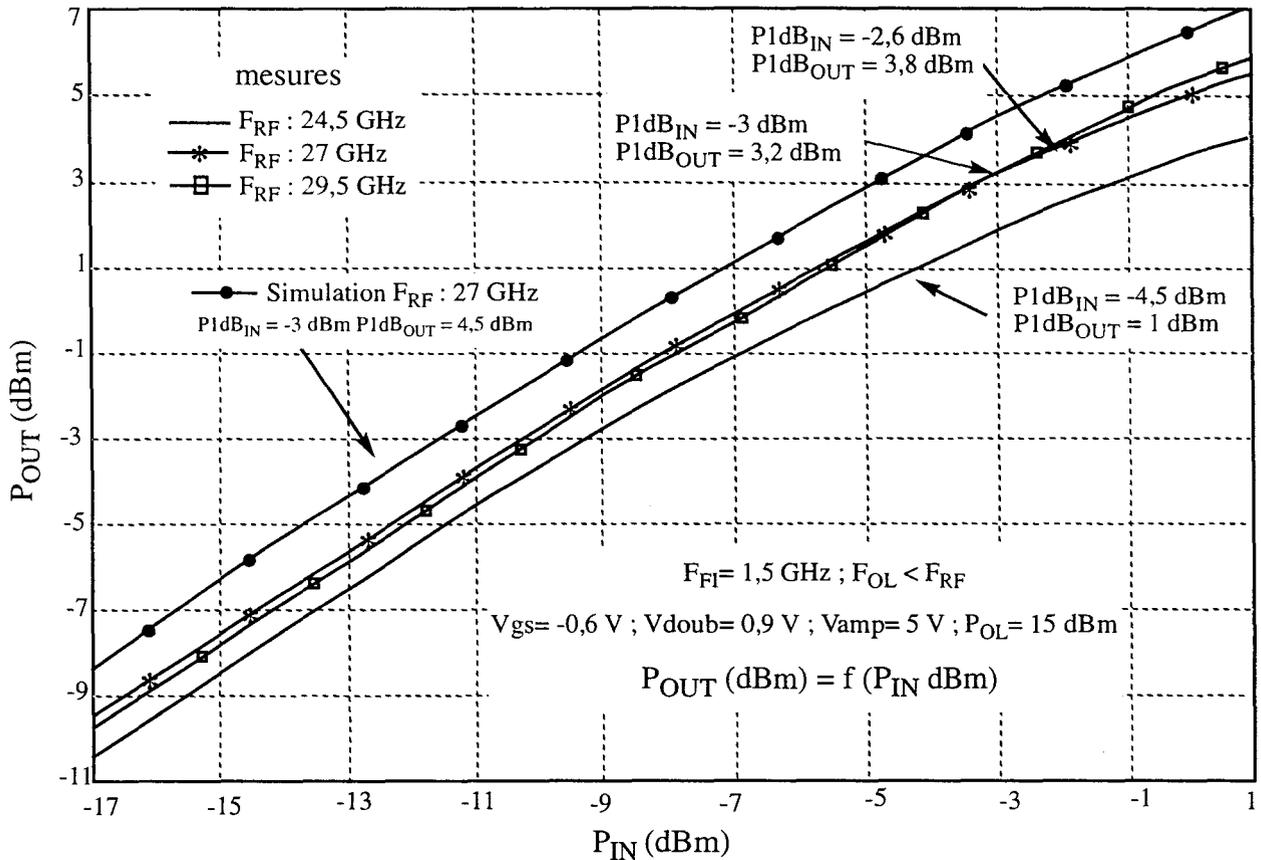


Figure III.42 : comparaison mesure/simulation du point de compression à -1 dB de gain

Quant au facteur de bruit (figure III.41), il nous semble pessimiste pour les raisons suivantes :

- le gain de conversion est peu différent de celui calculé (à 1 dB près),
- les parties RF et FI ainsi que le mélangeur sont sensiblement identiques au circuit "QUAD5".

Cette mesure réalisée à l'aide d'un vobulateur (2 - 20 GHz, HP 83590 A) comme source OL (au lieu de l'oscillateur) pénalise la mesure en bruit (voir annexe III : banc de tests).

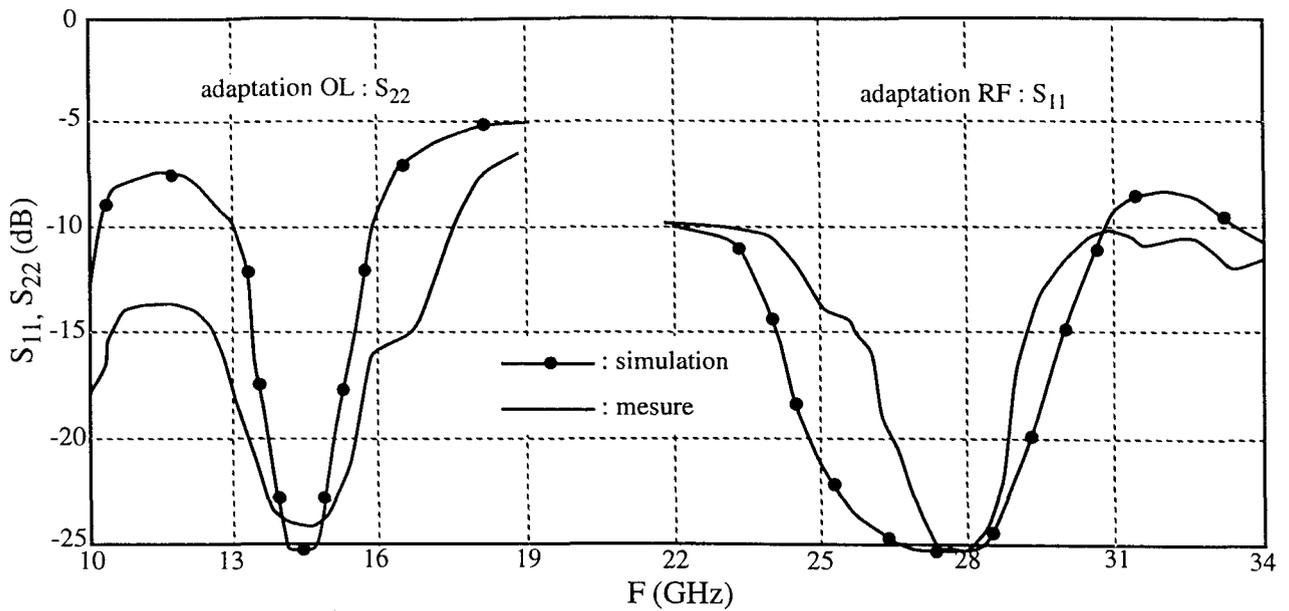


Figure III.43 : comparaison mesure/simulation des adaptations OL et RF

Des mesures additionnelles en températures à $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$ (figure III.44) ont été réalisées. On a pu observer une variation de $\pm 1\text{ dB}$ sur le gain de conversion ($+1\text{ dB}$ à $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$; -1 dB à $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$) ainsi que sur le facteur de bruit, démontrant une faible sensibilité à la variation en température.

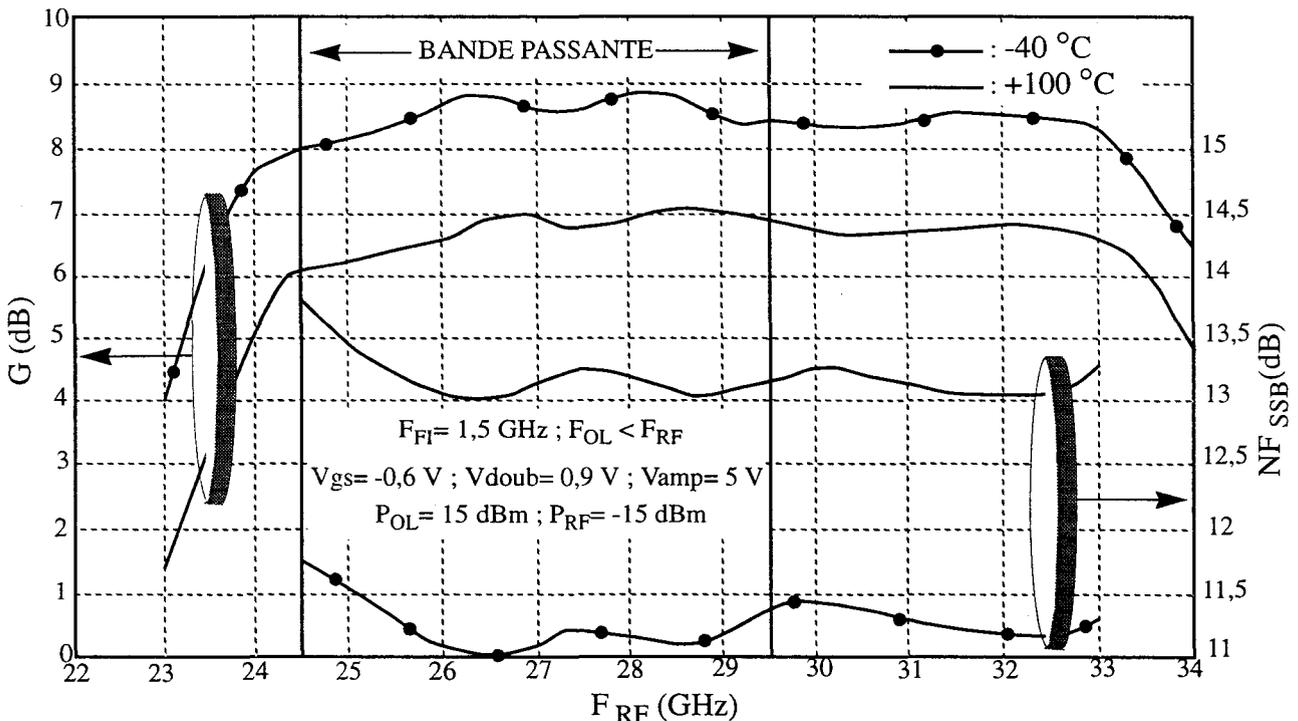


Figure III.44 : mesure du gain de conversion et du facteur de bruit en fonction de la température

Les mesures de ce prototype, résumées dans le tableau III.7, démontrent la faisabilité de circuits complexes dans le domaine millimétrique, et ceci pour une large bande de fonctionnement.

Ce M.M.I.C. peut être intégré dans la tête de réception millimétrique faible bruit décrite au §III.2.

Température : 25 °C	Simulations	Mesures
G (dB)	8,5 ± 0,5	7,2 ± 0,5
NF _{SSB} (dB)	8	12,5 ± 0,5
coefficient de réflexion RF(dB)	< - 18	< - 9
coefficient de réflexion OL(dB)	< - 11	< - 16
coefficient de réflexion FI (dB)	adapté à 50 Ω	< - 18
P1dB (dBm)	-3 (in) ; 4,5 (out)	> - 4,5 (in) ; > 1 (out)
Isolation OL/RF (dB)	50	> 50
Isolation OL/FI (dB)	25	> 30
Isolation RF/FI (dB)	40	> 25
Sensibilité de l'OL (dB/dB)	0,2	0,1
Puissance OL (dBm)	15	15
Tension d'alimentation (V)	V _{gs} = - 0,6 ; V _{doub} = 0,9 ; V _{vamp} = 5	V _{gs} = - 0,6 ; V _{doub} = 0,9 ; V _{vamp} = 5
consommation (mW)	200	< 250

F_{RF} : 24,5 - 29,5 GHz Surface : 2 × 1,5 mm²
 F_{OL} : 13 - 15,5 GHz
 F_{FI} : 1,5 GHz

Tableau III.7 : comparaison mesure/simulation du circuit multi-fonctions (doubleur, mélangeur, ampli FI) "DL28"

	F (GHz)	G (dB)	NF _{SSB} (dB)	P1dB (dBm)	consommation (mW)	surface (mm ²)
Amplificateur faible bruit	F _{RF} : 24-30	> 20	< 4	-10 _(IN) ; 9 _(OUT)	70	3 × 1
Circuit multi-fonction DL28	F _{RF} : 24,5-29,5 F _{OL} : 13-15,5 F _{FI} : 1,5	> 7	≈ 12,5	≥ -4,5 _(IN) ; ≥ 1 _(OUT)	< 250	2 × 1,5
Tête de réception	F _{RF} : 24,5-29,5 F _{OL} : 13-15,5 F _{FI} : 1,5	> 27	< 6,2	≥ -25 _(IN) ; ≥ 1 _(OUT)	< 320	deux circuits

◻ : Pire cas

Tableau III.8 : résultats de la chaîne de réception

Dans ces conditions les principales spécifications sont atteintes (NF_T < 6,2 dB ; G_T > 27 dB ; P1dB_{OUT} ≥ 1 dBm) pour des surfaces de puces minimisées avec des objectifs de faible coût (taille, consommation, deux circuits).

Il faut rappeler que le facteur de bruit du circuit multi-fonctions est un pire cas.

III.7 CONCLUSION

L'objet principal de cette étude est la conception de différentes fonctions de mélange qui minimisent particulièrement le bruit, et a comme finalité la réalisation d'une chaîne de réception millimétrique faible bruit.

La comparaison des principales performances obtenues par mesure des différents circuits étudiés (mélangeur à réjection de fréquence image à FET froid, mélangeur doublement équilibré à FETs froids, mélangeur actif dans la source) nous a permis de choisir la solution à utiliser pour minimiser le facteur de bruit.

A partir de cette synthèse, un circuit multi-fonctions est conçu en accord avec la description d'une chaîne de réception. Il se compose d'un doubleur de fréquence (pour l'accès de l'oscillateur local), et d'un mélangeur doublement équilibré à FETs froids associé à un amplificateur FI (QUAD5).

L'analyse de l'étude des différents modes de mélange et des résultats de mesure montre :

- d'une part, une très bonne corrélation avec la simulation (à 1 dB près sur le gain de conversion et le facteur de bruit théorique). Cette comparaison des performances simulées à celles obtenues par mesures montre la validité des modèles mis au point pour la filière D02AH ;
- d'autre part, que l'utilisation d'un composant "froid" est favorable à la diminution du facteur de bruit,
- enfin, la faisabilité de circuit complexe (circuit multi-fonctions "DL28") dans le domaine millimétrique.

Cependant, l'amélioration essentielle à apporter aux modèles concerne une meilleure estimation de la conductance de drain et de la transconductance, respectivement pour le FET froid (de façon à prédire avec plus de précision les pertes de conversion) et le FET chaud (pour la linéarité).

De plus, l'extraction à partir des dessins de masques des éléments parasites doit être automatique, en particulier pour les circuits haute fréquence. Enfin, la prise en compte des effets de coudes doit être systématique pour minimiser les décalages en fréquence.

CONCLUSION

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Dans tout système de communication, le signal transportant l'information subit l'action des milieux qu'il traverse (atmosphère, sol) au cours de sa propagation. Il est souvent, en outre, mélangé avec d'autres signaux indésirables, et dénaturé par divers bruits ; c'est donc un signal déformé, affaibli, bruité. Aussi, le problème de toute réception de signaux est l'extraction de la partie informative des signaux reçus, c'est-à-dire l'immunité au bruit.

Pour cela, différentes techniques peuvent être employées. L'une d'entre elles consiste à apporter un soin particulier à la réalisation des équipements de réception, et notamment à l'étage d'entrée du récepteur pour réduire au minimum les perturbations dues au bruit qui accompagne le signal utile.

C'est dans ce contexte que nous avons présenté dans ce mémoire la réalisation de récepteurs à faible bruit dans le domaine millimétrique, en étudiant le bruit dans les circuits non linéaires.

Nous avons cherché à minimiser le bruit du mélangeur, et ceci à partir de la synthèse des différents modes et, architectures de mélange et de leurs performances respectives. Cette étude comparative a montré l'intérêt d'utiliser un transistor non polarisé (FET froid) pour diminuer le bruit. Elle a démontré également que l'association de composants froids permet de diminuer les pertes de conversion et, par extension, le facteur de bruit.

Cette étude des différentes fonctions de mélange a nécessité l'élaboration de modèles non linéaires de transistors capables de rendre compte de toutes les non linéarités du pHEMT de la filière technologique utilisée en fonction de V_{ds} ($V_{ds} \leq 0$ V et $V_{ds} \geq 0$ V), et de simuler le bruit non linéaire. Ces différentes modélisations ont ainsi permis la simulation du bruit et l'étude de divers mélangeurs.

Le modèle de bruit utilisé a été développé de façon à être employé dans la plupart des logiciels de CAO du commerce (MDS et Eesof de Hewlett-Packard). L'analyse des résultats obtenus par simulation (à l'aide du logiciel MDS-HP) ainsi que l'étude bibliographique résumée selon le critère de bruit minimum montrent que seul un mode de mélange à FET froid est favorable à la diminution du facteur de bruit. Ce dernier peut être amélioré en utilisant des architectures à réjection de fréquence image et doublement équilibrées.

Cependant la simulation sur MDS du facteur de bruit des mélangeurs pose un problème auquel il n'est pas apporté de réponse simple à ce jour. Bien que son évolution en fonction de la fréquence suive la variation des pertes de conversion du mélangeur, il présente un écart de l'ordre de 2 dB avec le facteur de bruit théorique. Par conséquent, la valeur du facteur de bruit simulée ne peut être qu'une estimation et non un résultat fiable. Néanmoins, celle-ci permet d'interpréter son amélioration en fonction des modifications apportées au circuit étudié.

S'appuyant sur ces différentes études théoriques et bibliographiques, nous avons conçu différentes fonctions de mélange dont les principales performances recherchées sont : de faibles distorsions d'intermodulation, avec de faibles consommations pour un encombrement minimum et un faible facteur de bruit. Notons que ce dernier est lié à la technologie (en particulier à la valeur des résistances d'accès et à la fréquence de coupure des composants non linéaires) mais également aux fréquences de travail et à la bande de fonctionnement du circuit.

A partir de la synthèse des principales performances obtenues par mesure des différents circuits réalisés (mélangeur à réjection de fréquence image à FET froid, mélangeur doublement équilibré à FET froid, mélangeur actif dans la source), un circuit multi-fonctions a été conçu en accord avec la description d'une chaîne de réception. L'excellente concordance entre les résultats de simulation et les mesures des différents circuits (à 1 dB près sur le gain de conversion et le facteur de bruit théorique) montre la validité des modèles élaborés.

Cependant, l'amélioration essentielle à apporter au modèle de FET froid concerne une meilleure estimation de la conductance de drain, de façon à prédire avec plus de précision les pertes de

conversion, et de la transconductance pour le FET chaud qui devrait permettre de rendre compte de manière plus satisfaisante de la linéarité.

La légère discordance que nous observons entre la simulation et la mesure de la bande passante trouve, entre autres, son origine dans la sous-évaluation des éléments parasites et des effets de coudes, dus aux pistes d'interconnexion entre les composants.

Compte tenu des résultats obtenus sur les circuits "QUAD5" et "DL28", leur phase d'industrialisation a été engagée (évaluation du rendement de fabrication, mise au point des procédures de tests). La réalisation du circuit multi-fonctions a démontré la faisabilité de circuits complexes dans le domaine millimétrique. Ce circuit a servi de base à la conception d'une tête de réception faible bruit (amplificateur faible bruit, doubleur de fréquence, mélangeur et amplificateur FI) fonctionnant de 20 à 30 GHz (non présentée dans ce mémoire, et qui a pour résultats de simulation $NF < 4$ dB, $G_T > 20$ dB, consommation < 500 mW, taille de 3 mm²).

Enfin, les circuits monolithiques développés sur arséniure de gallium tendent à intégrer de plus en plus de fonctions sur une même puce. La production de tels circuits (comme le circuit multi-fonctions "DL28") offre des perspectives de vente à grande échelle pour des marchés grand public (système de transmission numérique vidéo (M.V.D.S.) par exemple : transmission d'image entre un émetteur et plusieurs récepteurs destiné à la télévision), professionnels (faisceaux hertziens) et/ou militaires (antennes actives pour les radars). L'augmentation de la complexité sur une surface de puce minimisée permet d'atteindre les objectifs de faible coût.

ANNEXE I

EXPRESSIONS DU COURANT DE DRAIN

CARACTERISTIQUES DU FET CHAUD

ANNEXE I.1 : EXPRESSIONS DU COURANT DE DRAIN

Les expressions les plus populaires du courant de drain sont :

CURTICE

Ce modèle quadratique fournit un compromis permettant de modéliser à la fois V_t , g_m et I_{ds} des FETs.

$$I_{ds} = \beta (V_{gs} - V_{t0})^2 (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}). \quad (AI.1)$$

STATZ

Cette équation ne traduit pas généralement un bon comportement près du coude de $I_{ds} = f(V_{gs})$ car elle passe d'une loi carrée à une loi linéaire.

$$I_{ds} = [\beta (V_{gs} - V_{t0})^2 / (1 + b(V_{gs} - V_{t0}))] (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}). \quad (AI.2)$$

MATERKA-KACPRZAK

Ce modèle modélise correctement la courbe $I_{ds} = f(V_{gs})$ près de la tension de pincement. En plus de cette caractéristique, la fonction analytique est quadratique et permet de très bien modéliser les FET qui ont une loi $I(V)$ quadratique.

$$I_{ds} = \beta (1 - V_{gs}/V_t)^2 \tanh(\alpha V_{ds}/(V_{gs} - V_t)), \quad (AI.3)$$

où $V_t = V_{t0} + \gamma V_{ds}$.

CURTICE-ETTEMBERG

Ce modèle utilise un polynôme du troisième ordre pour caractériser I_{ds} en fonction de V_{gs} . Cette loi modélise très bien la courbe $I_{ds} = f(V_{gs})$ qui est fréquemment mal modélisée dans la région de courbure près de la tension de pincement. Avec un modèle cubique, on peut s'attendre à avoir des simulations plus justes des harmoniques d'ordre 3, et de l'intermodulation.

$$I_{ds} = (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) \tanh(\alpha V_{ds}), \quad (AI.4)$$

où $V_1 = V_{gs} [1 + \beta (V_{ds0} - V_{ds})]$.

ANNEXE I.2 : CARACTERISTIQUES DU FET CHAUD

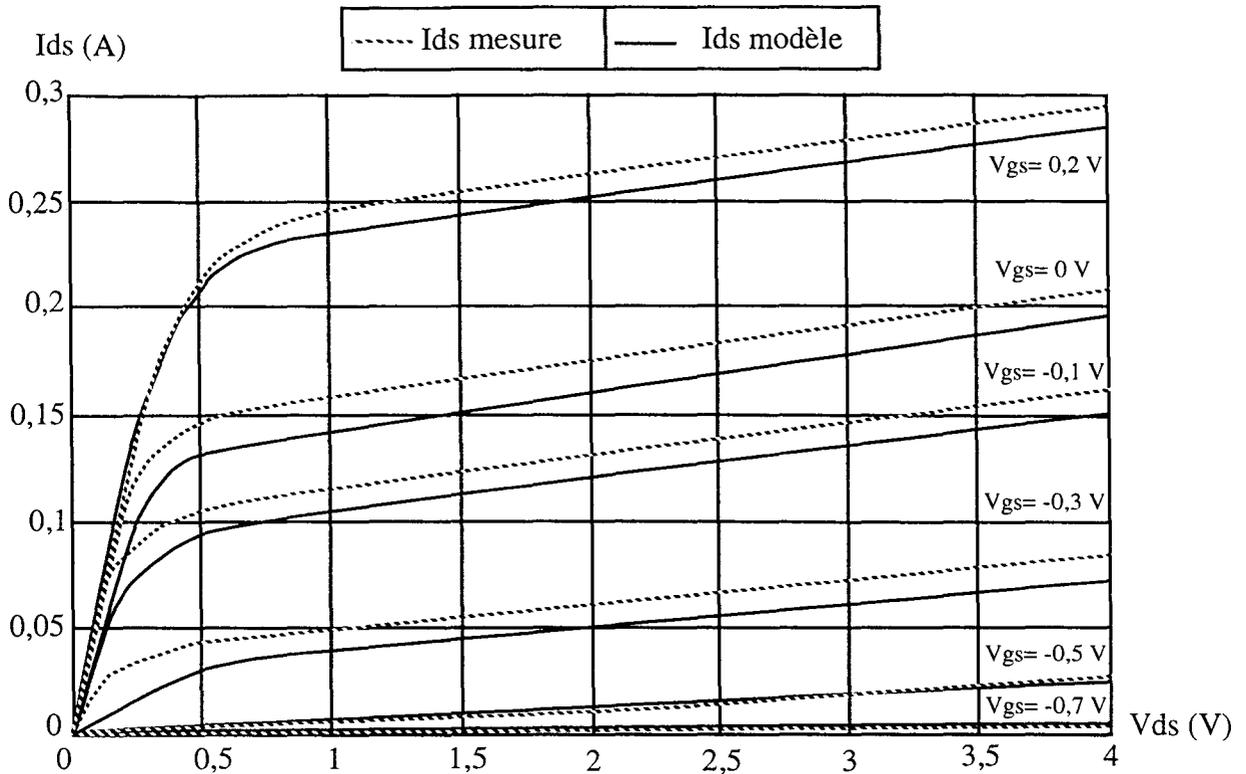


Figure AI.1 : I_{ds} en fonction de V_{gs} et V_{ds}

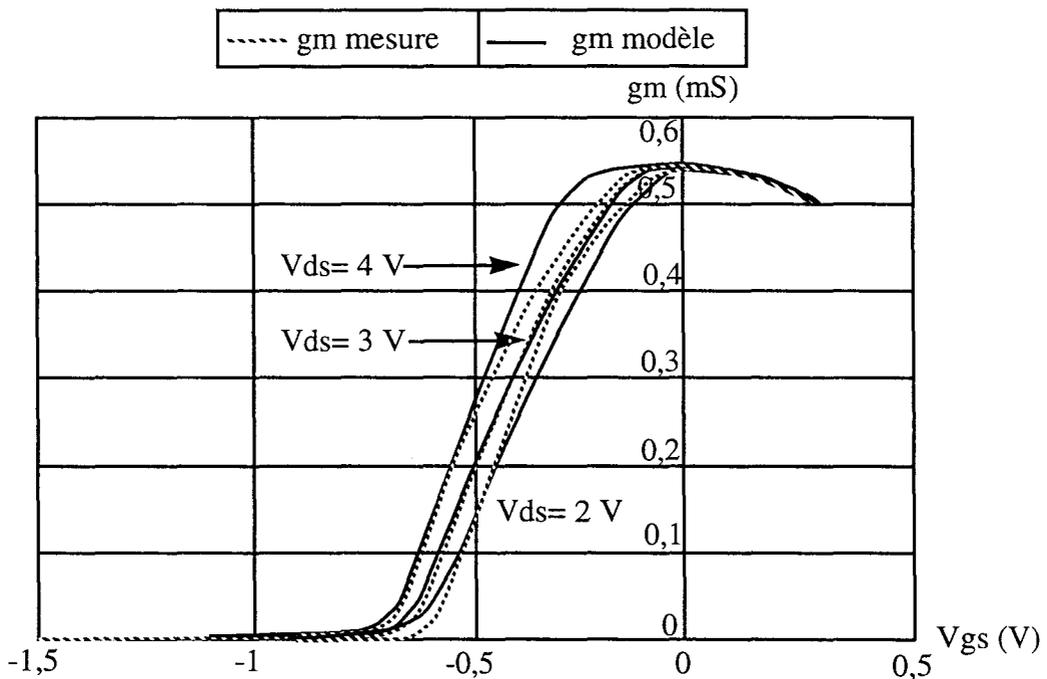


Figure AI.2 : g_m en fonction de V_{gs} à V_{ds} constant

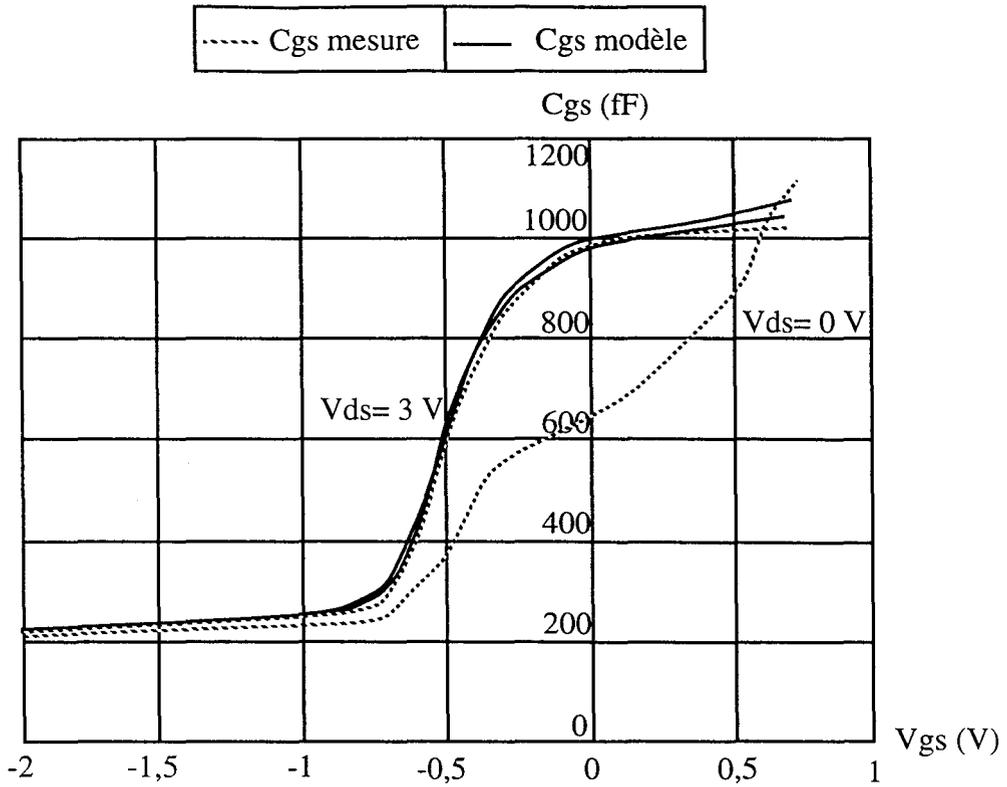


Figure AI.3 : Cgs en fonction de Vgs à Vds constant

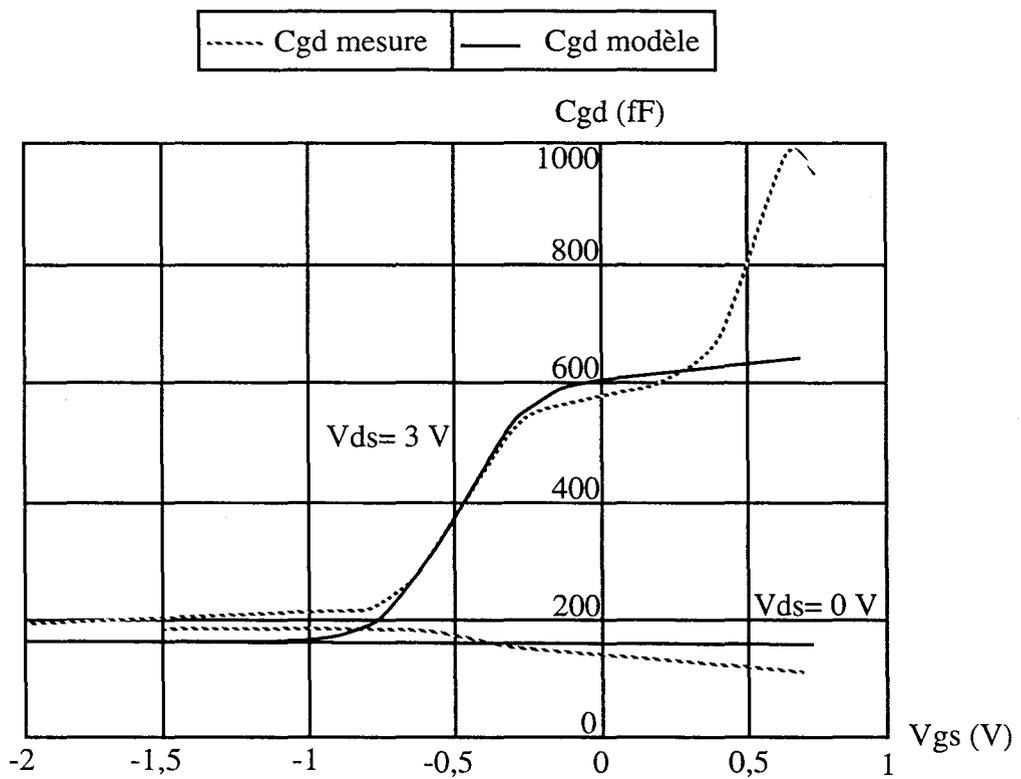


Figure AI.4 : Cgd en fonction de Vgs à Vds constant

ANNEXE II

DETERMINATION DE LA MATRICE DE CORRELATION DE BRUIT

ANNEXE II.1 : DETERMINATION DE LA MATRICE DE CORRELATION DE BRUIT

A partir du circuit condensé donné par la figure AII.1, représentant un circuit non linéaire et/ou linéaire, on se propose de déterminer la matrice de corrélation de bruit en fonction des générateurs de bruit et des matrices de conversion constituant le circuit.

Ce circuit peut être représenté sous forme chaîne (figure AII.2) :

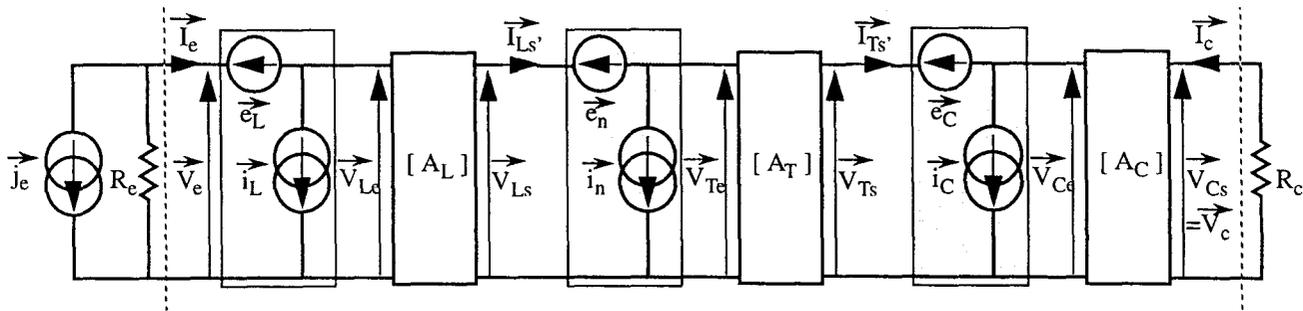


Figure AII.2 : représentation du circuit sous forme chaîne

- où la matrice $[A_L]$ est la matrice de passage admittance-chaîne, telle que :

$$[Y_L] = \begin{bmatrix} [Y_{Lee}] & [Y_{Les}] \\ [Y_{Lse}] & [Y_{Lss}] \end{bmatrix} \Rightarrow [A_L] = \begin{bmatrix} -[Y_{Lss}][Y_{Lse}]^{-1} & -[Y_{Lse}]^{-1} \\ -[\Delta Y_L][Y_{Lse}]^{-1} & -[Y_{Lee}][Y_{Lse}]^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_L & b_L \\ c_L & d_L \end{bmatrix}, \quad (\text{A.II.1})$$

- la matrice $[A_T]$ est la matrice de passage impédance-chaîne, telle que :

$$[Z_T] = \begin{bmatrix} [Z_{T11}] & [Z_{T12}] \\ [Z_{T21}] & [Z_{T22}] \end{bmatrix} \Rightarrow [A_T] = \begin{bmatrix} [Z_{T11}][Z_{T21}]^{-1} & [\Delta Z_T][Z_{T21}]^{-1} \\ [Z_{T21}]^{-1} & [Z_{T22}][Z_{T21}]^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_T & b_T \\ c_T & d_T \end{bmatrix}, \quad (\text{A.II.2})$$

- et la matrice $[A_C]$ est la matrice de passage admittance-chaîne, telle que :

$$[Y_C] = \begin{bmatrix} [Y_{Cee}] & [Y_{Ces}] \\ [Y_{Cse}] & [Y_{Css}] \end{bmatrix} \Rightarrow [A_C] = \begin{bmatrix} -[Y_{Css}][Y_{Cse}]^{-1} & -[Y_{Cse}]^{-1} \\ -[\Delta Y_C][Y_{Cse}]^{-1} & -[Y_{Cee}][Y_{Cse}]^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_C & b_C \\ c_C & d_C \end{bmatrix}, \quad (\text{A.II.3})$$

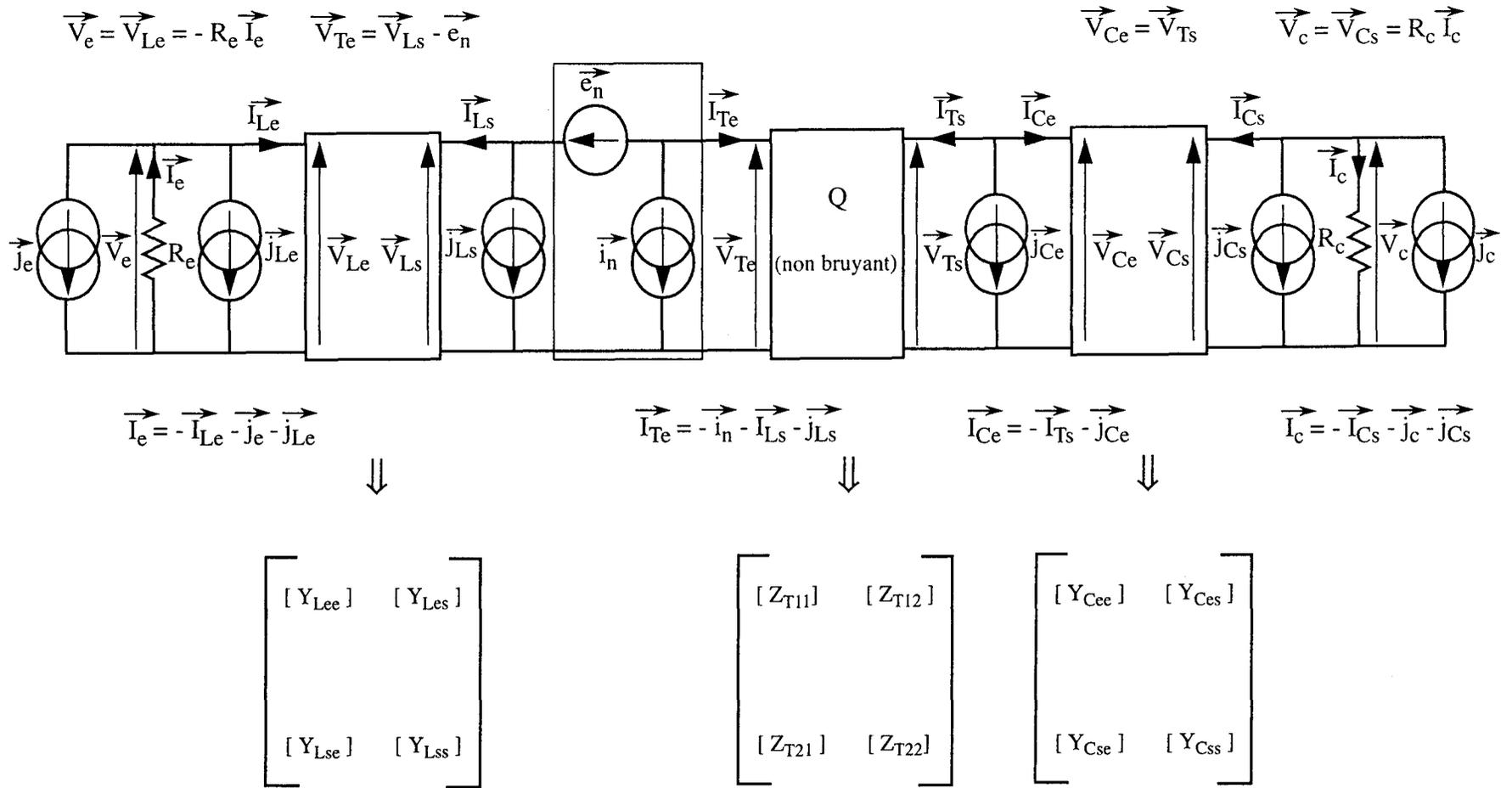


Figure A.II.1 : circuit condensé

- la matrice de corrélation de bruit $[C_{e_L i_L}]$ se détermine de la façon suivante :

$$[C_{e_L i_L}] = [T_L][C_{j_L}][T_L]^{*\dagger} = \begin{bmatrix} 0 & -[Y_{Lse}]^{-1} \\ [1] & -[Y_{Lee}][Y_{Lse}]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [C_{j_{Le}}] & [C_{j_{Le}j_{Ls}}] \\ [C_{j_{Ls}j_{Le}}] & [C_{j_{Ls}}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & [1] \\ -[Y_{Lse}^*]^{-1} & -[Y_{Lee}^*][Y_{Lse}^*]^{-1} \end{bmatrix}$$

donc :

$$[C_{e_L i_L}] = \begin{bmatrix} |b_L|^2 [C_{j_{Ls}}] & b_L d_L^* [C_{j_{Ls}}] + b_L [C_{j_{Ls}j_{Le}}] \\ b_L^* d_L [C_{j_{Ls}}] + b_L^* [C_{j_{Le}j_{Ls}}] & [C_{j_{Le}}] + |d_L|^2 [C_{j_{Ls}}] + 2 \operatorname{Re} (d_L [C_{j_{Ls}j_{Le}}]) \end{bmatrix}, \quad (\text{A.II.4})$$

- de même, la matrice de corrélation de bruit $[C_{e_C i_C}]$ se détermine de la façon suivante :

$$[C_{e_C i_C}] = [T_C][C_{j_C}][T_C]^{*\dagger} = \begin{bmatrix} 0 & -[Y_{Cse}]^{-1} \\ [1] & -[Y_{Cee}][Y_{Cse}]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [C_{j_{Ce}}] & [C_{j_{Ce}j_C}] \\ [C_{j_C j_{Ce}}] & [C_{j_C}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & [1] \\ -[Y_{Cse}^*]^{-1} & -[Y_{Cee}^*][Y_{Cse}^*]^{-1} \end{bmatrix}$$

donc :

$$[C_{e_C i_C}] = \begin{bmatrix} |b_C|^2 [C_{j_C}] & b_C d_C^* [C_{j_C}] + b_C [C_{j_C j_{Ce}}] \\ b_C^* d_C [C_{j_C}] + b_C^* [C_{j_{Ce}j_C}] & [C_{j_{Ce}}] + |d_C|^2 [C_{j_C}] + 2 \operatorname{Re} (d_C [C_{j_C j_{Ce}}]) \end{bmatrix} \quad (\text{A.II.5})$$

avec : $\vec{j}_C = \vec{j}_{Cs} + \vec{j}_c$.

Par identification au circuit de la figure AII.2, on peut noter que :

$$\begin{bmatrix} \vec{V}_e \\ \vec{I}_e \end{bmatrix} = [A_L] \begin{bmatrix} \vec{V}_{Ls} \\ -\vec{I}_{Ls} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{e}_L \\ \vec{i}_L \end{bmatrix} \quad \text{or,}$$

$$\begin{bmatrix} \vec{V}_{Ls} \\ -\vec{I}_{Ls} \end{bmatrix} = [A_T] \begin{bmatrix} \vec{V}_{Ts} \\ -\vec{I}_{Ts} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{e}_n \\ \vec{i}_n \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \vec{V}_{Ts} \\ -\vec{I}_{Ts} \end{bmatrix} = [A_C] \begin{bmatrix} \vec{V}_C \\ -\vec{I}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{e}_C \\ \vec{i}_C \end{bmatrix};$$

donc :

$$\begin{bmatrix} \vec{V}_e \\ \vec{I}_e \end{bmatrix} = [A_L] [A_T] [A_C] \begin{bmatrix} \vec{V}_C \\ -\vec{I}_C \end{bmatrix} + [A_L] [A_T] \begin{bmatrix} \vec{e}_C \\ \vec{i}_C \end{bmatrix} + [A_L] \begin{bmatrix} \vec{e}_n \\ \vec{i}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{e}_L \\ \vec{i}_L \end{bmatrix}, \quad (\text{A.II.6})$$

par conséquent, la matrice de corrélation de bruit du circuit [C] est égale à :

$$[C] = [A_L] [A_T] [C_{e_C i_C}] [A_T]^{*\dagger} [A_L]^{*\dagger} + [A_L] [C_n] [A_L]^{*\dagger} + [C_{e_L i_L}] = [C'] + [C''] + [C'''] \quad (\text{A.II.7})$$

tous calculs fait, on obtient :

$$[C'] = \begin{bmatrix} [C_{j_C}] \{ |A|^2 |b_c|^2 + |B|^2 |d_c|^2 + 2\text{Re}(A^* B b_c^* d_c) \} + & [C_{j_C}] (AC^* |b_c|^2 + BC^* b_c^* d_c + AD^* b_c d_c^* + BD^* |d_c|^2) + \\ 2\text{Re}([C_{j_C} i_{C_e}] d_c) |B|^2 + 2\text{Re}([C_{j_C e} i_C] A^* B b_c^*) + & [C_{j_C e}] BD^* + [C_{j_C i_C e}] AD^* b_c + 2\text{Re}([C_{j_C i_C e}] d_c) BD^* + \\ [C_{j_C e}] |B|^2 & [C_{j_C e} i_C] BC^* b_c^* \\ [C_{j_C}] (A^* C |b_c|^2 + B^* C b_c d_c^* + A^* D b_c^* d_c + B^* D |d_c|^2) + & [C_{j_C}] \{ |C|^2 |b_c|^2 + |D|^2 |d_c|^2 + 2\text{Re}(D^* C b_c^* d_c) \} + \\ [C_{j_C e}] B^* D + [C_{j_C e} i_C] A^* D b_c^* + 2\text{Re}([C_{j_C e} i_C] d_c^*) B^* D + & 2\text{Re}([C_{j_C i_C e}] d_c) |D|^2 + 2\text{Re}([C_{j_C e} i_C] D^* C b_c^*) + \\ [C_{j_C i_C e}] B^* C b_c & [C_{j_C e}] |D|^2 \end{bmatrix}$$

$$[C''] = \begin{bmatrix} [C_{en}] |a_L|^2 + [C_{in}] |b_L|^2 + 2\text{Re}(a_L^* b_L [C_{inen}]) & [C_{en}] a_L c_L^* + [C_{in}] b_L d_L^* + [C_{inen}] b_L c_L^* + [C_{enin}] a_L d_L^* \\ [C_{en}] a_L^* c_L + [C_{in}] b_L^* d_L + [C_{enin}] b_L^* c_L + [C_{inen}] a_L^* d_L & [C_{en}] |c_L|^2 + [C_{in}] |d_L|^2 + 2\text{Re}(d_L^* c_L [C_{inen}]) \end{bmatrix}$$

$$[C'''] = [C_{e_L i_L}] = \begin{bmatrix} |b_L|^2 [C_{j_{L_s}}] & b_L d_L^* [C_{j_{L_s}}] + b_L [C_{j_{L_s} j_{L_e}}] \\ b_L^* d_L [C_{j_{L_s}}] + b_L^* [C_{j_{L_e} j_{L_s}}] & [C_{j_{L_e}}] + |d_L|^2 [C_{j_{L_s}}] + 2 \operatorname{Re} (d_L [C_{j_{L_s} j_{L_e}}]) \end{bmatrix}$$

avec :

$$A = a_L a_T + b_L c_T = - \left[[Y_{L_{ss}}] [Z_{T11}] + [1] \right] \left[[Y_{L_{se}}] [Z_{T21}] \right]^{-1}$$

$$B = a_L b_T + b_L d_T = - \left[[Y_{L_{ss}}] [\Delta Z_T] + [Z_{T11}] \right] \left[[Y_{L_{se}}] [Z_{T21}] \right]^{-1}$$

$$C = c_L a_T + d_L c_T = - \left[[\Delta Y_L] [Z_{T11}] + [Y_{L_{ee}}] \right] \left[[Y_{L_{se}}] [Z_{T21}] \right]^{-1}$$

$$D = c_L b_T + d_L d_T = - \left[[\Delta Y_L] [\Delta Z_T] + [Y_{L_{ee}}] [Z_{T11}] \right] \left[[Y_{L_{se}}] [Z_{T21}] \right]^{-1}$$

Le circuit de la figure AII.2 est équivalent à un "simple quadripôle" associé à deux générateurs de bruit ramenés à l'entrée et peut se représenter de la façon suivante (figure AII.3) :

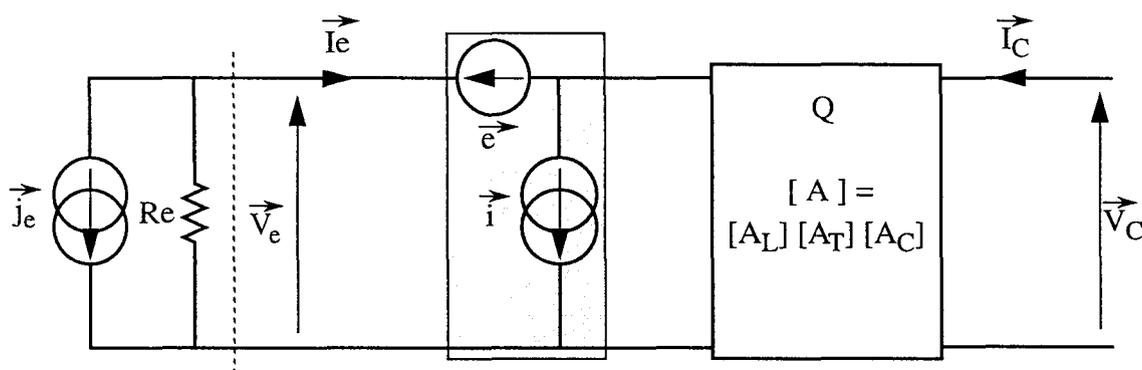


Figure AII.3 : circuit équivalent

ANNEXE III

BANCS DE TESTS

SIMULATION D'UNE SELF SUR EM.SONNET

CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT DE LA CHAÎNE DE RECEPTION

ANNEXE III.1 : BANCS DE TESTS

Boîtier et alumine

Les différentes mesures ont été effectuées dans un boîtier métallique utilisable jusqu'à 40 GHz et équipé de connecteurs K.

Les liaisons électriques entre les puces et les connecteurs sont assurées par un circuit sérigraphié sur un substrat en alumine de 0,25 mm d'épaisseur, comportant en son centre une lumière. L'alumine ainsi que les puces et les capacités de découplage sont reportées par collage au fond du boîtier.

Le câblage des puces a été réalisé par fils d'or thermocompressés de 25 µm de diamètre.

Les figures AIII.1 et AIII.2 donnent respectivement une vue du boîtier de test et d'une alumine. Cette dernière offre la particularité de pouvoir mesurer deux types de circuits, afin de diminuer le coût de fabrication.

Avant de débiter les mesures des circuits, nous avons mesuré les pertes du boîtier de test : une alumine comportant une ligne d'impédance 50 Ω a été insérée afin d'assurer une continuité électrique entre deux connecteurs K situés sur les faces opposées du boîtier. Les pertes du boîtier évaluées à 1 dB évoluent de façon monotone en fonction de la fréquence.

Nous avons tenu compte de ces pertes dans les résultats de mesure.

Bancs de mesure

- **Gain de conversion et point de compression à -1 dB de gain (figure AIII.3) :**

Le signal radiofréquence (RF) est appliqué à l'accès RF du circuit par l'intermédiaire d'un vobulateur (0,1 - 26,5 GHz : HP 83595A) et d'un doubleur de fréquence (HP 83534A : 26 - 40 GHz).

La source OL est composée d'un oscillateur (29 ± 2 GHz), d'un isolateur (pour la stabilité de l'oscillateur ; pertes = 1 dB), et d'un atténuateur (réglant la puissance OL constante en fonction de la fréquence OL). Pour le circuit multi-fonctions "DL28", on utilise comme source OL un vobulateur (2 - 20 GHz : HP 83590A).

Les puissances appliquées sur les accès RF et OL du circuit sont mesurées au moyen d'un mesureur de puissance (HP 436A, plus tête bolométrique HP 8481A).

La puissance de sortie sur l'accès FI est observée pendant la phase de réglage sur un analyseur de spectre type Tektronix 492BP. Le signal est ensuite filtré par un filtre passe-bande centré sur la fréquence FI de 1,5 GHz à cause des produits d'intermodulation et mesuré au moyen d'un mesureur de puissance.

Ce banc permet de mesurer :

- l'évolution de la puissance de sortie P_{FI} , ou du gain de conversion, en fonction de la fréquence RF à fréquence FI fixe, et ceci pour des puissances P_{OL} et P_{RF} données ;

$$G \text{ (dB)} = P_{FI} \text{ (dBm)} - P_{RF} \text{ (dBm)} ;$$

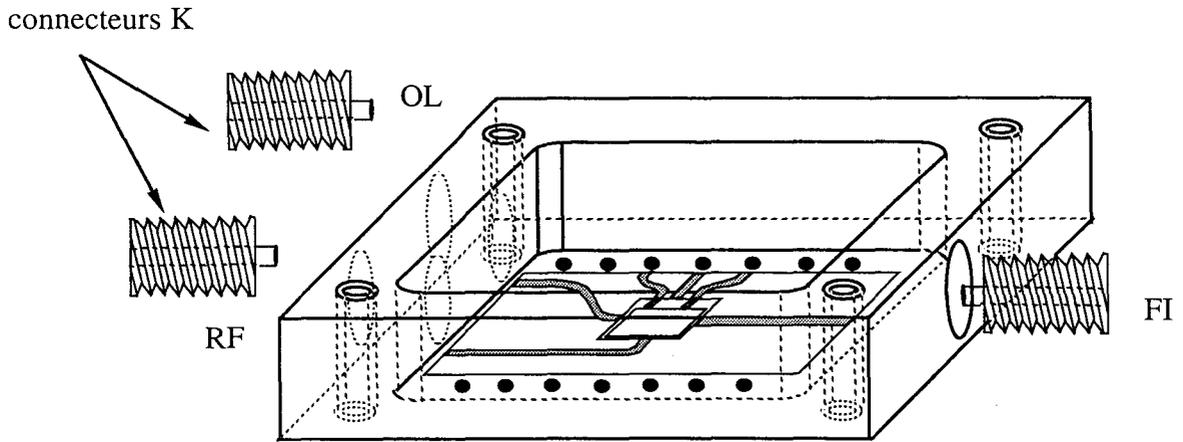


Figure AIII.1 : vue du boîtier de test

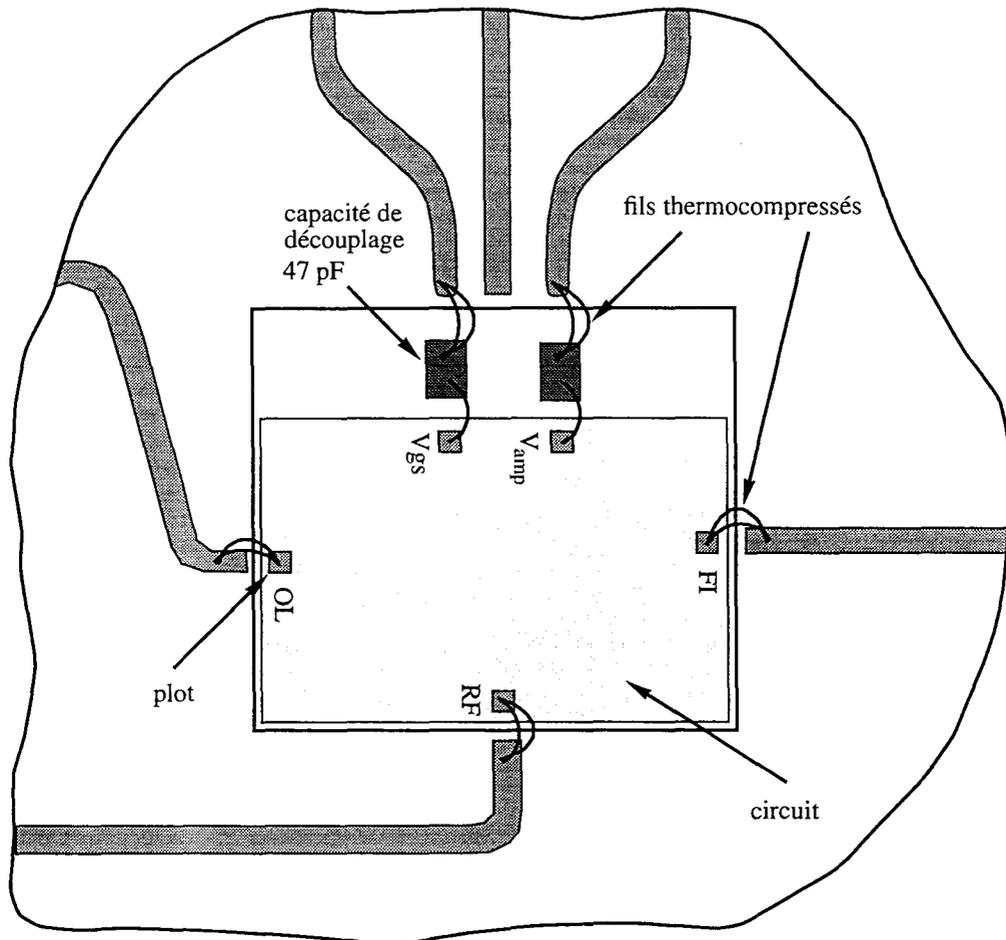


Figure AIII.2 : dessin d'un circuit sur alumine

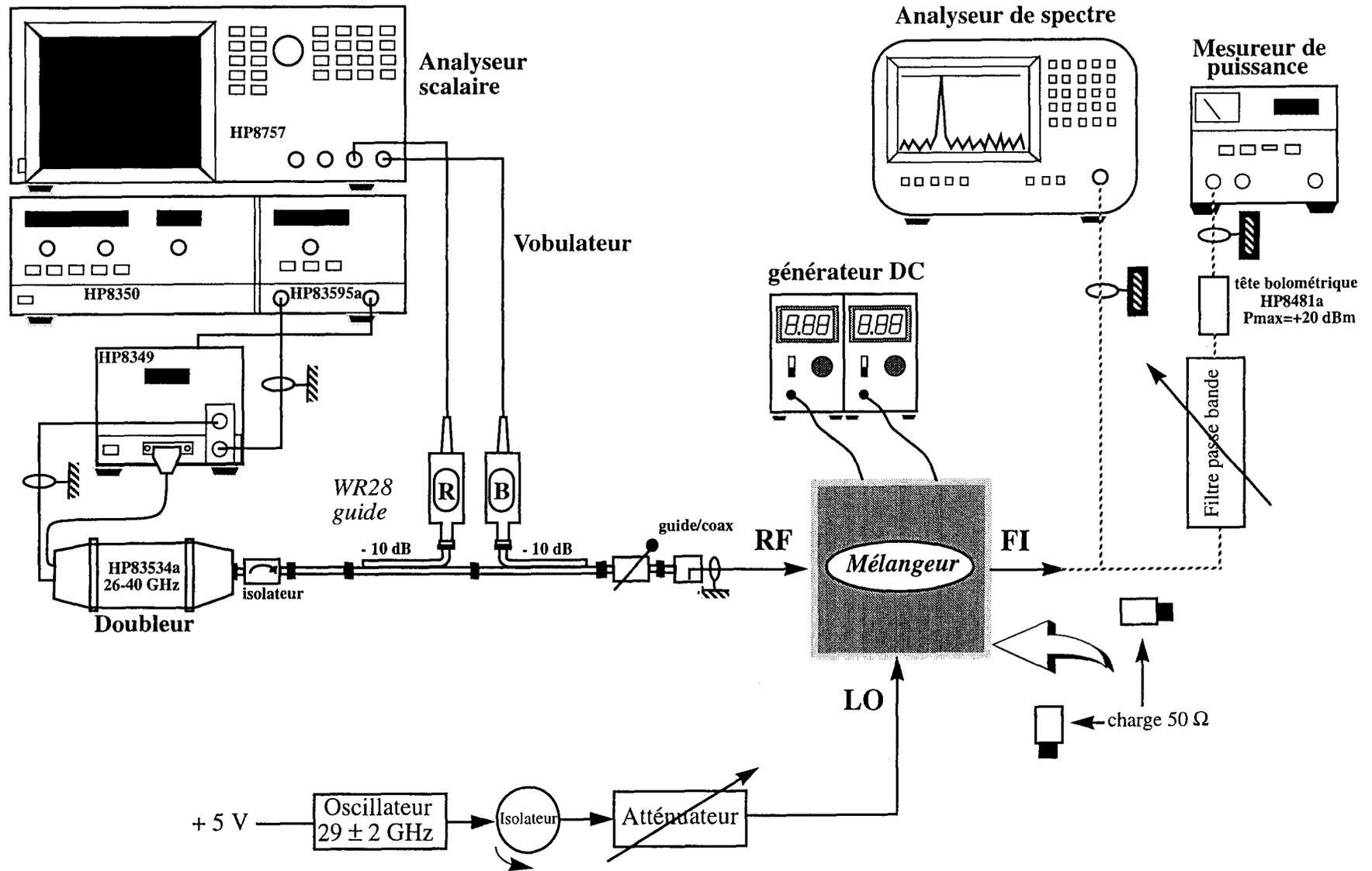


Figure AIII.3 : mesure du gain de conversion, du point de compression à -1 dB de gain et des adaptations aux différents accès

- l'évolution de la puissance de sortie P_{FI} en fonction de la puissance d'entrée P_{RF} à fréquence FI fixe pour une puissance OL donnée.

Le point de compression à -1 dB de gain est défini comme étant la puissance d'entrée à la fréquence RF pour laquelle le gain linéaire décroît de 1 dB.

- **Adaptation aux différents accès (RF, OL, FI) (figure AIII.3) :**

La mesure des adaptations a été réalisée à l'aide d'un analyseur scalaire (HP 8757A). Le niveau de puissance délivré par le vobulateur est limité à -5 dBm, de façon à ne pas saturer les détecteurs de puissance.

La mesure de l'adaptation de l'accès RF (par exemple) impose la fermeture des deux autres accès (OL, FI) sur une charge 50Ω .

- **Facteur de bruit (figure AIII.4) :**

Deux méthodes ont été utilisées et comparées. Dans les deux cas, la source RF est constituée d'une diode de bruit d'ENR égale à 15 dB (environ), et isolée du reste par un isolateur (pertes = 1 dB).

La source OL peut être constituée d'un oscillateur (suivi d'un isolateur et d'un atténuateur), ou d'un vobulateur.

La première méthode consiste à mesurer le facteur de bruit à l'aide d'un analyseur de bruit (HP 8970A). Son calibrage s'effectue aux bornes de l'accès FI, avec prise en compte des pertes dues au filtre et aux câbles coaxiaux. La prise en compte des pertes situées en amont et en aval du circuit étudié (pertes : isolateur, boîtier ; filtre, câbles coaxiaux) permet de mesurer directement le facteur de bruit double bande, et donc d'en déduire le facteur de bruit simple bande ($NF_{SSB} = NF_{DSB} + 3$ dB).

La seconde méthode est effectuée à l'aide d'un analyseur de spectre. Elle consiste à comparer la puissance de bruit disponible en entrée du circuit, à la puissance de bruit disponible à la sortie [41].

Ces deux méthodes ont donné des résultats similaires.

En revanche, la source OL est prédominante. La comparaison entre les deux sources OL utilisées (oscillateur et vobulateur) lors de cette mesure a montré une différence de l'ordre de 1 dB sur le facteur de bruit (pour un même circuit et quelle que soit la méthode utilisée).

L'utilisation d'un vobulateur comme source OL affecte la mesure en bruit (pire cas). Ceci est dû à la pureté spectrale du signal OL émit par le vobulateur. Celui-ci est transposé à la fréquence FI, ce qui augmente le facteur de bruit.

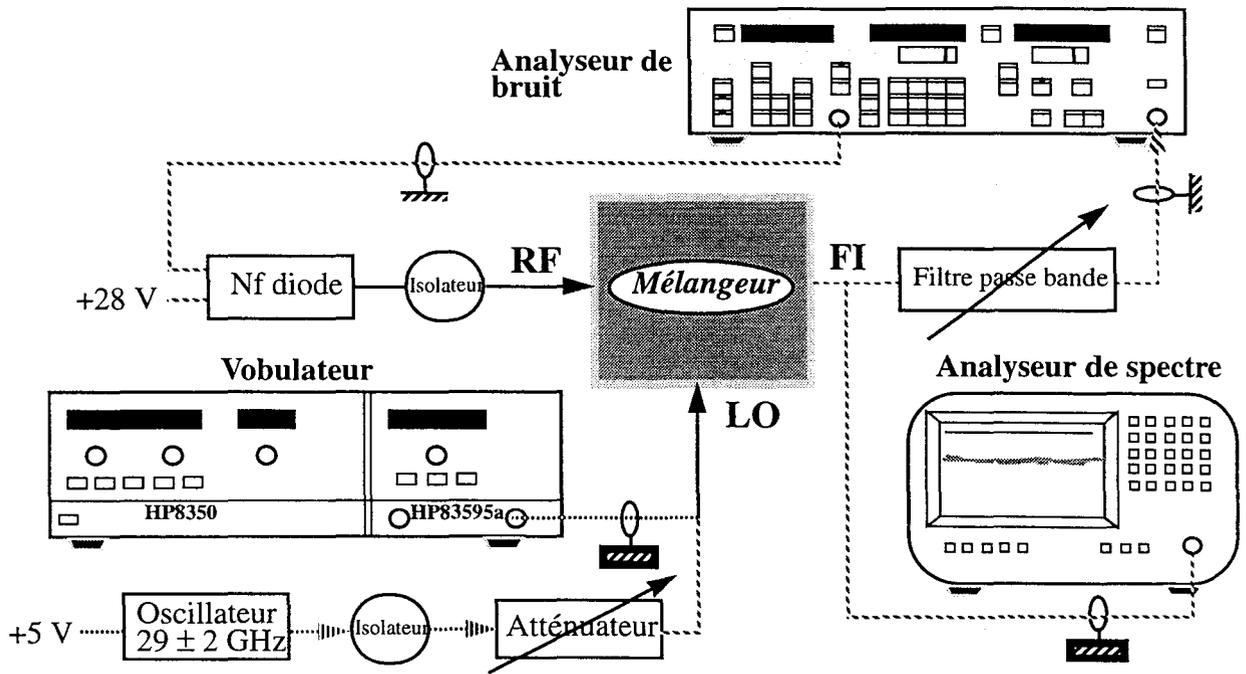
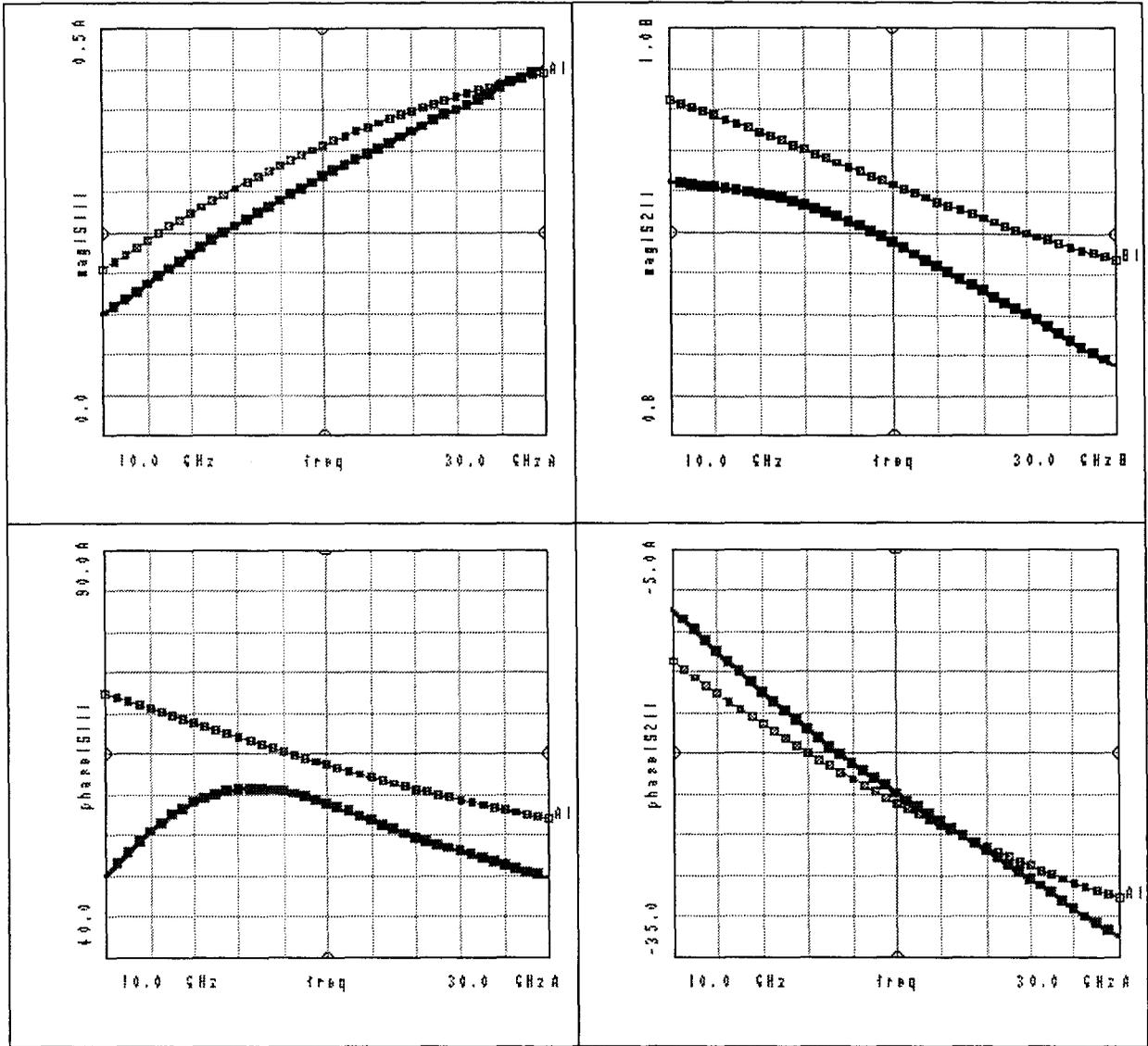


Figure AIII.4 : mesure du facteur de bruit

ANNEXE III.2 : SIMULATION D'UNE SELF SUR EM.SONNET

Comparaison entre la simulation d'une self du Design manuel D02AH et celle obtenue à partir de EM.Sonnet ($L=0,4$ nH ; $G=5$ μm ; $W=5$ μm ; $P=0,4$ mm), pour une extension du modèle aux fréquences supérieures à 25 GHz.



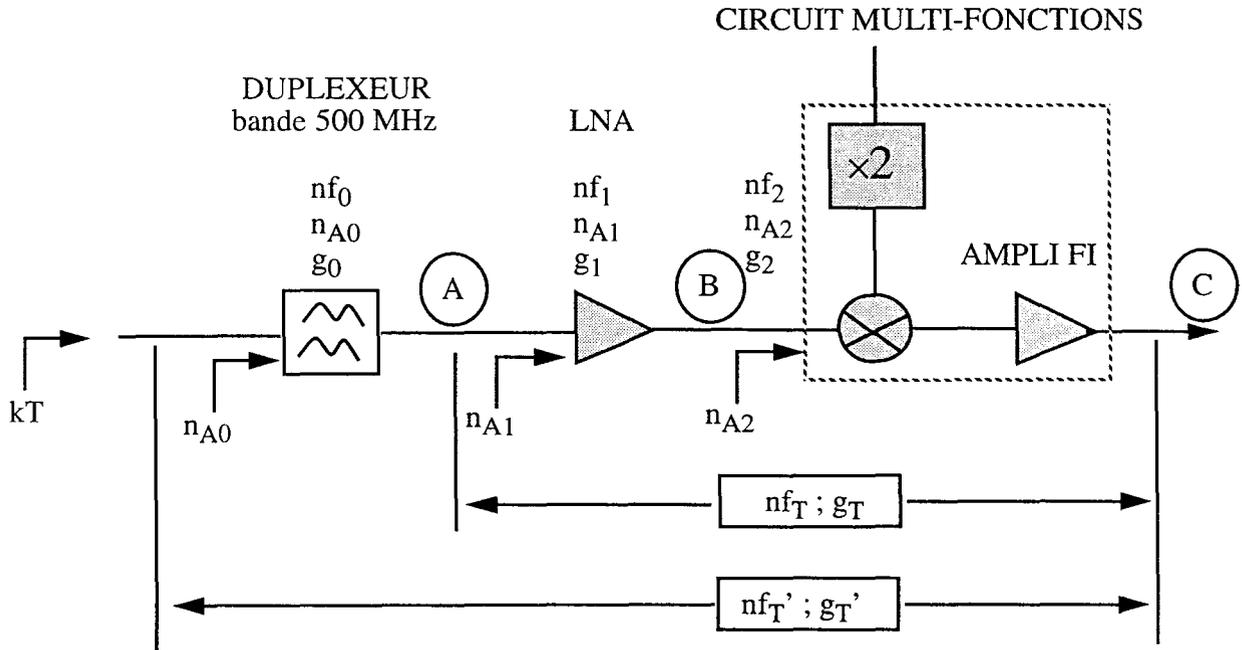
Figures AIII.5 : extension du modèle de self à partir d'une simulation sur EM.Sonnet

▲ : self simulée sur EM de Sonnet
 : modèle de self du design manuel D02AH

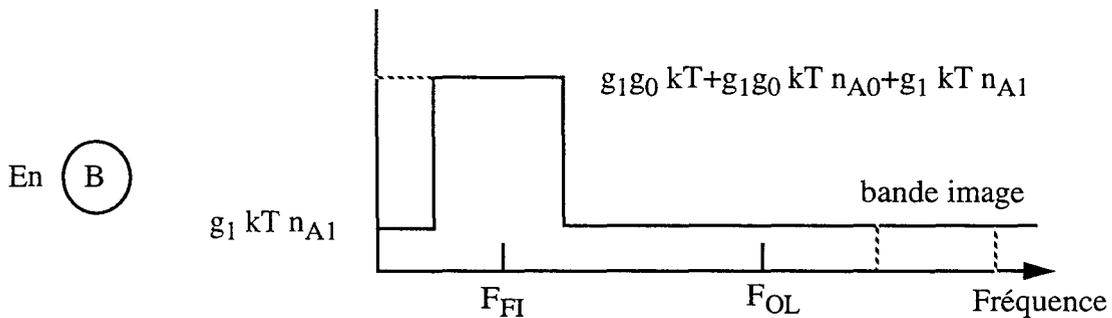
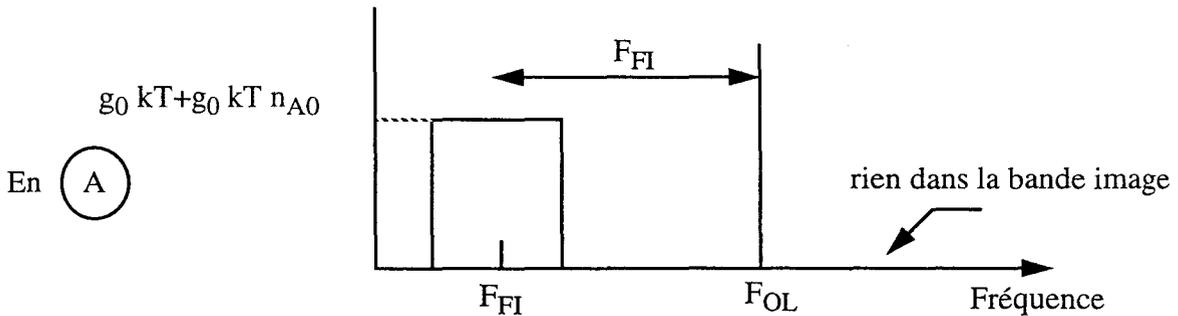
ANNEXE III.3 : CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT DE LA CHAÎNE DE RÉCEPTION

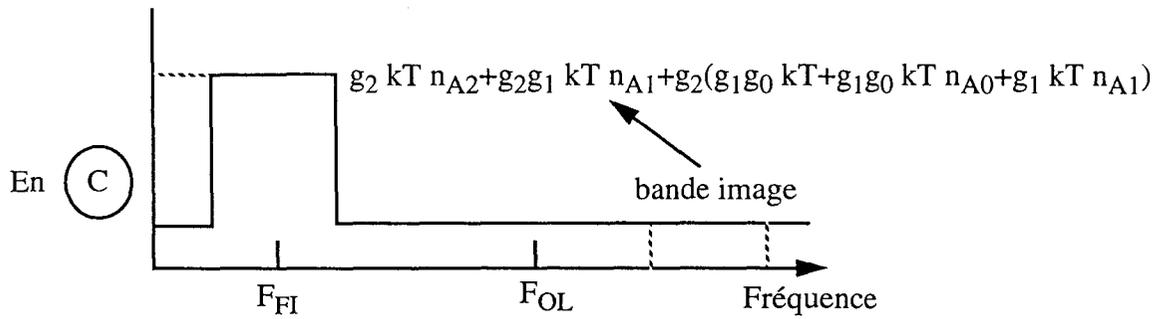
Nous allons établir les formules donnant le facteur de bruit simple bande de la chaîne de réception.

Le schéma de la chaîne de réception est donné ci-dessous.



$n_{Ai} = n_{fi} - 1$: bruit ajouté





Pour calculer le facteur de bruit total, on fait le rapport avec la puissance de bruit en sortie par rapport à l'entrée :

$$nf_T' = \frac{g_0 g_1 g_2 kT + g_0 g_1 g_2 kT n_{A0} + 2 g_1 g_2 kT n_{A1} + g_2 kT n_{A2}}{g_0 g_1 g_2 kT}$$

$$nf_T' = 1 + n_{A0} + \frac{2 n_{A1}}{g_0} + \frac{n_{A2}}{g_0 g_1}$$

Donc en remplaçant n_{Ai} par $nf_i - 1$ on obtient :

$$nf_T' = nf_0 + \frac{2(nf_1 - 1)}{g_0} + \frac{nf_2 - 1}{g_0 g_1} = nf_0 + \frac{nf_T - 1}{g_0}$$

Par conséquent, nf_T est égal à :

$$nf_T = 2 nf_1 - 1 + \frac{nf_2 - 1}{g_1}$$

Ou encore :

$$NF_T (SSB) (dB) = 10 \times \text{LOG} ((2 \times nf_{LNA} - 1) + (nf_{\text{mél+ampliFI}} - 1) / g_{LNA})$$

$$G_T (dB) = G_{LNA} + G_{\text{mél+ampliFI}}$$

avec : $nf_1 = nf_{LNA}$ $nf_2 = nf_{\text{mél+ampliFI}}$
 $g_1 = g_{LNA}$ $g_2 = g_{\text{mél+ampliFI}}$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S.A. MASS "Microwave Mixers", Artech House, INC 1993.
- [2] L. LOVAL "Réalisation d'un transposeur de fréquences intégré dans les bandes C, Ku et K" Mémoire du conservatoire national des Arts et Métiers 1990.
- [3] A.M. PAVIO, R.H. HALLADAY, S.D. BINGHAM, C.A. SAPASHE "Double balanced mixers using active and passive techniques", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 36, 1988, pp. 1948-1956.
- [4] S.E. AVERY "Dual mixers", Microwave Journal, 1986, pp. 141-148.
- [5] B.C. HENDERSON, J.A. COOK "Image reject and single-sideband mixers", MSN Microw. Syst. News and Commun. Technol., 17, n°7, 1987, pp. 75-83.
- [6] P. JEAN "Conception d'un mélangeur monolithique large bande microonde pour faisceaux hertziens", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoge 1989.
- [7] Design manuel D02AH V1.1, PML 1994.
- [8] G. DAMBRINE, A. CAPPY "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 36, n°7, 1988, pp. 1151-1159.
- [9] F. COPPEL, C. BOYAVALLE Rapport interne "Mélangeurs à FETs froids en technologie M.M.I.C", Alcatel Espace, 1993.
- [10] S.A. MASS "Design and performance of a 45 GHz HEMT mixer", IEEE Trans. Electron Dev., vol 34, 1986, pp 799-803.
- [11] P.A. ROLLAND " Les mélangeurs", cours EUDIL, 1994.
- [12] M. CAMIADE, M. GLOANEC, JPh. BRANDEAU, A.M. COUTURIER, S. MARCILLAUD "Macrocellules-Bibliothèques de fonctions", JNM 1993, pp. 151-156.
- [13] A. CHOVET, P. VIKTOROVITCH "Le bruit électrique 1 : processus aléatoire", L'onde électrique, vol 57, n° 11, 1977, pp. 699-707.
- [14] A. CHOVET, P. VIKTOROVITCH "Le bruit électrique 2 : aspects physiques", L'onde électrique, vol 57, n° 12, 1977, pp. 773-783.
- [15] B. HUGHES, N.G. FERNANDEZ, J.M. GLADSTONE, "GaAs FET's with a flicker noise corner below 1 MHz", IEEE Trans. Electron Dev., vol 34, n° 4, April 1987, pp. 733-741.

- [16] H.J. SIWERIS, B. SCHIEK "A GaAs FET oscillator noise model with a periodically driven noise source", Proc 16th Europ. Microwave conf. Dublin, 1986, pp. 681-686.
- [17] A. VAN DER ZIEL "Thermal noise in field-effect transistor", Proc. of IRE, vol 50, 1962, pp. 1808-1812.
- [18] A.VAN DER ZIEL "Gate noise in field effect transistor at moderately high frequencies", Proc. IEEE, vol 51, 1963, pp. 461-467.
- [19] V. RIZZOLI "General noise analysis of nonlinear microwave circuits by the piecewise harmonic-balance technique", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 42 n° 5, 1994, pp. 807-819.
- [20] R.A. PUCEL "Near carrier noise in FET oscillators", Proc. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Boston, MA, June 1983 pages 282 à 284.
- [21] H. ROTHE, W. DAHLKE "Theory of noisy fourpoles", Proc. of IRE, vol 44, 1956, pp 811-818.
- [22] H. HILLBRAND, PH. RUSSER "An efficient method for computer aided noise analysis of linear amplifier networks", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 23 n° 4, 1976, pp. 235-238.
- [23] B. BYZERY "Direct extraction of noise sources for MESFET's and HEMT's", Proc. 23rd EuMC conference, Madrid, 1993, pp. 508-510.
- [24] J.M. PAILLOT "CAO des circuits analogiques non-linéaires", Thèse soutenue le 30 Janvier 1991 à l'Université de Limoges.
- [25] A.R. KERR "Noise and loss in balanced and subharmonically pumped mixers", Part 1 : Theory pp. 938-943, Part 2 : Application pp. 944-950, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 27 n° 12, 1979.
- [26] V.RIZZOLI "Computer-aided noise analysis of linear multiport networks of arbitrary topology", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 33 n° 12, 1985, pp. 1507-1512.
- [27] V. RIZZOLI "Computer-aided noise analysis of MESFET and HEMT mixers", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 37 n° 9, 1989, pp. 1401-1410.
- [28] M. GAYRAL, E. NGOYA, R. QUERE "The spectral balance : a general method analysis of nonlinear microwave circuits driven by non harmonically related generation" , IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 1987, pp. 119-121.
- [29] HEWLETT PACKARD "Documentations sur MDS version 6.5".

- [30] V. BRADY, T. HSU, R. REEVES, M. VERMEULEN “Development of a monolithic FET Ka-band Single side band upconverter and image reject downconverter”, Proc. GaAs IC Symposium ,1989, pp. 189-192.
- [31] A. MINAKAWA, T. HIROTA “An extremely small 26 GHz monolithic Image rejection mixer without DC power consumption”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 41, n°9, 1993, pp. 1634-1637.
- [32] J. PUTNAN, R. PUENTE “A monolithic image rejection mixer on GaAs using lumped elements”, Microwave journal, 1987, pp. 107-116.
- [33] JM. DIEUDONNE, A. KLAASSEN, U. GUTTICH, B. ADELSECK, J. SCHROTH, J. SPLETTSTOBER, A. COLQUHOUN “GaAs MESFET technology based MMICs for millimetre-wave front-ends”, The international conference and exhibition designed for the microwave community, 1994, pp. 534-541.
- [34] B. ADELSECK, A. COLQUHOUN, JM. DIEUDONNE, G. EBERT “A monolithic 60 GHz diode mixer and IF amplifier in compatible technology”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 37, n° 12, 1989, pp. 2142-2146.
- [35] S.A. MAAS “A GaAs MESFET balanced mixer with very low intermodulation”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 35, n° 4, 1987 pp. 425-428.
- [36] C. TRONCHE “MMICs for 30/20 GHz space equipments”. The international conference and exhibition designed for the microwave community, 1994, pp. 1967-1972.
- [37] F.CARDINAL, H.AN, I.MAG, R.SMITH “A high-performance broadband MMIC PHEMT resistive drain mixer for 28-40 GHz band PCN applications” IEEE Microwave and millimeter-wave Monolithic circuits symposium June 16-18, 1996, pp. 47-50.
- [38] C. YU CHI, GM. REBEIZ “Design of lange couplers and single-sideband mixers using micromachining techniques”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 45, n° 2, 1997, pp. 291-294.
- [39] BAHL, BHARTIA “Microwave solid state circuit design” Wiley Interscience.
- [40] RC Design Techniques “Millimetrewave orientated” design course, P.M.L. 1994.
- [41] HEWLETT-PACKARD “Application note 57-1, fundamentals of RF and microwave noise figure measurements”, 1983.

RESUME

Dans tout système de communication, le signal transportant l'information de l'émetteur au récepteur se trouve au cours de sa propagation dénaturé par divers bruits. Aussi, la réception et le traitement de signaux de faibles puissances, nécessitent l'utilisation de moyens techniques appropriés pour favoriser la diminution du bruit.

Dans cette perspective d'immunité au bruit, nous avons présenté dans ce mémoire la réalisation de récepteurs à faible bruit dans le domaine millimétrique, en étudiant le bruit dans les circuits non linéaires afin de minimiser le bruit du mélangeur.

S'appuyant sur la synthèse des différents modes et architectures de mélange, et sur l'étude du bruit dans les mélangeurs, différentes fonctions de mélange ont été conçues en optimisant le facteur de bruit, les niveaux d'intermodulation, la consommation et la taille du circuit.

L'étape ultime de cette démarche nous a conduit à la réalisation d'un circuit multi-fonctions en accord avec la description d'une chaîne de réception. Ce circuit se compose d'un doubleur de fréquence pour l'accès de l'oscillateur local, et d'un mélangeur doublement équilibré à FETs froids associé à un amplificateur FI. Cette réalisation a démontré la faisabilité de circuits complexes dans le domaine millimétrique. L'excellente concordance entre les résultats de simulations et les mesures des différents circuits réalisés, montre la validité des modèles non linéaires de transistor que nous avons élaborés. De plus, compte tenu des résultats obtenus sur les circuits QUAD5 (mélangeur doublement équilibré) et DL28 (circuit multi-fonctions) leur phase d'industrialisation a été engagée. Enfin, la production de tels circuits offre des perspectives de vente à grande échelle, avec des objectifs de faible coût en terme de surface et de consommation.

MOTS CLEFS :

MELANGEUR
BRUIT NON LINEAIRE
CIRCUIT NON LINEAIRE
pHEMT
ARSENIURE DE GALLIUM (AsGa)
MILLIMETRIQUE
FACTEUR DE BRUIT
PUCE MULTI-FONCTIONS

ABSTRACT

In any system of communication the signal carrying the information from transmitter to receiver is corrupted by various noise sources during its transmission. This is the reason why the reception as well as the processing of low power signals requires the use of suitable techniques in order to further the reduction of the noise.

From viewpoint of a protection against noise, we set out in this thesis how to design low-noise receivers in the millimetric field, examining the noise in non-linear circuits in order to minimize the noise of the mixer.

Using different methods and structures of mixing as well as studying the noise in mixers, various functions of mixing have been designed optimizing the noise factor, the intermodulation level, consumption and the size of the circuit.

The last step in the process leads on to the achievement of a multifunction chip to meet the needs of receiver main. This circuit consists of a frequency doubler in the local oscillator path, a double balanced mixer using cold FETs and an IF amplifier. The excellent agreement between the measured and simulated results show the quality of the non-linear models developed, while the results themselves demonstrate the possibility of designing and fabricating complex millimetre wave circuits. Following on from the good results obtained on the « QUAD5 » (double balanced mixer) and « DL28 » (multifunction circuit) it has been decided to industrialize these circuits. The objective is to produce large quantities of such circuits with the objective of reducing the circuit size and consumption.



KEYWORDS :

MIXER
NON-LINEAR NOISE
NON-LINEAR CIRCUIT
PHEMT
GALLIUM ARSENIDE (GaAs)
MILLIMETRIC
NOISE FACTOR
MULTIFUNCTION CHIP